



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática

**Simulación y diseño de un puente rectificador
para su utilización como cargador de baterías**

Autor:

Pastor Fernández, Fernando

Tutor:

**Martín Miranda, Alfredo
Departamento de Tecnología
Electrónica**

Valladolid, Julio 2017.



AGRADECIMIENTOS:

- En primer lugar, quisiera dedicar este Proyecto a mi familia, en especial a mis padres y mis hermanos, ya que gracias a todo su esfuerzo, la dedicación y el apoyo que me han mostrado desde que comencé estos estudios, me han servido para mejorar día a día hasta lograr este éxito, por esta razón, nada hubiese sido igual sin ellos. Por lo que:

Jesús María,
María del Rosario,
David,
Carmen.

¡¡ Muchísimas gracias!!

- En segundo lugar a todos mis amigos y compañeros de la Universidad los cuales me han brindado su apoyo a lo largo de esta larga travesía, por lo que de igual manera sin vosotros nada hubiese sido lo mismo.

A todos vosotros

¡¡Gracias por todo!!

- Agradecer también a mi tutor por toda la paciencia, dedicación y ayuda que me ha dado durante la realización de este ejemplar.

Alfredo

¡¡Gracias!!

- Por último a todas aquellas personas que no he mencionado pero sé que siempre están ahí para darme todo su apoyo.

Para todos

¡¡ Mil gracias!!



RESUMEN:

Este trabajo tiene como objetivo la modelización, simulación y diseño de un puente rectificador para su utilización como cargador de baterías a partir de una fuente de corriente monofásica, es decir 230 voltios eficaces y 50 hercios de frecuencia, sin tener en cuenta un tipo de batería en particular. El puente rectificador se define para una potencia máxima que elegimos de 250 vatios y dentro de ella un rango en el voltaje de salida que elegimos de 12 voltios. La solución elegida pasa por elevar la tensión a 400 voltios mediante un elevador y luego reducirla a 12 voltios mediante un forward, solucionando el problema de los armónicos en la corriente y garantizando que la tensión de salida sea constante ante perturbaciones mediante el uso de un control automático del sistema. No se diseñarán los subsistemas adicionales necesarios para el control de las referencias exteriores dependientes del estado de carga.

PALABRAS CLAVE:

Batería, Armónico, Rectificador, Convertidor, Control.



ÍNDICE:

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.....	13
1.1 Encargo y objetivo del trabajo.....	13
1.2 Memoria descriptiva.....	13
1.2.1 Consideraciones iniciales.....	13
1.2.2 Resumen.....	16
CAPÍTULO 2 ACUMULADORES ELECTROQUÍMICOS.....	17
2.1 Componentes básicos.....	17
2.2 Operación de la celda.....	19
2.3 Unidades. Tensión y capacidad.....	20
2.4 Cinética y polarización.....	22
2.5 Aceptación de carga.....	23
2.6 Ciclos de vida de una batería.....	24
2.7 Sistema de carga.....	25
CAPÍTULO 3 PRIMERA ETAPA - CONVERTIDOR ELEVADOR BOOST.....	35
3.1 Distorsión armónica.....	35
3.2 Estándares y recomendaciones.....	37
3.3 Soluciones a la distorsión armónica.....	39
3.4 El convertidor elevador “Boost”.....	46
3.4.1 Análisis y modelado del convertidor elevador boost.....	47
3.4.2 Cálculos del convertidor boost convencional.....	56
CAPÍTULO 4 DISEÑO DEL CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA.....	61
4.1 El control del puente rectificador para convertidor elevador con CFP... 61	
4.1.1 Tipos de control: Analógico, digital, mixto.....	61
4.1.2 Dispositivos basados en núcleo microprocesador.....	64
4.1.3 Dispositivos digitales de hardware específico o dedicado.....	64
4.1.4 Algoritmos utilizados en el control digital de convertidores....	65
4.2 Planteamiento del control.....	70
4.3 Diseño del control.....	71
CAPÍTULO 5 SEGUNDA ETAPA - CONVERTIDOR FORWARD.....	81
5.1 Clasificación del convertidor Forward.....	81
5.2 Características y ecuaciones del convertidor Forward.....	82
5.3 Estudio del rizado generado por el convertidor Forward.....	91
5.4 Diseño del convertidor Forward empleado.....	93



CAPÍTULO 6 CONTROL DE TENSIÓN EN CONVERTIDOR FORWARD.....	95
6.1 Elección del procedimiento de control.....	95
6.2 Procedimiento de control empleado.....	95
6.3 Diseño del control de tensión en el convertidor Forward.....	97
CAPÍTULO 7 PLANOS Y SIMULACIONES.....	103
7.1 Planos.....	103
7.1.1 Elevador boost convencional.....	103
7.1.2 Elevador boost con lazo interno y externo de control.....	103
7.1.3 Convertidor Forward.....	104
7.1.4 Convertidor Forward con control en modo de tensión.....	105
7.1.5 Esquema general del puente rectificador.....	105
7.2 Simulaciones.....	106
7.2.1 Tensión de entrada.....	106
7.2.2 Corriente de entrada.....	106
7.2.3 Tensión a la salida de la primera etapa.....	107
7.2.4 Corriente a la salida de la primera etapa.....	107
7.2.5 Tensión a la salida de la segunda etapa.....	108
7.2.6 Corriente a la salida de la segunda etapa.....	108
7.2.7 Tensión que soportan los polos.....	109
7.2.8 Corriente que soportan los polos.....	110
7.2.9 Corriente con armónicos cuando no aplico el control CFP... ..	110
CAPÍTULO 8 POSIBLES MEJORAS DEL PROYECTO Y CONCLUSIONES.....	111
8.1 Posibles mejoras del proyecto.....	111
8.2 Conclusiones.....	111
CAPÍTULO 9 BILIOGRAFÍA Y REFERENCIAS.....	113
CAPÍTULO 10 ANEXO.....	115
10.1 ESQUEMA PUENTE RECTIFICADOR.....	115

ÍNDICE DE FIGURAS:

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Figura 1.1 Esquema general del puente rectificador.....	15
Figura 1.2 Esquema base del puente rectificador.....	15

CAPÍTULO 2 ACUMULADORES ELECTROQUÍMICOS

Figura 2.1 Componentes básicos de una batería.....	18
Figura 2.2 Tensión en bornes de una batería.....	19
Figura 2.3 Operaciones de carga y descarga en una batería.....	20
Figura 2.4 Curva de tensión y corriente en carga a corriente constante.....	26
Figura 2.5 Curva de tensión y corriente en carga a tensión constante.....	26
Figura 2.6 Curva de tensión y corriente en carga a intensidad y tensión constante.....	27
Figura 2.7 Curva de la corriente en carga por pulsos.....	28
Figura 2.8 Estrategia de carga conforme al estado de carga para baterías de ión de Litio.....	32
Figura 2.9 Estrategia de carga conforme al estado de carga para baterías de ión de Litio.....	34

CAPÍTULO 3 PRIMERA ETAPA - CONVERTIDOR ELEVADOR BOOST

Figura 3.1 Esquema monofásico equivalente a un convertidor de tensión y aun convertidor de corriente controlador por modulación de ancho de pulsos (PWM).....	43
Figura 3.2 Esquema de principio de funcionamiento del rectificador monofásico con muestreo senoidal.....	44
Figura 3.3 Variación de la corriente i_L respecto a la referencia.....	45
Figura 3.4 Ejemplo de la variación con el tiempo y el espectro de armónicos de la corriente de entrada generados por un rectificador con PFC de 2,5 kVA.....	46
Figura 3.5 Esquema eléctrico del circuito conversor elevador.....	47
Figura 3.6 Circuito físico del conversor elevador.....	48
Figura 3.7 Circuitos equivalentes de los estados de funcionamiento del Boost. (a) Estado 1: Transistor en conducción (b) Estado 2: Transistor en corte.....	48
Figura 3.8 Formas de onda del convertidor elevador. (a) Tensión en la bobina. Corriente en la bobina. (c) Corriente en el diodo. (d) Corriente en el condensador.....	50



Figura 3.9 Esquema del sistema no lineal. Modelo en Simulink.....54
Figura 3.10 Esquema del elevador boost convencional.....56

CAPÍTULO 4 DISEÑO DEL CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

Figura 4.1 Esquema de rectificador con doble lazo de control.....61
Figura 4.2 Control mixto de un rectificador con CFP.....62
Figura 4.3 Ancho de banda, margen de ganancia y margen de fase.....68
Figura 4.4 Respuesta impulsional y parámetros de evaluación del control.69
Figura 4.5 Control en lazo cerrado.....71
Figura 4.6 Elección del tipo de control en SmartCtrl.....72
Figura 4.7 Datos del elevador en SmartCtrl.....73
Figura 4.8 Elección de ganancia del sensor de corriente en SmartCtrl.....73
Figura 4.9 Elección del regulador del lazo interno de corriente en SmartCtrl.....74
Figura 4.10 Lazo interno de corriente en SmartCtrl.....74
Figura 4.11 Margen de fase vs frecuencia de cruce del lazo interno de corriente.....75
Figura 4.12 Estabilidad del lazo interno de corriente.....75
Figura 4.13 Estabilidad del lazo interno de corriente mediante bode.....76
Figura 4.14 Regulador del lazo externo de tensión en SmartCtrl.....77
Figura 4.15 Lazo externo de tensión en SmartCtrl.....77
Figura 4.16 Margen de fase vs frecuencia de cruce del lazo externo de tensión.....78
Figura 4.17 Teoría de la estabilidad de un sistema en diseño de frecuencia.....78
Figura 4.18 Estabilidad en diseño de la frecuencia del lazo externo de tensión.....79
Figura 4.19 Esquema completo del control diseñado.....79
Figura 4.20 Estabilidad en diseño de la frecuencia de todo el control.....80

CAPÍTULO 5 SEGUNDA ETAPA - CONVERTIDOR FORWARD

Figura 5.1 Curva B-H.....82
Figura 5.2 Esquema general del convertidor Forward.....83
Figura 5.3 Esquema del convertidor Forward con el interruptor cerrado....84
Figura 5.4 Evolución de la corriente en L con el interruptor cerrado.....86
Figura 5.5 Esquema del convertidor Forward con el interruptor abierto.....86
Figura 5.6 Evolución de la corriente en L con el interruptor abierto.....88
Figura 5.7 Evolución de la corriente en L para régimen permanente.....89

Figura 5.8 Evolución de las corrientes en Lm y L para régimen permanente.....	91
Figura 5.9 Valor medio de la corriente en L para régimen permanente.....	92

CAPÍTULO 6 CONTROL DE TENSIÓN EN CONVERTIDOR FORWARD

Figura 6.1 Esquema general del control de tensión del Forward.....	96
Figura 6.2 Esquema del comparador del error junto con el controlador PWM.....	96
Figura 6.3 Evolución de la tensión al aumentar el ciclo de servicio.....	97
Figura 6.4 Selección de la opción de control con la herramienta SmartCtrl.....	98
Figura 6.5 Introducción de parámetros del Forward en SmartCtrl.....	98
Figura 6.6 Elección del sensor del Forward en SmartCtrl.....	99
Figura 6.7 Introducción de los parámetros del sensor del Forward en SmartCtrl.....	99
Figura 6.8 Elección del regulador del Forward en SmartCtrl.....	100
Figura 6.9 Introducción de parámetros del regulador del Forward en SmartCtrl.....	100
Figura 6.10 Selección de margen de fase y frecuencia de cruce en SmartCtrl.....	101
Figura 6.11 Gráfico del margen de fase vs frecuencia de cruce en SmartCtrl.....	101
Figura 6.12 Respuesta del sistema en SmartCtrl.....	102

CAPÍTULO 7 PLANOS Y SIMULACIONES

Figura 7.1 Elevador Boost convencional.....	103
Figura 7.2 Elevador Boost con lazo interno y externo de control.....	104
Figura 7.3 Convertidor Forward.....	104
Figura 7.4 Convertidor Forward con control en modo de tensión.....	105
Figura 7.5 Esquema general del puente rectificador.....	105
Figura 7.6 Señal de tensión de entrada.....	106
Figura 7.7 Señal de corriente a la entrada.....	106
Figura 7.8 Señal de tensión a la salida de la primera etapa.....	107
Figura 7.9 Señal de corriente a la salida de la primera etapa.....	107
Figura 7.10 Señal de tensión a la salida de la segunda etapa.....	108
Figura 7.11 Señal de corriente a la salida de la segunda etapa.....	109
Figura 7.12 Señal de tensión que soportan los polos del convertidor Forward.....	109
Figura 7.13 Señal de corriente que soportan los polos del convertidor Forward.....	110
Figura 7.14 Señal de corriente con armónicos si no aplico el CFP.....	110



ÍNDICE DE TABLAS:

CAPÍTULO 2 ACUMULADORES ELECTROQUÍMICOS

Tabla 2.1 Condiciones específicas según acumulador elegido.....	25
Tabla 2.2 Valores típicos para baterías de Plomo - Ácido.....	29
Tabla 2.3 Valores típicos para baterías de Níquel - Cadmio.....	30

CAPÍTULO 3 PRIMERA ETAPA - CONVERTIDOR ELEVADOR BOOST

Tabla 3.1 Límites para los equipos de la Clase A. Standard IEC 61000-32.....	39
--	----

1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 ENCARGO Y OBJETIVO DEL TRABAJO.

El presente trabajo de título “Simulación y diseño de un puente rectificador para su utilización como cargador de baterías” tiene como finalidad la realización del Trabajo Fin de Grado exigido en el R.D. 1397/2007 de 29 de octubre, por el que se establece la ordenación de las enseñanzas universitarias oficiales y en la Orden CIN/351/2009, de 9 de febrero, por la que se establecen los requisitos para la verificación de los títulos universitarios oficiales que habiliten para el ejercicio de la profesión de Ingeniero Técnico Industrial, para conseguir el título de Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática de la Universidad de Valladolid.

1.2 MEMORIA DESCRIPTIVA

Este trabajo aborda la modelización, simulación y diseño de un puente rectificador para su utilización como cargador de baterías. En principio no se tiene en cuenta un tipo de batería en particular, por lo cual, el puente rectificador se define para una potencia máxima y dentro de ella, un rango en el voltaje de salida. No es objeto de este trabajo el diseño del cargador de baterías completo, por lo que no se analizan los subsistemas adicionales necesarios para el control de las referencias exteriores dependientes del estado de carga.

1.2.1 CONSIDERACIONES INICIALES

Un puente rectificador en esencia es un circuito electrónico capaz de recoger la energía procedente de una determinada fuente con unas características determinadas, adaptando esta, a las condiciones que requiera la carga.

Bajo estas premisas, se hace necesario establecer:

- Las características de la fuente que suministra la energía
- Las características de la carga
- El rendimiento y la capacidad (potencia) del rectificador

En el caso de este trabajo el rectificador se alimenta desde la red eléctrica convencional, concretamente una fuente de corriente alterna monofásica de 230V eficaces y con una frecuencia de 50Hz ($V_{in} = 325 \sin(100\pi t)$).



El rectificador es un convertidor electrónico diseñado y construido para la conversión de corriente alterna (CA) en CC. Debe de suministrar potencia en CC a una carga con característica no lineal, siendo necesario mantener la calidad de la red eléctrica en CA, lo que obliga a cumplir la normativa que limita los armónicos de intensidad inyectados a dicha red para aplicaciones de media y elevada potencia (IEC61000-3-2 para una absorción de corriente inferior a 16A y IEC61000-3-4 si la absorción de corriente supera los 16A).

Es pues necesario obtener un rectificador CA-CC que consiga un bajo contenido armónico de intensidad y un elevado factor de potencia (cercano a la unidad), también denominado corrector de factor de potencia (CFP).

En este trabajo la carga (una batería) determina las características de la corriente de salida del rectificador. El modo de carga de la batería empleado determinará los parámetros de salida del circuito (rangos en la tensión y corriente de carga).

Con ellos se define la potencia máxima que puede entregar el rectificador y en base a todo, utilizar una topología que permita maximizar la eficiencia del proceso de carga de la batería, asumiendo las mínimas pérdidas posibles.

Así pues, se parte de una alimentación de corriente alterna la cual ha de ser convertida en corriente continua como requiere la carga de la batería. Además deberá de existir un sistema de control del rectificador que permita establecer los niveles de tensión y corriente a la salida, de acuerdo con el estado de carga.

De forma general, las técnicas más comunes utilizadas hoy día para la rectificación monofásica onda completa con alto factor de potencia (PFC) en sistemas multietapa, básicamente se constituyen por una fuente de alimentación AC, un circuito rectificador, la etapa de potencia implementada en general sobre un convertidor DC/DC por etapa con filtro de salida, y la carga.

Aunque es posible una solución con una sola etapa, adecuadas hasta 300-400w, se aconseja utilizar un esquema con un puente rectificador y dos etapas de conversión, como se muestra en la figura 1.1.

Un problema habitual en los convertidores CA/CC sin corrección del factor de potencia es la elevada Tasa de Distorsión Armónica (THD), de la corriente que demandan de la red. Puede admitirse para pequeñas potencia, pero para la potencia del puente rectificador a estudio, se hace necesario llevar a cabo una corrección del factor de potencia (CPF), a fin de que la corriente demandada a la red se asemeje lo más posible a una senoide.

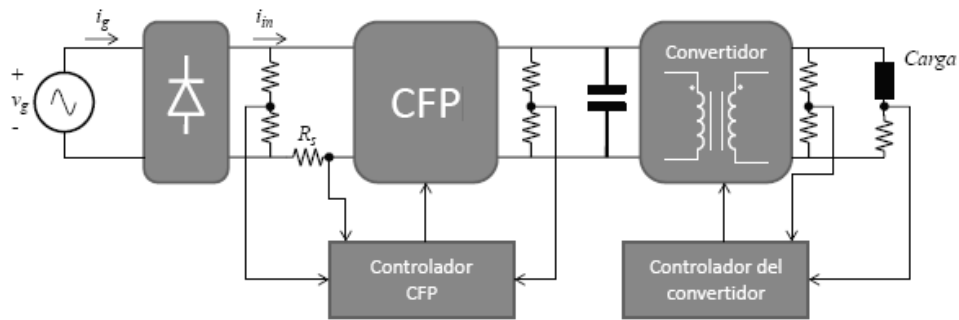


Figura 1.1 Esquema general del puente rectificador.

Para la primera etapa, existen múltiples topologías de convertidores conmutados trabajando como CFP. En general, el convertidor elevador trabajando como CFP obtiene una mayor eficiencia, por lo que es el tipo de convertidor más utilizado. No obstante para un mejor control y adaptación de la corriente continua entregada a la carga es conveniente la utilización de un segundo conversor CC-CC con aislamiento galvánico por acoplamiento magnético mediante un transformador de alta frecuencia, al presentar evidentes ventajas en volumen, peso y precio.

En el caso de rectificadores (convertidores CA/CC), para la primera etapa (convertidor elevador) suele haber un doble lazo de control. Aunque el objetivo principal es controlar la tensión de salida a un valor constante, se suele añadir otro lazo para controlar la intensidad de entrada y conseguir la corrección del factor de potencia. Para la segunda etapa, se utilizará un único lazo de control. El control puede implementarse sobre soluciones analógicas, digitales o mixtas.

En general, en la figura 1.2 se muestra un esquema de un puente rectificador completo, el cual con las adaptaciones oportunas servirá de base para la realización del presente trabajo.

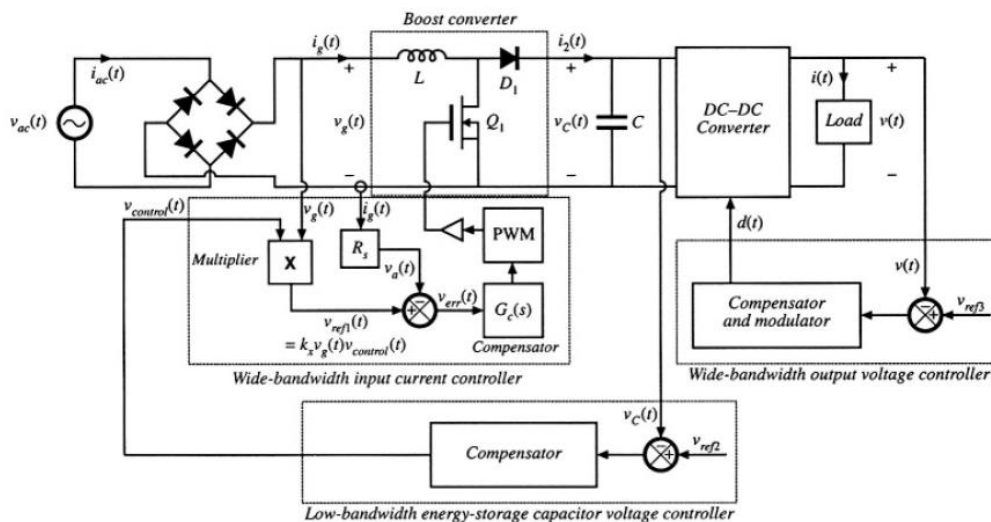


Figura 1.2 Esquema base del puente rectificador.



Así pues, este trabajo se basará en el estudio de la estructura de los circuitos de conmutación (PWM), la topología de los convertidores, el diseño del circuito de control, analizando su comportamiento en base a simulaciones.

1.2.2 RESUMEN

El presente trabajo se presenta estructurado en capítulos.

En el Capítulo 1, o capítulo visto, se ha abordado el problema que queremos tratar así como sus condiciones iniciales.

En el Capítulo 2, se hace un estudio básico de los acumuladores electroquímicos secundarios (baterías) empleados en la industria, con sus aplicaciones principales y en base a ellas los métodos de carga más empleados, puesto que la definición del proceso de carga es determinante en el diseño del puente rectificador (rangos de tensión y corriente de salida).

En el Capítulo 3, se hace un análisis y modelado del convertidor de potencia CC/CC tipo “boost”, utilizado en la primera etapa del puente rectificador, así como trataremos el problema de los armónicos en la corriente.

En el Capítulo 4, se hace el control del factor de potencia del convertidor de potencia CC/CC tipo “boost”, utilizado en la primera etapa del puente rectificador.

En el Capítulo 5, se hace un análisis y modelado del convertidor de potencia CC/CC con aislamiento galvánico de la Topología LLC resonante, empleado en la segunda etapa del puente rectificador.

En el Capítulo 6, se hace el control sobre la corriente de convertidor de potencia CC/CC con aislamiento galvánico de la Topología LLC resonante, empleado en la segunda etapa del puente rectificador, según conectamos una batería.

En el Capítulo 7 se realiza el diseño en plano y se muestran las simulaciones del puente rectificador en las diferentes etapas.

En el Capítulo 8 mostramos las conclusiones del proyecto realizado, además de proponer unas posibles mejoras de cara a la continuación futura de este trabajo.

2 ACUMULADORES ELECTROQUÍMICOS

2.1 COMPONENTES BÁSICOS.

Un acumulador electroquímico puede definirse como un dispositivo que convierte la energía química contenida en los materiales activos, en energía eléctrica por medio de reacciones electroquímicas de oxidación y reducción.

La unidad básica de este sistema se denomina celda o elemento. Una batería consiste en la unión de dos o más celdas conectadas en serie, paralelo o ambas formas para conseguir la capacidad y tensión deseadas.

Cada celda está constituida por los siguientes componentes básicos:

- Electrodo. Suelen ser placas que tienen dos partes:

La rejilla, la cual hace de elemento soporte del material activo y es el conductor eléctrico de la corriente generada

El material activo, normalmente una especie de pasta con cierta consistencia que permita ser aplicado a la rejilla.

- Electrodo negativo (ANODO).

También denominado ánodo. Durante la descarga de la batería se oxida y los electrones producidos en la reacción salen al circuito exterior.

Cuando la batería está cargada, el electrodo negativo está formado por metales, los cuales se oxidan durante el periodo de descarga.

- Electrodo positivo (CATODO).

También denominado cátodo. Durante la descarga se reduce, aceptando electrones del circuito exterior.

Cuando la batería se encuentra cargada, los electrodos positivos generalmente se corresponden con óxidos (PbO_2 , NiO ,...) que se reducen durante el proceso de descarga.

- Electrólito.

Es el conductor iónico que permite la transferencia de electrones en el circuito interior por medio del desplazamiento de los iones entre el ánodo y el cátodo.

Normalmente es una solución acuosa de un ácido, una base o sales.

- Separadores.

Su función es aislar las placas de diferente polaridad, evitando el cortocircuito en el interior de la celda, permitiendo al mismo tiempo el paso de los iones a su través.

- Elemento.

Formado por dos conjuntos de placas de diferente polaridad, ensambladas de forma que las placas positivas y negativas vayan alternándose, quedando aisladas por los separadores. Las placas de la misma polaridad se unen eléctricamente por medio de la tira de conexión.

La capacidad de un elemento es función de la superficie de la placa, el espesor de la placa y del número de placas.

La celda se compone de un elemento, electrolito, monobloque, tapa, tapones o válvula y conexiones (Figura 2.1).

Cuando se necesita una tensión mayor que la suministrada por un elemento, se unen varios en serie, pasando a formar una batería.

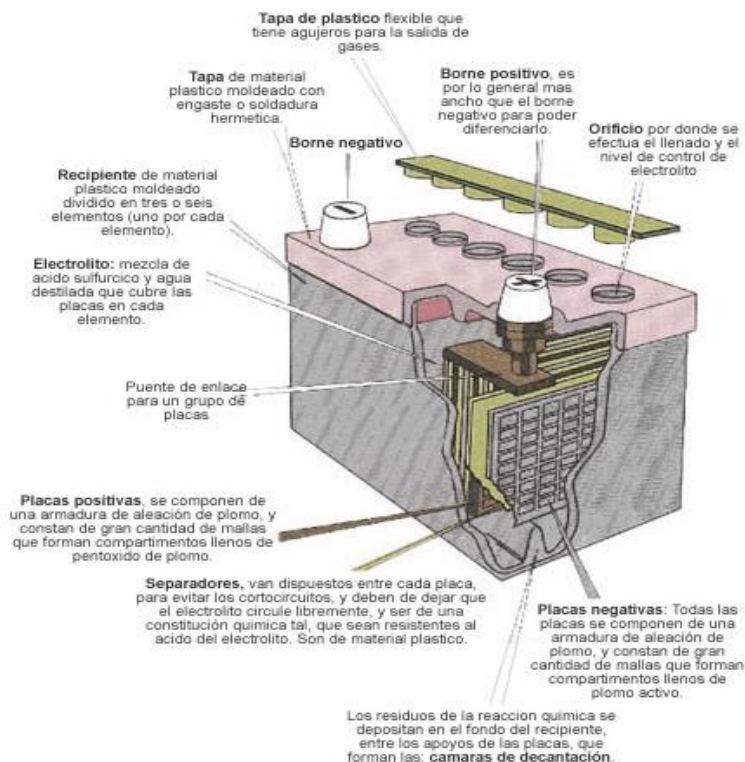


Figura 2.1 Componentes básicos de una batería.

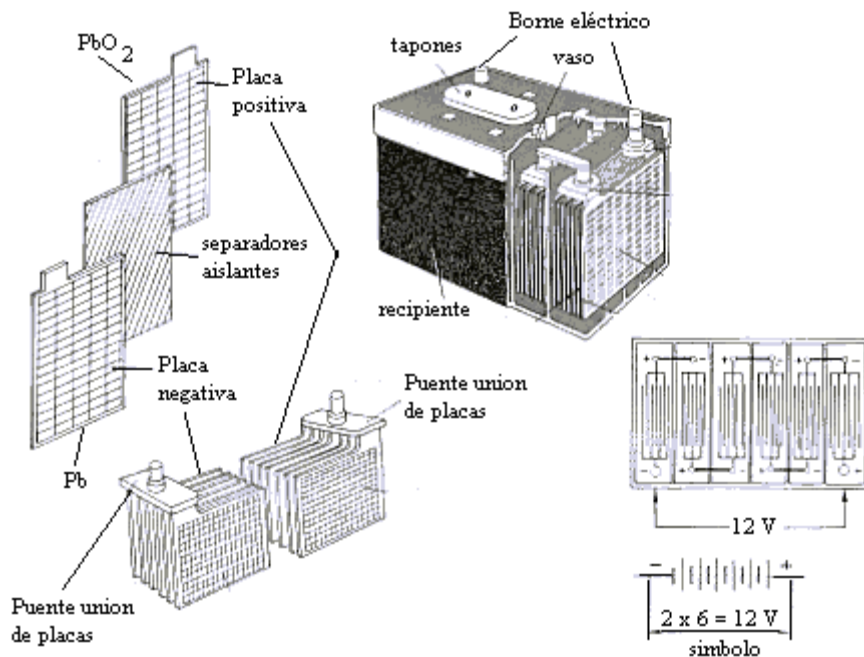


Figura 2.2 Tensión en bornes de una batería.

2.2 OPERACIÓN DE LA CELDA.

La operación básica de la celda es la producción de energía eléctrica en el proceso de descarga. En sistemas reversibles (acumuladores secundarios), hay que contemplar otra operación básica: la carga, donde por medio de una corriente eléctrica externa se vuelve a los materiales iniciales.

- Descarga

Cuando una batería es conectada a un consumo o una resistencia externa se produce un flujo de electrones que va desde el polo negativo a polo positivo a través del circuito exterior.

En el polo negativo o ánodo se produce una reacción de oxidación de la materia activa generándose cationes que emigran a través del electrolito y del separador, al polo positivo o cátodo.

En el polo positivo se produce una reacción de reducción del material activo debido a los electrones que proceden del polo negativo. Se generan aniones que emigran a través del electrolito y del separador, al polo negativo o ánodo.

El circuito se cierra por el paso de electrones por el exterior de la celda y el movimiento de iones por el interior de la celda.

- Carga

En aquellas celdas que son reversibles, es posible regenerar los materiales activos transformados durante la descarga a su estado inicial, conectando la celda o batería a una fuente de corriente continua, uniendo el polo positivo y negativo de la fuente, al polo positivo y negativo de la batería respectivamente.

Se produce un flujo de electrones por el circuito exterior, y de iones en el interior de la celda, en dirección inversa a la operación de descarga.

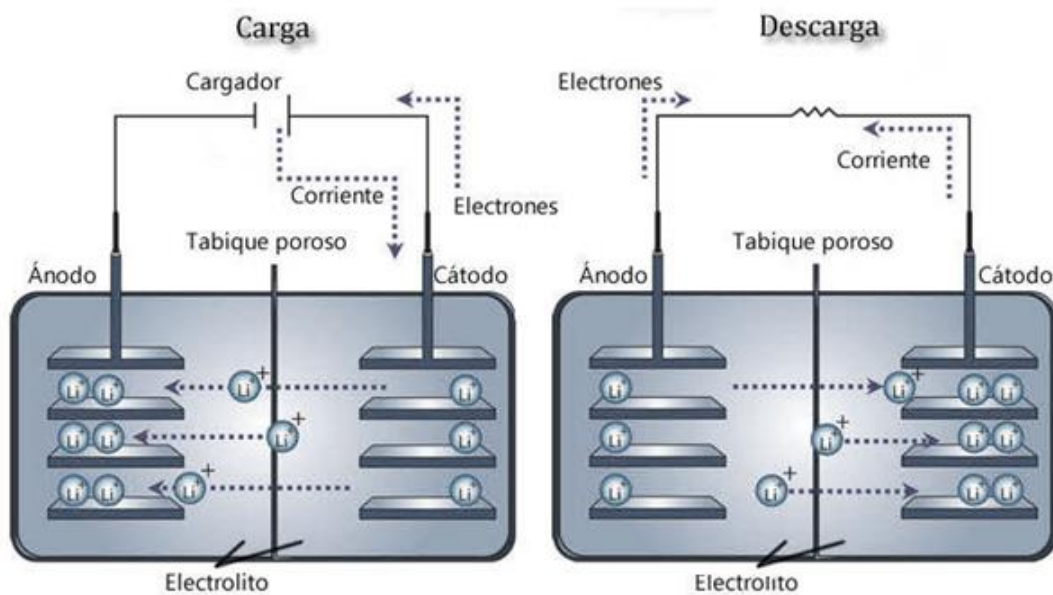


Figura 2.3 Operaciones de carga y descarga en una batería.

2.3 UNIDADES. TENSION Y CAPACIDAD.

Las unidades que definen las características básicas de una celda o batería son la tensión y la capacidad.

- Tensión

Cuando un electrodo se sumerge en un electrolito se produce una distribución de cargas que puede ser atribuida a diferentes mecanismos: Orientación de dipolos en la intercara metal-solución, transferencia de carga a través de la intercara, adsorción de iones en la intercara.

El mecanismo preferente es la transferencia de carga. En la intercara metal-electrólito se forman dos capas cargadas con signo opuesto que se mantienen a una cierta distancia una de otra y juntas forman lo que se denomina doble capa (realmente es una capa difusa ya que existe un cierto movimiento de iones producido por la diferencia de presión osmótica entre la zona próxima al metal y la zona interior de la solución). Esta es la causa por la que se crea una diferencia de potencial en la intercara, denominada Potencial o Tensión de Electrodo y su valor se mide en voltios.

El potencial de electrodo ha de medirse por referencia a otro electrodo. Si se mide respecto al electrodo de referencia (H_2), el potencial medido se denomina potencial estándar.

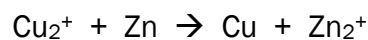
Una celda está formada por dos electrodos. La diferencia de potencial entre los dos electrodos, cuando no pasa corriente a través de la celda y su valor se mide en voltios.

En el caso de la pila de Daniell, el valor de la tensión de celda obtenida a partir de los potenciales estándar del electrodo sería:

Electrodo negativo: $(Zn/ZnSO_4) \quad Zn_{2+} + 2e^- \rightarrow Zn \quad E_o = -0,76 \text{ v}$

Electrodo positivo: $(CuSO_4/Cu) \quad Cu_{2+} + 2e^- \rightarrow Cu \quad E_o = 0,34 \text{ v}$

El potencial de la celda cuya reacción global es:



Se obtiene por la diferencia de potenciales de electrodo:

$$E \text{ celda} = 0,34 \text{ v} - (-0,76 \text{ v}) = 1,10 \text{ v}$$

- Capacidad

La capacidad de una celda es la cantidad total de electricidad producida en la reacción electroquímica y se define en culombios (C) o en Amperios-hora (Ah). En las baterías se mide en Ah.



