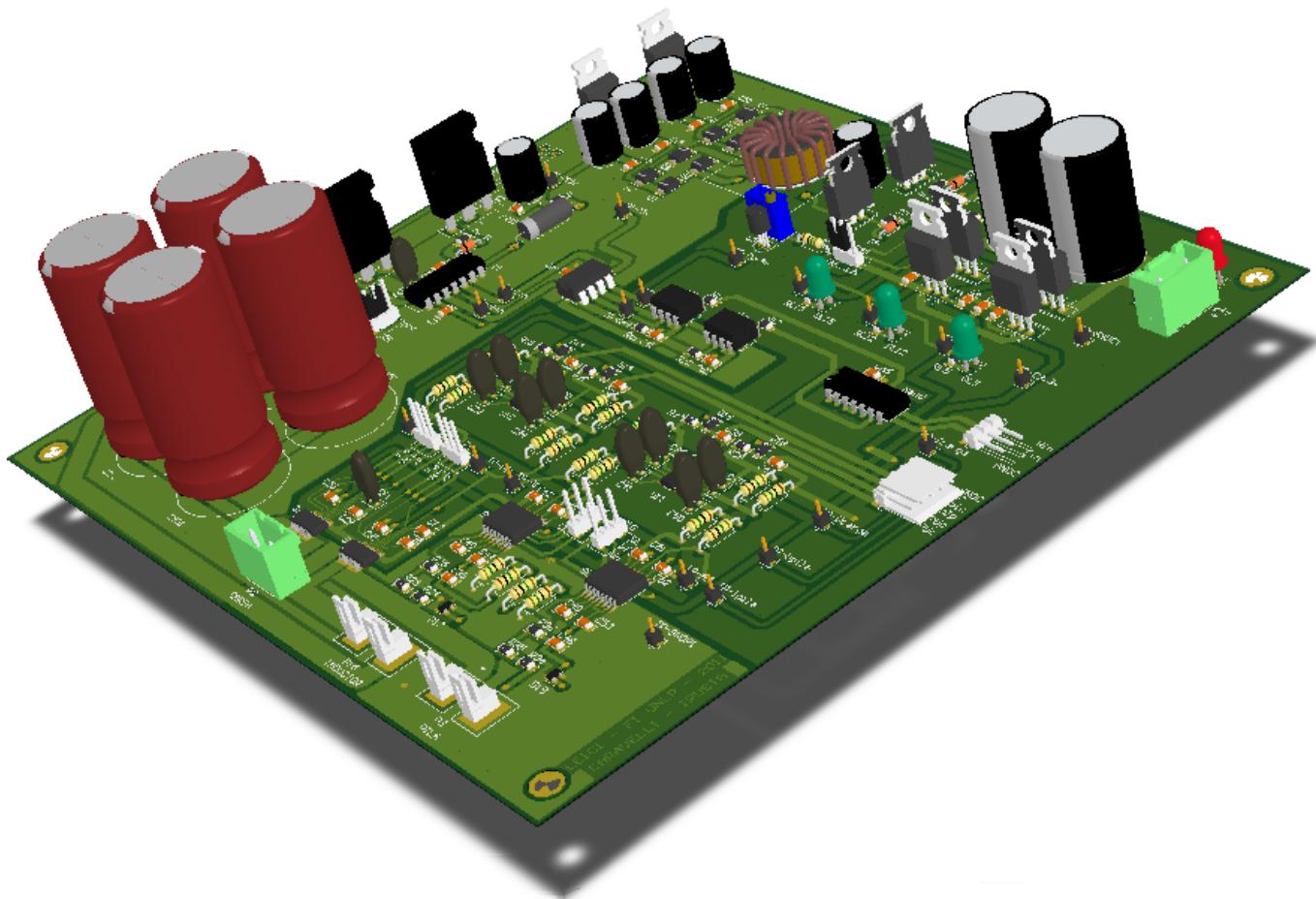




Universidad Nacional de La Plata
Facultad de Ingeniería



DISEÑO Y CONTROL DE UNA ETAPA DE POTENCIA PARA UNA PILA DE COMBUSTIBLE TIPO PEM



Autores:

CARAVELLI, EMANUEL Nº 54751
IRUSTA, GONZALO M. Nº 55271

DICIEMBRE 2011

Directores:

Ing. J. J. MORÉ
Ing. J. I. TALPONE

Co-Director:

Dr. P. F. PUDESTON

AGRADECIMIENTOS

Queremos agradecer especialmente a nuestras familias por su apoyo incondicional a lo largo de toda la carrera. Por darnos la posibilidad de elegir esta profesión y por alentarnos durante nuestros años de estudio.

A nuestros amigos, por estar siempre presentes y compartir tantos buenos momentos.

A nuestros queridos directores Jero, Paul y Talco por haber confiado en nosotros para la realización de este proyecto, por hacer explícita esa confianza en forma permanente y por la ayuda y el trato cordial brindados día a día durante estos nueve meses de trabajo.

Al equipo del LEICI por brindarnos un lugar de trabajo con muchas comodidades y también por estar siempre bien predisuestos a responder nuestras consultas e inquietudes.

RESUMEN

El presente trabajo consiste en el estudio, diseño e implementación de un sistema de potencia que permita acoplar adecuadamente una pila de combustible tipo PEM al bus de carga de tensión continua de un generador híbrido de potencia. El sistema desarrollado se compone principalmente por un convertidor electrónico CC-CC y un subsistema de control versátil, que actúa sobre el módulo diseñado y permite controlar tanto la tensión en el bus como la potencia transferida al mismo por parte de la pila. Además se diseñaron especialmente todos los circuitos de excitación, instrumentación, protección y alimentación necesarios para cumplir los objetivos propuestos.

En los primeros capítulos de este trabajo se lleva a cabo un minucioso análisis de las topologías de los convertidores CC - CC más adecuados para este proyecto, además del estudio teórico de las pilas de combustible como tecnología de generación de energía. Luego se avanza en el diseño tanto de los circuitos que componen el sistema como de la estrategia de control a implementar. Finalmente se corrobora el cumplimiento de los objetivos propuestos, mediante la exposición de los resultados experimentales obtenidos al poner en funcionamiento el sistema.

ABSTRACT

This work deals with the study, design and implementation of a power system capable of properly coupling a PEM fuel cell stack to the load bus of a hybrid power generator. The developed module mainly consists of a DC - DC power converter circuit and a versatile control subsystem, which allows user to choose between two different control objectives: bus voltage level or power flow from the fuel cell stack. In addition to that, excitation, instrumentation, protection and auxiliary energy feeding circuits were designed especially for this purpose and implemented as well.

In a first stage, the theoretical foundations for fuel cell stack operation and DC - DC converter alternative topologies are studied in detail. Secondly, the whole system design is carried out, including every electronic circuit and control algorithm. Finally, experimental results confirm the effective operation of the realized module and its good performance.

Índice General

INTRODUCCIÓN	11
1. CELDAS DE COMBUSTIBLE.....	15
1.1. INTRODUCCIÓN.....	15
1.2. ESTRUCTURA BÁSICA Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	15
1.3. ASPECTOS CONSTRUCTIVOS GENERALES	17
1.4. TIPOS DE CELDAS, CLASIFICACIÓN Y SUS APLICACIONES.....	18
1.5. VENTAJAS DE LA UTILIZACIÓN DE CELDAS DE COMBUSTIBLE	23
1.6. CELDAS DE COMBUSTIBLE TIPO PEM	25
1.6.1. DESCRIPCIÓN	25
1.6.2. ENERGÍA Y TENSIÓN DE UNA CELDA DE COMBUSTIBLE PEM	25
1.6.3. CARACTERÍSTICA TENSIÓN - CORRIENTE.....	27
1.7. MODELOS COMERCIALES DE PILAS DE COMBUSTIBLE TIPO PEM	31
2. CONVERTIDORES CC-CC	35
2.1. INTRODUCCIÓN.....	35
2.2. CONVERTIDORES CC-CC CONMUTADOS.....	35
2.2.1. FUNDAMENTO DE LOS CONVERTIDORES CC-CC CONMUTADOS.....	36
2.2.2. DESCRIPCIÓN Y CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES CC-CC CONMUTADOS	37
2.3. CONVERTIDORES NO AISLADOS	38
2.3.1. CONVERTIDOR REDUCTOR	38
2.3.2. CONVERTIDOR ELEVADOR.....	41
2.3.2.1. ANÁLISIS DE FUNCIONAMIENTO EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA.....	41
2.3.2.2. EFECTOS NO IDEALES EN EL FUNCIONAMIENTO DE UN CONVERTIDOR ELEVADOR OPERANDO EN MCC.....	50