La capacidad es determinada por la materia activa de los electrodos y está determinada por la ley de Faraday ($N = i \cdot \Delta t / nF$). Un equivalente-gramo de material produce 96500C ó 26,8 Ah.

Se define capacidad teórica al valor:

$$C_T = x \cdot n \cdot F \quad [2.1]$$

Dónde:

x: nº de moles que intervienen en la reacción completa de descarga.

n: nº de electrones que intervienen en la reacción.

F: nº de Faraday (96500 C).

La capacidad real siempre es menor que la capacidad teórica, midiéndose en la práctica descargando la celda a una intensidad constante hasta alcanzar un valor especificado de la tensión en bornes (tensión de corte).

El valor de la capacidad es el valor de la intensidad (amperios) por la duración de la descarga (horas).

También se suele utilizar el término de capacidad específica, que es el valor de la capacidad dividida por el peso de la celda y se mide en Ah/kg.

2.4 CINETICA Y POLARIZACION.

Cuando una celda suministra una corriente eléctrica, se produce una caída de tensión en sus terminales denominada polarización o sobretensión. Este término también se aplica al aumento de la tensión sobre el valor de equilibrio, que se produce cuando una celda reversible es sometida a un proceso de carga.

En descarga, el polo negativo se hace más positivo y el potencial del polo positivo se hace más negativo. Los potenciales de ambos electrodos tienden a igualarse.

En carga ocurre el fenómeno contrario.

La polarización es la medida de la dificultad para que tenga lugar una reacción electroquímica. Los diferentes procesos que tienen lugar dentro de una reacción electroquímica dan lugar a tres tipos diferentes de polarización:

- Polarización de activación: Debida a las limitaciones de la cinética de los procesos de transferencia de carga que tienen lugar en la intercara metal-electrólito, al tener que superar una barrera de energía que está relacionada con la caída de tensión en la doble capa (caracterizada por la ecuación de Tafel).
- Polarización de concentración: Es una consecuencia de la acumulación de materiales electroactivos cerca de la superficie del electrodo, en el proceso de disolución anódica del metal o el agotamiento de los mismos en el proceso catódico de depósito de los cationes sobre el electrodo (caracterizada por la ecuación de Nernst-Planck y leyes de Fick).
- Polarización de resistencia: Es debida a la resistencia del electrólito y de las posibles películas superficiales en el electrodo. En una batería hay que considerar la resistencia interna de la celda como una suma de resistencias (Electrólito, materiales activos, rejillas, conexionado interno, separadores, películas de corrosión).

La polarización de resistencia es proporcional a la densidad de corriente, mientras que la polarización de activación y concentración tienen una dependencia logarítmica de la densidad de corriente.

La polarización de resistencia tiene una gran importancia en aquellas baterías que han de trabajar con grandes intensidades, como pueden ser las baterías de arranque.

2.5 ACEPTACION DE CARGA.

La aptitud del acumulador para aceptar la corriente de carga es una característica importante de los sistemas recargables, especialmente en aplicaciones como acumuladores de emergencia o donde se necesita aprovechar al máximo la corriente de carga como es el caso del acumulador solar.

La aceptación de carga depende de varios factores:

- Condiciones de carga: Método empleado para realizar la carga de la batería (tensión constante, corriente constante, pulsos, sistemas combinados). En general, la aceptación de carga mejora a bajos regímenes de carga ya que se evita la polarización de concentración y el aumento excesivo de la temperatura.
- Temperatura del electrólito: A bajas temperaturas se dificulta la difusión de materiales electroactivos disminuyendo la aceptación de carga.



- Estado de carga: La batería acepta mejor la carga cuanto más descargada se encuentre. En la fase final de la carga se produce una fuerte polarización de los electrodos debido al agotamiento del material que queda por cargar.
- Vida del acumulador: Al envejecer el acumulador (por largos periodos sin recarga o por la utilización del mismo) se producen transformaciones (corrosión, cristalización del material del electrodo) que conllevan a una disminución de la aceptación de carga.
- Contaminantes: las impurezas presentes en el acumulador, procedentes de varias fuentes (oxidación de los separadores, corrosión de los electrodos, impurezas del agua de relleno del electrolito) generalmente disminuyen el valor de aceptación de carga y favorecen reacciones ajenas a la carga.

2.6 CICLOS DE VIDA DE UNA BATERIA.

Los ciclos de carga/descarga producen tensiones mecánicas en los materiales activos debido al diferente volumen que tienen en el estado oxidado y reducido. Consecuentemente se produce una caída de material.

Los factores que influyen sobre la resistencia del acumulador a los ciclos de carga/descarga son:

Profundidad de descarga: Es el porcentaje de la capacidad del acumulador que se descarga en cada ciclo. Cuando las descargas son profundas, el número de ciclos de vida de una batería disminuye considerablemente, debido a las grandes tensiones generadas al ser mayor la cantidad de material transformado en cada ciclo.

Régimen de carga: El régimen de carga y el porcentaje de sobrecarga a que se somete el acumulador en cada ciclo influyen en la vida del acumulador. Cuanto mayor es el régimen de carga y el porcentaje de sobrecarga, menor será la vida alcanzada por la batería.

Temperatura: Las altas temperaturas producen problemas en el acumulador debido principalmente a la mayor corrosión de los electrodos.

Cada aplicación tiene condiciones específicas de profundidad de descarga, temperatura y frecuencia de ciclos que obliga a elegir el acumulador y el sistema de carga adecuado a la esperanza de ciclos de vida.

Así por ejemplo:

	Norma CEI 95-1 (1980)	Norma CEI 254-1 (1983)
	Acumulador de arranque	Acumulador de tracción
Profundidad de descarga	10%	75%
Condiciones de carga	40% de sobrecarga	11,5%
Temperatura	40°C	40°C
Nº de ciclos exigidos	108	1500

Tabla 2.1 Condiciones específicas según acumulador elegido.

2.7 SISTEMAS DE CARGA.

La carga de las baterías tiene que realizarse con corriente continua.

El método de carga debe de adaptarse a la aplicación y su importancia es decisiva en la vida útil de la batería.

Existen diferentes métodos para realizar la carga de una batería de media y gran capacidad y éstos se pueden clasificar en función de la forma en que puede variar la tensión o la corriente durante el proceso de carga o en función del tiempo que se requiere para realizar la recarga de la batería.

En cuanto a las características de la tensión y de la corriente que se utilizan para recargar una batería, los métodos de carga se pueden clasificar básicamente en carga a tensión constante y carga a corriente constante, con las siguientes variantes:

- Corriente constante:

Se inyecta una corriente constante durante la carga de la batería hasta que la tensión alcanza su valor límite superior.

Se puede ver la evolución a lo largo del tiempo de la corriente inyectada a la batería y de la tensión en bornes de la misma cuando la batería es cargada a corriente constante en la Figura 2.4.

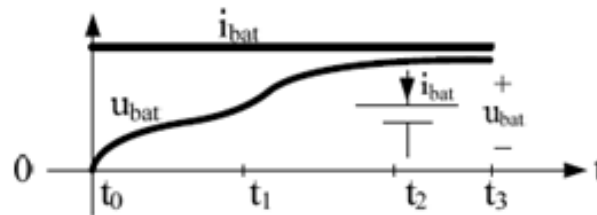


Figura 2.4 Curva de tensión y corriente en carga a corriente constante.

En general, no es un método adecuado para prolongar la vida de la batería, ya que normalmente con este método la polarización de concentración suele ser alta al como una consecuencia de la acumulación de materiales electroactivos cerca de la superficie del electrodo.

- Tensión constante:

La carga se realiza a un valor fijo de tensión. La intensidad inicial es la máxima que puede suministrar el equipo de carga. Con el paso del tiempo se alcanza la tensión de control y la intensidad comienza a disminuir.

Este método es peligroso con un valor alto de tensión y sin control de temperatura, pues un aumento de la temperatura produce una disminución de la resistencia interna de la batería provocando un aumento de la intensidad, que por efecto Joule, produce un mayor calentamiento de la batería de forma que puede llegar a producirse la explosión de esta. Este fenómeno se denomina embalamiento.

Se puede ver la evolución a lo largo del tiempo de la corriente inyectada a la batería y de la tensión en bornes de la misma cuando la batería es cargada a tensión constante en la Figura 2.5.

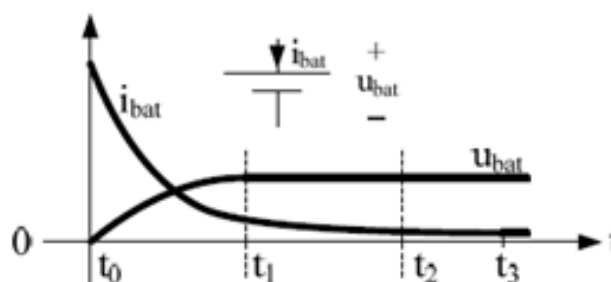


Figura 2.5 Curva de tensión y corriente en carga a tensión constante.

- Carga a intensidad y tensión constante:

El acumulador se carga a intensidad constante hasta que se alcanza el valor de la tensión de gasificación, a partir de ese momento se mantiene el valor de la tensión constante y la intensidad empieza a decrecer. Cuando la corriente alcanza un valor mínimo determinado, la carga finaliza pasándose a un régimen de “flotación” durante el cual se adapta la tensión disminuyendo esta hasta un valor en el cual la carga compensa las fugas de la batería. Se permanece en este estado hasta que tiene lugar el siguiente ciclo de descarga.

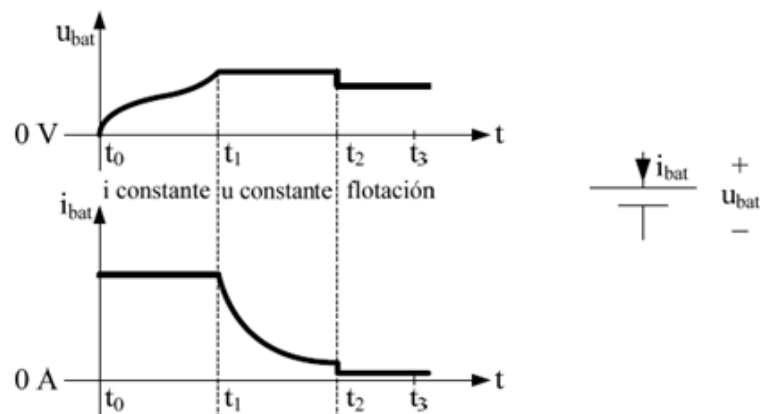


Figura 2.6 Curva de tensión y corriente en carga a intensidad y tensión constante.

- Carga con tensión creciente:

Este método se basa en disminuir la intensidad conforme aumenta el valor de la tensión.

Se definen dos valores de tensión de referencia: la tensión de gasificación y la tensión final. La carga se realiza a un valor alto de intensidad que puede llegar a 0,5C reduciéndola un 50% cuando se alcanza la tensión de gasificación.

- Carga por pulsos

Se aplica un tren de pulsos de corriente continua a la batería. La razón de carga (sobre la base de la corriente media) puede ser controlada con precisión mediante la variación de la anchura de los pulsos, típicamente alrededor de un segundo. Durante el proceso de carga, cortos períodos de descanso de 20 a 30 milisegundos entre los pulsos, permiten las acciones químicas necesarias que estabilicen la batería mediante la nivelación de la reacción en toda la masa del electrodo antes de volver a cargar. Este método puede reducir las reacciones químicas no deseadas en la superficie del electrodo, como la formación de gas, el crecimiento de cristales y pasivación, minimizando los efectos negativos de la carga a corriente constante.

Se suele decir que esta tecnología funciona con baterías de cualquier tamaño, voltaje, capacidad o composición química, incluyendo baterías automovilísticas reguladas por válvulas. Más apropiada para baterías de ion-litio. Empleando la carga por pulsos se pueden aplicar picos de alto voltaje sin sobrecalentar la batería.

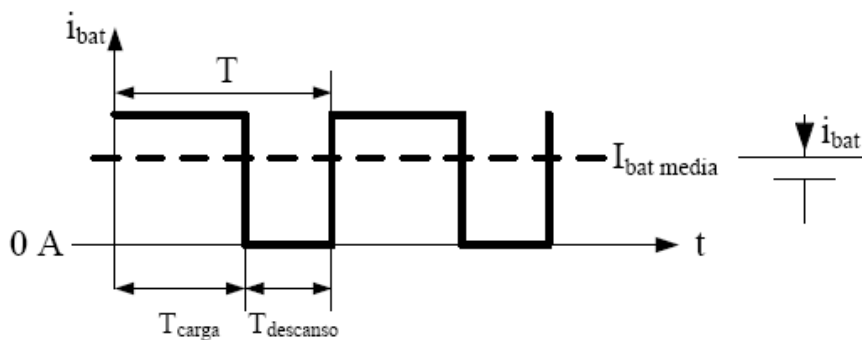


Figura 2.7 Curva de la corriente en carga por pulsos.

En función del tiempo en que se realiza la carga de la batería existen básicamente dos métodos de carga: carga lenta o convencional (método de carga tradicional) y carga rápida (método acelerado de carga).

A menos que sea necesario otro tipo de carga es aconsejable realizar una carga lenta utilizando una razón de carga de 0,1C necesitando un tiempo para alcanzar la plena carga por encima de las 10 horas, dado que la eficiencia del proceso no es del 100 por ciento.

Utilizando técnicas de carga rápida se puede reducir el tiempo de carga por debajo de las tres horas, y con medidas adecuadas de control y seguridad se puede conseguir la carga de un tanto por ciento elevado de la capacidad nominal de la batería en menos de una hora.

La selección de una razón de carga adecuada para realizar la recarga de la batería es muy importante ya que garantiza el máximo rendimiento de la batería y una vida útil prolongada, pero requiere de un conocimiento previo del comportamiento de la batería.

Cada uno de estos métodos está estrechamente relacionado con la evolución de las principales variables que intervienen en el proceso de carga: la tensión, la temperatura de la batería y la generación de gases en su interior.

La evolución de estas variables permite determinar con menor o mayor precisión el instante adecuado para la finalización de la carga o el cambio a otra razón de carga admisible por la batería sin peligro de un deterioro acelerado.

La corriente de salida depende del estado de la batería. Un cargador inteligente controla el voltaje de la batería, su temperatura y el tiempo que lleva cargándose, proporcionando una corriente de carga adecuada en cada momento. El proceso de carga finaliza cuando se obtiene la relación adecuada entre voltaje, temperatura y/o tiempo de carga.

Las siguientes tablas muestran los valores típicos de celda de las baterías más utilizadas:

- Baterías de Plomo – Ácido:

Baterías de Plomo – Ácido			
TIPO DE CELDA	ARRANQUE	TRACCIÓN	ESTACIONARIAS
Tensión nominal	2	2	2
Tensión en circuito abierto	1.90 – 2.15	1.90 – 2.15	1.90 – 2.15
Tensión final de la carga	2.5	2.5	2.5
Tensión final de la descarga	1.75	1.75	1.75
Eficiencia (CC a CC)	75% – 85%	75% – 85%	75% – 85%
Temperatura de trabajo	-40° – 55°	-20° – 40°	-10° – 40°
Energía específica (Wh/kg)	25	25	10 – 20
Densidad de energía (Wh/L)	70	80	50 – 70
Densidad de potencia	Alta	Moderadamente alta	Moderadamente alta
Expectativa de vida (años)	5 – 7	3 – 5	15 – 30
Expectativa de vida (ciclos)	200 – 700	1500	-

Tabla 2.2 Valores típicos para baterías de Plomo – Ácido.

- Baterías de Níquel – Cadmio:

Baterías de Níquel-Cadmio y otras baterías de electrodo de Níquel					
TIPO DE CELDA	Ni-Cd	Ni-Fe	Ni-Zn	Ni-H2	NiMH
Tensión nominal	1.2	1.2	1.5	1.4	1.2
Tensión en circuito abierto	1.29	1.37	1.73	1.32	1.4
Tensión final de la carga	1.5	1.6	2	1.6	1.5
Tensión final de la descarga	1.0	1.0	1.2	1.0	1.0
Eficiencia (CC a CC)	60% - 70%	60% - 70%	65% - 85%	65% - 85%	65% - 85%
Temperatura de trabajo	-20° - 40°	-10° - 45°	-10° - 50°	0° - 50°	-20° - 50°
Energía específica (Wh/kg)	20	30	50 - 60	64	75
Densidad de energía (Wh/L)	40	55	60 - 120	105	240
Densidad de potencia	Alta	Moderada a Baja	Alta	Moderada	Moderada a Alta
Tasa de autodescarga (% mes)	5	20 - 40	<20	Muy alta	15 - 25
Expectativa de vida (años)	8 - 25	8 - 25	-	-	2 - 5
Expectativa de vida (ciclos)	500 - 2000	2000 - 4000	500	1500 - 6000	300 - 600

Tabla 2.3 Valores típicos para baterías de Níquel – Cadmio.

- Baterías de Ión-Litio:

Dependiendo del material compuesto utilizado para los electrodos, los parámetros de celda pueden variar notablemente.

Debido a su uso más extendido, para baterías de ión de Litio con ánodo de LiCoO_2 y cátodo de grafito:

Tensión nominal: 3.7 voltios

Tensión en circuito abierto: 4.1 voltios

Eficiencia: 89% aprox.

Energía específica (Wh/kg): 150

Densidad de energía (Wh/L): 400

Densidad de potencia: Moderada; alta en diseños prismáticos

Tasa de autodescarga (% por mes): 2

Temperatura de trabajo ($^{\circ}\text{C}$): -20° – 50°

La esperanza de vida varía dependiendo de la profundidad de descargas (DOD).

Para DOD del 100%: sobre 3000 ciclos de carga-descarga

Para DOD entre el 20% y 40%: sobre 20000 ciclos de carga-descarga

En general, un cargador inteligente típico carga la batería hasta un 85% de su capacidad máxima en menos de una hora (modo de corriente constante), entonces cambia a carga de mantenimiento (modo de tensión constante) hasta conseguir la carga completa. Del control del proceso de carga se encargaría un subsistema auxiliar, el cual no entra en el objetivo de este trabajo.

Así, en las baterías de Ni-Cd y NiMH, el voltaje que puede ofrecer la batería aumenta poco a poco durante el proceso de carga hasta que la batería está totalmente cargada. Tras esto el voltaje disminuye, lo que indica al cargador que la batería está totalmente cargada. No obstante, el método más conveniente para detectar el final de carga vendría determinado por un sensor de hidrógeno.

En las baterías de litio las tensiones de corte apenas tienen margen con en otras baterías. La mayoría de las células de litio se cargan a 4,2V con una tolerancia de $\pm 0,5\text{mV}$. Aplicar voltajes más altos además de provocar estrés en la batería, podrían suponer un importante problema de seguridad, llegando a provocar la explosión de la celda.

En la carga de las baterías de ión de Litio es recomendable aplicar una corriente constante límite (entre 0,5 y 1C) hasta alcanzar el voltaje límite de la celda, aplicando a continuación el voltaje constante límite de la celda hasta que la corriente descienda por debajo del 3% de la corriente nominal aplicada en la primera fase de la carga, momento en que se consideraría el final de la carga, como se indica en figura 2.8.

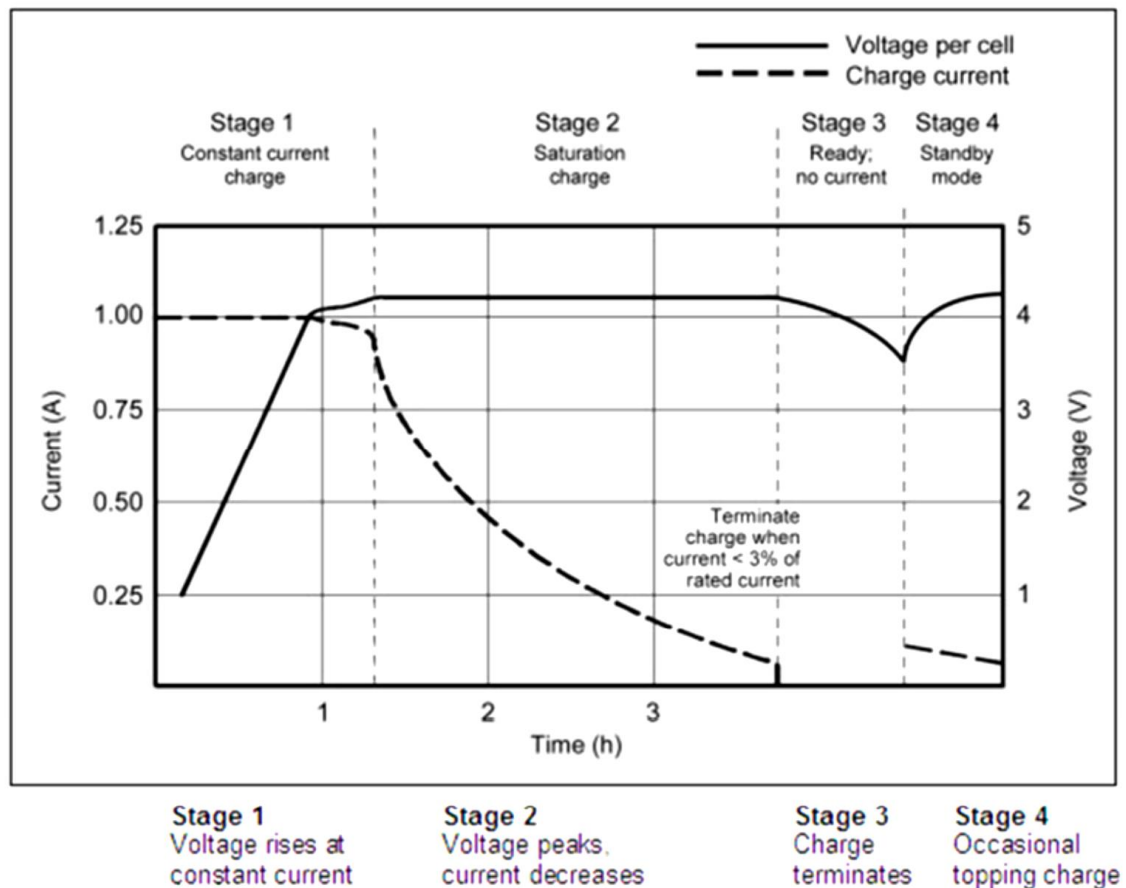


Figura 2.8 Estrategia de carga conforme al estado de carga para baterías de ión de Litio

La carga completa se produce cuando la batería alcanza el umbral de voltaje y la corriente cae a tres por ciento de la corriente nominal.

Una batería de litio no puede absorber la sobrecarga, lo que hace necesario que cuando se alcance la carga completa la corriente sea cortada. Se debe mantener el voltaje de pico de 4,2V el menor tiempo posible para evitar la formación de placas de litio metálico ya que pueden crear cortocircuitos internos.

Una vez que la carga se termina, la tensión de la batería comienza a disminuir. Con el tiempo, la tensión de circuito abierto se asentará a entre 3,60 y 3.90 voltios por celda.

En la simulación del puente rectificador diseñado en el presente trabajo se supondrá que este, carga una batería de Litio Ión Evolion® de Saft, adecuada para uso estacionario.

Características técnicas de la batería seleccionada:

Tensión nominal:	48 voltios
Capacidad nominal:	74 Ah
Densidad de energía volumétrica:	171 Wh/L
Densidad de energía gravimétrica:	130 Wh/Kg
Ventana de tensión:	42 V a 56 V
Intervalo de tensiones de carga:	52 V a 56 V
Tiempo de recarga típico:	Menos de 3 horas
Corriente de carga máxima recomendada:	32 A
Temperatura de funcionamiento:	-40° C a +75° C

Se tiene en cuenta la información suministrada por el fabricante, en el proceso de carga:

Asegúrese de ajustar la salida del rectificador a $56,0\text{ V} \pm 1\%$.

Debe ser superior a 49,0 V para permitir el equilibrado de los elementos durante la recarga.

Cuando la batería se usa en "modo cíclico" la corriente máxima dependerá de la temperatura de funcionamiento. Como regla general, la corriente de carga debe limitarse a 24 A si se prevé que la temperatura de funcionamiento será mayor de 30 °C.

Suponiendo una temperatura ambiente de 25° C, el proceso de carga comenzará suministrando 32 A de corriente constante, hasta que la tensión en bornes de la batería alcance los 56 voltios, momento en el que la carga se fijará a tensión constante hasta que la corriente de carga quede por debajo de 1A (3% de 32A). En este punto se detendrá la carga.

En la figura 2.9 se muestra la evolución del proceso de carga:

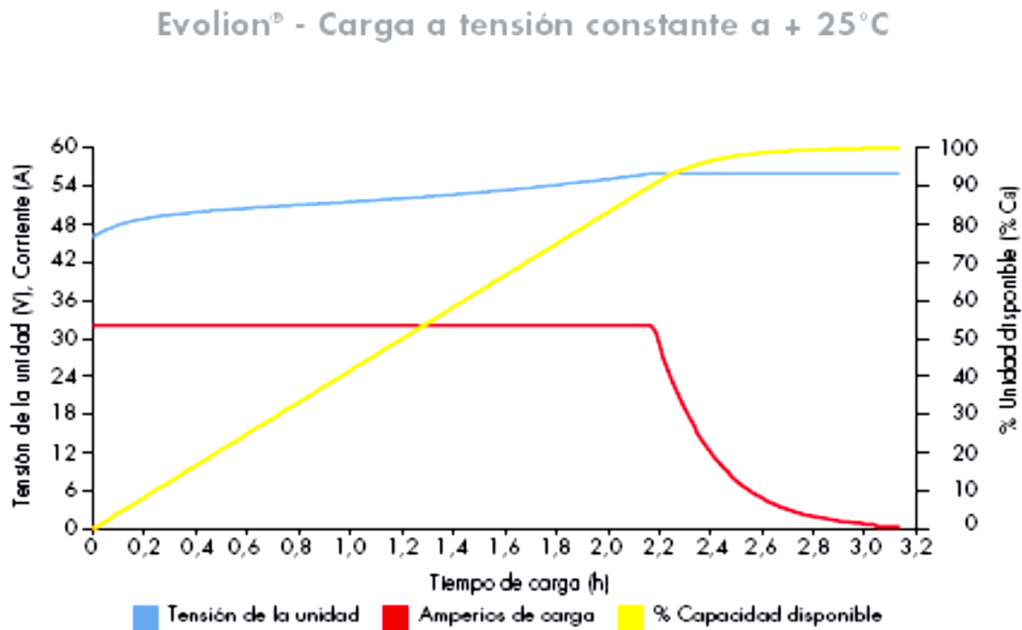


Figura 2.9 Estrategia de carga conforme al estado de carga para baterías de ión de Litio

3 PRIMERA ETAPA - CONVERTIDOR CC/CC CON CFP

3.1 DISTORSION ARMONICA.

Los sistemas eléctricos cuentan actualmente con una gran cantidad de elementos llamados no lineales, los cuales generan a partir de formas de onda sinusoidales y con la frecuencia de la red, otras ondas de diferentes frecuencias ocasionando el fenómeno conocido como armónicos.

Se dice que una carga es lineal cuando hay una relación lineal (ecuación diferencial lineal con coeficiente constante) entre la corriente y la tensión o, dicho de otra manera más simple, una carga lineal absorbe una corriente senoidal cuando se alimenta con una tensión senoidal, pudiendo estar la corriente desfasada un ángulo ϕ respecto a la tensión. Cuando esta relación lineal no se cumple, se habla de carga no-lineal. Ésta absorbe una corriente no senoidal, por tanto con corrientes armónicas, a pesar de estar alimentada por una tensión perfectamente senoidal.

Un receptor no lineal provoca caídas de tensión armónicas en los circuitos que le alimentan. Esto debe tenerse presente para todas las impedancias posteriores a la fuente de tensión senoidal. Por tanto, un receptor que absorbe corrientes armónicas tiene siempre una tensión no senoidal en sus bornes.

Para corriente se tienen dos tipos de índices, los de distorsión armónica individual y los de distorsión armónica total.

El índice de distorsión armónica individual se define mediante la siguiente ecuación:

$$D_i = \frac{I_i}{I_n} \times 100\% \quad [3.1]$$

Dónde:

D_i : Distorsión armónica individual de corriente.

I_i : Corriente de cada armónico.

I_n : Corriente nominal del alimentador.

Los índices de distorsión armónica total se definen como:

$$THD_I = \frac{1}{I_L} \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (I_i)^2} \times 100\% \quad [3.2]$$

$$THD_d = \frac{1}{I_d} \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (I_i)^2} \times 100\% \quad [3.3]$$

El índice de distorsión armónica individual de tensión se define mediante la siguiente ecuación:

$$D_v = \frac{V_i}{V_n} \times 100\% \quad [3.4]$$

Dónde:

D_v : Distorsión armónica individual de tensión.

V_i : Tensión de cada armónico.

V_n : Tensión nominal del alimentador.

El índice de distorsión armónica total de tensión se define como:

$$THD_v = \frac{1}{V_n} \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (V_i)^2} \times 100\% \quad [3.5]$$

Los armónicos son un fenómeno que genera problemas tanto para los usuarios como para la entidad encargada de la prestación del servicio de energía eléctrica ocasionando diversos efectos nocivos en los equipos de la red, a saber:

Efectos en los aparatos y sistemas de poca corriente.

El mal funcionamiento de ciertos aparatos que utilizan la tensión como referencia para el control de los semiconductores o como base de tiempos para la sincronización de ciertos equipos.

Perturbaciones porque se crean campos electromagnéticos. Así, cuando los conductores de «baja intensidad» o de «transmisión de datos» están muy próximos a cables de gran potencia recorridos por corrientes armónicas, pueden, por inducción, ser receptores de corrientes que pueden provocar fallos en el funcionamiento de los elementos conectados a ellos.

La circulación de corrientes armónicas por el neutro provoca una caída de tensión en el conductor; así, si el sistema de puesta a tierra del neutro es el TN-C, las masas de los diversos equipos no quedan a la misma tensión, lo que por su propia naturaleza provoca perturbaciones en los intercambios de información entre receptores «inteligentes». Además, hay circulación de corrientes por las estructuras metálicas de los edificios y, por tanto, creación de campos electromagnéticos perturbadores.

- Efectos en los condensadores:

La impedancia de los condensadores disminuye al aumentar la frecuencia. Por tanto, si la tensión está deformada, por los condensadores que se usan para la corrección del $\cos \phi$ circulan corrientes armónicas relativamente importantes.

Por otra parte, la existencia de inductancias en algún punto de la instalación tiene el riesgo de que se produzca resonancia con los condensadores, lo que puede hacer aumentar mucho la amplitud de un armónico en los mismos.

En la práctica, hay que ir con gran cuidado en no conectar nunca condensadores en instalaciones que tengan una tasa de distorsión armónica superior al 8%.

- Efectos en los transformadores:

Los armónicos producen pérdidas adicionales en los transformadores pérdidas por efecto Joule en los bobinados, incrementadas por el efecto pelicular y pérdidas por histéresis y corrientes de Foucault, en los circuitos magnéticos.

- Efectos en los alternadores:

Como en los transformadores, los armónicos producen pérdidas adicionales en los bobinados y en el circuito magnético.

Los armónicos producen también acoplamientos pulsantes que provocan vibraciones y calentamientos adicionales en los amortiguadores.

- Efecto en los cables y, en especial, en el conductor de neutro:

Las corrientes armónicas provocan pérdidas adicionales en los conductores, incrementadas además por el efecto pelicular.

Cuando las cargas monofásicas absorben corrientes del tercer armónico y sus múltiplos, es peor todavía, porque sus corrientes están en fase y se suman en el conductor de neutro.



3.2 ESTANDARES Y RECOMENDACIONES.

En el caso de convertidores con conexión directa a la red eléctrica, los estándares más extendidos a son el IEC 61000 en Europa (aplicado en España), y el IEEE 519-1992, en Estados Unidos.

La IEC (International Electrotechnical Commission) y el CENELEC (Comité Europeo de Normalización Electrotécnica) han establecido normas que limitan perturbaciones de baja frecuencia en redes industriales y domésticas, como las normas IEC 61000 y EN 61000.

La IEC exige en su estándar IEC 61000-3-2 que los fabricantes limiten el consumo de armónicos de corriente de sus productos.

Este estándar se aplica a todas las cargas monofásicas y trifásicas de menos de 16 A por fase.

Para cargas mayores se aplica el estándar IEC 61000-3-4.

Los productos deben certificarse en laboratorios autorizados para asegurar que cumplen el IEC 61000-3-2, efectivo desde el 1 de enero del 2001.

El puente rectificador del presente trabajo con conexión directa a la red eléctrica estaría englobado en la clase A que define la norma anterior.

En España, además del estándar IEC 61000 para limitar la distorsión armónica de corriente, el límite de distorsión de tensión aceptado por UNIPED (Unión de productores y distribuidores de energía eléctrica) es de THDV = 5% para redes industriales en baja tensión, mientras que en media y alta tensión el nivel máximo recomendado por los organismos internacionales es de THDV = 3%.

La tabla 3.1, muestra los límites de corriente armónica permitidos por la IEC 61000-3-2 para el equipamiento de clase A.

Nótese que estos límites corresponden a armónicos de corriente individuales, y no especifican la distorsión armónica total (THD).

Orden de armónico h	Corriente armónica máxima permitida (A)
Armónicos impares	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq h \leq 39$	$2,25 / h$
Armónicos pares	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq h \leq 40$	$1,84 / h$

Tabla 3.1 Límites para los equipos de la Clase A. Standard IEC 61000-3-2

3.3 SOLUCIONES A LA DISTORSION ARMONICA.

Tradicionalmente, para conseguir la compatibilidad electromagnética de los equipos exigida en las normas se han empleado diversas soluciones:

- Soluciones pasivas: inductancias, condensadores, transformadores, u otros elementos similares. En la mayor parte de casos, su misión es disminuir la tasa de distorsión armónica (TDA), en tensión, a un nivel tolerable. Los métodos más utilizados se basan en:

Limitar la circulación de los armónicos a la parte más pequeña posible de la instalación, con la ayuda de transformadores de acoplamiento adecuados.

Utilizar inductancias anti-armónicos. Esta disposición consiste en proteger los condensadores destinados a mejorar el factor de potencia colocándoles una inductancia en serie. Esta inductancia se calcula para que la frecuencia de resonancia no corresponda con ninguno de los armónicos presentes.



Filtros pasivos de armónicos. Se trata de utilizar un condensador en serie con una inductancia a la entrada para obtener la resonancia con un armónico de una frecuencia dada. Este montaje, puesto en derivación sobre la instalación, presenta una impedancia muy baja a la frecuencia de resonancia, y se comporta como un cortocircuito para el armónico considerado. Es posible utilizar simultáneamente varios conjuntos sintonizados a frecuencias diferentes para eliminar varios rangos de armónicos.

- Soluciones activas: básicamente constituidos por convertidores CA/CC conmutados, compensadores activos o soluciones híbridas.

La IEC-61000-3-2, limita la cantidad de contenido armónico introducido a la red por un equipo; para cumplir tales exigencias, es necesario implementar un sistema que reconstruya en forma activa la onda de corriente, de tal forma que la haga parecer sinusoidal.

En el supuesto de los compensadores activos “tipo shunt”: el objetivo es minimizar o incluso anular en el punto de conexión los armónicos de la corriente (o de la tensión), inyectando una corriente (o una tensión) adecuadas. Con la condición de que el dispositivo sea capaz de inyectar en cada instante una corriente cuya componente armónica sea de la misma amplitud que la de la carga y en oposición de fase, entonces la suma algebraica de las corrientes garantiza que la corriente entregada por la fuente es una señal senoidal pura.

- Soluciones con compensadores híbridos: están constituidos por estructuras que utilizan simultáneamente los filtros pasivos y los compensadores activos.
- Soluciones mediante convertidores conmutados: los convertidores conmutados son soluciones basadas en el principio de muestreo senoidal, el cual consiste en forzar a que la corriente absorbida sea senoidal.

El principio de funcionamiento será el mismo para todos los convertidores conmutados. Es el principio de almacenamiento y transferencia de energía en ciclos de conmutación. Durante el primer intervalo del ciclo de trabajo, el convertidor almacena la energía en la bobina, transfiriendo en el segundo intervalo de trabajo esta energía al condensador. El control gobierna los estados de conducción y de bloqueo de los conmutadores.

Dentro de los convertidores CC-CC se pueden encontrar varios tipos. Una primera división de los diferentes tipos se encuentra, como en los interruptores conmutadores, desde el punto de vista del número de cuadrantes en que se puede actuar el convertidor, es decir, si existe o no la posibilidad de obtener un flujo de potencia bidireccional.

Así pues, existen sistemas unidireccionales, denominados también convertidores de un cuadrante, y sistemas reversibles, subdividiendo éstos últimos en convertidores de dos cuadrantes y de cuatro cuadrantes.

Por otro lado, los que solamente admiten funcionamiento en un cuadrante se pueden subdividir en las denominadas tres configuraciones básicas Convertidor Buck (reductor), Convertidor Boost (elevador) y Convertidor Buck-Boost (elevador-reductor).

Además de estos convertidores CC-CC existen otros tipos, como los convertidores con aislamiento galvánico o convertidores resonantes.

Las variables de estados para los convertidores serán las tensiones en los condensadores y las corrientes en los inductores. También se incluye como variable de estado, la diferencia existente entre la tensión de salida y la tensión deseada (siendo contemplada como variable del error), cuando el controlador incluye un término integral.

Todos los convertidores pueden presentar dos modos de conducción, los cuales se deben a la relación entre el tiempo en el que el conmutador se encuentra cerrado, y el tiempo necesario para que la bobina descargue totalmente la energía almacenada previamente. Los modos de conducción posibles son:

- Modo de conducción continua (MCC): La intensidad que fluye por la carga fluctúa entre unos valores máximo y mínimo, pero nunca llega a anularse. Esto se debe a que el conmutador deberá estar bloqueado un intervalo de tiempo que permita a la intensidad en la carga no hacerse cero. De este modo, al comenzar el siguiente periodo la intensidad podrá partir de un valor inicial ($i_{L\text{mín}}$).
- Modo de conducción discontinua (MCD): La intensidad en la carga se hace nula en un momento determinado a lo largo de un intervalo de tiempo durante el cual el interruptor está abierto. El tiempo que permanece abierto el interruptor es mayor que el tiempo que puede estar la bobina cediendo energía, con lo que al iniciarse el siguiente periodo la intensidad en la carga partirá de cero.



El interruptor se abre y se cierra siguiendo una señal de periodo “T”. El tiempo durante el cual el interruptor está cerrado, se denominará tiempo de conducción (T_{on}). Por otro lado el tiempo que el interruptor permanece abierto, se llamara tiempo de bloqueo (T_{off}). La suma $T_{on} + T_{off}$ forman el periodo del convertidor (T).

Se denomina ciclo de trabajo a la fracción del periodo del convertidor en el cual el interruptor se halla cerrado (T_{on} / T_{off}).

Se puede deducir que se presentan tres formas diferentes de modificar el ciclo de trabajo, y por tanto la tensión de salida del convertidor.

- Variando el tiempo de conducción T_{on} , al mismo tiempo que se mantiene T fijo. Esta técnica es denominada como Modulación por Ancho de Pulso (PWM) ya que la frecuencia de la señal del convertidor se mantiene constante mientras que no ocurre así con la anchura del pulso que define el tiempo de conducción del convertidor. Es la técnica normalmente usada.
- Variando T y conservando T_{on} constante. Denominado Modulación de Frecuencia ya que es la frecuencia del convertidor la que varía. El inconveniente más destacado de este método de control se encuentra en la generación indeseada de armónicos a frecuencias impredecibles, por lo que el diseño del consiguiente filtro se revestirá de una complejidad en algunos casos excesiva.
- Modificando ambos, el tiempo de conducción T_{on} y T.

Si se trata de rectificadores, de cargadores de baterías, de variadores de velocidad para motores de corriente continua o de convertidores de frecuencia, en todos ellos, el elemento directamente conectado a la red es siempre un «puente rectificador». Es este el mismo componente y, generalizando, la etapa de entrada (potencia y control), el que determina el comportamiento en cuanto a armónicos del sistema completo.

Se pueden distinguir dos grandes familias, según que el rectificador actúe como una fuente de tensión, que es lo más frecuente, o como una fuente de corriente (ver figura 3.1).

- Convertidor con fuente de tensión: En este caso, el convertidor se comporta, con respecto a la red, como una fuerza contraelectromotriz, un “generador de tensión senoidal”, y la corriente senoidal se obtiene intercalando una inductancia entre la red y la fuente de tensión. La modulación de la tensión se obtiene por medio de un seguimiento encaminado a mantener la corriente lo más próxima posible a la senoide que se quiere conseguir.

Incluso si otras cargas no lineales aumentan la tasa de distorsión de la tensión de red, la regulación puede actuar para proporcionar una corriente senoidal. La frecuencia de las pequeñas corrientes armónicas residuales es la frecuencia de modulación y sus múltiplos. Esta frecuencia depende de las prestaciones de los semiconductores que se utilizan.

- Convertidor con fuente de corriente: El convertidor se comporta como un “generador” de corriente pulsante. Para restituir, al lado de red, una corriente senoidal, es indispensable un filtro pasivo relativamente grande. Este tipo de convertidor se utiliza en aplicaciones específicas, por ejemplo, para proporcionar una corriente continua perfectamente regulada.

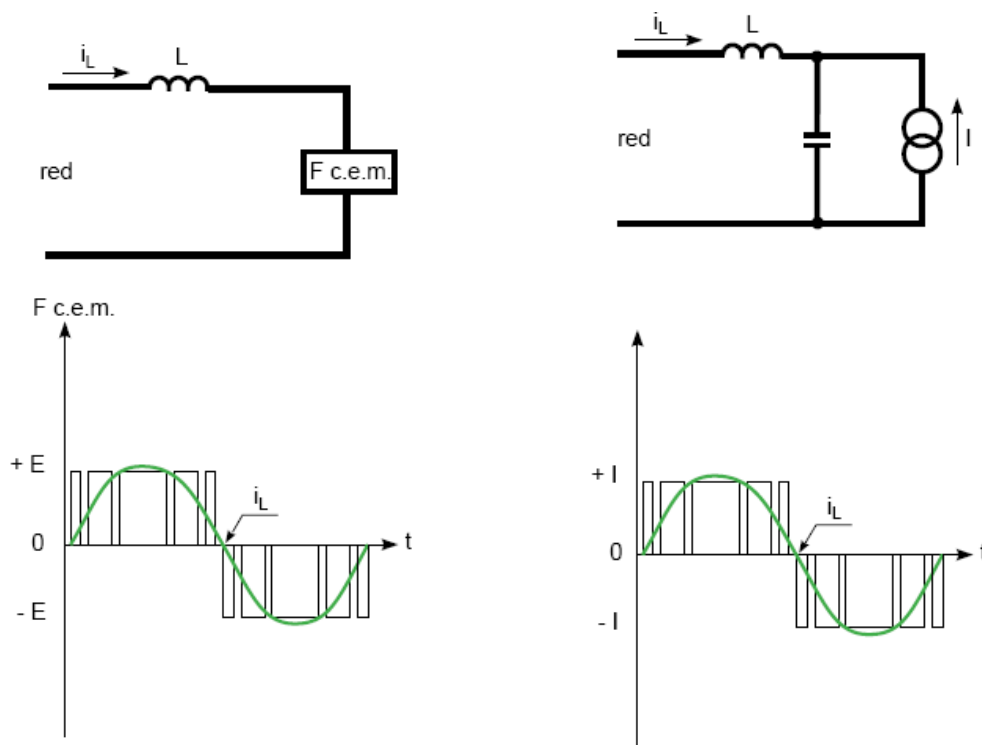


Figura 3.1 Esquema monofásico equivalente a un convertidor de tensión y a un convertidor de corriente controlador por modulación de ancho de pulsos (PWM)

Debido a su simplicidad de construcción, el esquema de la figura 3.2 es el más frecuentemente utilizado. Se trata de un convertidor CC/CC elevador o “boost”, el cual utiliza el principio de generador de tensión.

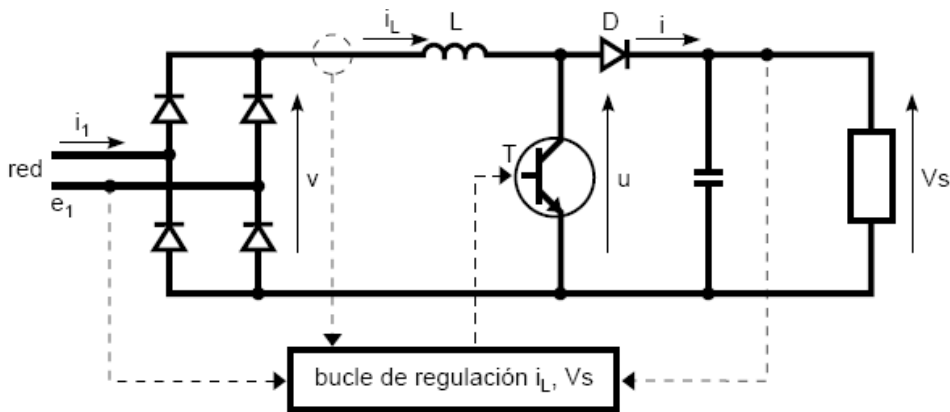


Figura 3.2 Esquema de principio de funcionamiento del rectificador monofásico con muestreo senoidal

Visto desde la fuente, el convertidor se debe comportar como una resistencia: i_1 senoidal en fase con e_1 ($\cos \phi = 1$). Mediante el control del transistor T, la regulación fuerza i_L para que siga una referencia de corriente de tipo senoidal rectificadora con un rectificador de doble onda. Por este motivo, necesariamente, la forma de i_1 es senoidal y está en fase con e_1 . Además, para mantener en la salida la tensión V_s a su valor nominal, la regulación actúa sobre el valor medio de i_L .

El transistor T (de tecnología MOSFET o IGBT) y el diodo D forman el modulador de tensión. La tensión (u) pasa así de 0 a V_s , según el estado de conducción o bloqueo del transistor T. Cuando el transistor T conduce, la corriente en la inductancia L no puede más que aumentar, puesto que la tensión v es positiva, y $u = 0$. Se tiene entonces:

$$\frac{di}{dt} = \frac{e}{L} > 0 \quad [3.6]$$

Cuando el transistor T está bloqueado, la corriente en L disminuye, con la condición de que V_s sea mayor que v , sucediendo que:

$$\frac{di}{dt} = \frac{e - V_s}{L} < 0 \quad [3.7]$$

Esta condición necesita que la tensión V_s sea mayor que la tensión de pico de v , es decir, el valor eficaz de la tensión alterna multiplicado por $\sqrt{2}$.

Si se cumple esta condición, es posible en todo momento hacer aumentar o disminuir la corriente en L . Controlando respectivamente los tiempos de conducción y bloqueo del transistor T , es también posible forzar la variación en el tiempo de la corriente en L .

La figura 3.3 muestra cómo varía la corriente i_L respecto al valor de la referencia. Las diferencias de i_L respecto a la sinusoide son tanto menores cuanto más corto es el tiempo de conmutación de T , es decir, que la frecuencia de corte es mayor. En este caso, la corriente i_L es muy próxima a la corriente senoidal rectificada, y la corriente de línea i_1 es entonces necesariamente senoidal.

Estos reconstructores se conocen como correctores activos de factor de potencia (PFC). La idea básica de estos circuitos es la de conmutar un regulador DC/DC alimentado desde un rectificador, a una frecuencia de al menos diez veces la de la red.

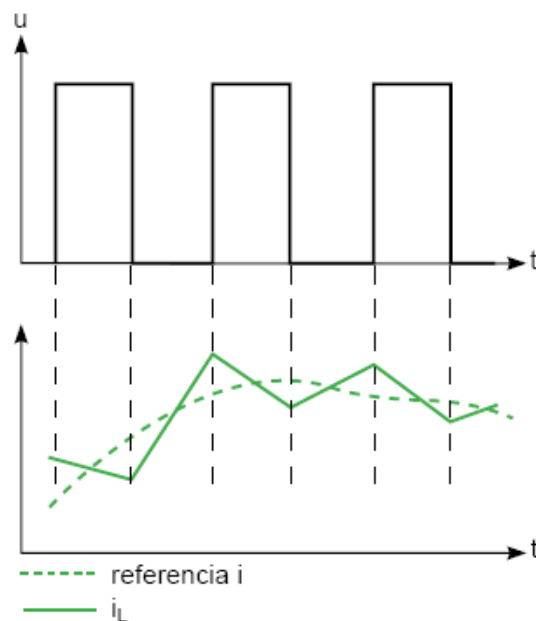


Figura 3.3 Variación de la corriente i_L respecto a la referencia.

La figura 3.4 representa la variación en el tiempo y el espectro de armónicos de la corriente generada por una unidad rectificadora con PFC de un SAI de 2,5 kVA. El transistor es un MOSFET, y la frecuencia de corte es de 20 kHz. Los armónicos de la corriente absorbida están muy atenuados respecto a una alimentación conmutada que no utilice el sistema de control por “muestreo senoidal” y su nivel es mejor que el exigido por la norma. El filtrado de los rangos ≥ 20 kHz es sencillo y no resulta de elevado costo.

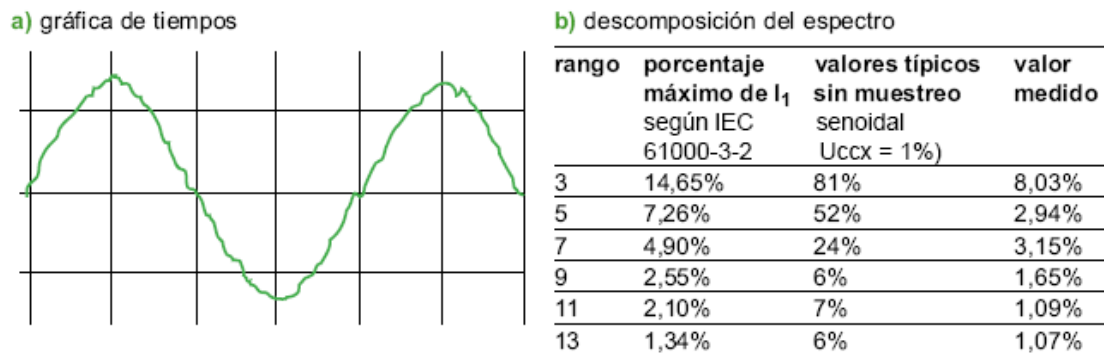


Figura 3.4 Ejemplo de la variación con el tiempo y el espectro de armónicos de la corriente de entrada generados por un rectificador con PFC de 2,5 kVA.

Existen diversas topologías para el diseño del convertidor CC/CC con regulación del factor de potencia a emplear en la primera etapa del puente rectificador. Escogeremos aquellas basadas en la topología del convertidor elevador por ser el que obtiene mayor eficacia: Elevador convencional, elevador entrelazado, elevador sin medio puente con fase cambiada, elevador entrelazado sin puente y elevador entrelazado resonante.

El elevador convencional es aconsejable hasta 1Kw de potencia. Para potencias hasta 3,5 Kw se pueden utilizar el elevador entrelazado y el elevador sin medio puente con fase cambiada. El elevador entrelazado sin puente y el elevador entrelazado resonante son recomendables para potencias mayores (>5Kw).

En el supuesto del presente trabajo, puente rectificador para uso como cargador de baterías, con una potencia entregada de 250w, se aconseja el convertidor elevador convencional.

3.4 EL CONVERTIDOR ELEVADOR “BOOST”.

El convertidor “Boost” o elevador es un convertidor CC/CC cuya función básica es mantener una tensión de salida regulada frente a variaciones de la tensión de entrada o de la carga, por lo que su aplicación principal se encuentra en las fuentes de alimentación conmutadas y en el frenado regenerativo de motores de CC.

Para nuestro proyecto buscaremos diseñar un elevador convencional para pasar de una tensión V_{red} a una tensión de salida constante V_0 de 400V, entregando una potencia de 250w, y solucionar el problema de los armónicos mediante un control PWM sobre el factor de potencia el cual crearemos en el próximo capítulo.

3.4.1 ANALISIS Y MODELADO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR “BOOST”.

El convertidor tipo Boost es un circuito elevador de tensión, que usa las características del inductor y el capacitor como elementos almacenadores de energía para elevar la corriente proveniente de la fuente de alimentación y usarla para inyectarla al condensador, produciendo así niveles de voltaje mayores en la carga que los de la fuente.

El interruptor en el esquema de la figura 3.5, contiene dos elementos:

- Un elemento de conmutación rápida como un MOSFET o un IGBT, aunque este es más habitual utilizarlo para potencias superiores a 1 Kw.
- Un diodo con un tiempo de recuperación mucho menor que el periodo de la señal de control.

La función de éste último, es impedir que la corriente de descarga del condensador se devuelva, ya que se desea que cuando la fuente se desconecta del condensador y de la resistencia de carga para almacenar energía en la bobina, se suministre corriente a la carga mediante la descarga del condensador.

Cuando el transistor está en conducción (interruptor en 1), la inductancia almacena energía para luego suministrarla simultáneamente a la carga y al condensador a otro nivel de voltaje en los intervalos en los que el transistor esté en corte (interruptor en 2).

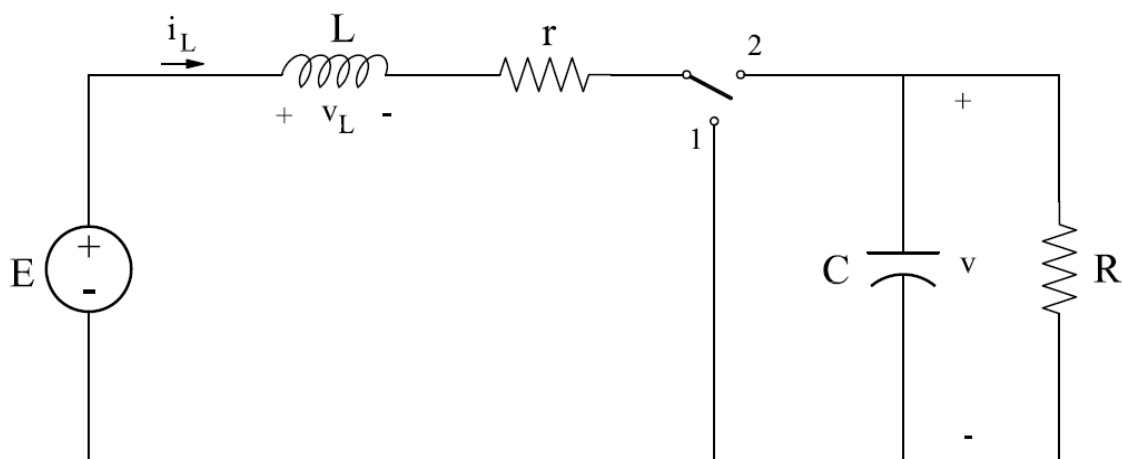


Figura 3.5 Esquema eléctrico del circuito convertidor elevador.

El interruptor en la posición 1 del circuito físico de la figura 3.6 indica que el transistor está en saturación, por lo que el ánodo del diodo queda cortocircuitado a tierra, con esto, el diodo queda en polarización inversa y por consiguiente no conduce comportándose como un interruptor abierto.

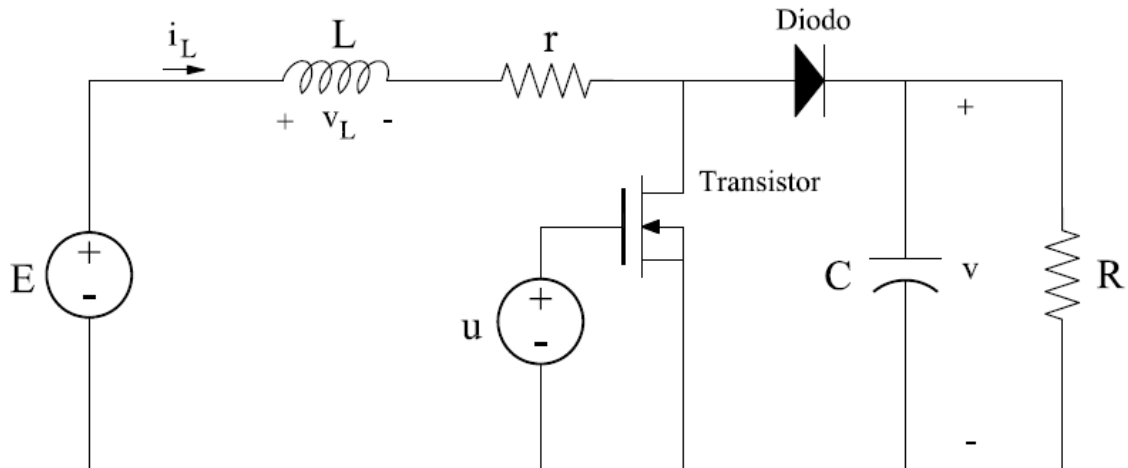


Figura 3.6 Circuito físico del convertor elevador

El convertor presenta dos estados de funcionamiento.

En el estado 1, el transistor está en conducción presentando el circuito eléctrico equivalente mostrado en la figura 3.7(a).

En el estado 2, el transistor está en corte presentando el circuito eléctrico equivalente mostrado en la figura 3.7(b).

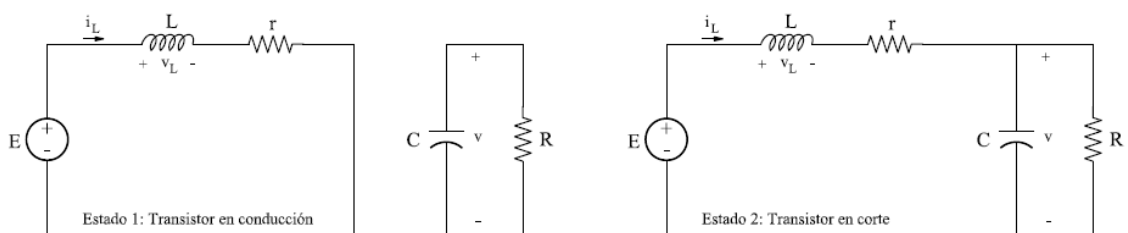


Figura 3.7 Circuitos equivalentes de los estados de funcionamiento del Boost.
(a) Estado 1: Transistor en conducción (b) Estado 2: Transistor en corte.

En el análisis del circuito se supone:

- El circuito opera en régimen permanente.
- El periodo de conmutación es T y el transistor conduce un tiempo DT y está en corte el resto del tiempo $(1-D)T$.
- La corriente en la bobina siempre es positiva.
- Los componentes son ideales.
- El condensador es lo suficientemente grande para que la tensión de salida se mantenga constante (v).

En el estado 1, cuando el transistor conduce, el diodo está inversamente polarizado. La ecuación de la malla izquierda es:

$$E = L \frac{di_L}{dt} + i_L r \quad [3.8]$$

Para la malla derecha:

$$C \frac{dv}{dt} = -\frac{v}{R} \quad [3.9]$$

El ritmo de la variación de la corriente es una constante, por lo que aumenta linealmente como puede verse en la figura 3.8. La variación de la corriente en la bobina será:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{E}{L} \quad [3.10]$$

Para mostrar el comportamiento del convertidor elevador representamos para este en la figura 3.8 las siguientes formas de onda:

- Tensión en la bobina.
- Corriente en la bobina.
- Corriente en el diodo.
- Corriente en el condensador.

Por tanto se tiene:

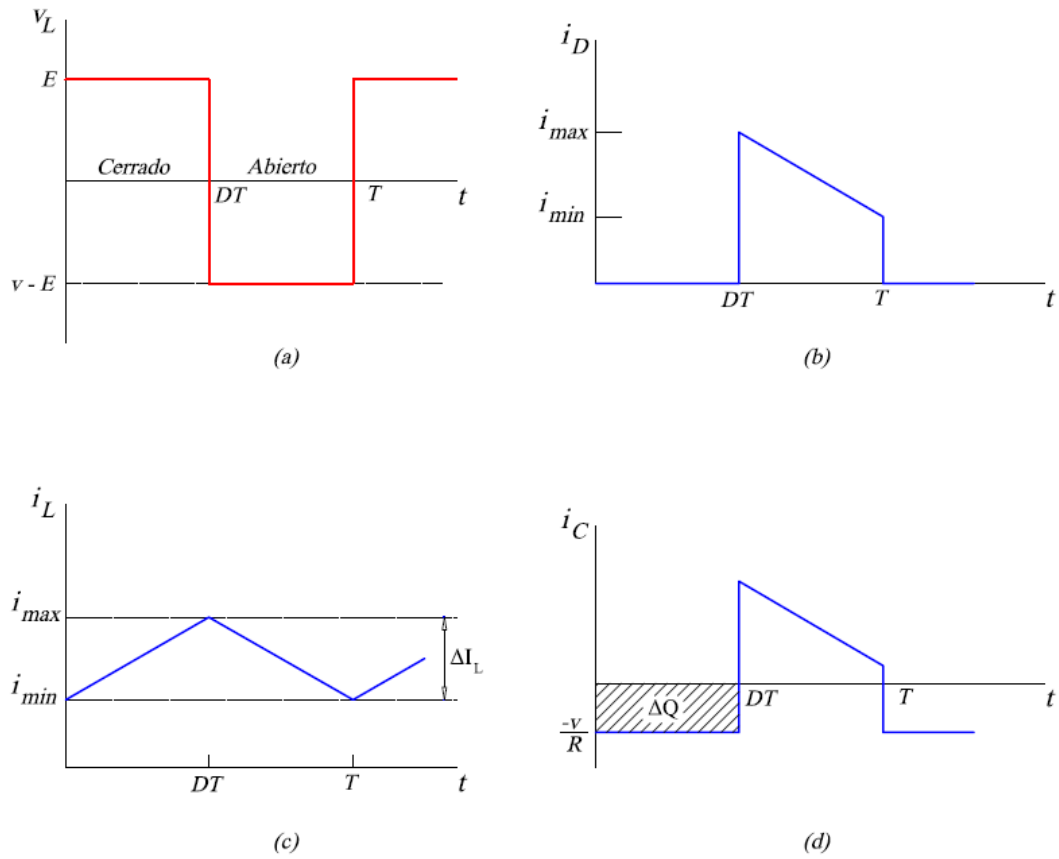


Figura 3.8 Formas de onda del convertidor elevador. (a) Tensión en la bobina. (b) Corriente en la bobina. (c) Corriente en el diodo. (d) Corriente en el condensador.

Despejando Δi_L cuando el interruptor está cerrado:

$$(\Delta i_L)_{\text{cerrado}} = \frac{EDT}{L} \quad [3.11]$$

En el estado 2 cuando el transistor está en corte, la corriente de la bobina no puede variar de forma instantánea, por lo que el diodo se polariza directamente para proporcionar un camino a la corriente de la bobina. Suponiendo que la tensión de salida v es constante, la tensión en la bobina es:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(E - v - i_L r) \quad [3.12]$$

Además, la ecuación del nodo:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{C} \left(i - \frac{v}{R} \right) \quad [3.13]$$

El ritmo de variación de la corriente en la bobina es una constante. La corriente varía linealmente, de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{e-v}{L} \quad [3.14]$$

Luego:

$$(\Delta i_L)_{abierto} = \frac{(e-v)(1-D)T}{L} \quad [3.15]$$

En régimen permanente, la variación neta de corriente debe ser igual a cero. Utilizando las ecuaciones (3.4) y (3.7) obtenemos:

$$\frac{EDT}{L} = \frac{(E-v)(1-D)T}{L} \quad [3.16]$$

Despejando v:

$$v = \frac{E}{(1-D)} \quad [3.17]$$

Además, en régimen permanente la tensión media en la bobina debe de ser cero. La tensión media en un periodo de conmutación es:

$$V_L = ED + (E-v)(1-D) = 0 \quad [3.18]$$

Despejando v obtenemos la ecuación (3.17). Esta expresión indica que al aumentar el ciclo de trabajo el denominador disminuye, por lo que la tensión de salida será mayor que la entrada. En principio, cuando el ciclo de trabajo se acerque a la unidad la salida tenderá a infinito por basarse (3.17) en un circuito con componentes ideales. Los componentes reales producen pérdidas e impedirán que la salida sea infinita.

La corriente media en la bobina se calculará teniendo en cuenta que la potencia entregada por la fuente debe ser igual a la absorbida por la resistencia de carga:

$$P_o = \frac{v^2}{R} = EI_L \quad [3.19]$$

Utilizando la expresión (3.17):

$$I_L = \frac{E}{(1-D)^2 R} \quad [3.20]$$

Las corrientes, máxima y mínima en la bobina se determinan utilizando el valor medio y la variación de corriente dado por (3.11):

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{E}{(1-D)^2 R} + \frac{EDT}{2L} \quad [3.21]$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{E}{(1-D)^2 R} - \frac{EDT}{2L} \quad [3.22]$$

La ecuación (3.17) se ha formulado suponiendo que la corriente en la bobina fuese permanente y siempre positiva (conducción continua). Por tanto, el límite entre el modo de conducción continua y discontinua del convertidor, se calcula utilizando:

$$I_{min} = 0 = \frac{E}{(1-D)^2 R} - \frac{EDT}{2L}, \quad [3.23]$$

Luego:

$$\frac{E}{(1-D)^2 R} = \frac{EDT}{2L} = \frac{ED}{2Lf} \quad [3.24]$$

Por tanto, la combinación mínima de inductancia y frecuencia de conmutación para mantener el convertidor en modo de conducción continua será:

$$(Lf)_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2} \quad [3.25]$$

Conociendo la frecuencia de conmutación, se puede calcular el valor de la inductancia mínima.

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad [3.26]$$

En el desarrollo de las ecuaciones anteriores se ha supuesto que la tensión de salida era constante, lo que implica que C tomase un valor infinito. En la práctica, el valor finito de C producirá una pequeña fluctuación o rizado en la tensión de salida.

El rizado de la tensión de salida puede calcularse a partir de la forma de onda de la corriente en el condensador, según se muestra en la figura 3.8.d. la variación de carga en C será:

$$|\Delta Q| = \frac{vDT}{R} = C \Delta v \quad [3.27]$$

Por lo que, la expresión del rizado será:

$$\frac{\Delta v}{v} = \frac{DT}{RC} = \frac{D}{RCf} \quad [3.28]$$

Y nos permitirá calcular el valor mínimo de C, en función de D, R, f y el rizado de la tensión de salida:

$$C > \frac{v}{\Delta v} \cdot \frac{D}{Rf} \quad [3.29]$$

Considerando las ecuaciones (3.8) y (3.12) se observa que solo se diferencian en un término correspondiente al voltaje, de la misma forma que las ecuaciones (3.9) y (3.13) difieren solo en el término de la corriente. Es posible unificar el sistema añadiendo un parámetro $u(t)$ que representa la posición del interruptor. Con el transistor conduciendo ($u = 0$) y con el transistor en corte ($u = 1$). A partir de ahora, se considera i a la corriente en la bobina iL .

Con este parámetro las cuatro ecuaciones que son lineales se unifican obteniéndose un sistema no lineal al multiplicar las variables de estado por $u(t)$.

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L}(E - ir - uv) \quad [3.30]$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{C} (ui - \frac{v}{R}) \quad [3.31]$$

resultando el modelo en variables de estado que se corresponden a la corriente en la inductancia (i), la tensión en la carga (v) siendo (u) la entada al sistema al determinar el nivel de voltaje en la salida, debido a que controla el tiempo de conducción del transistor:

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{v}{L} \\ 0 & \frac{i}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ u \end{bmatrix} \quad [3.32]$$

A partir del sistema anterior, se puede obtener el modelo no lineal en Matlab/Simulink y con este obtener la simulación del sistema, en régimen normal y con perturbaciones, según se muestra en figura 3.9.