2.3.2.3. EXIGENCIAS SOBRE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR ELEVADOR	56
2.3.2.4. CONVERTIDOR ELEVADOR EN MODO DE CONDUCCION DISCONTINUA (MCD)	58
2.3.3. CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR	63
2.3.3.1 ANÁLISIS DE FUNCIONAMIENTO EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA.....	63
2.3.3.2. EFECTOS NO IDEALES EN EL FUNCIONAMIENTO DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR - ELEVADOR OPERANDO EN MCC.....	70
2.3.3.3. EXIGENCIAS SOBRE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR REDUCTOR - ELEVADOR.....	72
2.3.3.4 CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR EN MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA (MCD).....	73
2.4. CONVERTIDORES CC-CC CONMUTADOS AISLADOS.....	76
2.5. RESUMEN.....	79
 3. ELECCIÓN DEL CONVERTIDOR CC-CC	 81
3.1. INTRODUCCIÓN.....	81
3.2. COMPARACIÓN ENTRE LA TOPOLOGÍA ELEVADORA Y LA REDUCTORA - ELEVADORA.....	81
3.2.1. CORRIENTE MEDIA Y RIPLE DE CORRIENTE POR EL INDUCTOR.....	82
3.2.2. RIPLE DE TENSION DE SALIDA.....	84
3.2.3. CORRIENTE EFICAZ POR EL CAPACITOR	85
3.2.4. EXIGENCIAS SOBRE EL INTERRUPTOR Y EL DIODO.....	85
3.3. CONCLUSIÓN	86
 4. DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA	 89
4.1. INTRODUCCION.....	89
4.2. CONVERTIDOR ELEVADOR BIDIRECCIONAL EN CORRIENTE	89
4.3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR BIDIRECCIONAL	93
4.3.1. CONSTRUCCIÓN DEL INDUCTOR	96

4.3.1.1. SELECCIÓN DEL NÚCLEO	96
4.3.1.2. DISEÑO DEL INDUCTOR.....	97
4.3.1.3. VERIFICACIÓN DE PARÁMETROS DE FUNCIONAMIENTO DEL INDUCTOR.....	102
4.3.2. ELECCIÓN DEL CAPACITOR.....	105
4.3.3. ELECCIÓN DE LOS INTERRUPTORES	108
4.4. CIRCUITO DE EXCITACIÓN DE LOS TRANSISTORES	110
4.4.1. DRIVER DE EXCITACIÓN.....	110
4.4.2. FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO BOOTSTRAP.	113
4.4.3. CIRCUITO DE EXCITACIÓN COMPLETO.....	118
4.5. CIRCUITOS DE PROTECCIÓN, AISLACIÓN Y ADAPTACIÓN DE NIVELES....	121
4.5.1. CIRCUITO DE PROTECCIÓN	121
4.5.2. CIRCUITO DE AISLACIÓN	123
4.5.3. CIRCUITO ADAPTADOR DE NIVELES.....	127
4.6. ETAPA DE PROTECCION, AISLACION Y ADAPTACION COMPLETA.....	128
4.7. CÁLCULO DEL DISIPADOR DE CALOR DEL CONVERTIDOR	129
4.7.1. DIMENSIONAMIENTO DEL DISIPADOR.....	131
4.8. RESUMEN.....	133
 5. INSTRUMENTACIÓN Y FUENTES AUXILIARES	 135
5.1. INTRODUCCIÓN.....	135
5.2. CIRCUITOS DE INSTRUMENTACIÓN.....	135
5.3. SENSADO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA Y EN LA SALIDA DEL CONVERTIDOR.....	136
5.3.1. ELECCIÓN DEL SENSOR DE CORRIENTE	137
5.3.2. ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES	144
5.3.3. CIRCUITO DE SENSADO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR.....	147
5.3.4. CIRCUITO DE SENSADO DE CORRIENTE EN LA SALIDA DEL CONVERTIDOR.....	150

5.4. SENSADO DE TENSIÓN EN LA ENTRADA Y EN LA SALIDA DEL CONVERTIDOR.....	152
5.4.1. ELECCIÓN DEL SENSOR DE TENSIÓN.....	152
.....	155
5.4.2. CIRCUITO DE SENSADO DE TENSIÓN EN LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR.....	155
5.4.3. CIRCUITO DE SENSADO DE TENSIÓN EN LA SALIDA DEL CONVERTIDOR.....	158
5.5. FUENTES DE ALIMENTACIÓN	160
5.5.1. FUENTES DE ALIMENTACIÓN PARA LA ETAPA DE CONTROL	161
5.5.2 FUENTES DE ALIMENTACIÓN PARA LA ETAPA DE POTENCIA.....	163
5.6. RESUMEN.....	166
 6. DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL.....	 167
6.1. INTRODUCCIÓN.....	167
6.2. MODELO LINEAL DEL CONVERTIDOR.....	168
6.2.1. DINÁMICA DEL CONVERTIDOR	168
6.2.2. PARAMETRIZADO MEDIANTE $u(t)$	170
6.2.3. PROMEDIADO DEL SISTEMA DE ECUACIONES	170
6.2.4. LINEALIZACIÓN DEL SISTEMA DE ECUACIONES	171
6.3. DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL.....	174
6.3.1. PRIMER OBJETIVO DE CONTROL: FLUJO DE POTENCIA HACIA LA CARGA.....	175
6.3.2. SEGUNDO OBJETIVO DE CONTROL: TENSIÓN DE CARGA	184
6.4. SOPORTE FÍSICO PARA EL CONTROL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS	191
6.5. EMPLEO DEL CONTROLADOR DIGITAL DE SEÑALES TMS320F28335 COMO HARDWARE DE CONTROL	196
6.5.1. TARJETA DE EVALUACIÓN EZDSP F28335	196
6.5.2. CONTROLADOR DIGITAL DE SEÑALES TMS320F28335	199

6.5.3. PROGRAMACIÓN DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL SOBRE EL DSC	202
6.6. RESUMEN.....	207
7. RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	209
7.1. INTRODUCCIÓN.....	209
7.2. SISTEMA DE POTENCIA CONSTRUÍDO, FUENTES E INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN UTILIZADOS	210
7.3. RELEVAMIENTO DEL COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA MEDIANTE ENSAYOS EXPERIMENTALES.....	213
7.3.1. ENSAYOS CON CORRIENTE UNIDIRECCIONAL	214
7.3.1.1. PRIMER OBJETIVO DE CONTROL: FLUJO DE POTENCIA HACIA LA CARGA	214
7.3.1.2 SEGUNDO OBJETIVO DE CONTROL: TENSION EN LA CARGA	217
7.3.2. ENSAYO CON CORRIENTE BIDIRECCIONAL.....	225
7.4. RENDIMIENTO	229
7.5. RESUMEN.....	231
RESUMEN FINAL Y CONCLUSIONES	233
APÉNDICE 1	237
REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA	239

INTRODUCCIÓN

A lo largo de los últimos cincuenta años, el aumento sostenido de la población mundial, sumado a la fuerte dependencia a nivel energético que el ser humano ha generado para sí mismo, han provocado un marcado descenso de las fuentes energéticas tradicionales. El agotamiento progresivo de los combustibles fósiles y los graves problemas medioambientales asociados a la emisión de gases nocivos durante su combustión, han suscitado un creciente interés en el desarrollo de nuevas fuentes de energía alternativas, más eficientes y menos contaminantes.

En este sentido, gran parte de los esfuerzos han sido destinados al desarrollo e investigación de celdas de combustible. Actualmente las mismas constituyen una opción notable en la generación de energía eléctrica, de un modo más limpio y eficiente que los generadores actuales basados en la combustión de hidrocarburos.

Las celdas de combustible son dispositivos electroquímicos que convierten la energía química de combustibles como el hidrógeno, directamente en energía eléctrica. Los primeros experimentos relacionados con este tipo de dispositivos se realizaron alrededor del año 1839 cuando Sir William Grove construyó el primer prototipo de celda de combustible. Sin embargo, la primera aplicación práctica tuvo lugar en el Programa Espacial de los Estados Unidos y fue desarrollada por la empresa General Electric alrededor de 1960.

Los avances tecnológicos a lo largo de los años han permitido un notable desarrollo en la fabricación de celdas de combustible, posibilitando hoy su empleo en forma eficiente y segura en una amplia variedad de aplicaciones, a lo largo y a lo ancho de todo el mundo. Sin embargo, su implementación presenta como principales inconvenientes la amplia variación de su tensión de salida y la incapacidad de proveer cambios abruptos de potencia, debidos a posibles alteraciones repentinhas en la carga que alimentan.

Desde hace ya varios años, las celdas de combustible constituyen una de las líneas principales de investigación del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI) de la Facultad de Ingeniería de la

Universidad Nacional de La Plata. En este laboratorio se desarrollan diariamente tareas de investigación relacionadas con nuevas estrategias de control sobre estos sistemas.

Actualmente se encuentra en desarrollo un proyecto que consiste en la construcción de un sistema híbrido de generación de energía eléctrica, compuesto por una pila de combustible y una turbina eólica como fuentes principales de energía, y dispositivos auxiliares de almacenamiento transitorio. Estas fuentes primarias aportan energía a un bus de continua para la alimentación de una carga y/o para su almacenamiento, como se muestra en la FIGURA I. El sistema, en sí mismo, es un prototipo escalado de uno de mayor tensión y potencia, que pueda proveer la energía normalmente requerida por viviendas o establecimientos aislados.