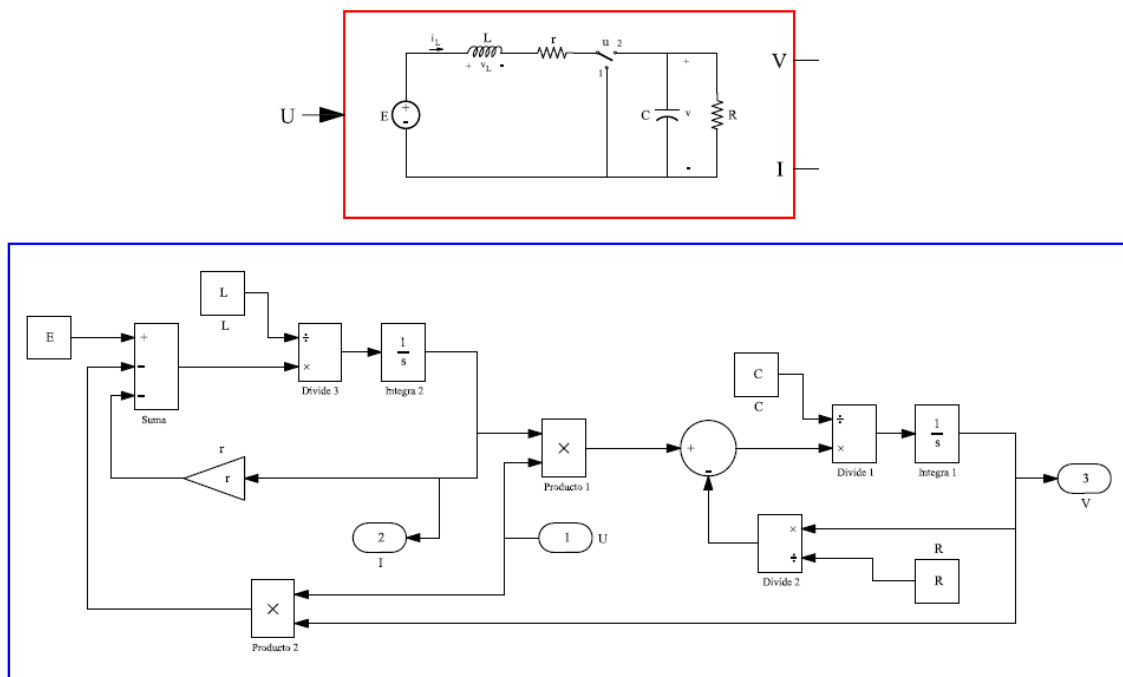


Figura 3.9 Esquema del sistema no lineal. Modelo en Simulink.

A partir de (3.32), haciendo ($\frac{di}{dt} = 0$) y ($\frac{dv}{dt} = 0$), para un ciclo de trabajo U, se tendrá el valor de estado en régimen estacionario, pudiendo hallar los valores de E(t), i(t) y v(t) en el punto de equilibrio (E, I, V). Se comprueba que el equilibrio se presenta si:

$$\begin{cases} E - Ir - uV = 0 \\ uI + \frac{V}{R} = 0 \end{cases} \quad [3.33]$$

Analíticamente, el modelo lineal en torno a los puntos de equilibrio se puede obtener por dos métodos; obteniendo el modelo promedio en el espacio de estados o utilizando la matriz jacobiana del sistema. Además de estos métodos puede usarse la función linmod de Matlab.

Utilizando el segundo método, el modelo lineal se obtiene mediante la siguiente relación:

$$\dot{\tilde{x}} = \frac{\delta \dot{x}}{\delta x} \tilde{x} + \frac{\delta \dot{x}}{\delta w} \tilde{w} \quad [3.34]$$

Dónde: $\tilde{x} = \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$ y $\tilde{w} = \begin{bmatrix} E \\ u \end{bmatrix}$,

Luego:

$$\frac{\delta \dot{x}}{\delta x} = \begin{bmatrix} \frac{\delta f_1}{\delta i} & \frac{\delta f_1}{\delta v} \\ \frac{\delta f_2}{\delta i} & \frac{\delta f_2}{\delta v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{U}{L} \\ \frac{U}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \frac{\delta \dot{x}}{\delta w} = \begin{bmatrix} \frac{\delta f_1}{\delta E} & \frac{\delta f_1}{\delta u} \\ \frac{\delta f_2}{\delta E} & \frac{\delta f_2}{\delta u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{V}{L} \\ 0 & \frac{I}{C} \end{bmatrix} \quad [3.35]$$

Para que el modelo en pequeña señal quede adecuadamente linealizado, se encuentran los valores promedios de las variables de interés, y se trabaja alrededor de un punto de operación fijo en estado estable (E, I, V, U), introduciendo unas pequeñas perturbaciones:

$$\dot{\tilde{i}} = -\frac{r}{L} \tilde{i} - \frac{U}{L} \tilde{v} - \frac{1}{L} \tilde{E} - \frac{V}{L} \tilde{u} \quad [3.36]$$

$$\dot{\tilde{v}} = \frac{U}{C} \tilde{i} - \frac{1}{RC} \tilde{v} + \frac{I}{C} \tilde{u} \quad [3.37]$$

Los valores $(\tilde{E}, \tilde{i}, \tilde{v})$ se consideran como una perturbación al sistema. Se asume que estas perturbaciones son más pequeñas que los valores de (E, I, V) y que se toman como valores de estado estable, donde los valores promedios de E(t), i(t) y v(t) se mantendrán muy cerca a los valores del punto de equilibrio.

Aplicando la transformada de Laplace:

$$s\tilde{i}(s) = -\frac{r}{L}\tilde{i}(s) - \frac{U}{L}\tilde{v}(s) - \frac{1}{L}\tilde{E}(s) - \frac{V}{L}\tilde{u}(s) \quad [3.38]$$

$$s\tilde{v}(s) = \frac{U}{C}\tilde{i}(s) - \frac{1}{RC}\tilde{v}(s) + \frac{I}{C}\tilde{u}(s) \quad [3.39]$$

Considerando $r = 0$, si se despeja $\tilde{I}(s)$ de (3.38) y sustituye este valor en (3.39):

$$\tilde{v}(s) = \frac{U}{LC} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{U^2}{LC}} \tilde{E}(s) + \frac{1}{LC} \frac{(ILs - UV)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{U^2}{LC}} \tilde{u}(s) \quad [3.40]$$

En (3.40) se observa que la dinámica del sistema se define por dos funciones de transferencia, una donde la entrada es el cambio de la tensión de entrada ($\tilde{E}(s)$) y la otra cuya entrada es el cambio del ciclo de trabajo ($\tilde{u}(s)$).

Si consideramos $\tilde{E}(s) = 0$, obtendremos la función de transferencia que relaciona la variación de la tensión de salida con la variación en el ciclo de trabajo:

$$\frac{\tilde{v}(s)}{\tilde{u}(s)} = \frac{1}{LC} \frac{(ILs - UV)}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{U^2}{LC}} \quad [3.41]$$

Considerando $r = 0$, si despejamos $\tilde{v}(s)$ de (3.39) y sustituimos este valor en (3.38):

$$\tilde{I}(s) = \frac{RCs + 1}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{U^2}{LC}} \tilde{E}(s) + \frac{(-VRCs + V(IR - 1))}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{U^2}{LC}} \tilde{u}(s) \quad [3.42]$$

Si consideramos $\tilde{E}(s) = 0$, obtendremos la función de transferencia que relaciona la variación de la corriente de entrada con la variación en el ciclo de trabajo:

$$\tilde{I}(s) = \frac{(-VRCs + V(IR - 1))}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{U^2}{LC}} \tilde{u}(s) \quad [3.43]$$

La ecuación 3.43 representa la función de transferencia de mi modelo del convertidor elevador.

3.4.2 CÁLCULOS DEL CONVERTIDOR BOOST CONVENCIONAL.

En el diseño del convertidor con CFC, el puente rectificador de y el condensador de entrada se seleccionan basándose en los cálculos de la corriente de entrada (i_e).

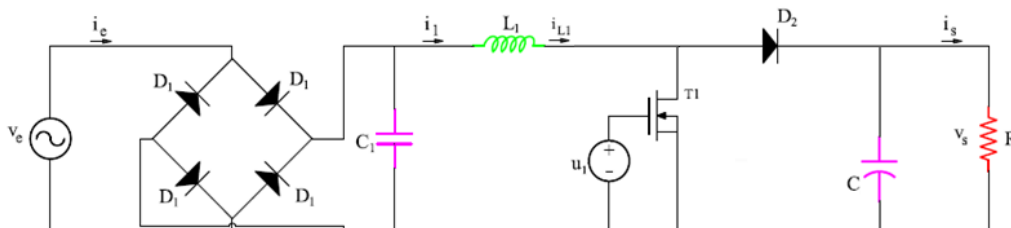


Figura 3.10 Esquema del elevador boost convencional.

Para una potencia de salida máxima de 250w y una tensión de salida de 400v, calculamos la corriente de salida máxima, $I_S(\text{máx.})$, en su valor medio:

$$I_{S(\text{max})} = \frac{P_{S(\text{max})}}{V_S} = \frac{250\text{w}}{400\text{v}} = 0.625 \text{ A} \quad [3.44]$$

Para un rendimiento ($\eta = 0.96$) y un factor de potencia ($FP = 0.99$) y una tensión de entrada de 230v eficaces, calculamos la corriente de entrada máxima:

$$I_{E_RMS(\text{max})} = \frac{P_{S(\text{max})}}{\eta \times V_{E(\text{max})} \times FP} = \frac{250\text{w}}{0.96 \times 230\text{v} \times 0.99} = 1.14 \text{ A} \quad [3.45]$$

Por lo que:

$$I_{E(\text{max})} = \sqrt{2} \times I_{E_RMS(\text{max})} = \sqrt{2} \times 1.14 \text{ A} = 1.62 \text{ A} \quad [3.46]$$

$$I_{E_PROMEDIO(\text{max})} = \frac{2}{\pi} \times I_{E(\text{max})} = \frac{2}{\pi} \times 1.62 \text{ A} = 1.03 \text{ A} \quad [3.47]$$

Para el cálculo del puente rectificador, tenemos una tensión de entrada de 230v eficaces (325v pico). Si suponemos un factor de seguridad del 30%, nos obliga a escoger componentes en el rango de 500v. Además deben de ser capaces de absorber la corriente de entrada promedio ($I_{E_PROMEDIO(\text{máx.})} = 1,03\text{A}$).

Se pueden seleccionar diodos GBJ1508 1000v, 15A de Micro Commercial Components, con una caída de tensión de 0.85v. En este supuesto, la pérdida de potencia en el puente puede calcularse como:

$$P_{PUENTE} = 2 \times 0.85\text{v} \times I_{E_PROMEDIO(\text{max})} = 2 \times 0.85\text{v} \times 1.03 \text{ A} = 1.751\text{w} \quad [3.48]$$

Hay que tener en cuenta esta potencia al seleccionar un disipador de calor de tamaño adecuado para mantener seguro al puente rectificador.

El convertidor funciona mejor en modo de conducción continua (CCM). Si el inductor elegido permite una corriente de rizado relativamente alta, el convertidor se verá obligado a funcionar en modo discontinuo (DCM) cuando la carga sea pequeña, si la tensión de entrada aumenta. Permitir un rizado en la corriente del inductor (ΔI_L) del 20% o menos dará como resultado el funcionamiento del convertidor en modo CCM en la mayor parte del margen de funcionamiento, pero requiere un valor de inductancia más alto que requerirá de una bobina de mayor tamaño. En el diseño vamos a estimar un valor del rizado de la corriente del inductor del 40%, optimizando el mismo para una tensión de entrada de 230v a plena carga.

- Cálculo del condensador de entrada C_1 :

Considerando un rizado en la intensidad de entrada (ΔI_E) del 40% y un rizado en la tensión de entrada (ΔV_E) del 2%, para una frecuencia de muestreo (f_{sw}) de 100 Kz:

$$I_{ERizado} = \Delta I_E \times I_{E(max)} = 0.4 \times 1.62A = 0.648 A \quad [3.49]$$

$$V_{ERizado} = \Delta V_E \times V_{E(max)} = 0.02 \times (\sqrt{2} \times 230v) = 6.50v \quad [3.50]$$

El valor recomendado para el condensador de entrada, puede ser calculado según:

$$C_1 = \frac{I_{ERizado}}{8 \times f_{sw} \times V_{ERizado}} = \frac{0.648A}{8 \times 10^5 Hz \times 6.50v} = 0.125 \mu F \quad [3.51]$$

Se elegirá un valor de $C_1 = 0.2 \mu F$.

- Cálculo del inductor L_0 :

Tenemos que:

$$I_L = I_{E(rectificada)} \quad [3.52]$$

Determinamos la corriente de pico máxima (i_{Lpico}):

$$I_{Lpico} = (I_{E(max)} + \frac{I_{ERizado}}{2}) = (1.62A + \frac{0.648A}{2}) = 1.944A \quad [3.53]$$

Para un ciclo de trabajo ($D=0,5$) podemos calcular el valor mínimo de L , según:

$$L_{MIN} \geq \frac{V_S \times D \times (1-D)}{f_{sw} \times I_{Lpico}} \geq \frac{400v \times 0.5 \times (1-0.5)}{10^5 Hz \times 1.944A} \geq 514 \mu H \quad [3.54]$$

Aumentaremos un poco su valor para darle un margen de seguridad, por lo que se selecciona una bobina de 900 μH , 9.2A, 10%, TH de Wurth Electronik.

El ciclo de trabajo de funcionamiento es una función de la tensión de entrada rectificadora que cambiará continuamente. En el máximo de la tensión de entrada, el ciclo de trabajo será:

$$D = \frac{V_S - V_{E(max)}}{V_S} = \frac{400v - (\sqrt{2} \times 230v)}{400v} = 0.1875 \quad [3.55]$$

- Cálculo de los diodos del convertidor D:

El diodo de salida del convertidor (D) debe tener una tensión de bloqueo que supere la sobretensión de salida del convertidor y la corriente de salida máxima ($I_s(max)$).

Para potencias medias como pueden ser los 250 w de nuestro proyecto, se recomienda el uso de un diodo Schottky de carburo de silicio, algo más caro, pero se eliminan las pérdidas de recuperación inversa dando lugar a una menor disipación de potencia. Se selecciona el diodo SiC C3D04060A, 600-V/7.5-A.

Si se prefiere un diodo ultrarrápido sobre un diodo Schottky de carburo de silicio, se podría seleccionar el diodo BYV29FX, 600-V/9-A.

Se pueden estimar las pérdidas con diodos ultrarrápidos basados en el voltaje directo ($V_{F_{125}}$) a 125 °C y en la carga de recuperación inversa (Q_{RR}) del diodo:

$$P_{Diodo} = V_{F_{125}} \times I_{S(max)} + 0.5 \times f_{sw} \times V_{S(max)} \times Q_{RR} \quad [3.56]$$

En el caso del diodo SiC C3D04060A, $V_{F_{125}} = 1.25v$ y $Q_{RR} = 0$, por lo que:

$$P_{C3D04060A} = 1.25 \times 0.625 + 0.5 \times 10^5 Hz \times 400v \times 0 = 0.78125 w \quad [3.57]$$

En el caso del diodo BYV29FX, $V_{F_{125}} = 1.50v$ y $Q_{RR} = 1.3 \cdot 10^{-8}C$, por lo que:

$$P_{BYV29FX} = 1.5 \times 0.625 + 0.5 \times 10^5 Hz \times 400v \times 1.3 \cdot 10^{-8}C = 1.1375 w \quad [3.58]$$

Hay que tener en cuenta esta potencia al seleccionar un disipador de calor de tamaño adecuado para mantener seguro al diodo.

- Cálculo del condensador de salida.

Suponiendo que el convertidor requiere que la salida de la etapa PFC permanezca siempre por encima de 300v ($V_{S_SOSTENIDA}$) durante un ciclo de línea ($f_{Linea} = 50Hz$), el valor mínimo calculado para el condensador sería:

$$C_{MIN} \geq \frac{2 \times P_{S(max)}}{(V_s^2 - V_{SOSTENIDA}^2) \times f_{Linea}} \geq \frac{2 \times 250w}{(400^2v - 300^2v) \times 50Hz} \geq 0.11 mF \quad [3.59]$$

Aumentamos este valor un margen de seguridad teniendo una batería de cuatro condensadores con una capacidad total de 0.2 mF, por lo que supondremos: $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 50\mu F$. En nuestra simulación consideraremos solo una única capacidad de 0.2 mF.

- Cálculo del transistor de conmutación.

El voltaje máximo a través del FET se correspondería con la sobretensión máxima del convertidor (425 v). Considerando un margen de seguridad del 30%, la tensión nominal del MOSFET debe ser superior a 550v.

Se puede seleccionar el MOSFET IPP60R190P6 de 600v y 25A a 25 °C/12 A a 100 °C.

De acuerdo con la hoja de datos del dispositivo ($R_{DS(on)} = 0.37\Omega$ a 125°C) y la intensidad de drenaje (I_{DS}), se pueden estimar las pérdidas en conducción.

$$I_{DS} = \frac{\frac{1}{2} \times P_{S(max)}}{V_{E(rectificada)}} \times \sqrt{2 - \frac{16 \times V_{E(rectificada)}}{3 \times \pi \times V_S}} \quad [3.60]$$

$$I_{DS} = \frac{125w}{325v} \times \sqrt{2 - \left(\frac{16 \times 325v}{3 \times \pi \times 400v}\right)} = 0.22A \quad [3.61]$$

$$P_{CONDUCCION} = I_{DS}^2 \times R_{DS(on)} = 0.22^2 A \times (0.37\Omega) = 0.018w \quad [3.62]$$

Se pueden estimar las pérdidas de conmutación utilizando el tiempo de subida (t_r) y el tiempo de bajada (t_f) del MOSFET, además de las pérdidas en la capacitancia de salida (C_{OS}):

$$P_{CONMUTACION} = f_{sw} \times \left[0.5 \times V_S \times \frac{I_{E(max)}}{2} \times (t_r + t_f) + 0.5 \times C_{OS} \times V_S^2 \right] \quad [3.63]$$

$$P_{CONMUTACION} = 10^5 Hz \times [0.5 \times 400v \times 1.62A \times (12ns + 9ns) + 0.5 \times 61pF \times 400^2v] = 0.39w \quad [3.64]$$

Así pues, las pérdidas totales en el MOSFET serán:

$$P_{CONDUCCION} + P_{CONMUTACION} = 0.018w + 0.39w = 0.40w \quad [3.65]$$

Hay que tener en cuenta esta potencia al seleccionar un disipador de calor de tamaño adecuado para mantener seguro al MOSFET.

Por lo tanto mi elevador diseñado, representado en la figura 3.10 tiene las siguientes características: tensión de red V_e con valor: $325 \cdot \sin(100\pi t)$ V, el condensador inicial C_1 tiene un valor de $0.2\mu F$, la inductancia L_1 tiene valor de $900\mu H$, el condensador C tiene un valor de $200\mu F$ y por último la resistencia de carga R valdrá 640Ω .

4 DISEÑO DEL CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA.

4.1 EL CONTROL DEL PUENTE RECTIFICADOR PARA CONVERTIDOR ELEVADOR CON CFP.

4.1.1 TIPOS DE CONTROL: ANALÓGICO, DIGITAL, MIXTO.

En el caso a estudio suele haber un doble lazo de control, tal y como se muestra en la Figura 4.1.

El objetivo principal es controlar la tensión de salida a un valor constante, pero se añade otro lazo para controlar la corriente de entrada y conseguir que presente bajo contenido armónico. Esto es lo que se conoce como corrección del factor de potencia (CFP)

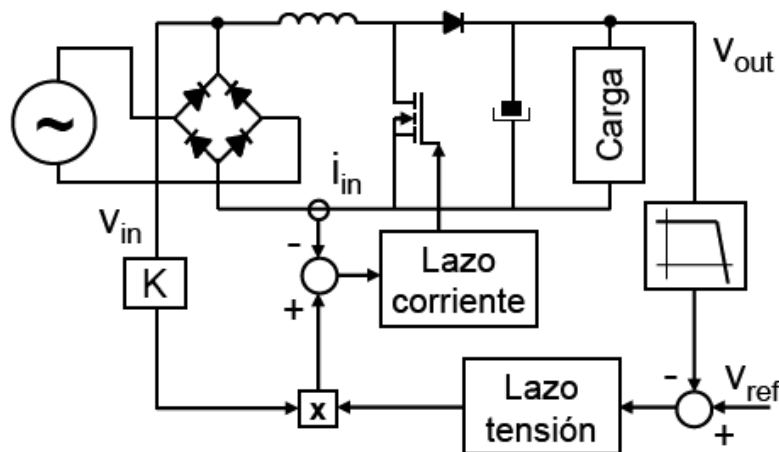


Figura 4.1 Esquema de rectificador con doble lazo de control.

Se utiliza un doble lazo de control:

- Un lazo de corriente, que actúa con dinámica comparable a la frecuencia de conmutación.
- Un lazo de tensión, cuya dinámica es comparable a la frecuencia de la tensión de entrada y por tanto mucho más lenta.

Para resolver la cuestión se pueden emplear soluciones analógicas, digitales o mixtas.

Las soluciones basadas en el control digital intentan mejorar las prestaciones de las soluciones analógicas, especialmente en mejorar la dinámica del lazo de tensión. En las soluciones que emplean controles analógicos de rectificadores para CFP se suele utilizar un filtro paso-bajo para eliminar el rizado de la tensión de salida de 100 Hz, propio de la corrección del factor de potencia. Con el filtro, el ancho de banda del lazo de tensión se limita a menos de 20 Hz.

Para mejorar la dinámica, han surgido varias propuestas de controles digitales, basadas en calcular o estimar el rizado de la tensión de salida y restárselo a las muestras tomadas de la misma, para eliminar el filtro paso-bajo y subir el ancho de banda del lazo a cambio de consumir una cantidad de recursos considerable del control.

Otra alternativa, la cual precisa de menos capacidad de cálculo es sustituir el filtro paso-bajo analógico por un filtro selectivo digital, rechazando la frecuencia de rizado e incluso sus múltiplos, consiguiendo aumentar el ancho de banda incluso por encima de la frecuencia de rizado.

Otra solución podría consistir en muestrear la tensión de salida a la frecuencia de rizado, consiguiendo un efecto de filtro rechaza-banda, pues el rizado no afecta a la medida si siempre se toma la muestra en el mismo punto. No sería necesario utilizar ningún filtro paso-bajo, con la ventaja añadida de que por usar tecnología digital este muestreo no precisa de recursos extras, ni siquiera el algoritmo digital de un filtro.

En la corrección del factor de potencia (CFP) es posible utilizar el control mixto analógico-digital. En este caso el lazo de tensión se resuelve con tecnología digital y el lazo de corriente con tecnología analógica, como se muestra en la Figura 4.2.

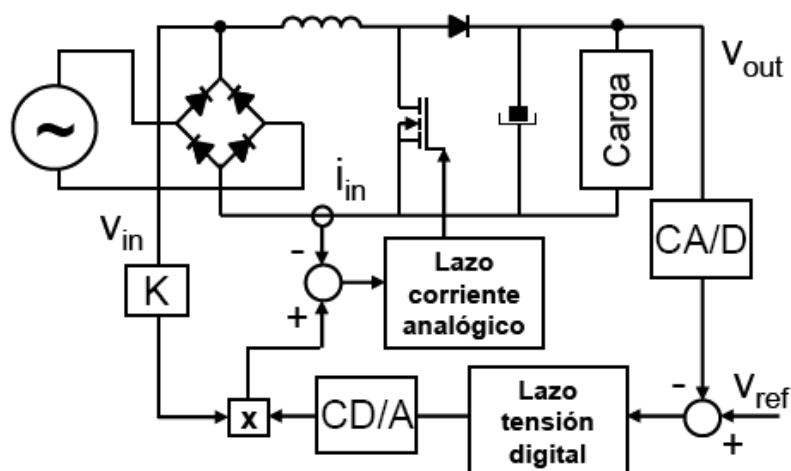


Figura 4.2 Control mixto de un rectificador con CFP.

El lazo de corriente necesita de un gran ancho de banda y es el lazo crítico en velocidad. Sin embargo, se trata de un lazo más bien simple que se resuelve típicamente con un algoritmo de tipo PI. Por ello parece más indicado para la tecnología analógica que al no tener retardos, puede alcanzar de forma fácil mayores anchos de banda, y por tratarse de un algoritmo sencillo no supone un gran consumo de recursos analógicos.

El lazo de tensión es muy distinto. La tensión de salida presenta un rizado por el hecho de tratarse de CFP. Este rizado no se debe intentar eliminar o se perdería la corrección del factor de potencia, pero afecta negativamente a la dinámica del lazo de tensión. Para poder mejorar la dinámica de este lazo sin estropear el factor de potencia han surgido una serie de técnicas, pero casi todas ellas son demasiado complejas como para resolverse de forma analógica.

Como conclusión de los controles mixtos analógico-digitales hay que destacar que aunque presentan ventajas de ambos tipos de controles, también acumulan los inconvenientes de ambos tipos.

En este trabajo se opta por desarrollar un control digital del rectificador con CFP. Para implementar físicamente el control digital, existe una serie de posibilidades:

- Mediante una computadora u ordenador diseñado para el control de procesos industriales.
- Otra opción similar sería utilizar un PLC (Controlador lógico programable). Se trata de controladores cuyas instrucciones están pensadas especialmente para tareas de control.
- Utilizando dispositivos discretos de lógica digital, de puertas lógicas, biestables y otros elementos similares de gran simplicidad que constituyen las piezas básicas con las que se construyen el resto de dispositivos digitales más complejos. Esta solución no es adecuada por razón de tamaño y precio. Solo se usan como complemento, en especial al control analógico.
- Mediante el uso de circuitos integrados digitales. Es la forma básica de implementación para el control digital de convertidores conmutados. Dentro de esta solución se encuentran dos grupos de dispositivos bien diferenciados: Los dispositivos basados en núcleo microprocesador, o los dispositivos digitales de hardware específico o dedicado.



4.1.2 DISPOSITIVOS BASADOS EN NÚCLEO MICROPROCESADOR.

Son dispositivos programables que ejecutan un código de forma secuencial, instrucción tras instrucción. Entre estos dispositivos se encuentran los microprocesadores y los microcontroladores, que son dispositivos con el núcleo de un microprocesador y algunos periféricos que facilitan las tareas de control. Algunos de estos periféricos son contadores, bloques de temporización o bloques de generación de señales periódicas. El bloque más usado en el control de convertidores conmutados es este último, pues es capaz de generar una señal de frecuencia fija y ciclo de trabajo controlable, con lo que se implementa de forma digital el bloque PWM (Modulación por ancho de pulso que consiste en variar el ciclo de trabajo de una señal periódica para realizar las tareas de control cuando la señal de salida del control es todo/nada), también conocido como DPWM (Digital PWM).

La mayoría de los dispositivos basados en núcleo microprocesador que se utilizan para el control de convertidores conmutados son DSP (Procesador de señales digitales). Son dispositivos programables que ejecutan un código de forma secuencial que se encuentran más orientados a las operaciones aritméticas complejas y al tratamiento de señal digital. Esta capacidad de cálculo complejo y la inclusión de periféricos, al igual que en el caso de los microcontroladores, los hace especialmente adecuados para tareas de control.

4.1.3 DISPOSITIVOS DIGITALES DE HARDWARE ESPECÍFICO O DEDICADO.

El hardware que implementan es dedicado y no estándar. Esto permite aprovechar la ventaja de la ejecución concurrente frente a la secuencial, es decir, ejecutar su funcionalidad toda a la vez en lugar de la ejecución instrucción tras instrucción de los microprocesadores.

En cuanto a los dispositivos concretos que se encuadran en este grupo de hardware específico, son básicamente dos: las FPGA (Dispositivo programable en campo de lógica digital) y los ASIC (Circuito integrado de aplicación específica).

Las FPGA son programables en el laboratorio, por lo que su funcionalidad se puede variar sin cambiar de dispositivo (al igual que con los microprocesadores).

Por su parte, las soluciones para hardware específico se suelen desarrollar en algún lenguaje de descripción del hardware (como VHDL o Verilog), reuniendo las ventajas de ser intuitivo como un lenguaje de alto nivel y totalmente portable a otras tecnologías.

4.1.4 TIPOS DE ALGORITMOS UTILIZADOS EN EL CONTROL DIGITAL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS.

En los controles analógicos, en el diseño de los reguladores lineales continuos, las técnicas más habituales son las del dominio de la frecuencia, en las que se utilizan los diagramas de Bode para ajustar el ancho de banda, el margen de ganancia y el margen de fase que aseguren una respuesta dinámica y un error en régimen permanente satisfactorios sin poner en peligro la estabilidad del sistema.

En el caso de diseño digital, son más adecuadas las técnicas del dominio del tiempo.

En el campo digital la condición de estabilidad es que los polos estén situados dentro del círculo unidad, en el campo analógico la condición de estabilidad es que los polos se hallen en el semiplano negativo o izquierdo.

Aunque las técnicas de los dominios de la frecuencia y del tiempo son distintas, los resultados obtenidos son similares, tratándose normalmente de reguladores de tipo PID “Proporcional Integral Derivativo” o sus variantes. Presenta tres formas de actuación del control dependiendo del error, siendo el error la diferencia entre el valor deseado en la variable controlada y el valor medido. A saber:

- Proporcional. La actuación del control es proporcional al valor instantáneo del error:

$$y(t) = K_1 e(t) \Rightarrow Y(s) = K_1 E(s)$$

La constante de proporcionalidad entre la actuación y el error, K_1 , es un parámetro de configuración del control. Este tipo de actuación proporcional es la pieza base del control, prácticamente indispensable en cualquier regulador lineal a pesar de su simplicidad. La explicación heurística de la acción proporcional es que cuanto mayor es el error, mayor ha de ser la actuación del control.

- Integral. La actuación del control es proporcional a la integral del error histórico:

$$y(t) = K_2 \int e(t) dt \Rightarrow Y(s) = K_2 \frac{E(s)}{s}$$

La constante de proporcionalidad entre la actuación y la integral del error, K_2 , es un parámetro de configuración del control. Este tipo de actuación se utiliza para eliminar el error en régimen permanente. La explicación heurística es que si hubiera un error en régimen permanente, por pequeño que fuera, la actuación del control crecería paulatinamente hasta contrarrestar este efecto.

- Derivativo. La actuación del control es proporcional a la derivada del error:

$$y(t) = K_3 \frac{de(t)}{dt} \Rightarrow Y(s) = K_3 E(s) s$$

La constante de proporcionalidad entre la actuación y la derivada del error, K_3 , es un parámetro de configuración del control. Este tipo de actuación se utiliza para mejorar la dinámica del control. De nuevo, la explicación heurística está en que la derivada nos proporciona información “del futuro”, es decir, de hacia dónde está evolucionando el error. No siempre se utiliza.

El control de tipo PID combina las tres formas de actuación comentadas, sumándolas:

$$y(t) = K_1 e(t) + K_2 \int e(t) dt + K_3 \frac{de(t)}{dt}$$

Esta expresión se transforma en la siguiente función de transferencia:

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{K_3 s^2 + K_1 s + K_2}{s}$$

Al ser el orden del polinomio del numerador es mayor que el del denominador, dicha función no es realizable físicamente, por lo que los reguladores PID reales usan en su lugar la siguiente función de transferencia:

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{(1 + T_{R1}s) + (1 + T_{R2}s)}{T_{R1}s(1 + T_Ns)}$$

Se han sustituido las constantes K_1 , K_2 y K_3 por las constantes de tiempo de cada cero (TR_1 , TR_2) y polo (TN), ya que esta representación es más habitual.

No siempre se incluyen los tres tipos de actuación (PID), por lo que también son posibles los controladores de tipo PI, PD o incluso sólo P.

Los reguladores diseñados en el dominio de la frecuencia se miden por los siguientes parámetros, ver figura 4.3:

- Ancho de banda.

Indica el rango de frecuencias controladas, o más bien, la frecuencia máxima controlada, y se define como la frecuencia a la que la ganancia es igual a la unidad (0 dB). Cuando se produce un error en la variable controlada cuya frecuencia está por debajo del ancho de banda el control corrige dicho error, pero no si la frecuencia del error está por encima. Naturalmente, el control es tanto mejor cuanto mayor sea el ancho de banda.

- Margen de ganancia.

Es la atenuación de la ganancia que existe en la frecuencia de cruce (-180°). Para que este parámetro sea positivo, la ganancia a dicha frecuencia ha de ser menor que uno. Es necesario que sea positivo para que el sistema sea estable, y cuanto mayor sea, mayor es la estabilidad relativa del sistema. No siempre existe el margen de ganancia, pues los convertidores conmutados en los que no se llega a -180° son comunes.

- Margen de fase.

Es la fase que queda para llegar a -180° en la ganancia de cruce (ganancia unitaria ó 0 dB). De nuevo, este parámetro indica la estabilidad relativa del sistema y ha de ser positivo para que el sistema sea estable (muchas veces se aconseja que el margen de fase sea superior a 45°). Para que el margen de fase sea positivo, la fase ha de estar por encima de 180° en dicho punto.

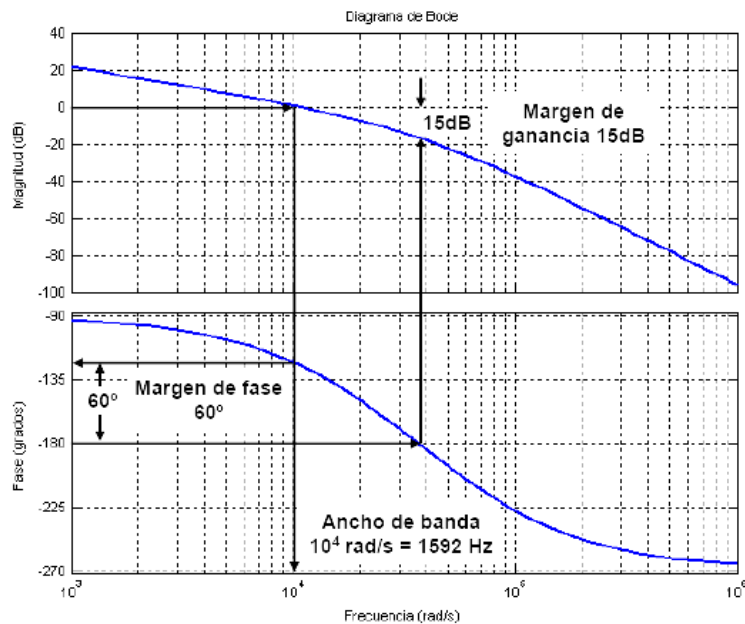


Figura 4.3 Ancho de banda, margen de ganancia y margen de fase.