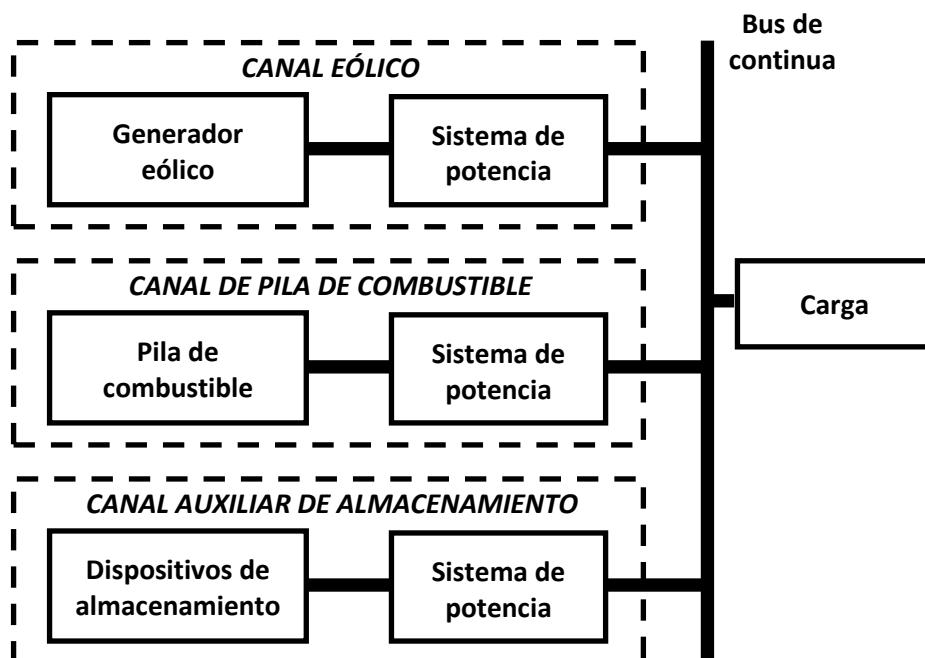


FIGURA I. Diagrama en bloques del sistema híbrido de generación de energía eléctrica.

En este contexto, este proyecto final tiene por objetivo avanzar en el desarrollo del canal correspondiente a la pila de combustible, mediante el diseño y construcción de un sistema de potencia que permita conectar en forma adecuada la pila al bus de continua.

Para el desarrollo de este sistema se ha dividido el trabajo a realizar en dos etapas bien diferenciadas. La primera comprende el desarrollo de una etapa de potencia compuesta fundamentalmente por un convertidor CC-CC de potencia como se muestra en la FIGURA II. Esta etapa debe adaptar el nivel de tensión

variable de salida de la pila al bus de continua, teniendo en cuenta las características de tensión y potencia establecidas por el canal eólico ya construido. Asimismo, su diseño debe ser suficientemente versátil para poder conectar al bus otro tipo de dispositivos que requieran bidireccionalidad en el flujo de energía, por ejemplo supercapacitores.

La segunda etapa del trabajo consiste en la implementación de un sistema de control a lazo cerrado que permita controlar la etapa de potencia, como se muestra en la FIGURA II. El mismo debe posibilitar el cumplimiento de diferentes objetivos de control, de acuerdo a las distintas condiciones de funcionamiento del sistema.

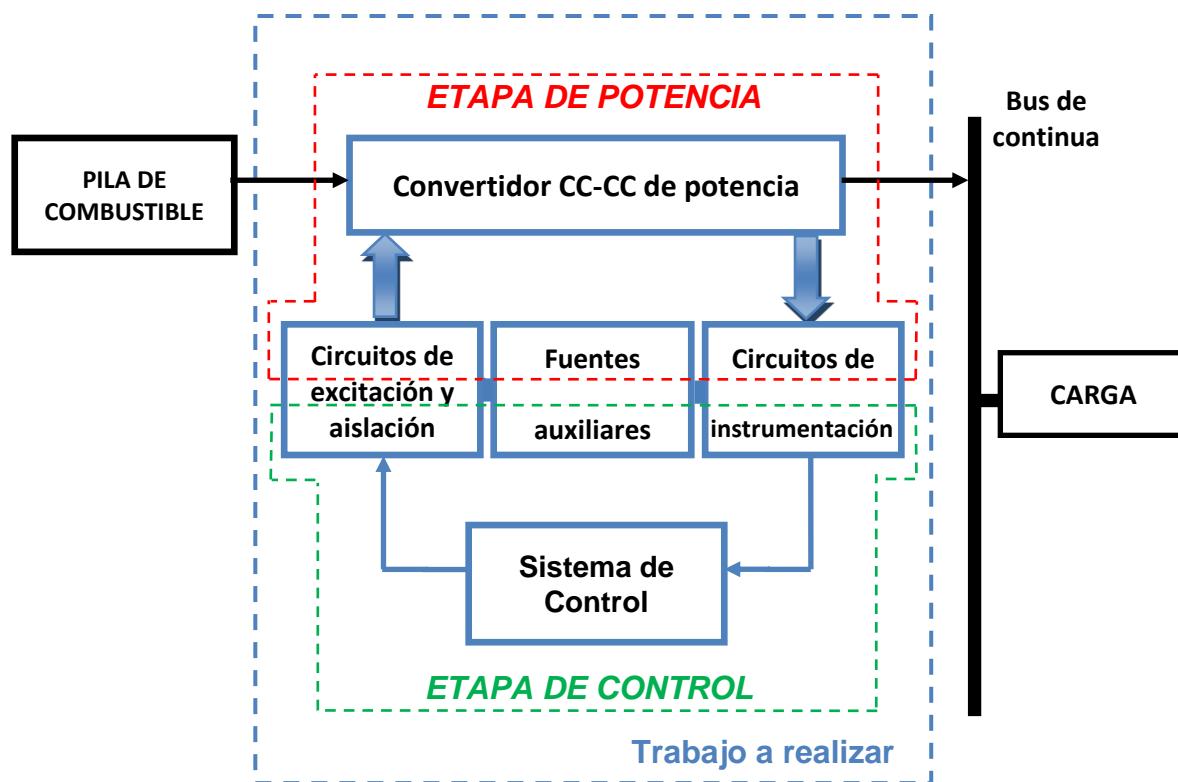


FIGURA II. Esquema general del canal de la pila de combustible, en el que se destaca el trabajo a realizar

En los primeros capítulos de este trabajo se brindará una serie de conocimientos teóricos básicos necesarios para el posterior desarrollo del proyecto. En primera instancia se presentará en el capítulo 1 una descripción de las celdas de combustible como fuente de energía alternativa, abordando el estudio de su funcionamiento, aspectos sobresalientes frente a otras tecnologías y características eléctricas de la misma. Luego en el capítulo 2 se

desarrollará en profundidad el estudio de los convertidores de potencia CC-CC, haciendo mayor énfasis en aquellos que resulten adecuados para la aplicación en cuestión. De este modo se sentarán las bases teóricas para comenzar con el diseño del sistema, que será desarrollado en los capítulos posteriores.

1

CELDAS DE COMBUSTIBLE

1.1. INTRODUCCIÓN

Las celdas de combustible constituyen en la actualidad una de las más prometedoras tecnologías de generación de energía renovable. Además se destacan por ser ecológicas y altamente eficientes cuando son controladas adecuadamente.

El objetivo de este capítulo es presentar en forma general el estudio de las celdas de combustible existentes, y analizar la conveniencia de su utilización frente a otras tecnologías clásicas de generación de energía. Con este fin, se clasificarán inicialmente las mismas en función de sus características generales, para luego abordar un estudio más profundo de una tecnología en particular, las celdas tipo PEM (Polymer Electrolyte Membrane, membrana de electrolito polimérico). Estas resultan de interés dado que, como se verá más adelante, sus características las hacen particularmente adecuadas para la construcción de un generador de energía híbrido, objetivo del proyecto general del que este trabajo forma parte.

1.2. ESTRUCTURA BÁSICA Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Una celda de combustible es un dispositivo que, mediante un proceso electroquímico, convierte la energía química contenida en un combustible, en energía eléctrica. Su estructura básica consiste en un par de electrodos

sumergidos en una sustancia denominada electrolito, típicamente algún ácido diluido.

Su principio de funcionamiento consiste en alimentar continuamente al ánodo (electrodo negativo) con combustible, mientras que se abastece al cátodo (electrodo positivo) con un oxidante o *comburente*, generalmente oxígeno. La reacción electroquímica tiene lugar en la superficie de contacto entre los electrodos, los reactivos y el electrolito, generando dos corrientes eléctricas de distinta naturaleza. Una de ellas consiste en iones conducidos a través del electrolito; la otra, una corriente de electrones forzada a establecerse a través de un circuito externo, o circuito de carga. Si por ejemplo se toma el caso en que el electrolito es una sustancia ácida y el comburente es oxígeno puro, el proceso descripto previamente sería el que se ilustra en la FIGURA 1.1

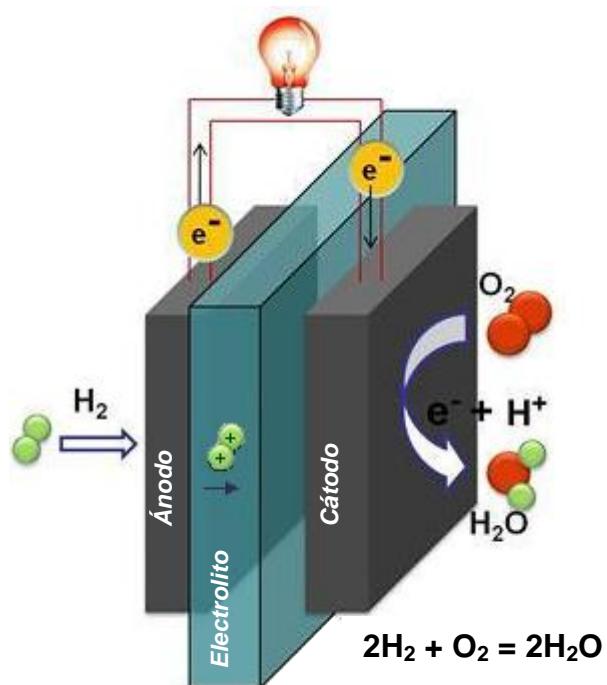


FIGURA 1.1. Esquema básico del funcionamiento de una pila de combustible

Las reacciones químicas parciales que tienen lugar en el interior de este tipo de celdas son las siguientes:

- En el ánodo el hidrógeno se ioniza liberando electrones y creando iones H^+ (o *protones*):



Esta reacción es exotérmica, es decir que libera energía en forma de calor, en general, elevando la temperatura de la celda.