Los reguladores diseñados en el dominio del tiempo se miden por los siguientes parámetros, ver figura 4.4:

- Tiempo de establecimiento (t_s).

Tiempo que tarda el sistema en entrar y permanecer en la zona de $\pm 5\%$ en torno a su valor de equilibrio. Indica lo largo que es el transitorio, y por tanto lo rápido que consigue el control devolver el sistema al equilibrio.

- Tiempo de subida (t_r).

Tiempo necesario para que la salida del sistema pase del 10% al 90% de su valor final. Aun así, normalmente se utiliza el tiempo en pasar del 0% al 100% del valor final si hay sobreoscilación.

- Tiempo de pico de sobreoscilación (t_p).

Tiempo en el que se produce el pico de sobreoscilación o valor máximo de la salida (si es que ésta llega a ser superior al valor final o de equilibrio).

- Valor de pico de sobreoscilación (M_p).

Expresado de forma porcentual, indica el valor en el que se llega a superar al valor final o de equilibrio.

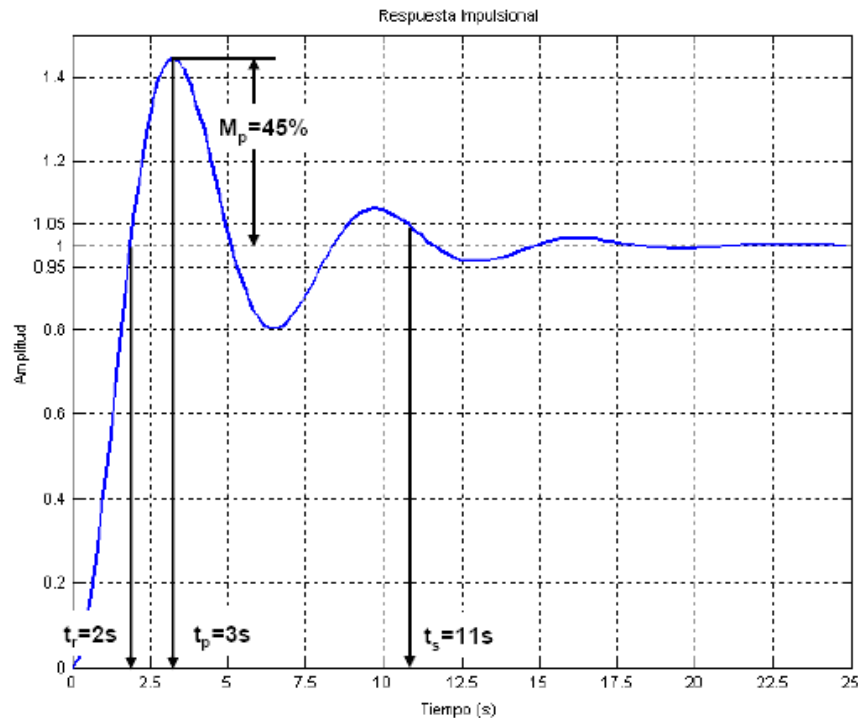


Figura 4.4 Resposta impulsional y parámetros de evaluación del control.

En el dominio del tiempo son deseables tiempos reducidos de establecimiento y subida, y un valor pequeño o nulo del pico de sobreoscilación.

Existe otro parámetro de interés, tanto en diseño analógico como digital: El error de posición. Se trata del error en el valor en régimen permanente o valor final, respecto al valor deseado.

Los controles analógicos suelen utilizar algoritmos lineales, tipo PID, para el control de convertidores conmutados. Al utilizar controles digitales se facilita la utilización de otro tipo de algoritmos, lo que puede conducir a mejoras en la respuesta en lazo cerrado. Esto no significa que los algoritmos lineales no sean aceptables, ni siquiera que no se utilicen en el control digital. Muchas veces son la solución más fácil para resolver el control con respuesta aceptable, pero la posibilidad de utilizar otros algoritmos permite mejorar la respuesta de los problemas ya resueltos.



En el caso de utilizarse algoritmos lineales tipo PID para el control digital, caben dos posibilidades. Una es partir de un regulador calculado con las técnicas clásicas analógicas y posteriormente discretizarlo. La otra posibilidad es calcular el regulador directamente con técnicas discretas.

En los controles digitales se pueden utilizar otro tipo de algoritmos. Uno de los más extendidos es el de los controles adaptativos, los cuales varían su respuesta según la situación. Normalmente utilizan un algoritmo lineal tipo PID cuyos coeficientes varían de acuerdo a cierto criterio.

Otro tipo de algoritmo bastante usado en control digital es el predictivo. En este caso el algoritmo calcula la próxima muestra que se conseguirá en cierta medida y utiliza este dato en sus cálculos del lazo de control. La razón de utilizar esta técnica en el control digital es paliar los retardos debidos al muestreo y cálculo.

Otro tipo de algoritmo utiliza la técnica predictiva combinada junto al control de tiempo finito (dead-beat control). El objetivo del mismo es conseguir anular el error completamente en un número finito de muestras, o lo que es lo mismo, de ciclos de conmutación.

Algunos tipos de control se alejan todavía más de las técnicas lineales. Cabe destacar el control borroso y las redes neuronales.

También existen otros muchos tipos de algoritmos que se utilizan en el control digital, como control por histéresis, control deslizante, tablas de verdad u otros.

Además, en muchas ocasiones los algoritmos desarrollados ad-hoc para cada problema pueden ser los que den mejores resultados.

4.2 PLANTEAMIENTO DEL CONTROL.

En un problema de control genérico lo normal es que hagan falta dos elementos: el regulador y el captador. Con el captador se mide la variable a controlar, y el regulador decide a partir del error en la señal medida qué entrada se manda a la planta o proceso bajo control.

Esto es lo que se conoce como control en lazo cerrado, tal y como se muestra en la figura 4.5.

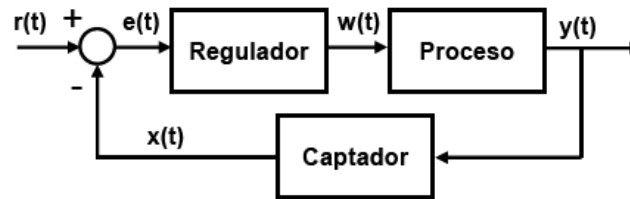


Figura 4.5 Control en lazo cerrado.

Normalmente, todas las señales implicadas en el lazo de control son funciones continuas. En primer lugar, explicaremos la técnica de control que vamos a emplear.

Como vimos en el anterior capítulo, obtuvimos un modelo matemático del principio de funcionamiento del convertidor y por tanto el cálculo de la función de transferencia de la planta del sistema a controlar, en este capítulo obtendremos el regulador del lazo interno se obtendrá y el controlador del lazo externo.

Para ello vamos a emplear una técnica analógica que combina dos lazos, uno interno en modo corriente y externo en modo tensión que estabilizan la salida del circuito ante variaciones de la tensión de entrada o de la corriente de la carga.

Para implementar el control existen dos tipos de modos, por un lado se tiene el control en modo corriente de pico y por otro el control en modo de corriente promediada. Nosotros en este proyecto trabajaremos con el control en modo de corriente promediada, ya que se emplea como corrector del factor de potencia, lo cual nos interesa, además la corriente se sensa a través de una resistencia y el método de corriente promediada soluciona los principales problemas del primero modo, como pueden ser bajas ganancias en el lazo interno de corriente.

Nos ayudaremos de una herramienta que tiene el entorno de simulación PSim para calcular los dos lazos en función de los objetivos que nos interesan.

4.3 DISEÑO DEL CONTROL.

Para crear mi diseño, nos iremos a la herramienta SmartCtrl de PSim, y elegiremos la opción PFC converter ya que estoy buscando un control corrector del factor de potencia de dos lazos tal y como se muestra en la siguiente figura:

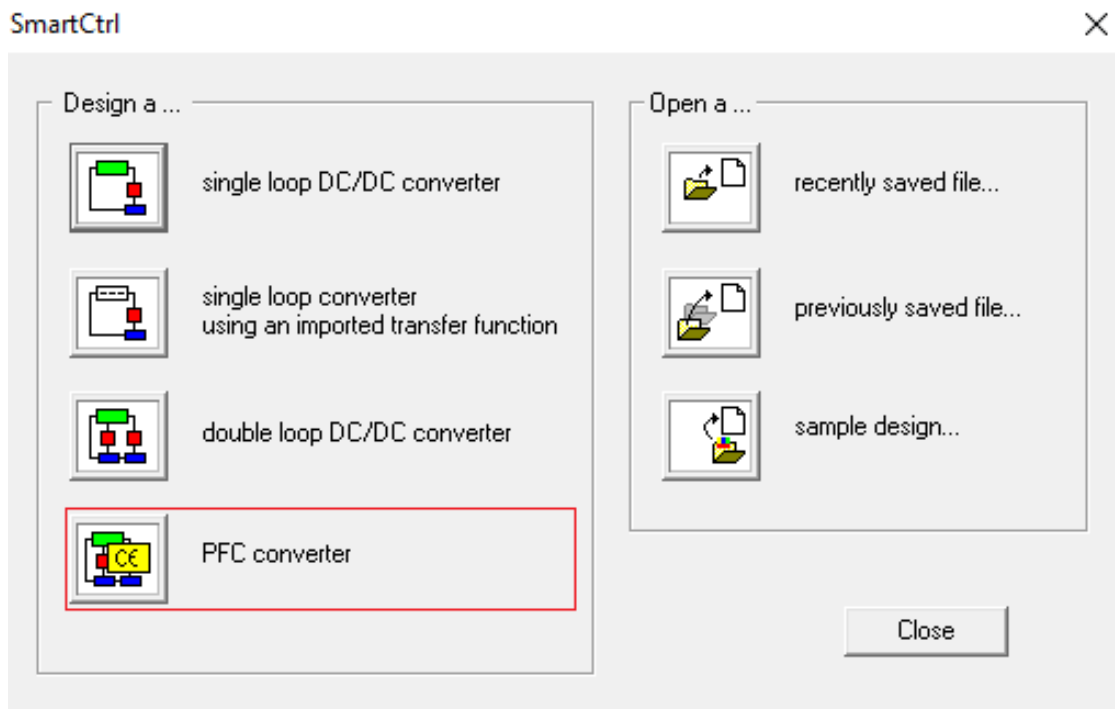


Figura 4.6 Elección del tipo de control en SmartCtrl.

Una vez elegida la opción introduciremos los parámetros del elevador Boost como se indica en la siguiente figura, recordando que tenemos 230v eficaces ya que tenemos la tensión de red de entrada rectificadas, por lo que tenemos 325v de tensión de pico a 50 Hz, queriendo elevar a una tensión de 400v, además las pérdidas por el efecto Joule del cableado del circuito las consideramos muy pequeñas, casi despreciables.

La resistencia de carga viene definida por la potencia a la que defino mi trabajo, esta valdrá 640Ω (ya que tenemos que $R = V^2/P = 400^2 / 250 = 640 \Omega$ para una potencia de 250 w a la salida). Para el valor del condensador y la bobina tomaremos valores típicos para este tipo de convertidor con las características deseadas.

De modo que mi elevador queda diseñado de la siguiente manera:

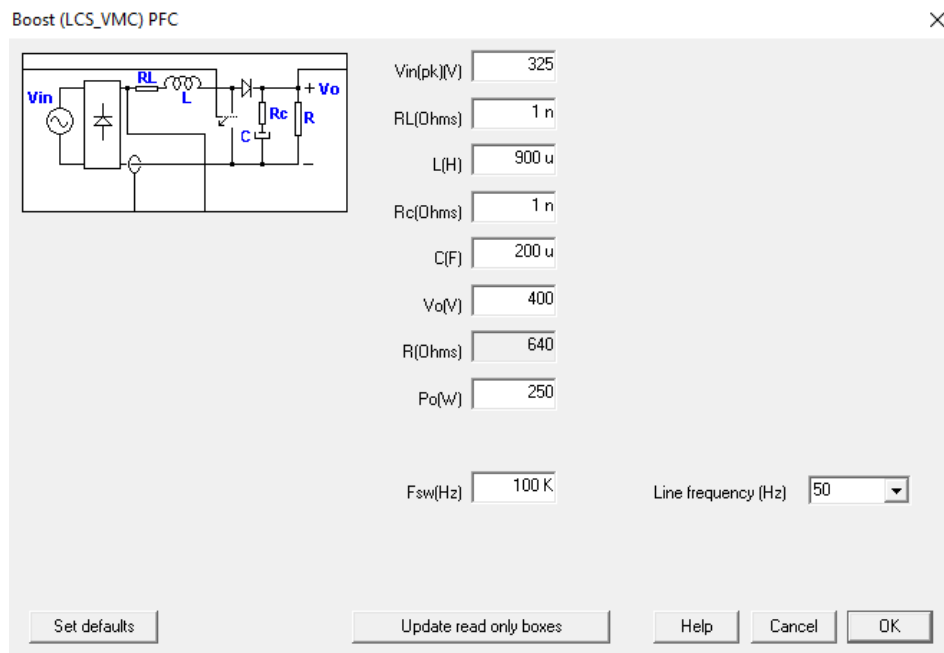


Figura 4.7 Datos del elevador en SmartCtrl.

Empezamos definiendo el lazo de corriente a la cual la otorgamos un valor de la ganancia de 0.25:

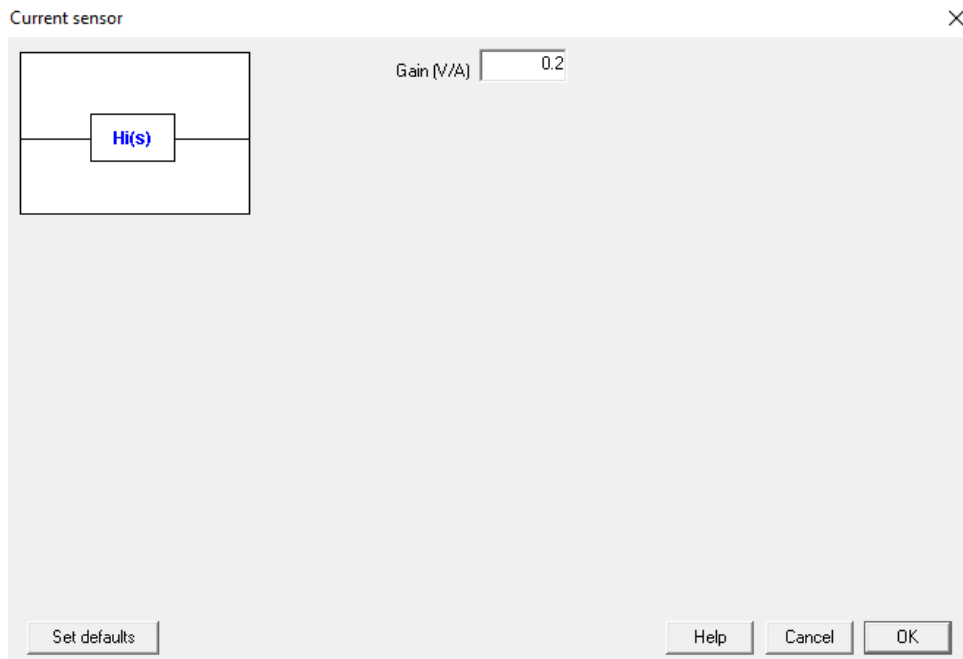


Figura 4.8 Elección de ganancia del sensor de corriente en SmartCtrl.

Usando un regulador tipo 2 con los siguientes parámetros:

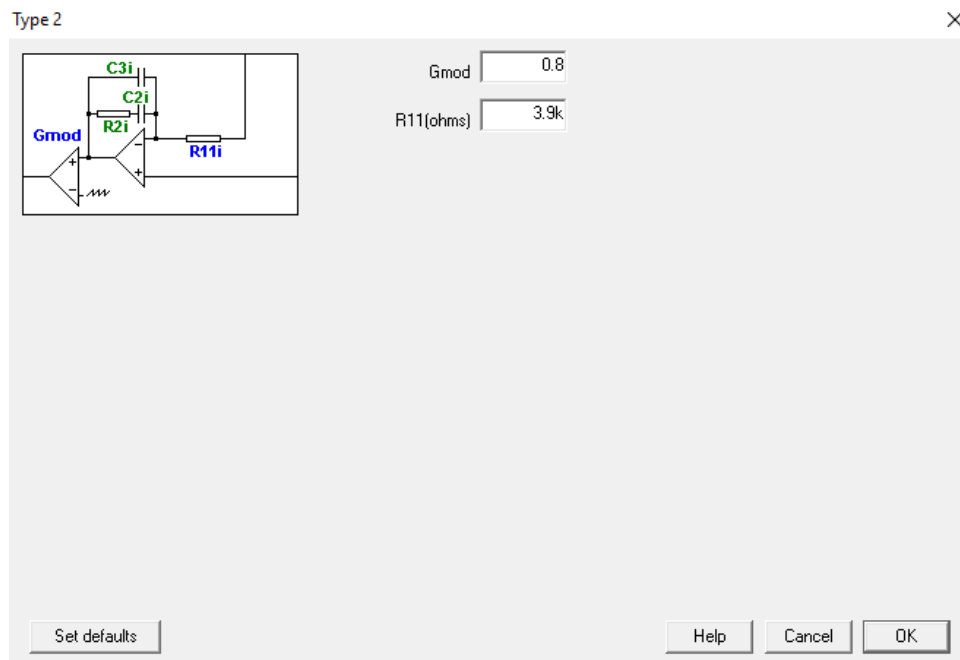


Figura 4.9 Elección del regulador del lazo interno de corriente en SmartCtrl.

Diseñado ya el lazo de control interno definiremos las características del control:

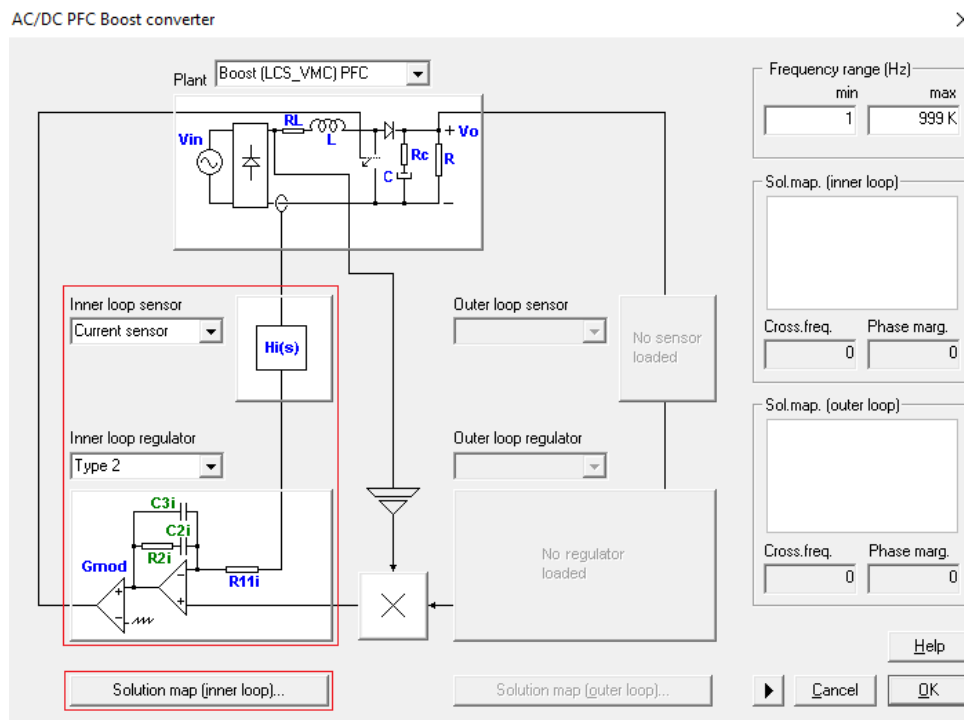


Figura 4.10 Lazo interno de corriente en SmartCtrl.

Elegimos un punto con el cual el sistema sea estable y tenga un buen margen de fase:

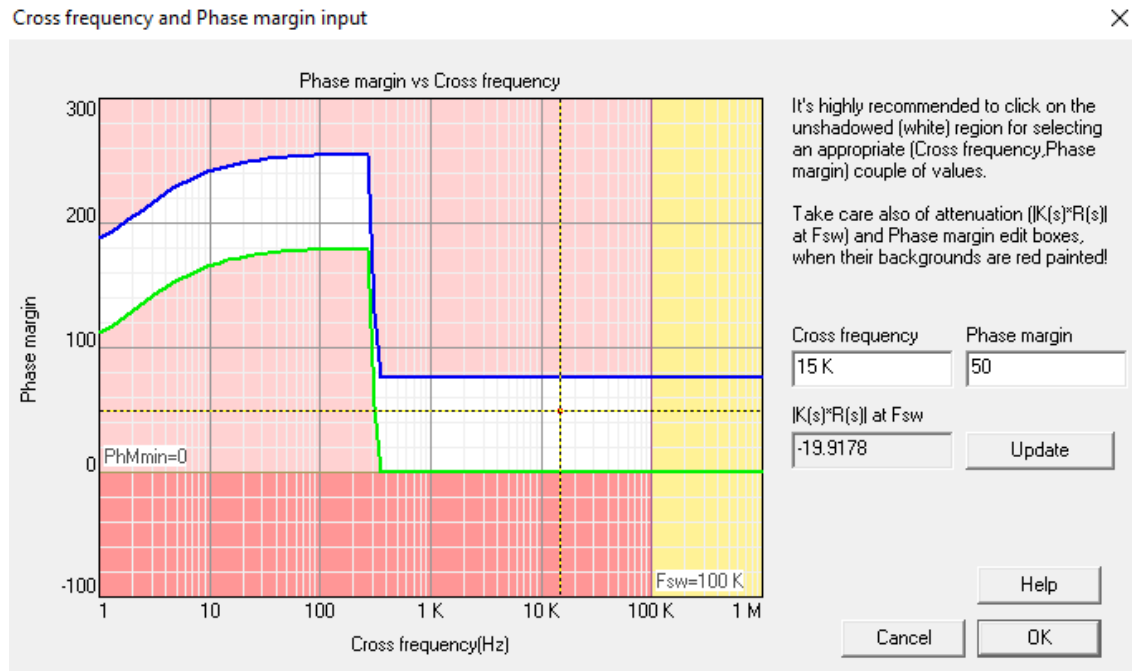


Figura 4.11 Margen de fase vs frecuencia de cruce del lazo interno de corriente.

Como trabajamos con los polos dentro del círculo unidad garantizo que mi sistema sea estable:

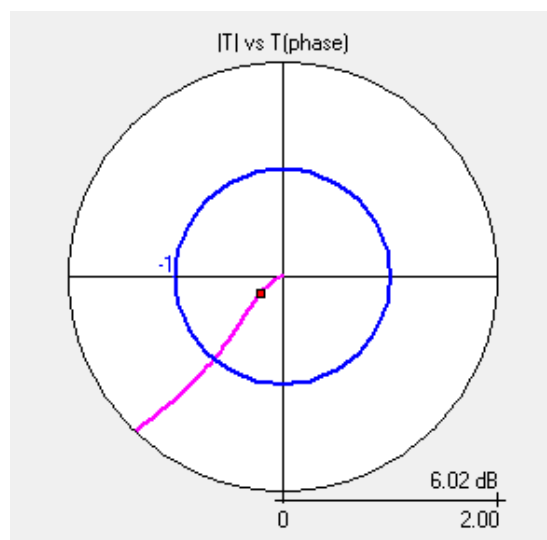


Figura 4.12 Estabilidad del lazo interno de corriente.

Otra forma de garantizar que sea estable es revisando el diagrama de Bode y comprobando los márgenes, vemos que el sistema no alcanza el valor de -180° en el diagrama de fases, por lo tanto garantizo su estabilidad:

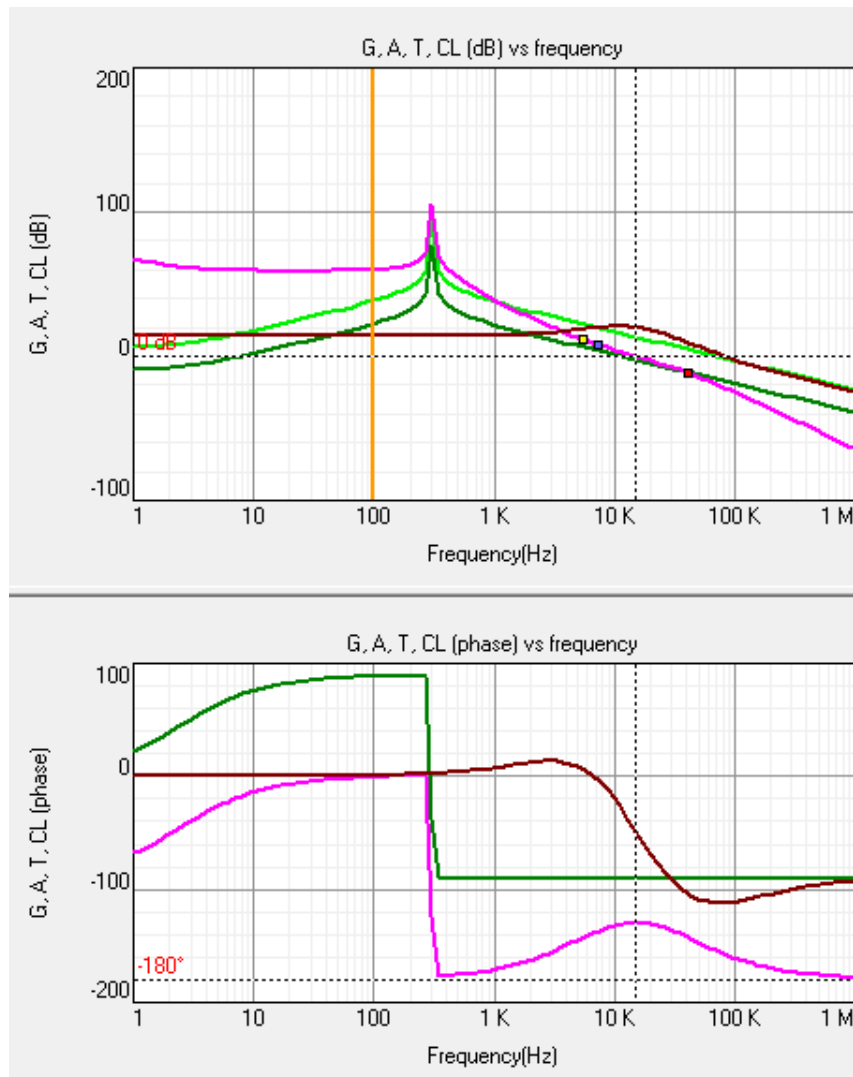


Figura 4.13 Estabilidad del lazo interno de corriente mediante bode.

Pasando al lazo externo de control de tensión se tiene que para mejorar el modelo debo utilizar la opción Reg. Embedded V. div, puesto que será la opción con la que mejor puedo modelar mi control, eligiendo 7.5v como tensión de referencia ya que muchos microcontroladores usan dicha tensión como referencia.

Haciendo esto se tiene:

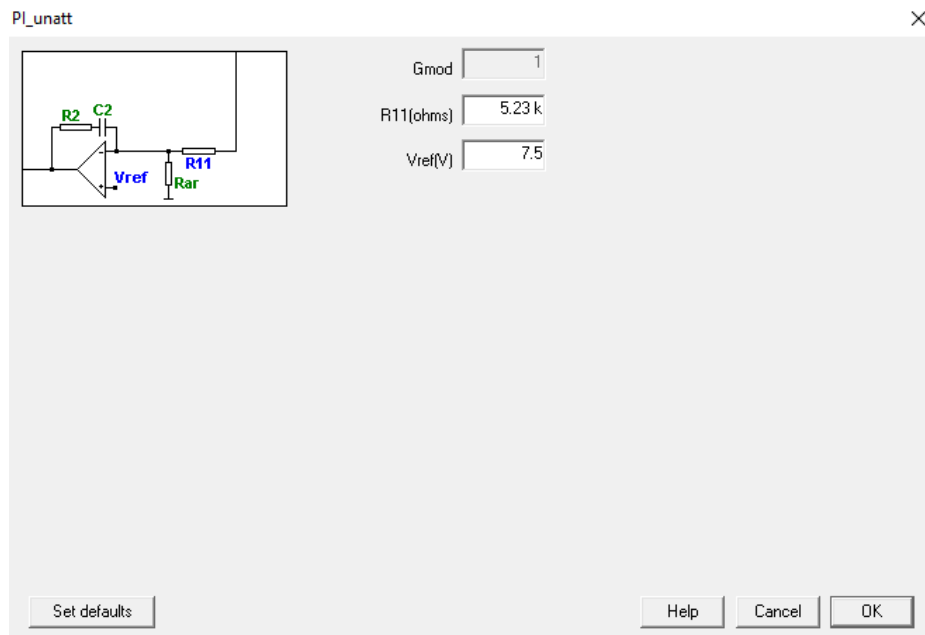


Figura 4.14 Regulador del lazo externo de tensión en SmartCtrl.

Por lo que ya estaría el lazo externo de tensión a falta de testear su estabilidad y clicando en solution map la escojo:

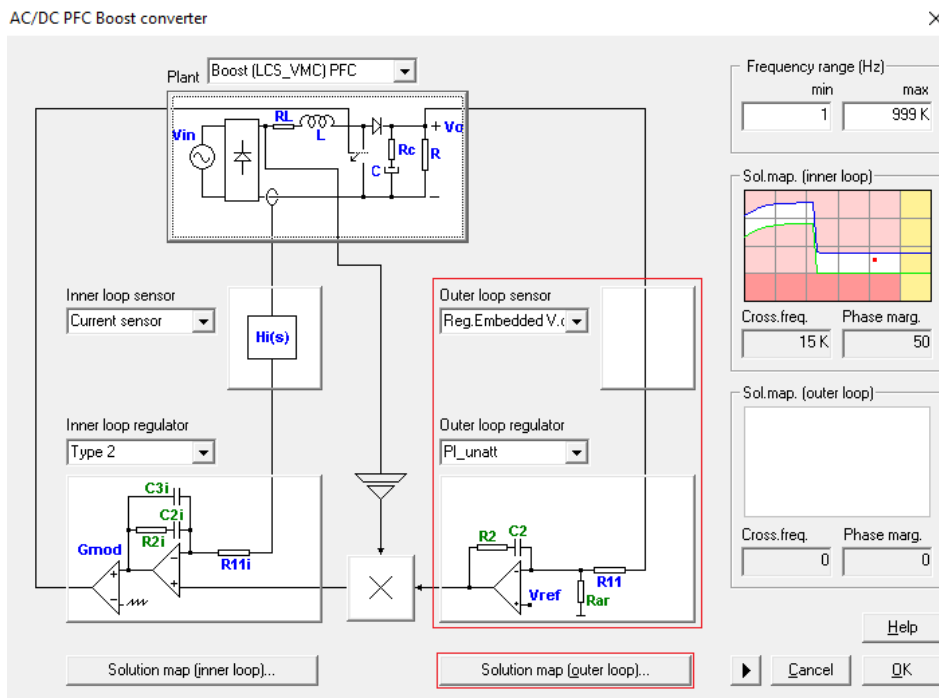


Figura 4.15 Lazo externo de tensión en SmartCtrl.

Tomaremos 30 Hz de frecuencia de cruce y 50° de margen de fase y testeo la estabilidad del lazo externo:

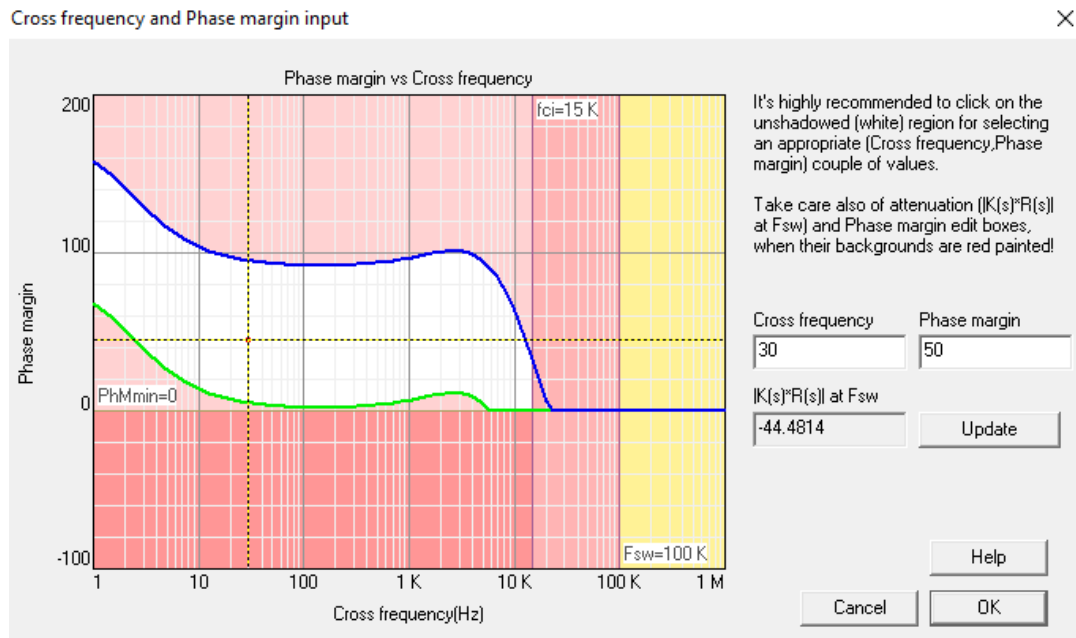


Figura 4.16 Margen de fase vs frecuencia de cruce del lazo externo de tensión.