- En el cátodo, el oxígeno reacciona con los electrones provenientes del ánodo que llegan a través del circuito externo, y con los iones H^+ que atravesaron el electrolito. El producto de esta reacción es la formación de agua:



1.3. ASPECTOS CONSTRUCTIVOS GENERALES

La corriente generada por una celda de combustible es proporcional a la superficie de contacto entre el gas, el electrodo y el electrolito. Por lo tanto los electrodos se fabrican generalmente en forma plana, con una delgada capa de electrolito entre ellos para maximizar dicha superficie. Además, de este modo se reduce la resistencia que presenta el electrolito al paso de la corriente de iones, producto de la distancia entre electrodos.

La conductividad del electrolito es un aspecto clave para el funcionamiento de la celda. Este debe permitir el paso de los iones H^+ desde el ánodo al cátodo, pero también debe impedir la circulación de electrones en su interior. En caso contrario, los electrones atravesarían el electrolito en lugar de dirigirse por el circuito externo, como es deseado.

En lo que respecta al electrodo, su estructura es porosa de manera que el gas pueda atravesarlo y ponerse así en contacto con el electrolito, favoreciendo a la reacción.

Las celdas de combustible proveen individualmente una tensión de aproximadamente 1V. Esto resulta ser insuficiente para la mayoría de las aplicaciones, por lo que se suelen construir pilas o *stacks* formadas por arreglos de celdas conectadas en serie.

Los aspectos generales relativos a la estructura de las pilas de combustible descriptos previamente pueden observarse en la FIGURA 1.2. En la misma se

representa el caso particular en que el electrolito se constituye en forma de membrana en estado sólido.

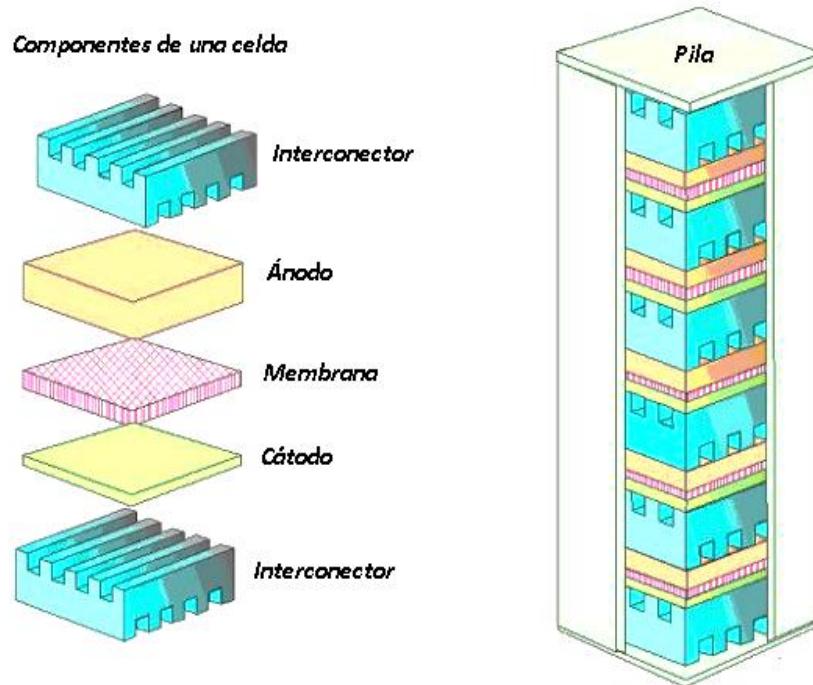


FIGURA 1.2. Esquema de la estructura de una celda de combustible y representación del armado de una pila.

1.4. TIPOS DE CELDAS, CLASIFICACIÓN Y SUS APLICACIONES

Las celdas de combustible pueden clasificarse según diversos criterios. La FIGURA 1.3 muestra algunos de los más comúnmente hallados en la bibliografía especializada en el tema.

Se desarrollará a continuación la clasificación de las celdas basada en la temperatura de operación, resumiendo las principales características de cada una.



FIGURA 1.3. Clasificación típica de celdas de combustible.

Celdas de baja temperatura

➤ *Celdas de combustible alcalino (Alkaline Fuel Cells - AFC)*

Utilizan hidróxido de potasio como electrolito, que por ser alcalino le confiere a la celda una dinámica de reducción del oxígeno muy rápida. Las AFC trabajan actualmente a temperaturas inferiores a 100 °C debido a que su rápida dinámica permite no tener que recurrir a elevadas temperaturas para acelerar el proceso de reacción química.

Entre sus aplicaciones se destacan la utilización en proyectos militares y aeroespaciales: las AFC se utilizaron en las misiones Apollo y en el programa Space Shuttle de la NASA para proveer energía eléctrica y refrigeración a los transbordadores, y agua potable a la tripulación.

Entre las desventajas se puede mencionar la acumulación de carbonatos que deterioran rápidamente el electrolito, cuando la pila queda a circuito abierto. Esto deviene en la necesidad de complejos mecanismos de evacuación del electrolito o de remoción de carbonatos.

- *Celdas de combustible de membrana de electrolito polimérico (Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell - PEMFC)*

También llamadas celdas de combustible de polímero sólido (Solid Polymer Electrolyte Fuel Cell - SPEFC). Utilizan una membrana polimérica conductora de protones como electrolito y operan generalmente en el rango de 60 a 105 °C.

Puede decirse que las celdas tipo PEM superan a las restantes tecnologías de generación de energía eléctrica en cuanto al amplio espectro de posibles aplicaciones. Por un lado, pueden obtenerse fuentes de poder de unos pocos watts para abastecer computadoras, teléfonos móviles y otros dispositivos electrónicos. Además, es posible producir algunos kilowatts para botes y sistemas domésticos, decenas de kilowatts para automóviles o miles de kilowatts para autobuses y sistemas industriales CHP (Combined Heat and Power, generación de potencia por ciclo combinado).

Las primeras celdas PEM se utilizaron en el programa espacial Gemini, pero fueron más tarde reemplazadas por AFC debido a su inestabilidad. Sin embargo en la actualidad este defecto ha sido ampliamente superado mediante el empleo de nuevas tecnologías de fabricación de membranas, como las Nafion y Dow.

Un aspecto clave en las PEMFC es el control de la humedad en la membrana, pues resulta determinante para la conducción de los protones a través de la misma. El electrolito debe estar lo suficientemente humidificado para tener buena conductividad de iones H^+ , pero no debe tener una excesiva cantidad de agua para que los poros de los electrodos no se tapen, bloqueando el paso de los reactivos.

- *Celdas de combustible de metanol directo (Direct Metanol Fuel Cells - DMFC)*

Consisten en un tipo especial de celdas basadas en la tecnología PEM, que operan a temperaturas ligeramente superiores a estas para mejorar la densidad de potencia generada.

En las DMFC se inyecta metanol directamente dentro de la celda sin el paso intermedio que consistiría en convertir el alcohol en hidrógeno. El

metanol es un combustible atractivo dado que es posible producirlo a partir de materia orgánica, y cuenta con una alta densidad de energía específica.

La potencia obtenible con esta tecnología se encuentra limitada en su máximo a algunos kilowatts.

➤ *Celdas de combustible de ácido fosfórico (Phosphoric Acid Fuel Cells - PAFC)*

Se basan en la utilización de ácido fosfórico de muy alta concentración, cercana al 100%, como electrolito conductor de iones H⁺. El alto grado de acidez aumenta la conductividad del electrolito, pero incrementa también la corrosión de los electrodos. Por este motivo se desarrollaron electrodos de grafito, que brindan suficiente resistencia a la corrosión, con costos de fabricación razonables.

Se las suele operar a temperaturas que van de los 150 a los 200°C y presentan gran estabilidad térmica, química y electroquímica.

Las PAFC constituyen en la actualidad una de las tecnologías de celdas de hidrógeno más desarrolladas. Se utilizan principalmente en plantas generadoras de energía eléctrica, con potencias de salida que van desde los cientos de kilowatts hasta decenas de megawatts. Permiten abastecer de electricidad, calor y agua caliente a hospitales, centros comerciales, pueblos y ciudades alrededor del mundo entero.

Entre sus desventajas, las PAFC no pueden ser alimentadas directamente con combustibles fósiles sino que requieren una unidad de reformado externa. Además la baja temperatura de solidificación del ácido fosfórico, 40-50°C, conduce a tiempos de arranque mayores que en las PEMFC.

Comparadas con otros tipos de pilas de combustible, las PAFC proporcionan una menor densidad de potencia y alcanzan una eficiencia eléctrica entre el 37 y el 42 %, lo que las sitúa en lo más bajo, en cuanto a eficiencia de plantas basadas en pilas de combustible se refiere.

Celdas de alta temperatura

- *Celdas de combustible de carbonato fundido (Molten Carbonate Fuel Cells – MCFC)*

Este tipo de celdas utiliza un electrolito de carbonato fundido estabilizado mediante una matriz fabricada a base de alúmina (Al_2O_3).

Trabajan por lo general entre los 600 y 700 °C. De esta forma se mejora notablemente la dinámica de reducción del oxígeno en el cátodo, sin la necesidad de contar con grandes cantidades de metales preciosos en el catalizador. Se logran valores de eficiencia de hasta 50%, aunque cuando se aprovecha el calor liberado al ambiente en plantas de ciclo combinado, los mismos ascienden a 70%.

Las MCFC trabajan con una amplia variedad de combustibles, y son menos propensas a producir emisiones de CO o CO_2 en comparación con celdas de menor temperatura. Su utilización está destinada principalmente a la generación de energía eléctrica para abastecer edificios, con valores de potencia de salida que alcanzan los 2 MW.

Como desventaja cabe mencionar la necesidad de emplear materiales resistentes a altas temperaturas, por ejemplo ciertas aleaciones especiales de hierro, cromo y níquel, en la construcción de las celdas. Los mismos permiten contrarrestar los efectos de los procesos corrosivos potenciados por las altas temperaturas, pero implican mayores costos de fabricación.

Otro inconveniente es la inestabilidad que deviene de la utilización de un electrolito líquido, pues es común que se produzcan algunas pérdidas del mismo. Esto implica la alteración en el tiempo de magnitudes tales como la concentración de los reactivos, presión y temperatura de la celda, afectando su potencia de salida.

- *Celdas de combustible de óxido sólido (Solid Oxide Fuel Cells- SOFC)*

Las SOFC utilizan óxidos en estado sólido como electrolito, por ejemplo óxido de circonio ZrO_2 , que resultan más estables que los electrolitos líquidos.

Trabajan a muy altas temperaturas, en el orden de los 800 a 1000 °C, por lo que presentan altas tasas de eficiencia, como se especificó para las MCFC.

Se utilizan en plantas generadoras de algunos cientos de kilowatts, apilando un gran número de celdas.

Entre sus desventajas cabe mencionar las dificultades en la selección de materiales, que deben ser capaces de resistir las deformaciones propias de las altas temperaturas de trabajo. Además, las temperaturas elevadas provocan tiempos de arranque y parada muy lentos, por lo que las SOFC no son apropiadas para regímenes de trabajo muy dinámicos.

En la TABLA 1.1 se resumen las principales características de cada una de las celdas detalladas previamente.

TABLA 1.1. Características destacadas de los principales tipos de celdas de combustible.

	AFC	PEMFC	DMFC	PAFC	MCFC	SOFC
Temperatura de operación (°C)	< 100	60 - 105	60 - 120	160 - 220	600 - 800	800 - 1000 ó 500 - 600
Potencia eléctrica extraíble	50-150 kW, Modular	2 W - 250 kW, Modular	5 kW	50 kW - 11 MW	100 kW - 2 MW	100 - 250kW
Aplicaciones	Equipos militares, proyectos espaciales, sistemas de almacenamiento de energía, transporte.			Generadores combinados para establecimientos.	Generadores combinados para establecimientos y transportes (trenes, botes, etc.).	

1.5. VENTAJAS DE LA UTILIZACIÓN DE CELDAS DE COMBUSTIBLE

Entre sus ventajas podemos destacar:

- Son mucho más eficientes que las máquinas de combustión interna, y por esta razón resultan muy atractivas para su aplicación en automóviles. Así mismo, su eficiencia es también muy superior a la de las plantas de generación de energía convencionales, razón por la que se implementan en la generación descentralizada de energía eléctrica.

En la FIGURA 1.4 se observa la comparación de la eficiencia en la generación de energía eléctrica entre sistemas convencionales y una pila de combustible tipo PEM.

- No producen emisiones tóxicas al ambiente si el combustible con que se alimentan es hidrógeno puro. No obstante, dado que el hidrógeno solamente se encuentra en la naturaleza combinado con otros elementos, suele existir cierta emisión de carbonatos al ambiente, ya sea durante el proceso de obtención del hidrógeno, o en la utilización directa de otros combustibles como el metanol. En general, estas emisiones son inferiores a aquellas provocadas por los métodos convencionales de generación.
- Son extremadamente simples en su construcción dado que están formadas por repetidas capas de componentes y no tienen partes móviles. Esto redonda en sistemas muy confiables y duraderos. Además, como se mencionó previamente, su estructura permite la construcción modular, logrando la generación de mayores valores de potencia.
- Son inherentemente silenciosas, lo que las vuelve atractivas para una gran variedad de aplicaciones tales como fuentes portátiles, fuentes de respaldo y aplicaciones militares.

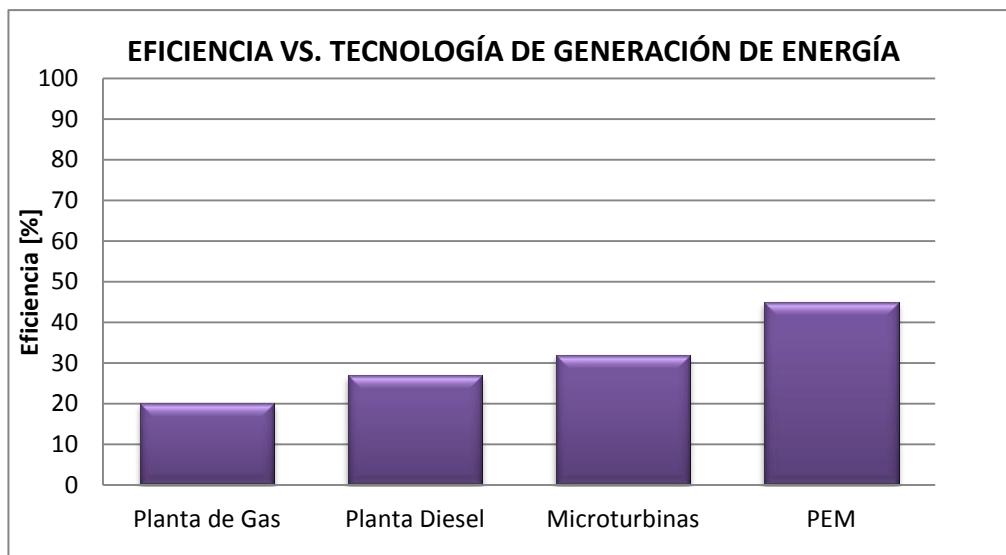


FIGURA 1.4. Eficiencia de distintas tecnologías de generación de energía eléctrica

1.6. CELDAS DE COMBUSTIBLE TIPO PEM

1.6.1. DESCRIPCIÓN

Como se mencionó en la sección 1.4, se trata de celdas de combustible de baja temperatura, operando generalmente en el rango de 60 a 105 °C. Para resolver el problema del bajo grado de reacción debido a las bajas temperaturas de funcionamiento se emplean catalizadores y electrodos sofisticados, normalmente construidos con platino. Gracias al desarrollo tecnológico de los últimos años, se ha logrado que las cantidades necesarias de este metal sean muy pequeñas, y así en la actualidad el costo del platino utilizado es sólo una pequeña parte en el precio total de la celda. Por su parte el electrolito es una membrana de polímero sólido que permite el movimiento de protones.

Las celdas tipo PEM cuentan con una serie de características muy interesantes, como por ejemplo rápida puesta en marcha, baja sensibilidad a la orientación y una relación potencia – peso muy adecuada. Esto las vuelve muy atractivas para su utilización en variedad de vehículos y aplicaciones edilicias.

En la práctica, para poder llevar a cabo la implementación de este tipo de fuentes de energía, es necesario conocer las características eléctricas de su salida. A continuación se desarrollará un estudio de estas celdas desde el punto de vista energético, para luego hallar una expresión matemática que permita explicar la tensión de salida de una celda tipo PEM y las variables que la afectan.

1.6.2. ENERGÍA Y TENSIÓN DE UNA CELDA DE COMBUSTIBLE PEM

Resulta necesario definir algunos conceptos fundamentales para abordar el cálculo de la tensión a circuito abierto de una celda.

Se define *energía libre de formación de Gibbs* G_f de una sustancia a aquella porción de la energía disponible en la misma, que es capaz de realizar trabajo externo. Se mide a 25°C y 1 atm de presión.

Cuando dos o más sustancias reaccionan formando un producto, existe una cierta cantidad de energía absorbida o liberada al ambiente. Esta energía

puede calcularse como la diferencia entre las energías libres de formación de Gibbs G_f del producto y de los reactivos. Es decir:

$$\Delta G_f = G_{f(\text{productos})} - G_{f(\text{reactivos})} \quad (1.3)$$

Sólo la energía liberada puede realizar trabajo externo. En celdas de combustible el término “trabajo externo” se refiere a mover electrones a través de un circuito externo.