Esta vez compruebo mediante el Bode la estabilidad del sistema para los parámetros elegidos, como tanto el margen de ganancia como el margen de fase son positivos, mi sistema es estable como se muestra en la figura:

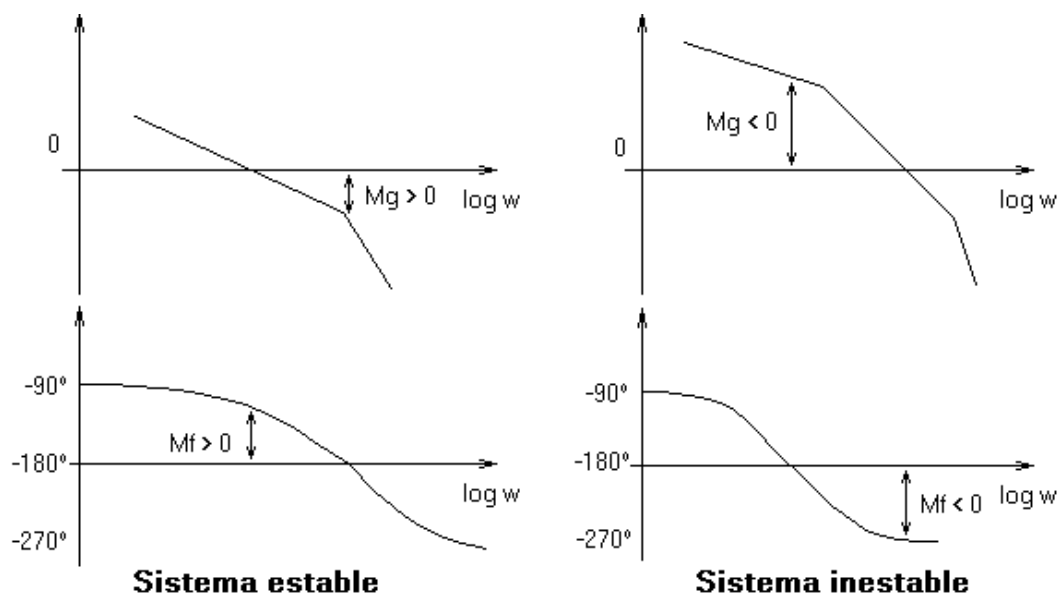


Figura 4.17 Teoría de la estabilidad de un sistema en diseño de frecuencia.

Comprobamos que los márgenes son positivos en mi sistema y vemos que se tiene:

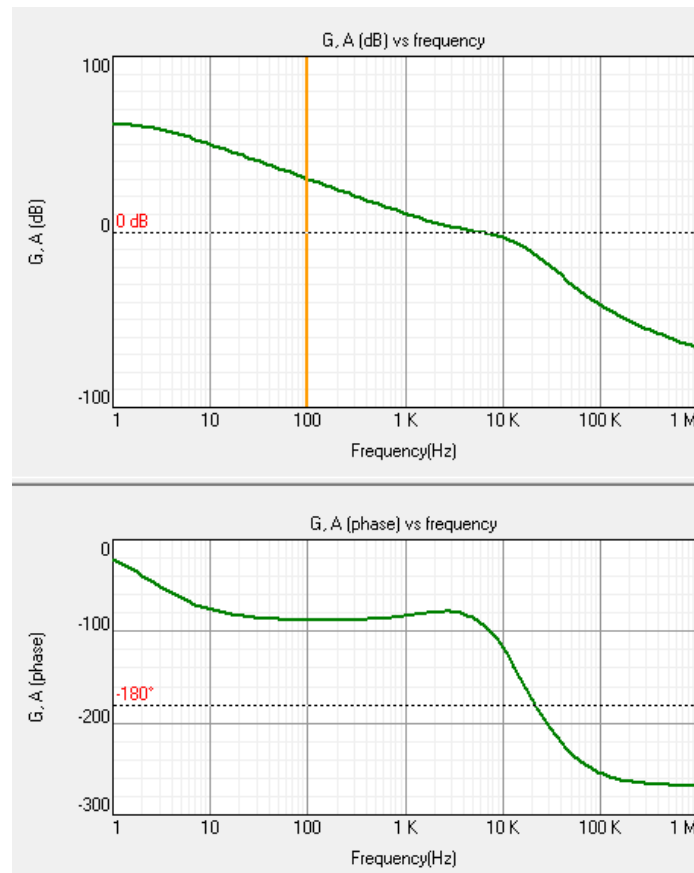


Figura 4.18 Estabilidad en diseño de la frecuencia del lazo externo de tensión.

Luego mi control será:

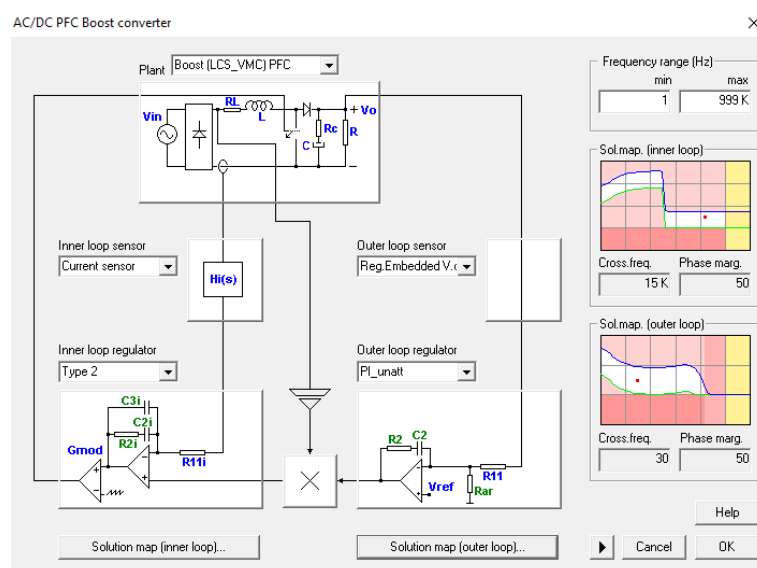


Figura 4.19 Esquema completo del control diseñado.

Siendo la respuesta de este un sistema estable:

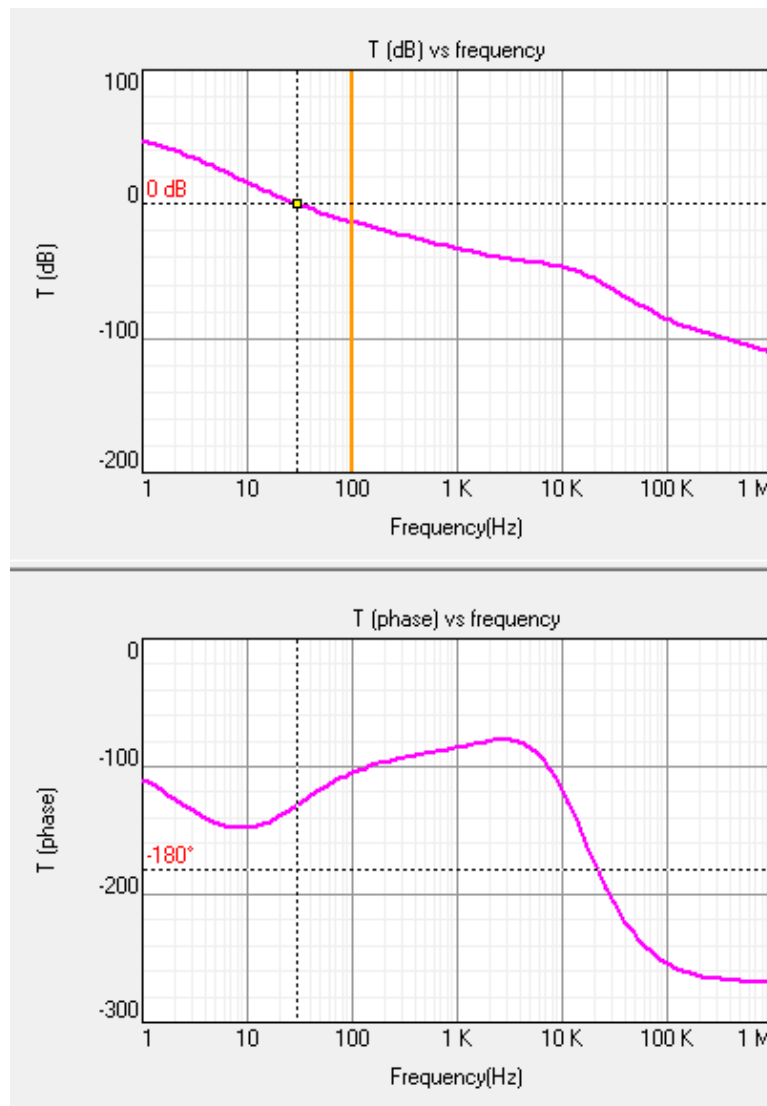


Figura 4.20 Estabilidad en diseño de la frecuencia de todo el control.

Tras dar por finalizado el control del factor de potencia del elevador, exportamos e introducimos el control al esquemático del sistema acoplándolo a este.

Tanto el plano del boost como los lazos de los controles diseñados se muestran en el capítulo 7 junto con todas las simulaciones realizadas de interés.

5 SEGUNDA ETAPA - CONVERTIDOR FORWARD

5.1 CLASIFICACIÓN DEL CONVERTIDOR FORWARD

El convertidor Forward es un convertidor de CC/CC conmutado con aislamiento y excitación unidireccional. Estos convertidores presentan ventajas y desventajas frente a los convertidores lineales, las principales ventajas son que el transformador opera con frecuencias más grandes en los convertidores conmutados por lo que disminuirá su tamaño y peso, aparte los polos de potencia operan en conmutación, con esto se logra una mejora de eficiencia y por tanto menores pérdidas, en contra tenemos que estos dispositivos son más complejos y producen armónicos por lo que volveremos a tener que implementar un control.

Según la forma en la que trabaja el transformador, los convertidores CC/CC pueden ser:

- De excitación unidireccional: en estos dispositivos el transformador utiliza únicamente la parte positiva de las características B-H (B: densidad de flujo, H: excitación magnética), es decir, trabajaremos solo en el primer cuadrante.
- De excitación bidireccional: en estos dispositivos el transformador utiliza tanto la parte positiva como la negativa de las características B-H (B: densidad de flujo, H: excitación magnética), es decir, trabajaremos en el primer y tercer cuadrante.

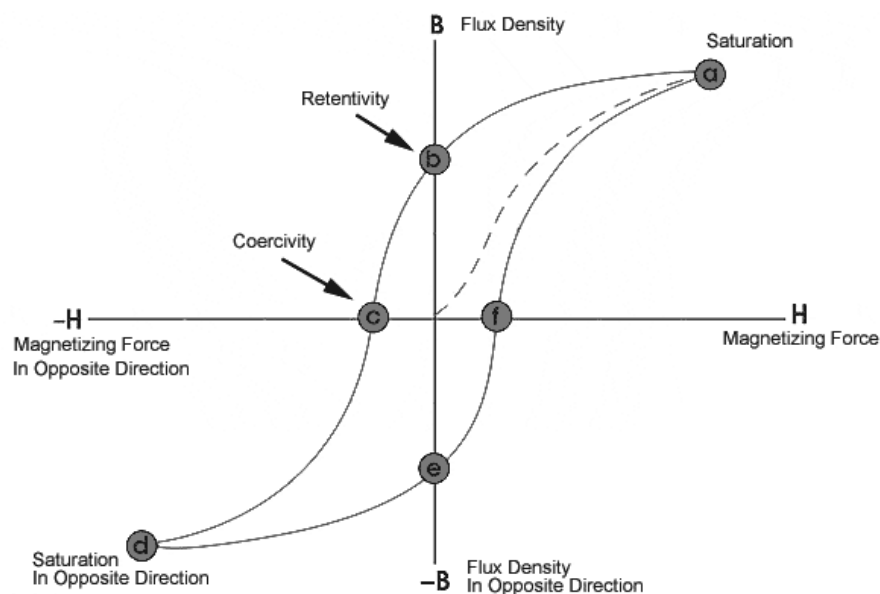


Figura 5.1 Curva B-H.

Para lo que nos respecta a nosotros el convertidor Forward es un derivado del convertidor Buck y será de excitación unidireccional.

5.2 CARACTERÍSTICAS Y ECUACIONES DEL CONVERTIDOR FORWARD.

Lo primero a destacar es que el convertidor Forward es utilizado en aplicaciones con niveles de potencia medios, es decir entre 150w y 500w.

Partimos del siguiente esquema, del que podremos observar que el transformador tiene tres devanados.

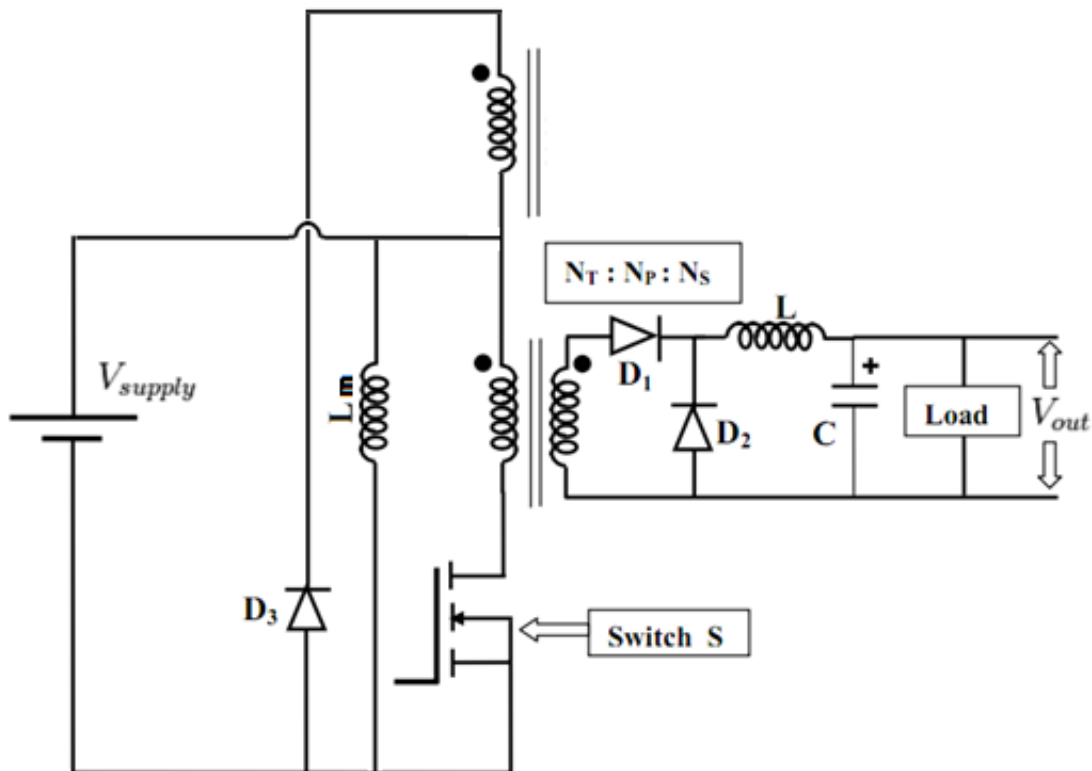


Figura 5.2 Esquema general del convertidor Forward.

El devanado 1 será del que contiene la rama del polo o switch S el devanado 2 es el devanado de la malla con dos diodos D_1 y D_2 , y por último el devanado 3 será el proveniente del diodo denominado D_3 .

Este convertidor transfiere la energía a la carga cuando se cierra el interruptor, explicándolo más en detalle, vemos que los dos primeros devanados son los que se encargaran de transferir la energía de la fuente V_{supply} a la carga durante el tiempo en el que el polo se mantenga cerrado, mientras que el devanado 3 solamente proporcionará un camino a la corriente magnetizante cuando el polo se mantenga abierto de forma que el valor de dicha corriente se haga nula antes de volver a cerrar dicho polo.

Para estudiar las características de dicho convertidor lo que vamos a realizar es un estudio de dicho circuito tanto para el polo cerrado como para el polo abierto.

Comenzamos el estudio para el interruptor cerrado, por lo que el diodo D3 estará en corte y mi esquema general del forward quedará simplificado al siguiente circuito:

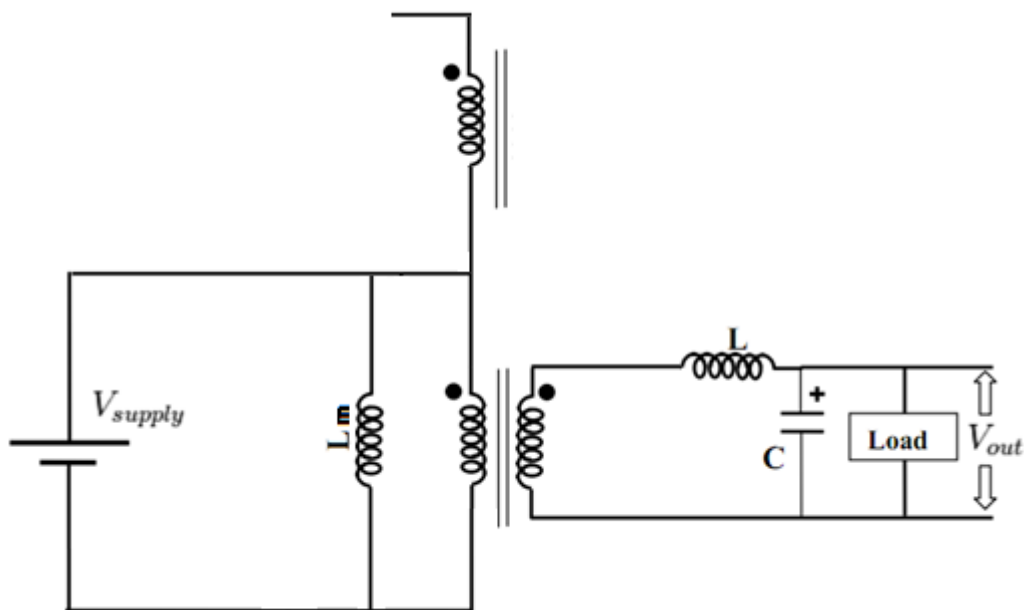


Figura 5.3 Esquema del convertidor Forward con el interruptor cerrado.

Analizando el circuito vemos que la tensión de la fuente es la misma que la tensión que soporta la inductancia magnetizante y también la tensión en el devanado 1, ya que están en paralelo.

La tensión de los devanados 2 y 3 vendrán dados por la relación de transformación del transformador.

Escribiendo dichas relaciones tendremos:

$$V_1 = V_{supply} = V_{Lm} = L_m \cdot \frac{di_{Lm}}{dt} \quad [5.1]$$

$$V_2 = V_{supply} \cdot \frac{N_2}{N_1} = V_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad [5.2]$$

$$V_3 = V_{supply} \cdot \frac{N_3}{N_1} = V_1 \cdot \frac{N_3}{N_1} \quad [5.3]$$

Para demostrar que D3 está en corte:

$$V_{D3} = -V_{supply} - V_3 < 0 \quad [5.4]$$

Si seguimos analizando el circuito, procedemos a calcular el valor de la caída de tensión en la inductancia L, este será la diferencia entre la tensión del devanado 2 y la tensión que tenemos a la salida, por lo que:

$$V_L = V_2 - V_{out} = V_{supply} \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_{out} = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad [5.5]$$

Y despejando obtengo que las corrientes tanto para L como para Lm aumentan de forma lineal, es decir, con el circuito en la configuración de polo cerrado, las corrientes por las inductancias aumentan:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{supply} \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_{out}}{L} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad [5.6]$$

Por lo que la variación de la corriente en la bobina para polo cerrado será de:

$$\Delta i_L = \frac{V_{supply} \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_{out}}{L} \cdot \Delta t = \frac{V_{supply} \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_{out}}{L} \cdot D \cdot T \quad [5.7]$$

Donde D es el porcentaje de ciclo de trabajo de los polos en estado cerrado y T es el periodo de conmutación de los polos.

Con lo visto hasta ahora podemos decir, que en los periodos en los que el interruptor está cerrado la corriente generada en L y L_m es de la forma:

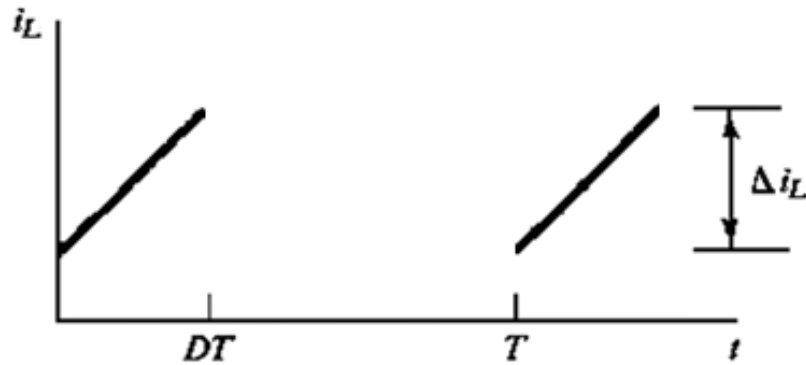


Figura 5.4 Evolución de la corriente en L con el interruptor cerrado.

Siguiendo con el estudio ahora veremos el caso del interruptor abierto, por lo que el diodo D_3 estará en conducción y mi esquema general del forward quedará simplificado al siguiente circuito:

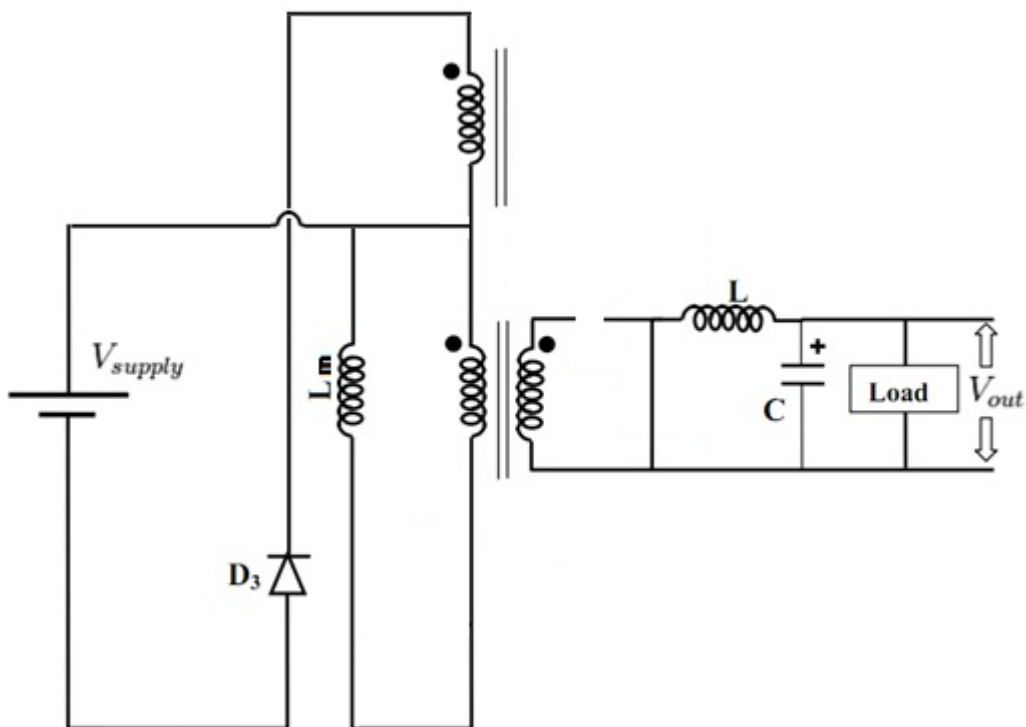


Figura 5.5 Esquema del convertidor Forward con el interruptor abierto.

Comenzamos diciendo que por continuidad de la corriente generada en la malla que se ha creado en el devanado 1 se tiene que:

$$i_1 = -i_{Lm} \quad [5.8]$$

Además el diodo D1 está en corte por lo que impide el paso de corriente por el devanado 2, esto se debe a que la corriente saliente en el terminal con punto del devanado 1 entrará por el terminal con punto del devanado 2, y de la misma forma entrará corriente por el terminal con punto del devanado 3, haciendo que el diodo D3 conduzca y por tanto:

$$V_3 = -V_{supply} \quad [5.9]$$

A través de las relaciones de transformación entre los devanados llegamos a:

$$V_1 = V_3 \cdot \frac{N_1}{N_3} = -V_{supply} \cdot \frac{N_1}{N_3} \quad [5.10]$$

$$V_2 = V_3 \cdot \frac{N_2}{N_3} = -V_{supply} \cdot \frac{N_2}{N_3} \quad [5.11]$$

Al estar en paralelo la tensión en la inductancia magnetizante es V_1 por lo que:

$$V_{Lm} = V_1 = -V_{supply} \cdot \frac{N_1}{N_3} = L_m \cdot \frac{di_{Lm}}{dt} \quad [5.12]$$

Reordenando la ecuación:

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{-V_{supply}}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_3} \quad [5.13]$$

Por otro lado la corriente generada en la inductancia L es positiva ya que teníamos que D2 conduce mientras que D1 está cortado, mientras que la tensión será:

$$V_L = -V_{out} = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad [5.14]$$

Reordenando dicha ecuación de forma similar a la ecuación 5.6, obtengo:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_{out}}{L} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D) \cdot T} \quad [5.15]$$

Por lo que la variación de la corriente en la bobina para polo abierto será de:

$$\Delta i_L = \frac{-V_{out} \cdot (1-D) \cdot T}{L} \quad [5.16]$$

Donde (1-D) es el porcentaje de ciclo de trabajo de los polos en estado abierto y T es el periodo de conmutación de los polos.

Con lo visto hasta ahora podemos decir, que en los periodos en los que el interruptor está abierto la corriente generada en L y Lm es decreciente por lo que es de la forma:

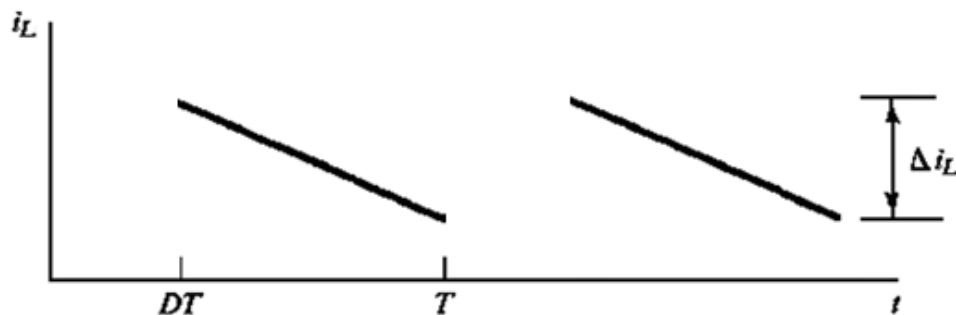


Figura 5.6 Evolución de la corriente en L con el interruptor abierto.

Ahora bien, para todos los periodos de funcionamiento del convertidor la variación neta de la corriente de las bobinas debe ser nula, si estamos en régimen permanente, esto implica que la suma de la ecuación 5.7 y de la ecuación 5.16 debe ser cero, igualando dichas ecuaciones obtenemos:

$$V_{out} = V_{supply} \cdot D \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad [5.17]$$

La ecuación 5.17 representa la relación entre la tensión de salida frente a la tensión de entrada, para un convertidor Forward.

Y representando la variación neta de la corriente en régimen permanente obtenemos el siguiente gráfico:

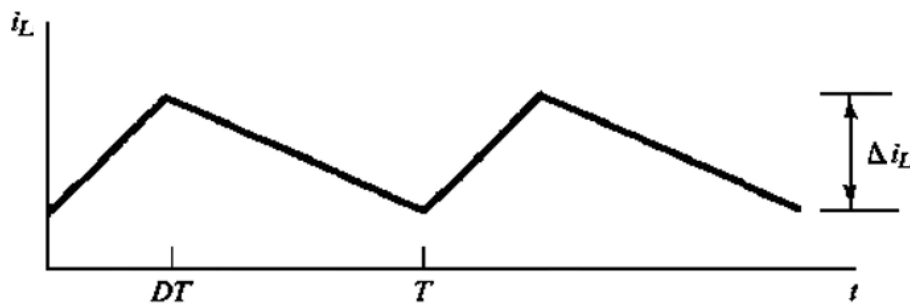


Figura 5.7 Evolución de la corriente en L para régimen permanente.

Ahora estudiamos la gráfica de la corriente de la inductancia magnetizante tanto para interruptor cerrado como para interruptor abierto, añadiremos además que en el convertidor Forward la corriente en esta inductancia deberá anularse antes del inicio del siguiente ciclo para desmagnetizar el núcleo. Se tiene por tanto, para interruptor cerrado:

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{V_{supply}}{L_m} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} \quad [5.18]$$

Por lo que reordenando:

$$\Delta i_{Lm} = D \cdot T \cdot \frac{V_{supply}}{L_m} \quad [5.19]$$

Y para interruptor abierto:

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{-V_{supply}}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_3} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D) \cdot T} \quad [5.20]$$

Por lo que reordenando:

$$\Delta i_{Lm} = -\Delta t_x \cdot \frac{V_{supply}}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_3} \quad [5.21]$$

Donde Δt_x es el tiempo necesario para la anulación de la corriente y valdrá:

$$\Delta t_x = D \cdot T \cdot \frac{N_3}{N_1} \quad [5.22]$$

Denominando t_0 al instante de tiempo en el que la corriente alcanza el valor cero, tenemos que este instante se produce en:

$$t_0 = D \cdot T + \Delta t_x = D \cdot T + D \cdot T \cdot \frac{N_3}{N_1} = D \cdot T \cdot \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right) \quad [5.23]$$

Como dijimos que para el convertidor Forward la corriente magnetizante debe anularse antes del siguiente periodo, esto implica que t_0 sea menor que el periodo y por tanto:

$$t_0 < T \quad [5.24]$$

$$D \cdot T \cdot \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right) < T \quad [5.25]$$

$$D \cdot \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right) < 1 \quad [5.26]$$

Esto implica que el ciclo de servicio máximo se da cuando:

$$D_{m\acute{a}x} = \frac{1}{\left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right)} \quad [5.27]$$

Utilizando la ecuación 5.27 y sabiendo que habitualmente el número de espiras para N_1 es el mismo que para N_3 por lo que obtenemos que el ciclo de servicio máximo tomará el valor de 0.5.

Representando gráficamente la evolución de las corrientes en función de la tensión de alimentación se observa cómo se anula la corriente magnetizante antes de finalizar un periodo:

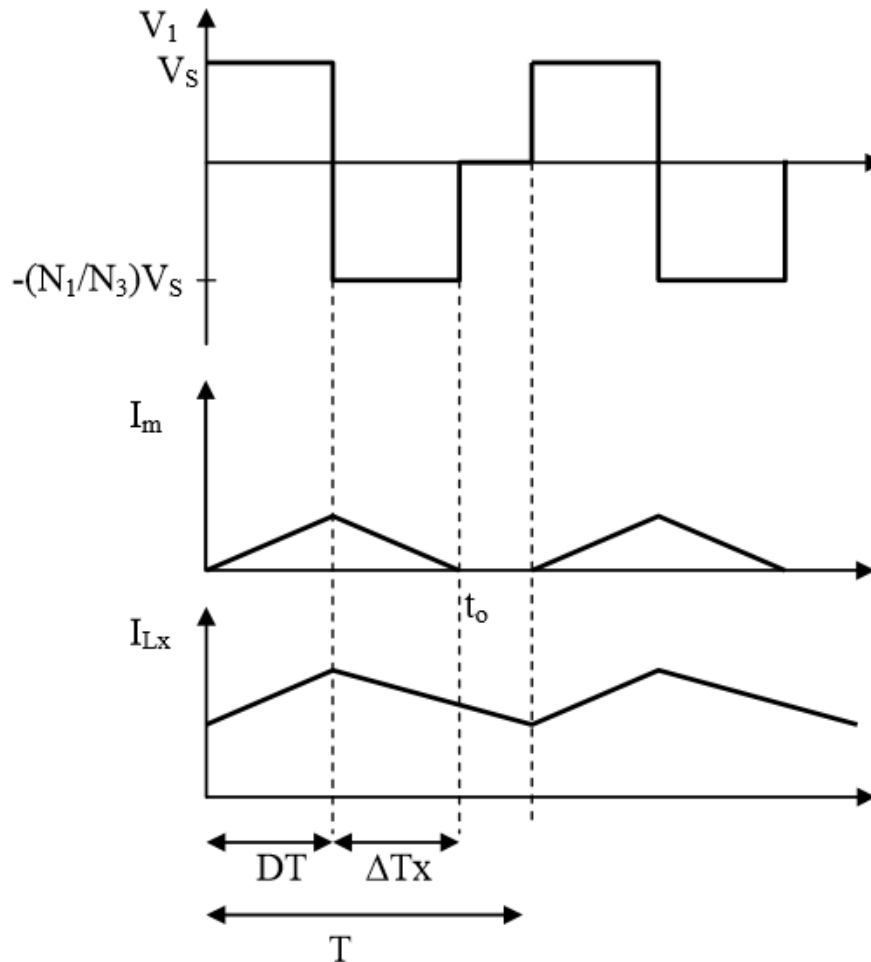


Figura 5.8 Evolución de las corrientes en L_m y L para régimen permanente.

5.3 ESTUDIO DEL RIZADO GENERADO POR EL CONVERTIDOR FORWARD.

Los estudios generales del convertidor Forward consideran de forma teórica que la tensión es continua y constante a la hora de obtener su modelo matemático, esto en la realidad no es así, ya que en la práctica dicha tensión siempre va a contener un leve rizado, por lo que en este apartado nos centraremos en incorporar este factor a nuestro modelo.

Volviendo a la figura 5.7, y separando por el valor medio de la corriente i_L :

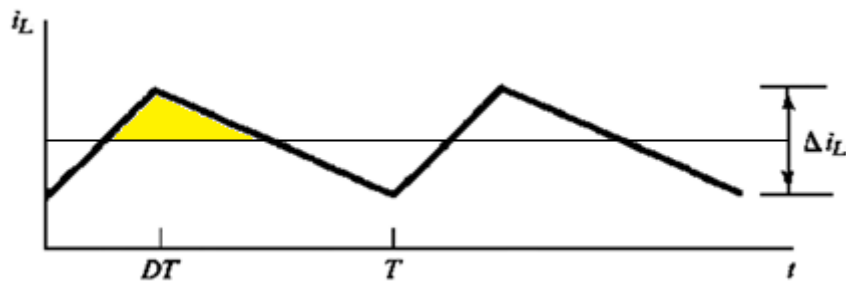


Figura 5.9 Valor medio de la corriente en L para régimen permanente.

Tenemos que el área del triángulo superior será la carga almacenada por el condensador en medio periodo, tenemos entonces:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{T \cdot \Delta i_L}{8} \quad [5.28]$$

Y sabiendo que la diferencia de potencial entre dos placas de un condensador viene dada por la carga eléctrica almacenada entre la capacidad del condensador, se tiene:

$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{T \cdot \Delta i_L}{8 \cdot C} \quad [5.29]$$

Y volviéndonos a la ecuación 16, sustituyendo Δi_L en la ecuación 5.29 obtenemos, donde f es la frecuencia, es decir, la inversa del periodo:

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = \frac{1-D}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2} \quad [5.30]$$

La expresión 30 determina el rizado de la tensión para el convertidor Forward.

5.4 DISEÑO DEL CONVERTIDOR FORWARD EMPLEADO.

El Forward propuesto en este trabajo de fin de grado será un convertidor que trabajará con una potencia de 250w, que es la potencia elegida inicialmente, y vemos que la potencia elegida está dentro del rango de potencias con las que nuestro convertidor puede trabajar, recordamos que el convertidor Forward se emplea para aplicaciones de potencias medias (de entre 150w y 500w).

Seguidamente hablaremos del transformador, del cual tomaremos valores típicos, es decir, el número de vueltas del devanado 1 será el mismo que el número de vueltas del devanado 3, esto limita al ciclo de servicio, el cual alcanzará un valor máximo de 0.5, además tomaremos como inductancia magnetizante una de valor $L=5\text{mH}$, que es un valor típico para estos transformadores.

Queda por tanto a elección propia el número de vueltas del devanado 2. Haciendo uso de la ecuación 5.17 y 5.27 donde V_{supply} toma un valor de 400V y $D_{m\acute{a}x}$ toma un valor de 0.5, elegiremos por tanto la relación:

$$4 \cdot N_1 = N_2 = 4 \cdot N_3 \quad [5.31]$$

Por lo que:

$$V_{out\ m\acute{a}x} = 400V \cdot 0.5 \cdot \frac{1}{4} = 50V \quad [5.32]$$

Mi diseño permite que el sistema pueda trabajar con un rango de tensión a la salida de 0V a 50V y una potencia de 250w.

Cabe destacar que la aplicación original está diseñada para ser un cargador de baterías de 12V, por lo que $V_{out\ m\acute{a}x} = 12V$ y por tanto el ciclo de servicio con el que nosotros trabajaremos será de:

$$D = \frac{12}{400} \cdot 4 = 0.12 \quad [5.33]$$

Pudiendo barajarse como trabajos futuros opciones de 5V, 24V a 48V, que son las salidas en bornes de las baterías comerciales más habituales, y por tanto solo sería cuestión de ajustar el ciclo de servicio al deseado.

Ahora hallamos la resistencia de carga R, denotada en mi circuito como Rx sabiendo que tenemos de V_{out} de 12V y P_{out} de 250 w, esta será de:

$$R = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} = 0.576 \Omega \quad [5.34]$$

Ahora hallamos el valor medio de la corriente que pasa por la inductancia L, este valor será de:

$$i_{Lmed} = \frac{V_{out}}{R} = 20.83 A \quad [5.35]$$

Donde el incremento viene dado por la expresión 5.16, siendo su valor en módulo menor que el valor de i_{Lmed} calculado, ya que necesito i_{Lmin} sea mayor que cero, por lo tanto, como solo me interesa la mitad del módulo del incremento y trabajaré con la frecuencia la tendré:

$$\frac{|\Delta i_L|}{2} = \frac{V_{out} \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot L} = \frac{V_{out} \cdot (1-D)}{2 \cdot f \cdot L} = \frac{12 \cdot (1-0.12)}{2 \cdot f \cdot L} < 20.83 \quad [5.36]$$

Despejando el valor crítico y considerando mi diseño con una frecuencia típica para estos convertidores de 40kHz, por lo tanto:

$$L_{crítica} = 0.0126 mH \quad [5.37]$$

Para el valor de la ecuación 5.37 tenemos que la corriente que pasa por la inductancia se anula, por lo que debemos tomar un valor superior a este, se ha elegido L con valor de 0.15mH, denotada en mi esquemático por Lx.



Por último el valor del condensador irá en función del tamaño de rizado que se le quiera dar a la salida según la ecuación 5.30, por lo que:

$$C \cdot \Delta V_{\text{out}} = \frac{(1-D) \cdot V_{\text{out}}}{8 \cdot L \cdot f^2} = \frac{(1-0.12) \cdot 12}{8 \cdot 0.00015 \cdot 40000^2} = 0.0000055 \quad [5.38]$$

Tomaremos un valor para el condensador C de 650 μ F, denotado en mi circuito como Cx, con este valor conseguimos que el rizado de la tensión sea muy pequeño.

Cabe comentar que no se ha considerado un modelo ideal, por lo que se le ha introducido una pequeña impedancia tanto al transformador como al cableado del circuito.

6 CONTROL DE TENSIÓN EN CONVERTIDOR FORWARD

6.1 ELECCIÓN DEL PROCEDIMIENTO DE CONTROL.

En los convertidores CC/CC existen dos procedimientos de control para su salida, que son:

- Control en modo de tensión.
- Control en modo de corriente.

Recordando el procedimiento habitual de carga de una batería lo recomendable era aplicar una corriente constante hasta alcanzar el voltaje límite de la celda que en nuestro caso es de 12V, y una vez alcanzado aplicamos a continuación el voltaje constante límite de la celda hasta que la corriente descienda por debajo del 3% de la corriente nominal aplicada en la primera fase de la carga, y por tanto ese es el momento en el que se consideraría el final de la carga.

Resumiendo, trataremos de buscar mantener una tensión constante de 12V, por lo que nos interesa aplicar el control en modo de tensión.

6.2 PROCEDIMIENTO DE CONTROL EMPLEADO.

La idea de este control es comparar en el amplificador de error la tensión V_{out} frente a una tensión de referencia, la salida de este bloque será el error, el cual usaremos para ajustar el ciclo de servicio en otro bloque comparador, su salida de este segundo comparador se hará pasar por un driver para poder conectarle a los polos del Forward, de esta forma hemos logrado regular la tensión de salida a un valor lo más constante posible, ya que siempre va a existir un inevitable rizado.

Representando el esquema general del control de tensión del Forward en la figura 6.1 tendríamos:

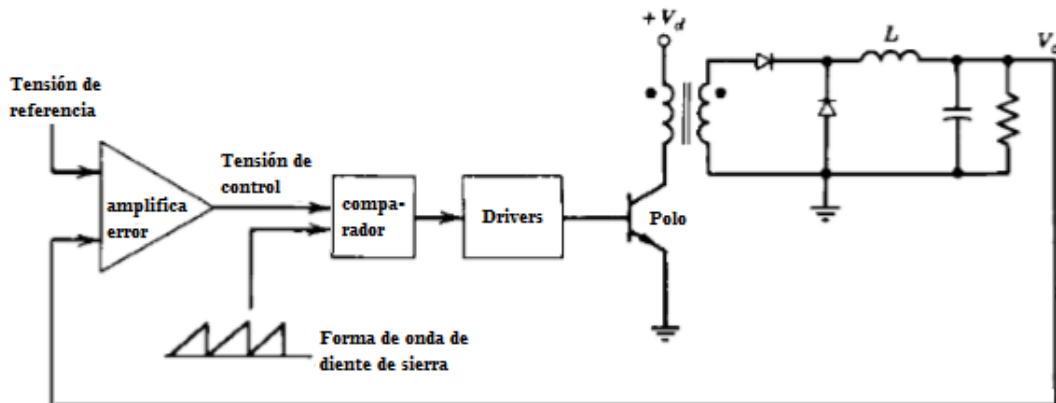


Figura 6.1 Esquema general del control de tensión del Forward.

Representando más en detalle los dos primeros módulos (el amplificador del error y el comparador) tenemos:

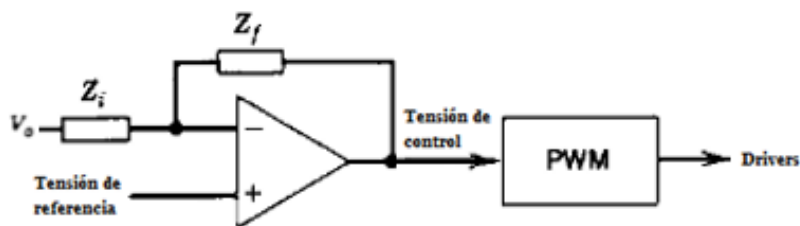


Figura 6.2 Esquema del comparador del error junto con el controlador PWM.

Respecto al amplificador que compara el error, se tiene que tener en cuenta que a la hora de diseñar el control, debemos garantizar que el sistema sea estable, es decir, necesitaremos establecer un margen de fase adecuado, usualmente se toman valores superiores a 40° , respecto a la ganancia buscamos que el corte en OdB tenga la menor pendiente posible, además de que el tiempo de respuesta que presenta el sistema sea rápido, todo esto hace que se ofrezca unas características de respuesta estacionaria adecuadas por lo que en base a esto asociamos los valores de las impedancias para la compensación al amplificador del error.

Respecto al controlador PWM, tenemos que este se encarga de promediar en el espacio de estados la señal de control con una señal en diente de sierra, de modo que las compara y la modula la salida, recordando que si la señal de control supera a la del diente de sierra la salida tomará valor alto, mientras que si la señal de control es menor que el diente de sierra, la salida tomara valor cero.

Por último añadimos que si la tensión de salida disminuye de modo que es menor que la tensión de referencia, entonces se aumentará la señal de control aumentando en consecuencia el ciclo de servicio y corrigiendo la salida para aumentarla. De forma gráfica muestro lo comentado:

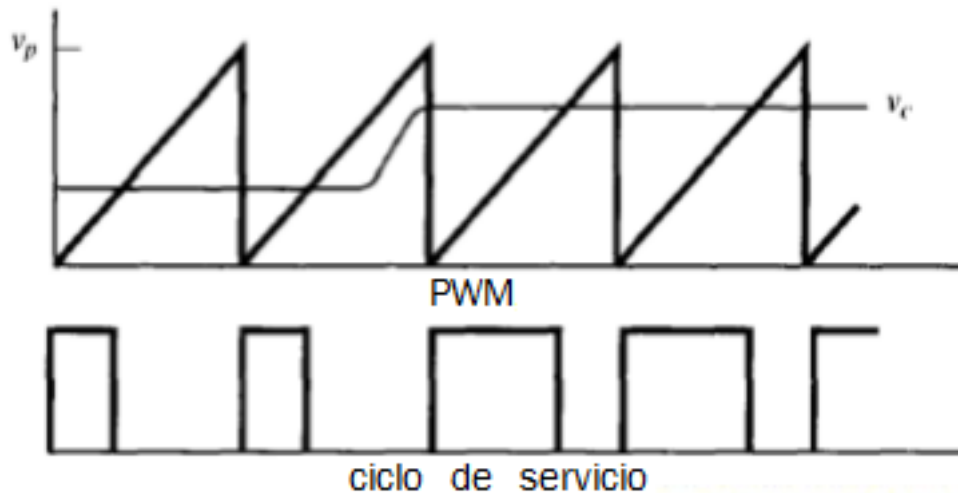


Figura 6.3 Evolución de la tensión al aumentar el ciclo de servicio.

El principal problema para realizar el control en el convertidor Forward es que como se trata de un convertidor de modos conmutados a lo largo del periodo de operación esta configuración pasa por modos de trabajo diferentes, por lo que las ecuaciones que describen el modelo cambian, haciendo que sea más difícil determinar su función de transferencia.

6.3 DISEÑO DEL CONTROL DE TENSIÓN EN EL CONVERTIDOR FORWARD.

Una vez fijados los parámetros de la segunda etapa, fijaremos los parámetros de la etapa de control del forward, para ello volvemos a la herramienta utilizada para el diseño del control de la primera etapa de Psim, el SmartCtrl, eligiendo la opción single loop DC/DC converter:

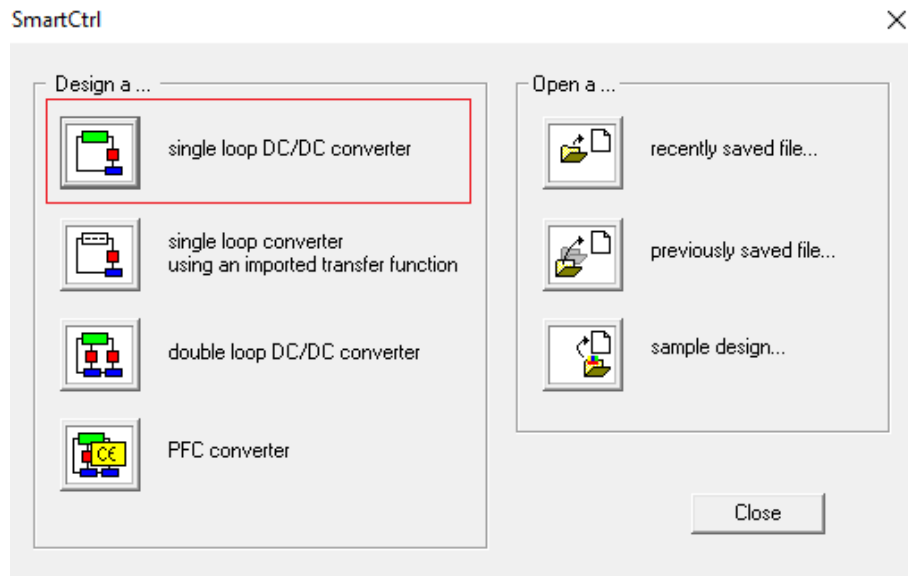


Figura 6.4 Selección de la opción de control con la herramienta SmartCtrl.

Y tomamos como opción Desing → Predefined Topologies → DC/DC Converters → Single loop → Forward → Voltage mode controlled.

Ya que nuestro diseño está enfocado a un control para un Forward en modo de tensión.

Una vez seleccionado, nos aparecerá un menú en el cual introducimos los parámetros del Forward calculados en el capítulo anterior de la siguiente forma y aceptamos, de esta forma controlaremos nuestro circuito ya diseñado:

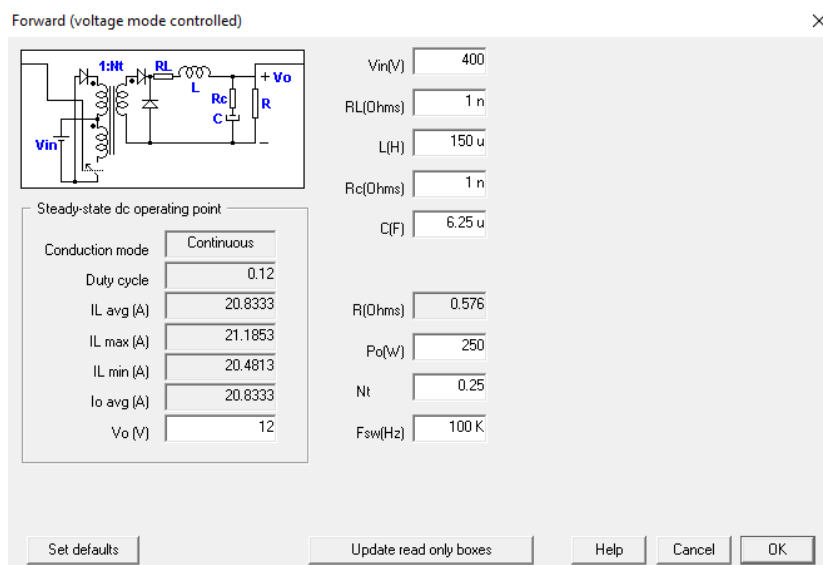


Figura 6.5 Introducción de parámetros del Forward en SmartCtrl.

Ahora vendrá la elección del sensor, marcaremos la opción Isolated V.Sensor:

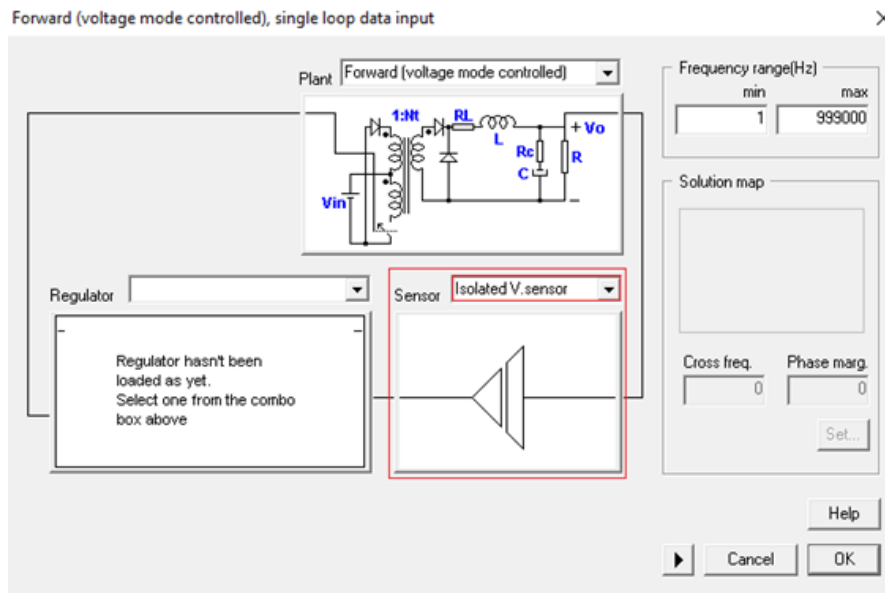


Figura 6.6 Elección del sensor del Forward en SmartCtrl.

Para los parámetros de dicho sensor tenemos que nosotros trabajaremos con una tensión de referencia de 7.5 V, la misma que para el elevador, por lo que tendrá que multiplicarse mis 12 V a la salida por una ganancia de 0.625 para tener dicho valor, además se elegimos una frecuencia de conmutación de los polos de 40 kHz por lo que:

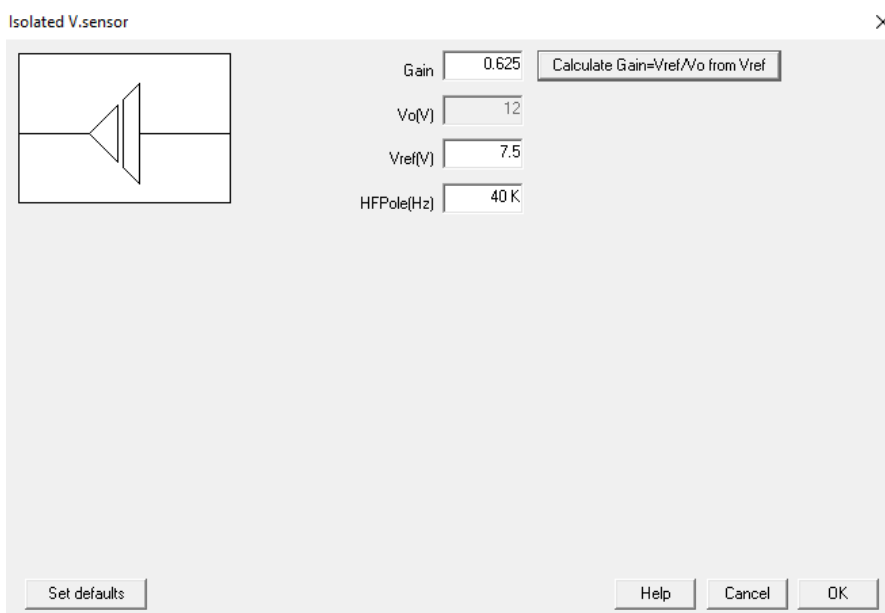


Figura 6.7 Introducción de los parámetros del sensor del Forward en SmartCtrl.

Ahora pasamos a la elección del regulador, marcamos la opción Type 2:

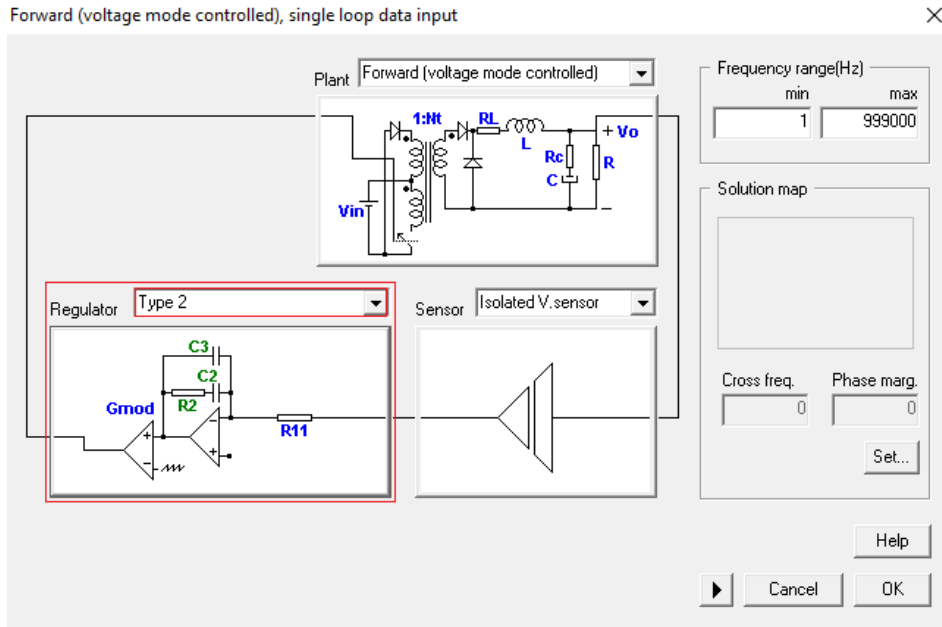


Figura 6.8 Elección del regulador del Forward en SmartCtrl.

Introducimos los parámetros calculados de dicho regulador:

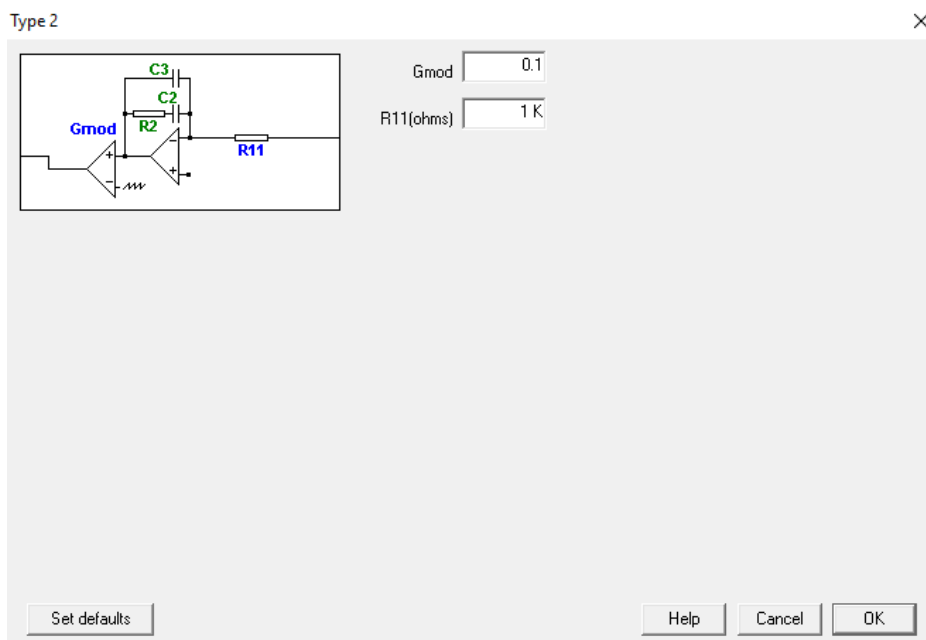


Figura 6.9 Introducción de parámetros del regulador del Forward en SmartCtrl.

Una vez introducido tanto el sensor como el regulador debemos seleccionar una frecuencia de cruce con un margen de fase que tengan una respuesta adecuada de mi sistema, para ello seleccionando el comando set:

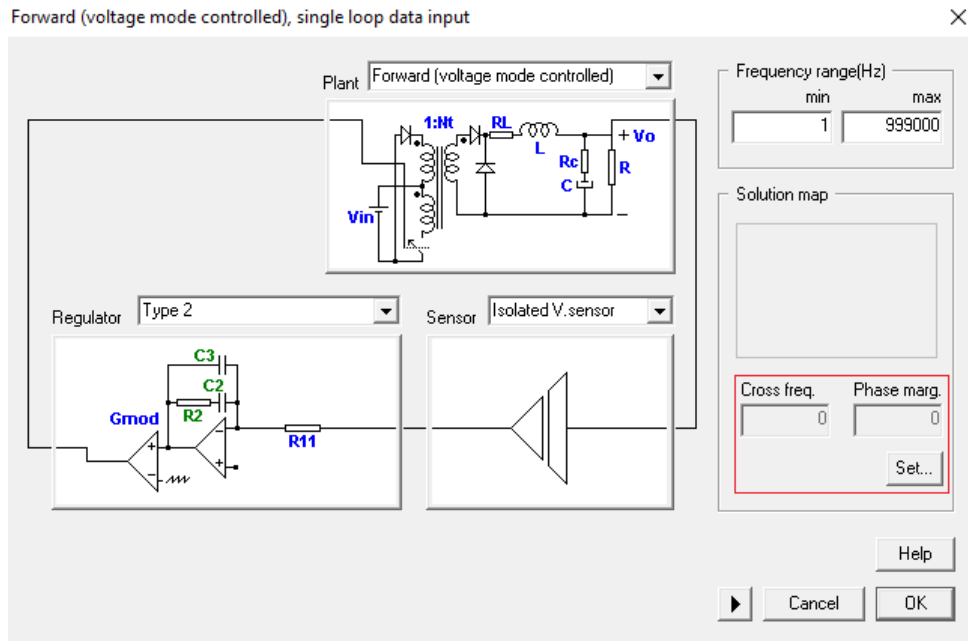


Figura 6.10 Selección de margen de fase y frecuencia de cruce en SmartCtrl.

Teníamos que el margen de fase para el control debía superar los 40° por lo que elegimos ese valor, además tomaremos una frecuencia de cruce de 5 kHz obteniendo como resultado:

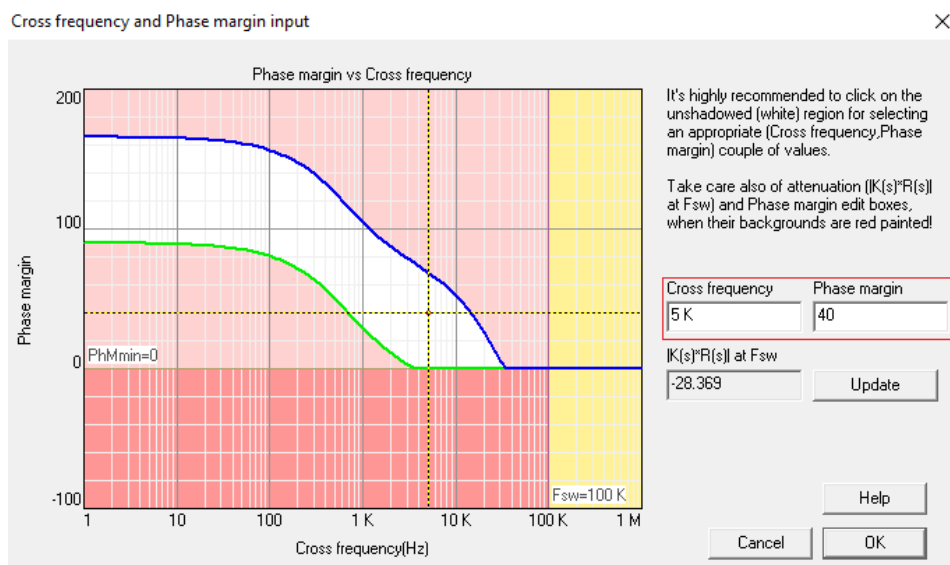


Figura 6.11 Gráfico del margen de fase vs frecuencia de cruce en SmartCtrl.

Una vez introducidos los datos tenemos la siguiente respuesta del sistema tiene los polos dentro del círculo unidad, por lo que se trata de un control que garantiza la estabilidad del sistema además de observar que para una perturbación tipo salto el sistema responde con un tiempo de establecimiento menor a los 0.2ms:

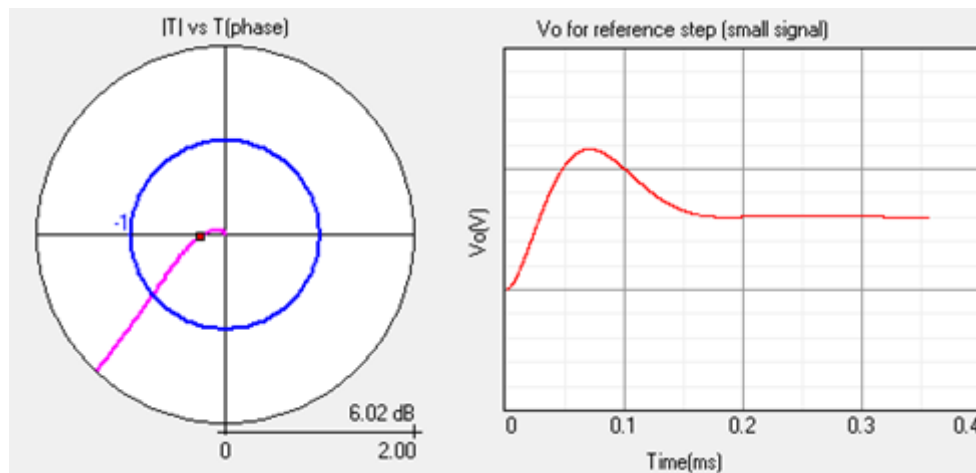


Figura 6.12 Respuesta del sistema en SmartCtrl.

Tras dar por finalizado el control en modo de tensión del Forward, exportamos e introducimos el control al esquemático del sistema acoplándolo a este.

Tanto el plano del Forward como del diseño del control de este se muestran en el capítulo 7 junto con todas las simulaciones realizadas de interés.

7 PLANOS Y SIMULACIONES

7.1 PLANOS.

7.1.1 ELEVADOR BOOST CONVENCIONAL.

El diseño del boost utilizado para la primera etapa es el siguiente, donde se observa que la tensión de red pasa por un puente rectificador y es llevada al elevador, este diseño lo utilizaremos para entender el concepto de los armónicos porque a pesar de obtener la tensión a la salida deseada, nuestra corriente se verá afectada por cambios de magnitud muy elevados en pequeños espacios de tiempo, siendo algo indeseable:

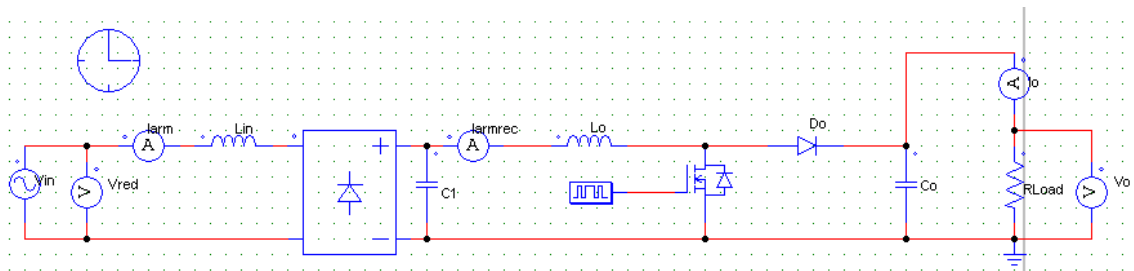


Figura 7.1 Elevador Boost convencional.

7.1.2 ELEVADOR BOOST CON LAZO INTERNO Y EXTERNO DE CONTROL.

Para solucionar el diseño del convertidor elevador utilizado en la primera etapa, puesto que su corriente genera armónicos, vimos que emplearíamos dos controles, por lo que en la figura 7.2 se muestra en primer lugar el lazo interno de corriente, este se ve que es sensado a través de la resistencia R_s de valor muy pequeña, la cual elegimos $0.20\ \Omega$ que es un valor típico, por segundo lugar se tiene el lazo externo de tensión tomado a la salida del sistema a través de un sensor de tensión, que no es más que un divisor de tensión en el que la ganancia viene dada por $K_{\text{sensor}} = R_{\text{ar}} / (R_{\text{ar}} + R_{11}) = 0.01875$ ya que busco que $V_{\text{Osensor}} = V_0 \cdot K_{\text{sensor}}$, donde V_{Osensor} vale 7.5V y V_0 vale 400V que es mi tensión a la salida del sistema. Por lo tanto mi esquema controlado será el siguiente:

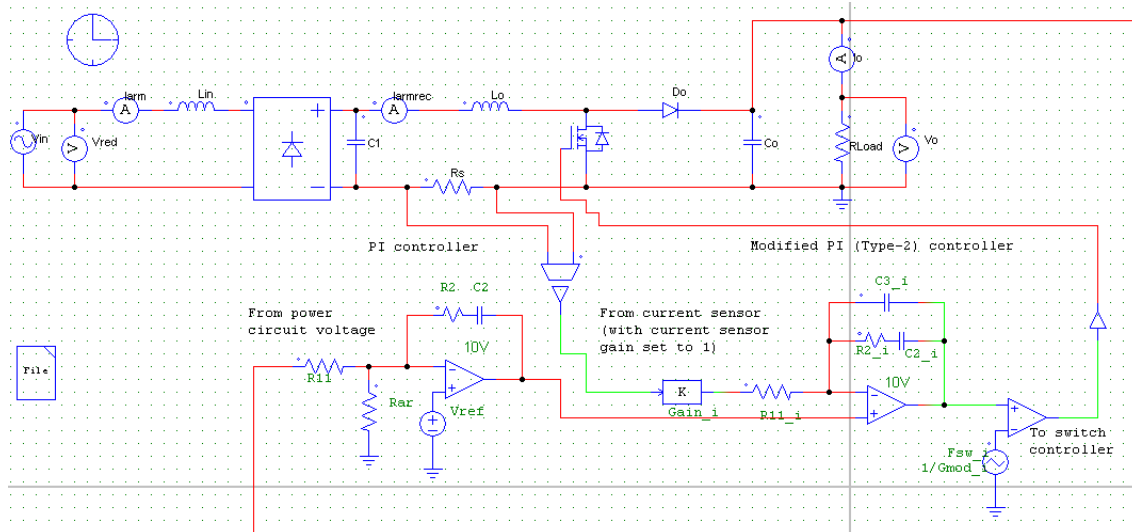


Figura 7.2 Elevador Boost con lazo interno y externo de control.