Es casi siempre conveniente expresar esta relación mediante sus cantidades por mol. Esto se indica con “–” sobre la letra en minúscula:

$$\Delta \bar{g}_f = \bar{g}_{f(\text{productos})} - \bar{g}_{f(\text{reactivos})} \quad (1.4)$$

De las reacciones básicas de la celda de combustible 1.1 y 1.2 se observa que dos electrones son los que deben pasar por un circuito externo por cada molécula de hidrógeno utilizada. Por lo tanto, por cada mol de hidrógeno utilizado se requieren $2 \cdot N$ electrones pasando por el circuito externo, donde N es el número de Avogadro cuyo valor es $6,022 \cdot 10^{23}$. Si se considera ahora a “ $-e$ ” como la carga de un electrón ($-1,602 \cdot 10^{-19}$ coulomb) se puede decir que la carga que fluye por mol de hidrógeno es $-2 \cdot N \cdot e$ couombs.

Luego, si E es la tensión de la celda de combustible, el trabajo eléctrico realizado para mover dicha carga por el circuito puede calcularse como:

$$\text{Trabajo eléctrico realizado} = \text{carga} \cdot \text{tensión} = -2 \cdot N \cdot e \cdot E \text{ joules} \quad (1.5)$$

Considerando entonces que no existen pérdidas y que el proceso es reversible, el trabajo eléctrico realizado debe ser igual a la energía libre de formación liberada $\Delta \bar{g}_f$. Por lo tanto:

$$\Delta \bar{g}_f = -2 \cdot N \cdot e \cdot E \quad (1.6)$$

Despejando:

$$\boxed{E = -\frac{\Delta \bar{g}_f}{2 \cdot N \cdot e}} \quad (1.7)$$

Esta ecuación fundamental permite calcular la fuerza electromotriz (FEM) o tensión de circuito abierto teórica de la celda de combustible. Sin embargo, debe destacarse que en la misma se asume que el proceso es completamente reversible y que se utiliza hidrógeno y oxígeno puros a condiciones normales de presión y temperatura.

En la práctica se observa que la tensión a circuito abierto es inferior a la calculada con la ecuación 1.7. Esto se debe a que en verdad el proceso no es totalmente reversible, sino que existen pérdidas debido a ciertos factores tales como:

- Dinámica de las reacciones electroquímicas.
- Resistencia del electrolito al paso de los iones.
- Dificultades de los reactivos para alcanzar los sitios de reacción.
- Flujo de reactivos sin reaccionar a través del electrolito.

Hasta el momento se ha realizado un análisis de la tensión de circuito abierto de la celda de combustible. Para completar el análisis eléctrico de la celda debemos conocer la característica tensión - corriente de la misma, pues permitirá predecir la tensión de salida para cada condición de carga impuesta externamente.

1.6.3. CARACTERÍSTICA TENSIÓN - CORRIENTE

Una curva típica de tensión vs. corriente se muestra en la FIGURA 1.5. Es común que este tipo de curvas se grafiquen en función de la densidad de corriente. En la misma se observan tres zonas bien diferenciadas.

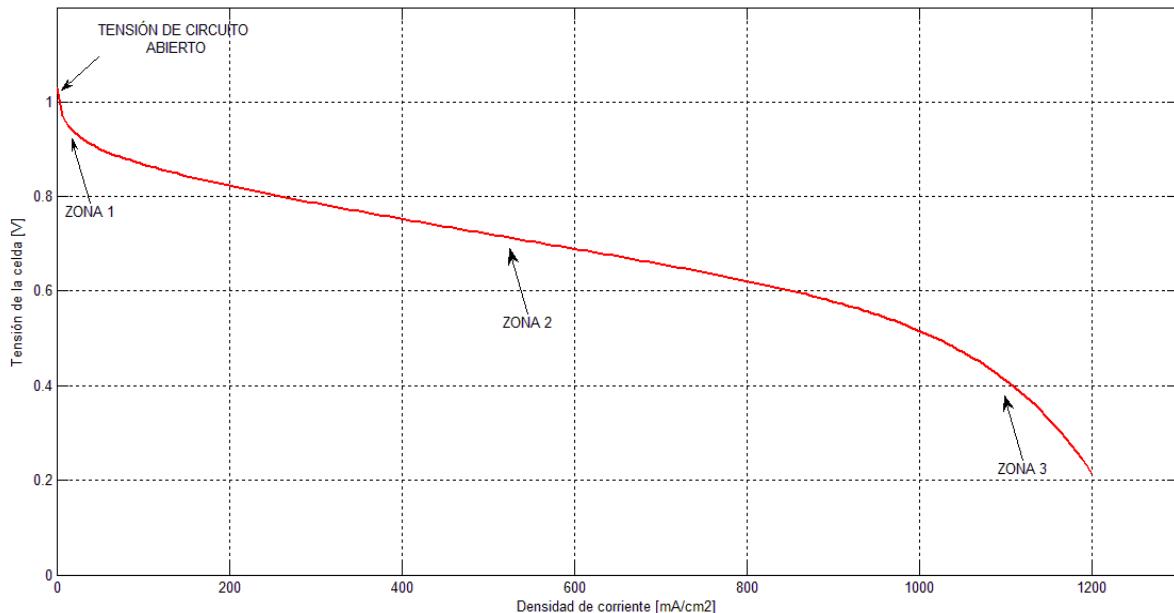


FIGURA 1.5. Tensión de salida típica de una PEM en función de la densidad de corriente

- Zona 1: Se observa una caída abrupta de tensión para bajas densidades de corriente. Este fenómeno se explica a partir de las denominadas **pérdidas de activación**. Las mismas son causadas por la baja velocidad de reacción que tiene lugar en la superficie de los electrodos. Una parte de la tensión generada es utilizada por la reacción química para transferir los electrones desde o hacia el electrodo.

Para representar su efecto mediante una ecuación matemática, se puede recurrir a la ecuación de Tafel. Como resultado de diversos experimentos, Tafel descubrió alrededor del año 1905 que la caída de tensión en la superficie de un electrodo seguía un patrón similar en una gran variedad de reacciones químicas. Este patrón puede ser aproximado por una función logarítmica de la siguiente forma:

$$\Delta V_{act} = A \cdot \ln\left(\frac{i}{i_o}\right) \quad \text{para } i > i_o \quad (1.8)$$

La constante A [V] es mayor para las reacciones electroquímicas lentas mientras que i_o [A/cm^2] es más alta si la reacción es rápida, y puede considerarse como la densidad de corriente para la cual la caída de tensión de activación comienza a apartarse de cero.

Las constantes de la ecuación de Tafel suelen ser obtenidas mediante mediciones experimentales. De todas formas, esta ecuación tiene una base teórica en la que sus constantes dependen del tipo de celda.

Estrictamente la ecuación de Tafel debería ser utilizada para cada electrodo (ánodo y cátodo) de la celda de combustible. Sin embargo se ha demostrado empíricamente que la caída de tensión en el ánodo es despreciable frente a la del cátodo, por lo que suele responsabilizarse a este último por las pérdidas de activación.

- Zona 2: La forma de la curva es prácticamente lineal y presenta una caída de tensión lenta. En esta región, este comportamiento se debe mayormente a las **pérdidas óhmicas**. La caída de tensión es debida a la resistencia que ofrecen los electrodos y conexiones externas al paso de electrones, como así también a la resistencia del electrolito al paso de protones H^+ .

Esta caída de tensión puede describirse por la siguiente ecuación:

$$V = I \cdot R_{eq} \quad (1.9)$$

donde generalmente el valor de la resistencia R_{eq} está dominado principalmente por la ofrecida por el electrolito.

Para ser consistente con lo hasta aquí desarrollado, conviene expresar esta ecuación en función de la densidad de corriente. Para esto, se utiliza el valor de resistencia correspondiente a $1\ cm^2$ de celda, obteniéndose:

$$V_{ohm} = i \cdot r \quad (1.10)$$

Siendo r la resistencia específica por unidad de área expresada en $\Omega \cdot cm^2$ e i la densidad de corriente dada en $A \cdot cm^{-2}$.

- Zona 3: A grandes densidades de corriente se produce una rápida caída de tensión. En esta zona entran en juego las **pérdidas de concentración**, que resultan del cambio en la concentración de los reactivos en la superficie de los electrodos.

No existe una solución analítica formal para este problema, aunque existen diversas formas de representarla mediante ecuaciones que se

ajustan muy bien a datos experimentales. La solución más utilizada en los últimos tiempos y muy citada en la literatura es la siguiente:

$$\Delta V_{conc} = m \cdot \exp(n \cdot i) \quad (1.11)$$

El valor de m típicamente ronda los $3 \cdot 10^{-5} V$ y n alrededor de $8 \cdot 10^{-3} cm^2 \cdot mA^{-1}$ para celdas tipo PEM.

Combinando las expresiones correspondientes a cada zona, se obtiene una expresión analítica de la tensión de salida de la celda de combustible en función de la densidad de corriente:

$$V = E - \Delta V_{ohm} - \Delta V_{act} - \Delta V_{conc} \quad (1.12)$$

$$V = E - i \cdot r - A \cdot \ln\left(\frac{i}{i_o}\right) - m \cdot \exp(n \cdot i) \quad (1.13)$$

Donde:

- E es la tensión reversible de circuito abierto dada por la ecuación 1.7;
- A es la constante de la ecuación de Tafel;
- i_o es la densidad de corriente para la cual la caída de tensión de activación se aparta de cero;
- m y n son las constantes de la caída de tensión por pérdidas de concentración;
- r es la resistencia específica por unidad de área.