7.1.3 CONVERTIDOR FORWARD.

El diseño utilizado para la segunda etapa es el siguiente, donde se observa que el esquema del convertidor Forward no representa la inductancia magnetizante, esto se debe a que el propio transformador del esquema la incluye dentro de sus parámetros:

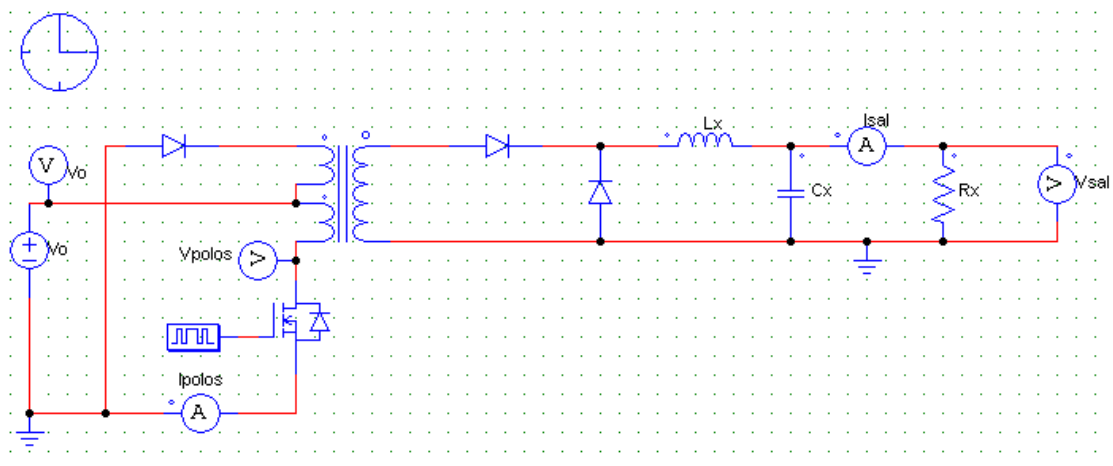


Figura 7.3 Convertidor Forward.

7.1.4 CONVERTIDOR FORWARD CON CONTROL EN MODO DE TENSIÓN.

El diseño del control utilizado para el forward se muestra a continuación, sabiendo que se trata de un control en modo de tensión:

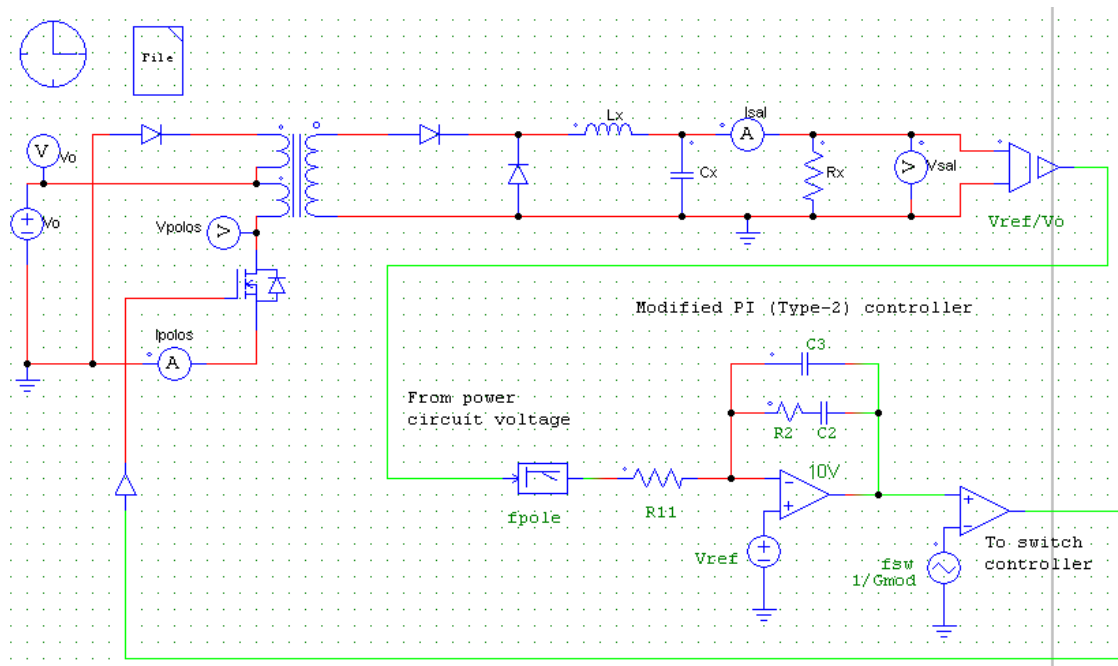


Figura 7.4 Convertidor Forward con control en modo de tensión.

7.1.5 ESQUEMA GENERAL DEL PUENTE RECTIFICADOR

Acoplado todo el circuito tendremos el esquema general del puente rectificador, que se muestra en la siguiente figura:

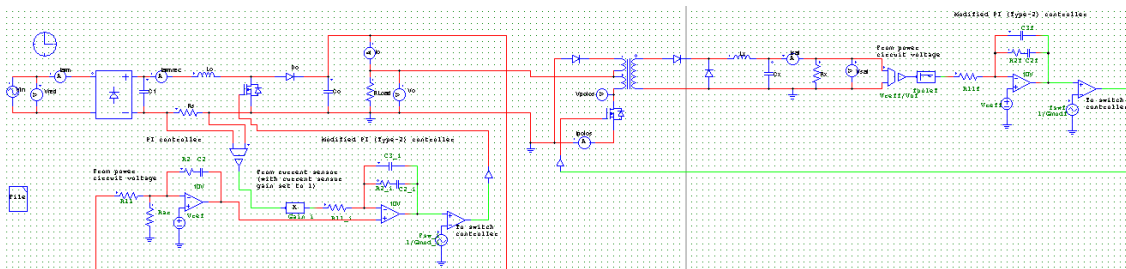


Figura 7.5 Esquema general del puente rectificador.

7.2 SIMULACIONES.

Como pequeño inciso comentar que solo mostraremos valores de las señales para su estado estacionario.

7.2.1 TENSIÓN DE ENTRADA:

Observamos que la tensión de entrada se corresponde a la señal típica proveniente de la red eléctrica convencional, es decir, se trata de una corriente alterna monofásica de 230V eficaces con una frecuencia de 50Hz ($v_{in} = 325 \sin(100\pi t)$).

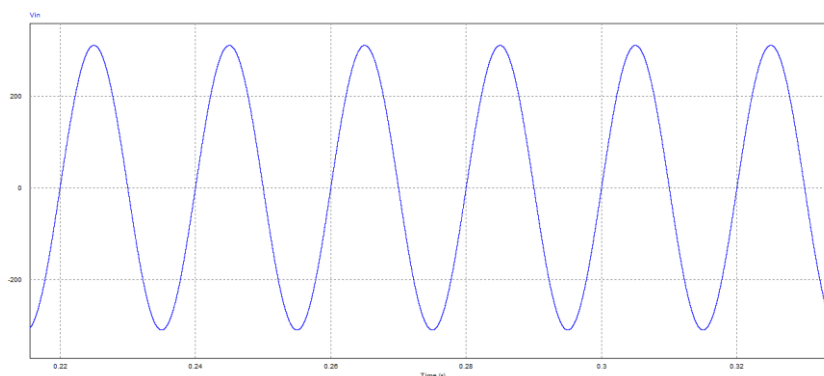


Figura 7.6 Señal de tensión de entrada.

7.2.2 CORRIENTE DE ENTRADA:

Se observa para la corriente de entrada toma forma sinusoidal, y por tanto se elimina el problema de los armónicos que mostramos en la figura 7.14 el cual tratábamos de poner solución:

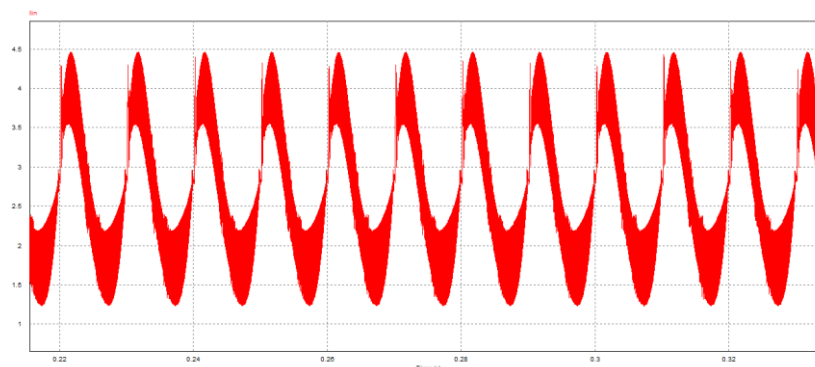


Figura 7.7 Señal de corriente a la entrada.

7.2.3 TENSIÓN A LA SALIDA DE LA PRIMERA ETAPA:

Se tiene que habíamos diseñado nuestro elevador para obtener una tensión a la salida de la primera etapa de 400V, observando la simulación vemos que el valor medio de la señal de salida tiene dicho valor, lo inevitable es corregir el pequeño rizado que esta presenta, como se observa en el siguiente gráfico:

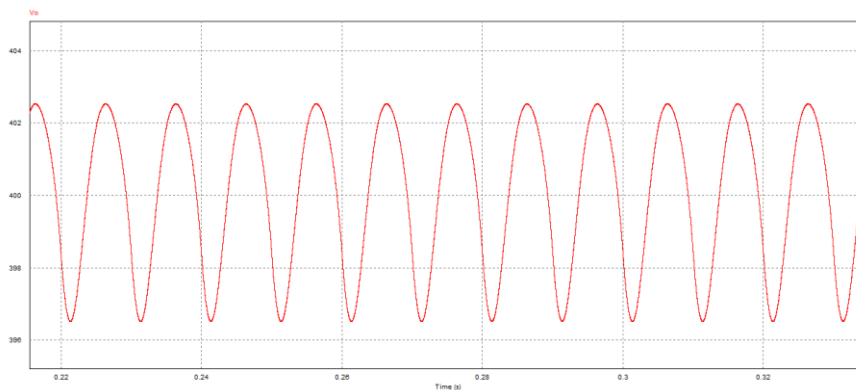


Figura 7.8 Señal de tensión a la salida de la primera etapa.

7.2.4 CORRIENTE A LA SALIDA DE LA PRIMERA ETAPA:

En cambio para la corriente en la salida de la primera etapa, obtenemos un valor medio calculado de 0.625 amperios ($I_0 = P_0/V_0 = 250\text{w}/400\text{v} = 0.625\text{A}$), pero como se trata de un control PWM la corriente vendrá dada con forma de pulsos, por lo que se obtiene la siguiente salida:

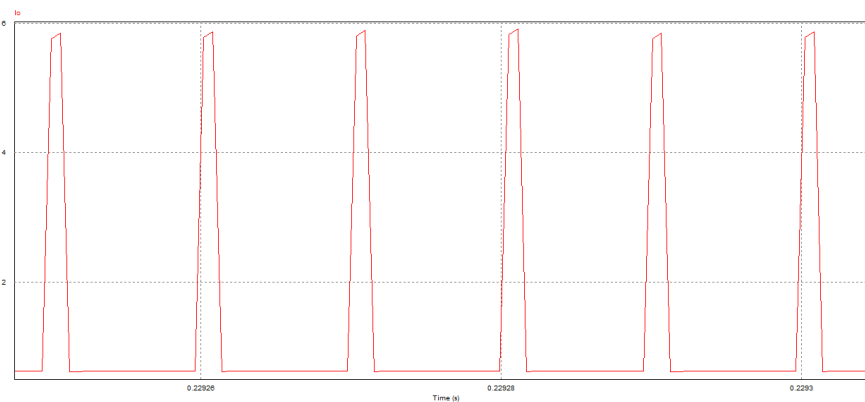


Figura 7.9 Señal de corriente a la salida de la primera etapa.

7.2.5 TENSIÓN A LA SALIDA DE LA SEGUNDA ETAPA:

A la salida del convertidor forward se puso un control de tensión con el objetivo de mantener la tensión de salida a 12V de forma constante, siendo este el objetivo principal del proyecto, ya que se eligió la aplicación de cargar baterías cuya tensión en bornes es de 12 voltios y de esta forma logramos cargarla, observando el resultado vemos que este objetivo se cumple ya que garantizamos la tensión constante con un leve rizado inevitable pero que no supera los 15mV:

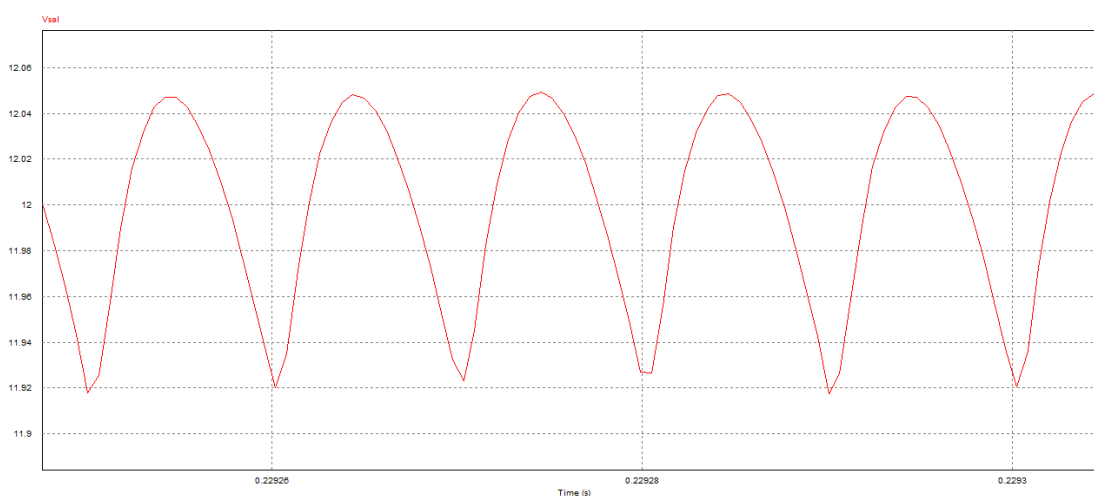


Figura 7.10 Señal de tensión a la salida de la segunda etapa.

7.2.6 CORRIENTE A LA SALIDA DE LA SEGUNDA ETAPA:

En cambio para la corriente en la salida de la segunda etapa, obtenemos un valor medio calculado de 20.83 amperios ($I_0 = P_0 / V_0 = 250\text{w} / 12\text{v} = 20.83\text{A}$), observamos que se logra dicho resultado, siendo inevitable la eliminación completa de su rizado, para el cual obtuvimos un valor menor de 0.3 amperios. Cabe destacar que el valor de la corriente a la salida tras conectar una batería variará en función de la carga que tenga almacenada esta. El resultado obtenido en la simulación es el siguiente:

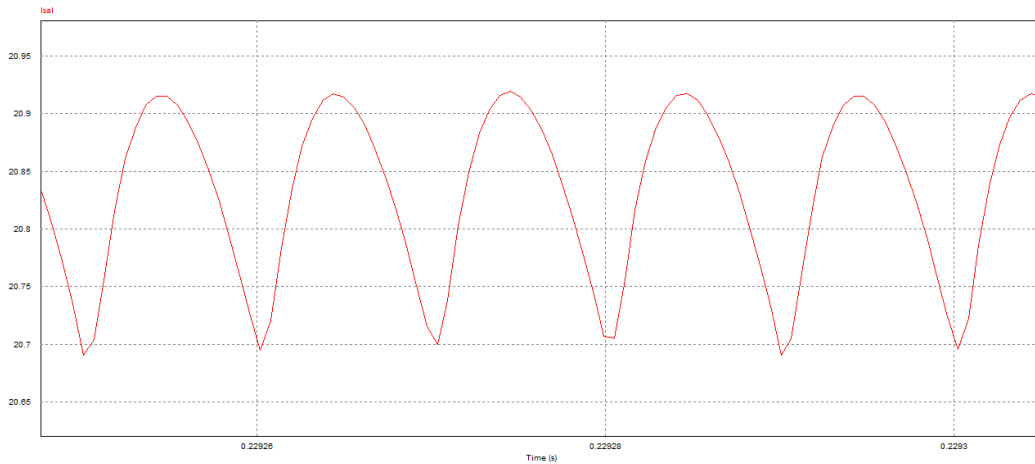


Figura 7.11 Señal de corriente a la salida de la segunda etapa.

7.2.7 TENSIÓN QUE SOPORTAN LOS POLOS:

Otro gráfico interesante es el de tensión que soportan los polos en mi convertidor, ya que se observa el periodo de trabajo del convertidor, recordando que para que la salida sea de 12 voltios se estimó un ciclo de servicio de 0.12 veces el valor del periodo, el cual se observa en el siguiente gráfico:

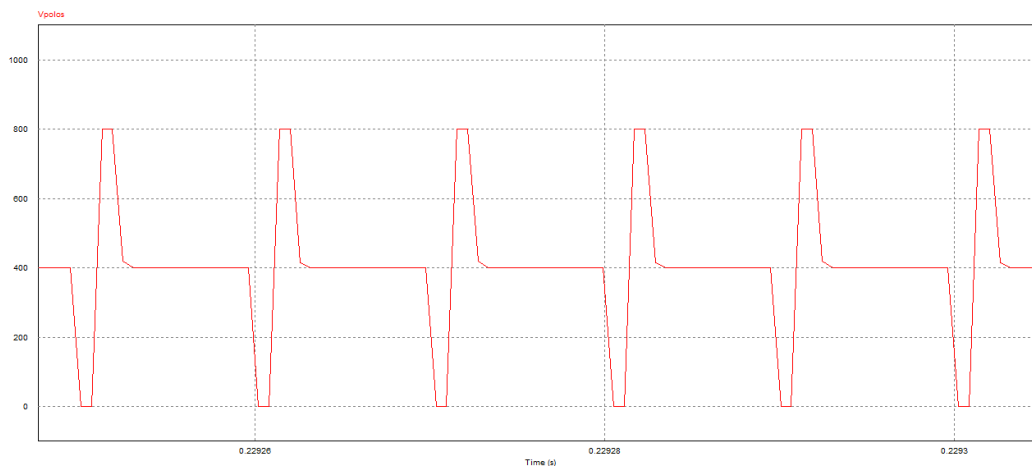


Figura 7.12 Señal de tensión que soportan los polos del convertidor Forward.

7.2.8 CORRIENTE QUE SOPORTAN LOS POLOS:

De forma similar a la gráfica de tensión, vemos que con la simulación de la corriente que soportan los polos, también se puede observar el ciclo de servicio de nuestro convertidor:

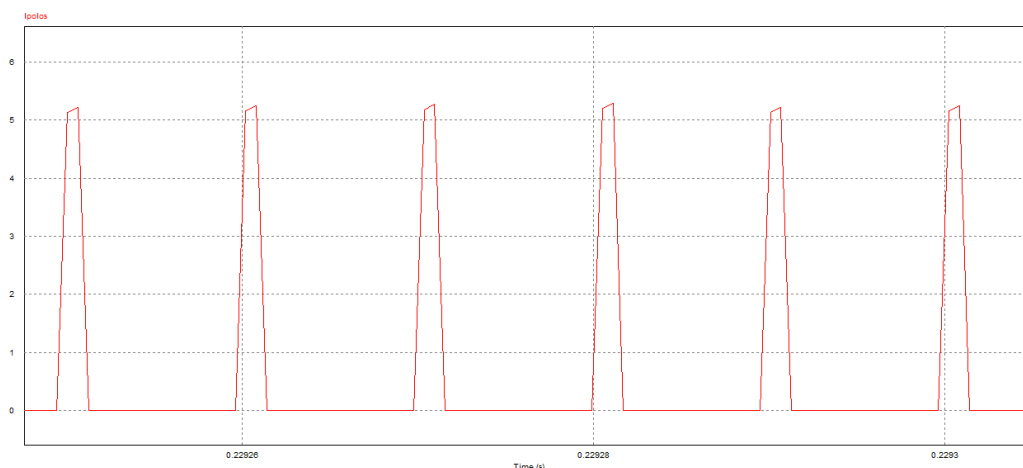


Figura 7.13 Señal de corriente que soportan los polos del convertidor Forward.

7.2.9 CORRIENTE CON ARMÓNICOS CUANDO NO APLICO EL CONTROL CPF:

Se observa para la corriente de entrada que se generan ondas de diferentes frecuencias a partir de formas de onda sinusoidales con la frecuencia de la red, este es el fenómeno conocido como armónicos el cual tratamos de poner solución en la primera etapa.

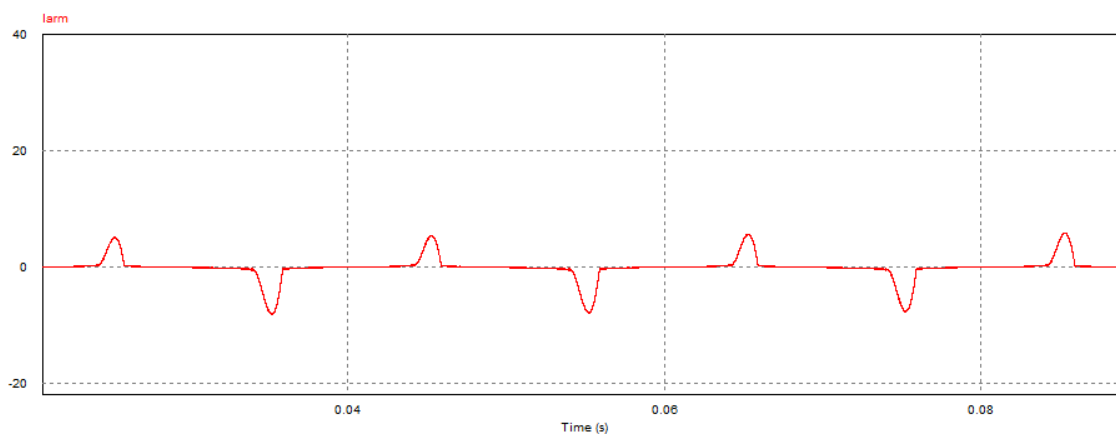


Figura 7.14 Señal de corriente con armónicos si no aplico el CPF.

8 POSIBLES MEJORAS DEL PROYECTO Y CONCLUSIONES.

8.1 POSIBLES MEJORAS DEL PROYECTO.

El desarrollo de este trabajo sienta las bases para posibles mejoras del proyecto futuras, tales como:

- La realización de un control digital que detecte cuando la batería está cargada cortando el suministro de corriente en dicho instante en base al criterio del 3%.
- La posibilidad de elección para el usuario de un modo en el que pueda conmutar el sistema de forma que según la tensión en bornes de la batería, esta pueda ser cargada sin ser dañarla.
- La realización de una validación experimental para contrastar los resultados con los simulados, para ello habría que realizar el diseño del Layout de la PCB del circuito, realizando la elección de los componentes haciendo un estudio de mercado, y comprobando que el funcionamiento de la placa sea el correcto una vez soldado. Ya que recordamos que en nuestro proyecto solo se ha realizado un resultado simulado y este paso sería conveniente completar dicho trabajo.

8.2 CONCLUSIONES.

Repasando los objetivos propuestos para el presente trabajo, vemos que hemos sido capaces de abordar el problema que queremos tratar así como sus condiciones iniciales y habiendo hecho un estudio básico previo de las baterías empleadas en la industria, con sus aplicaciones principales y estudiando como son los métodos de carga más empleados, elegimos una solución de dos etapas, en la cual tuvimos que realizar primero un análisis y modelado del convertidor de potencia tipo boost empleado en la primera etapa, dando con ello solución al problema de los armónicos en la corriente mediante el uso de un control del factor de potencia de dicho convertidor que también fue diseñado y haciendo un estudio del convertidor de potencia forward empleado en la segunda etapa del puente rectificador, ya que este era la mejor solución, nos vimos con la necesidad de realizar un control sobre la tensión de dicho convertidor para mantener su valor constante a la salida según conectamos una batería.



Finalizamos el trabajo mostrando los planos del diseño y sus simulaciones para las diferentes etapas y comentamos posibles futuras mejoras sobre dicho proyecto.

9 BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS.

- [1] APUNTES DE ELECTRÓNICA INDUSTRIAL - TEMA 3 SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO (GIEIA) GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA, UNIVERSIDAD DE VALLADOLID, CURSO ACADÉMICO 2015-2016.
- [2] DAVID, L., Y THOMAS, B. R. HANDBOOK OF BATTERIES. MCGRAW-HILL. 2001.
- [3] A. A. PÉREZ MIGUEL, N. BRAVO DE MEDINA, M. LLORENTE ANTÓN, "LA AMENAZA DE LOS ARMÓNICOS Y SUS SOLUCIONES", ED. CEDIC.
- [4] A. LÁZARO, A. BARRADO Y E. OLÍAS, "EMISIÓN DE ARMÓNICOS Y CEM. LEGISLACIÓN Y NORMATIVA APLICABLE". MUNDO ELECTRÓNICO N° 282, DICIEMBRE 1997.
- [5] MOHAN, NED ET AL (2003). POWER ELECTRONICS: CONVERTERS, APPLICATIONS, AND DESIGN 3RD EDITION.
- [6] S. MARTÍNEZ GARCÍA AND J. A. GUALDA GIL, "ELECTRÓNICA DE POTENCIA: COMPONENTES, TOPOLOGÍAS Y EQUIPOS," 1ª, 2ª REIMP. ED MADRID ETC.: THOMSONPARANINFO, 2008, PP. 279-292.
- [7] SMARTCTRL-USER-GUIDE-3.0 VERSION 3.0 - MARCH 2016.
- [8] APUNTES DE ELECTRÓNICA INDUSTRIAL - TEMA 6 APLICACIONES DE LOS CONVERTIDORES CC/CC (GIEIA) GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA, UNIVERSIDAD DE VALLADOLID, CURSO ACADÉMICO 2015-2016.
- [9] PSIM USER MANUAL POWERSIM TECHNOLOGIES INC. PSIM VERSION 4.0 JANUARY 1999.
- [10] INGENIERIA DE CONTROL MODERNA - KATSUHIKO OGATA - 5ª EDICIÓN - PEARSON EDUCACIÓN, S.A., MADRID, 2010.
- [11] PROYECTO FINAL DE CARRERA EMILIO GIRÓN GONZÁLEZ, "DISEÑO AUTOMÁTICO DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR CA/CC ELEVADOR CON CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA", DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA, ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR, UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID, JULIO 2009.



[12] PROYECTO FINAL DE CARRERA DISEÑO DE UN CARGADOR DE BATERÍAS DE ALTA FRECUENCIA GUZMÁN MORENO ROMÁN JUNIO DE 2013 ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR UNIVERSIDAD DE BURGOS.

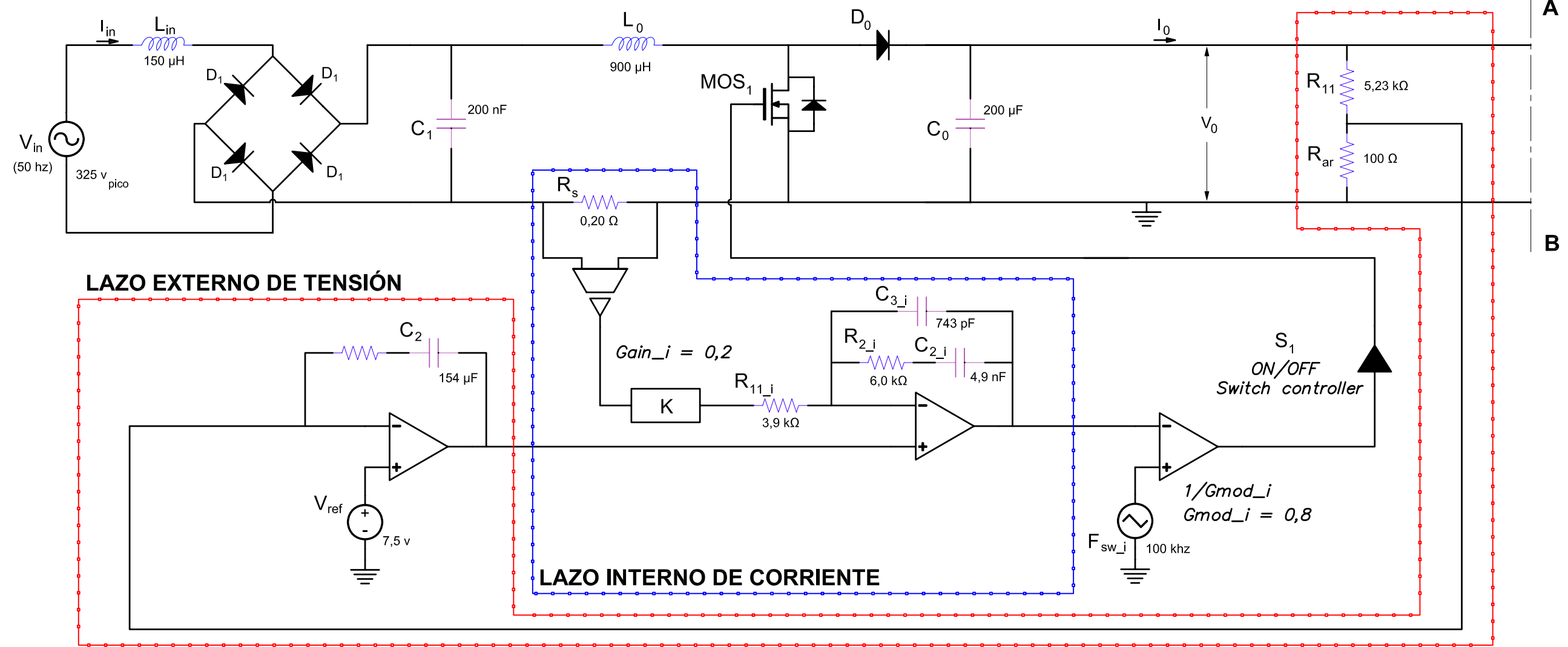
[13] ELECTRÓNICA DE POTENCIA - DANIEL W. HART 2001 EDITORIAL: PEARSON EDUCACION



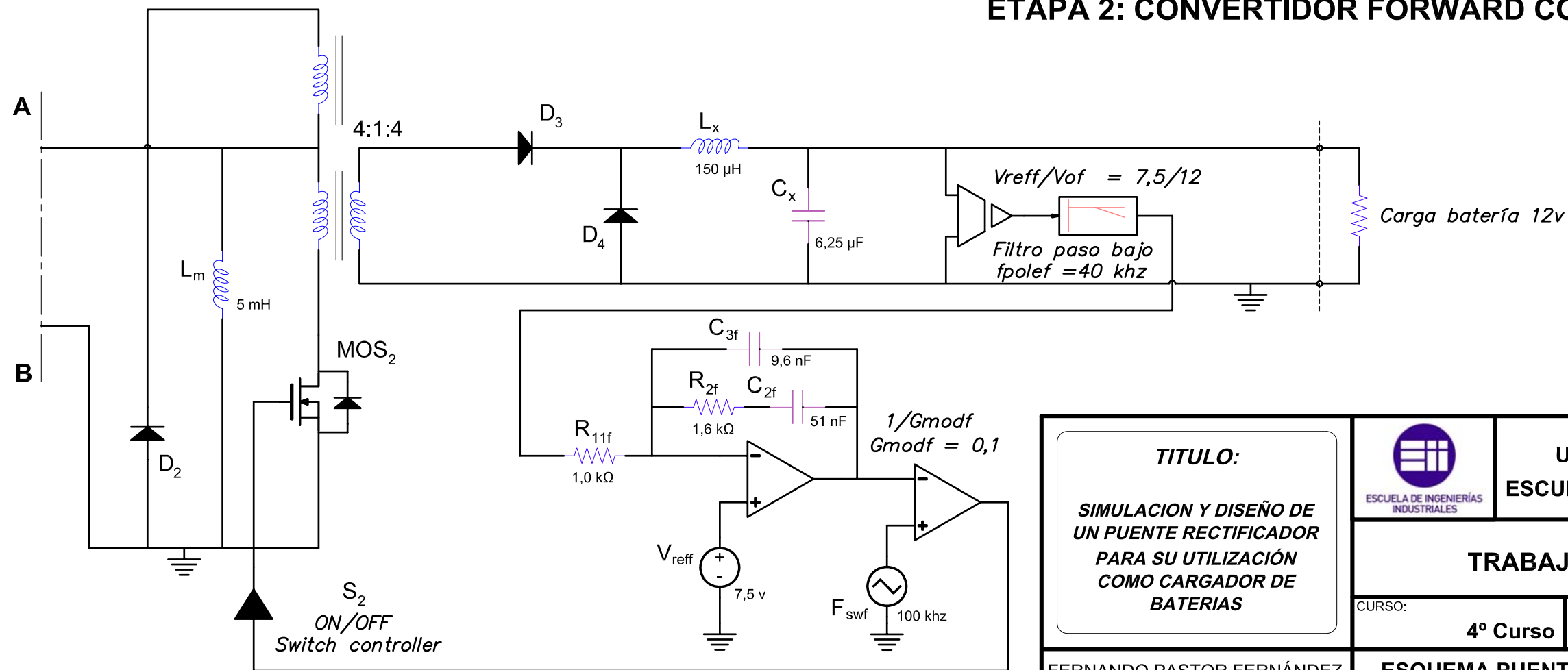
10 ANEXO.

10.1 ESQUEMA PUENTE RECTIFICADOR.

ETAPA 1: CONVERTIDOR ELEVADOR BOOST CON CFP



ETAPA 2: CONVERTIDOR FORWARD CON CONTROL DE TENSION



TITULO: SIMULACION Y DISEÑO DE UN PUEBTE RECTIFICADOR PARA SU UTILIZACIÓN COMO CARGADOR DE BATERIAS	 UNIVERSIDAD DE VALLADOLID ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES	TRABAJO FINAL DE GRADO		
		CURSO: 4º Curso	PLANO Nº: A	REV: 01
FERNANDO PASTOR FERNÁNDEZ	ESQUEMA PUEBTE RECTIFICADOR	FECHA: Julio 2017		