Si asumimos que i no será menor a i_o , podemos reescribir la ecuación 1.8 haciendo el siguiente cambio:

$$\Delta V_{act} = A \cdot \ln\left(\frac{i}{i_o}\right) = A \cdot \ln(i) - A \cdot \ln(i_o) \quad (1.14)$$

Luego, reagrupando los siguientes términos:

$$E_{oc} = E + A \cdot \ln(i_o) \quad (1.15)$$

Donde E_{oc} es la tensión a circuito abierto o *irreversible* de la celda

Finalmente:

$$V = E_{oc} - i \cdot r - A \cdot \ln(i) - m \cdot \exp(n \cdot i) \quad (1.16)$$

Cabe destacarse el hecho de que aunque la ecuación 1.16 no depende explícitamente de la temperatura T, esta magnitud influye directamente en algunos parámetros de la misma. Por ejemplo, puede demostrarse que la constante de la ecuación de Tafel puede escribirse como:

$$A = \frac{R \cdot T}{2 \cdot \alpha \cdot F}$$

Donde:

R es la constante universal de los gases;

T es la temperatura absoluta;

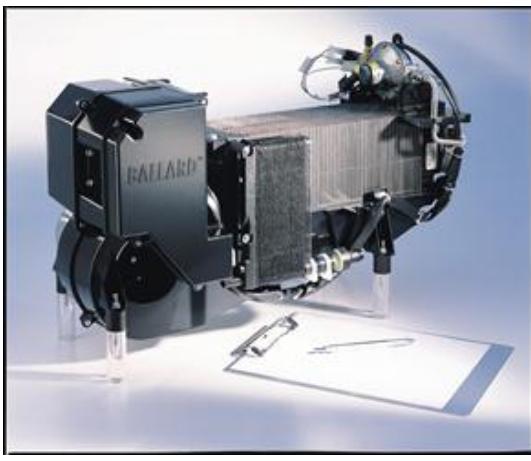
α es el coeficiente de transferencia de carga;

F es la constante de Faraday.

1.7. MODELOS COMERCIALES DE PILAS DE COMBUSTIBLE TIPO PEM

Se ha mencionado en secciones anteriores que las celdas de combustible se conectan en serie y se agrupan para formar pilas, logrando así módulos de generación de mayor tensión y potencia de salida. En la actualidad se ha alcanzado un importante desarrollo comercial de este tipo de equipos, en especial de aquellos basados en tecnología PEM.

El módulo Nexa de Ballard (FIGURA 1.6) es capaz de proporcionar una potencia DC no regulada de hasta 1,2 kW. La tensión que existe entre sus terminales de salida varía desde 42 V en vacío hasta aproximadamente 26 V a plena carga. Consta de un total de 47 celdas conectadas en serie. La temperatura de operación alcanza los 65 °C a plena carga. Como combustible, necesita hidrógeno gaseoso al 99,99% de pureza. El oxígeno se toma del aire ambiental mediante la acción de un compresor contenido en el propio módulo.



ESPECIFICACIONES TÉCNICAS	
Funcionamiento:	
Potencia neta nominal	1200 W
Rango tensión CC	22 a 50 V
Voltaje nominal	26 V
Intensidad nominal	46 A
Combustible:	
Pureza	$\geq 99,99\% \text{ H}_2 \text{ (vol)}$
Presión de suministro	0.7 a 17 bar
Consumo	$\leq 18.5 \text{ SLPM}(870 \text{ l/h})$
Emisiones:	
Agua	$\leq 870 \text{ ml/h}$ máximo
Ruido	$\leq 72 \text{ dBA}$ a 1m
Datos físicos:	
Largo x ancho x alto	56 x 25 x 33 cm
Peso	13 kg

FIGURA 1.6. Módulo Nexa, de Ballard Power Systems y sus características técnicas

El módulo *FCvelocity-HD6* del mismo fabricante Ballard Power Systems ha sido diseñado para proveer energía a autobuses y vehículos de gran tamaño. El mismo se muestra en la FIGURA 1.7 en su versión de 150 kW de potencia. Sus dimensiones son 1530x871x495 mm y pesa 404 kg. Cuenta con un rango de tensión continua de salida de 465 a 730 V. Su corriente de salida alcanza un valor máximo de 300 A. Utiliza hidrógeno gaseoso como combustible y aire como oxidante. Opera a una temperatura nominal de 63 °C y cuenta con algunas características adicionales interesantes, como por ejemplo una interfaz de comunicación mediante el protocolo CANbus.

FIGURA 1.7. Módulo *FCvelocity-HD6*, de Ballard Power Systems

La serie H-12 diseñadas por Horizon Fuel Cell Technologies consiste en pilas de baja potencia, de 12 W de salida. Se utilizan principalmente en prototipos de desarrollo y kits para el armado de vehículos a radiocontrol. Su condición de funcionamiento nominal es de 7.5 V y 1.5 A, a temperatura

ambiente. Cuentan con un cooler para realizar una ventilación forzada de aire y operan con aire e hidrógeno como reactivos. Sus dimensiones son 75x47x70 mm, pesan 225 gramos e internamente están conformadas por 13 celdas tipo PEM apiladas. En la FIGURA 1.8 se muestra una fotografía de este dispositivo.



FIGURA 1.8. Módulo *H-12* de Horizon Fuel Cell Technologies

2

CONVERTIDORES CC-CC

2.1. INTRODUCCIÓN

Los convertidores electrónicos de potencia CC-CC actúan como puentes de transferencia de energía entre fuentes y cargas, ambas de corriente continua, que no son compatibles por naturaleza. Por ejemplo, una carga puede necesitar ser alimentada con una tensión " v_1 " mientras que la fuente disponible provee una tensión " v_2 " que puede ser mayor o menor a " v_1 ". En este sentido, resulta necesario hallar un método para transferir la energía desde la fuente de tensión a la carga con la máxima eficiencia posible. Los convertidores CC-CC surgen para dar solución a este problema.

Estos circuitos electrónicos de potencia son capaces de convertir una tensión continua en otro nivel de tensión continua, y normalmente proporcionan una salida regulada. Algunas topologías de convertidores proveen una tensión en la salida mayor a la que se tiene en la entrada, otras proveen tensiones menores; algunas ofrecen mayor complejidad en su manejo, otras mayor fiabilidad.

En forma general los convertidores electrónicos de potencia pueden dividirse en lineales y conmutados. En este capítulo se presentan los tipos de convertidores CC-CC conmutados más tradicionales, orientando mayormente su estudio hacia aquellos que permitan alcanzar el objetivo de este trabajo, es decir, elevar la tensión de una pila de combustible en la forma más conveniente.

2.2. CONVERTIDORES CC-CC CONMUTADOS

Antes de describir a los convertidores conmutados es necesario comprender el porqué de su utilización.

2.2.1. FUNDAMENTO DE LOS CONVERTIDORES CC-CC CONMUTADOS

Se tomará como ejemplo la necesidad de reducir una tensión continua a un nivel inferior.

Un circuito que logra dicho objetivo se muestra en la FIGURA 2.1.

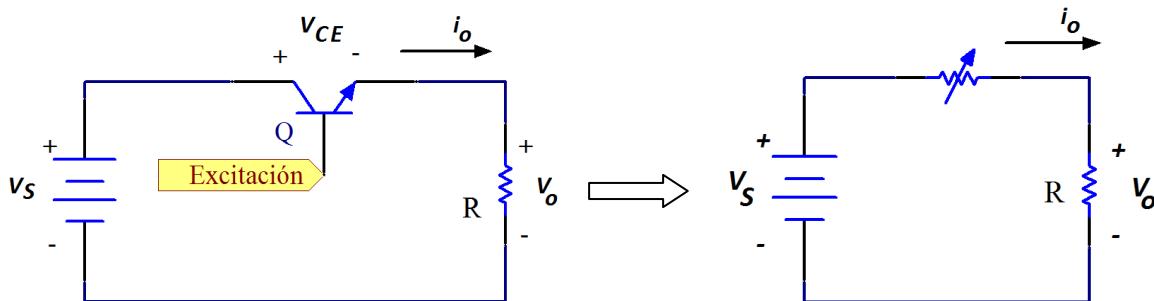


FIGURA 2.1. Regulador lineal básico.

La tensión de salida es $I_o \cdot R$, donde la corriente de carga I_o está controlada por el transistor.

Ajustando la corriente de base del transistor se puede controlar la tensión de salida en el rango comprendido entre 0 y V_s . Además, se puede ajustar la corriente de base para compensar las variaciones de la tensión de alimentación o las variaciones de la carga, y de esta manera regular la salida. Este circuito se denomina *convertidor CC-CC lineal*, porque el transistor opera en la región lineal comportándose como una resistencia variable.

Aunque esta es una manera sencilla de reducir tensión continua, y regularla, la baja eficiencia de este circuito es una desventaja importante en las aplicaciones de potencia. La potencia disipada por el transistor será $V_{CE} \cdot I_o$, y es la causante de la ineficiencia de este tipo de circuitos.

A modo de ejemplo si se quiere que la tensión de salida sea 25% de la tensión de entrada, el 75% restante de la tensión de entrada caerá en el transistor. Luego la potencia disipada por este último será el 75% de la provista por la fuente, siendo la eficiencia del circuito del 25%.

Una alternativa más eficiente a los reguladores lineales son los convertidores conmutados, tema principal del presente capítulo.

2.2.2. DESCRIPCIÓN Y CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES CC-CC CONMUTADOS

A diferencia de los convertidores lineales, la característica fundamental en los convertidores conmutados es que el transistor funciona como interruptor, al estar completamente activado, o completamente desactivado (saturación o corte para un transistor bipolar BJT).

Su funcionamiento se basa en la conmutación periódica del transistor entre estos dos estados, activado y desactivado. La porción del periodo de conmutación durante la cual el transistor se encuentra activado se denomina *ciclo de trabajo* y se representa con la letra *D*. Como se analizará más adelante, el ciclo de trabajo es un parámetro fundamental en cualquier convertidor CC-CC conmutado. Esto se debe a que permite modificar dinámicamente la relación entre las tensiones de entrada y salida, por ejemplo mediante la aplicación de un lazo de control.

Los convertidores CC-CC conmutados pueden clasificarse esencialmente en no aislados y aislados, siendo estos últimos aquellos que ofrecen aislación galvánica entre la fuente de tensión de entrada y el circuito de carga.

La FIGURA 2.2 presenta las topologías típicas que integran cada uno de estos grupos.



FIGURA 2.2. Clasificación de las principales topologías de convertidores CC-CC conmutados.

Finalmente, antes de realizar el análisis de funcionamiento de cualquier convertidor CC-CC conmutado es necesario considerar las siguientes suposiciones:

- a. El circuito opera en estado estacionario con formas de onda de tensión y corriente periódicas, por lo tanto las tensiones y corrientes involucradas admiten representación en serie de Fourier.
- b. Se puede aplicar el principio de superposición componente a componente de frecuencia. Para el análisis de estos circuitos interesa la componente media.
- c. Valen las leyes de Kirchhoff para cada nodo del circuito y para cada componente de Fourier.
- d. Valor medio de tensión en el inductor y valor medio de corriente en el capacitor son cero.
- e. La corriente en el inductor es siempre positiva (modo de conducción continua, MCC).
- f. El periodo de conmutación es T , el interruptor está cerrado un tiempo $D \cdot T$ y está abierto el resto del tiempo $(1-D) \cdot T$.
- g. La constante de tiempo $R \cdot C >> T$, por lo tanto, la tensión de salida se mantiene constante en un valor V_o .
- h. Los componentes del circuito son ideales.

2.3. CONVERTIDORES NO AISLADOS

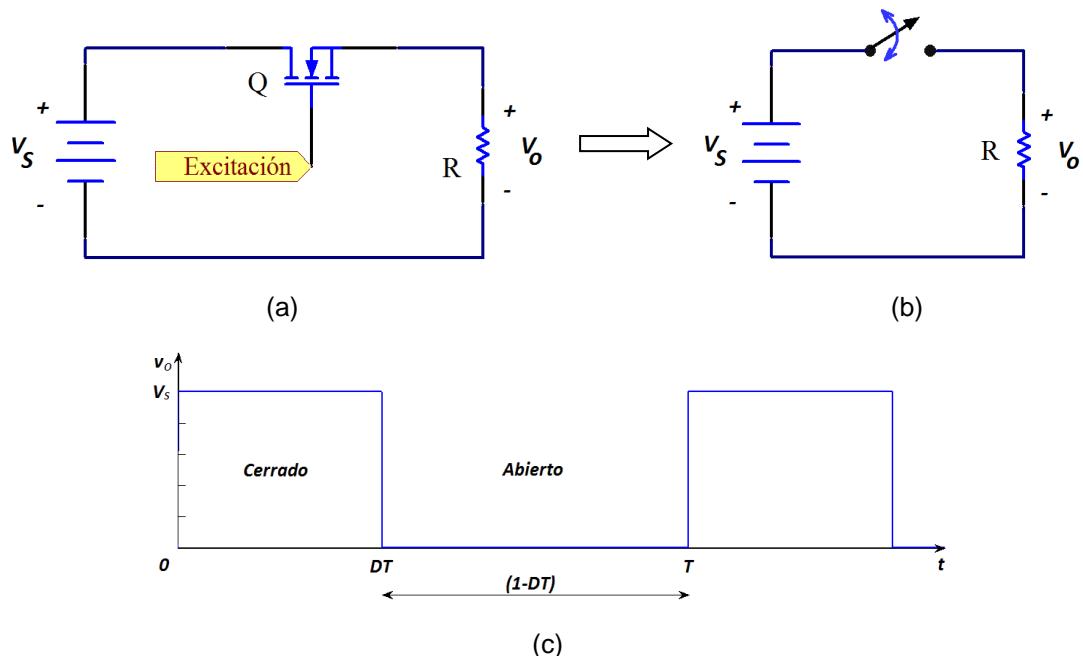
2.3.1. CONVERTIDOR REDUCTOR

Como su nombre lo indica, este tipo de convertidores sirve para obtener una tensión continua inferior a la disponible en bornes de una fuente.

Como se estableció en la introducción de este capítulo, el objetivo del presente trabajo es elevar un nivel de tensión continua, por lo que no se justifica el desarrollo en profundidad del convertidor reductor. No obstante, su presentación es necesaria para facilitar la iniciación y comprensión del tema.

Se partirá de un convertidor comutado básico como el mostrado en la FIGURA 2.3a, a partir del cual se deducirán los componentes adicionales necesarios para conformar el convertidor reductor.

Si se supone que el interruptor es ideal, la salida es igual a la entrada cuando el interruptor está cerrado, y es nula cuando está abierto, como se ilustra en la FIGURA 2.3c.



La media o componente de continua de la salida es:

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s \cdot dt = V_s \cdot D \quad (2.1)$$

La componente de continua se controla ajustando el ciclo de trabajo \$D\$, que es la fracción del periodo en la que el interruptor está cerrado:

$$D \equiv \frac{t_{conducción}}{t_{conducción} + t_{corte}} \quad (2.2)$$

En este tipo de convertidores idealmente la eficiencia es del 100%, ya que cuando el interruptor está abierto no hay corriente a través de él, y cuando está cerrado, no cae tensión en el mismo. En un interruptor real se producirán pérdidas debido a que la tensión en él será distinta de cero cuando conduzca, y además porque en la transición de un estado a otro, el mismo deberá pasar por una región donde la tensión y la corriente son no nulas simultáneamente.

En algunas aplicaciones puede ser suficiente controlar la componente de continua de una salida de pulsos como la mostrada en la FIGURA 2.3c, pero muchas veces el objetivo es producir una salida que sea continua pura. Esto se logra insertando un filtro pasa-bajo LC después del interruptor. En la FIGURA 2.4 se muestra la topología final de un convertidor CC-CC reductor.

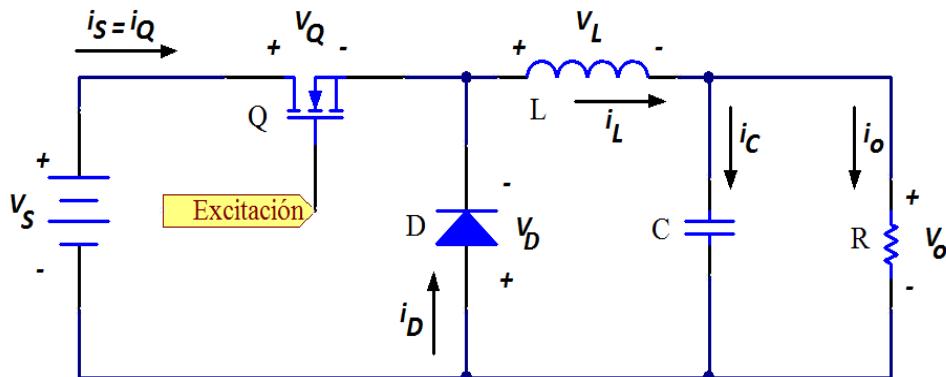


FIGURA 2.4. Convertidor CC-CC reductor

El diodo es necesario para proporcionar un camino a la corriente del inductor cuando el interruptor se abre, ya que como se sabe, la corriente por un inductor no puede variar abruptamente. Por otro lado, cuando el interruptor se cierra, el diodo se polariza en inversa y no afecta al funcionamiento del circuito.

La tensión de entrada del filtro, $-v_D$, tiene la misma forma que la mostrada en la FIGURA 2.3c. Luego, si el filtro pasa-bajo es ideal, la tensión de salida es la media de la tensión de entrada del filtro, obteniéndose así una salida continua pura. Además, analizando las ecuaciones 2.1 y 2.2 se advierte que D sólo puede tomar valores entre 0 y 1, por lo que el valor de tensión de salida V_o es inferior al de entrada, V_s .

2.3.2. CONVERTIDOR ELEVADOR

En la FIGURA 2.5 se muestra el convertidor elevador. Se trata de otro convertidor comutado que funciona abriendo y cerrando periódicamente un interruptor, y es denominado elevador, ya que la tensión de salida es mayor que la tensión de entrada. Por este motivo se lo considerará una alternativa válida para la realización de este proyecto y se estudiará su funcionamiento en profundidad.

2.3.2.1. ANÁLISIS DE FUNCIONAMIENTO EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA

El estudio del convertidor elevador comprende inicialmente la deducción de la relación de conversión V_o/V_s , a través del análisis del triple de corriente en el inductor para los estados abierto y cerrado del interruptor.

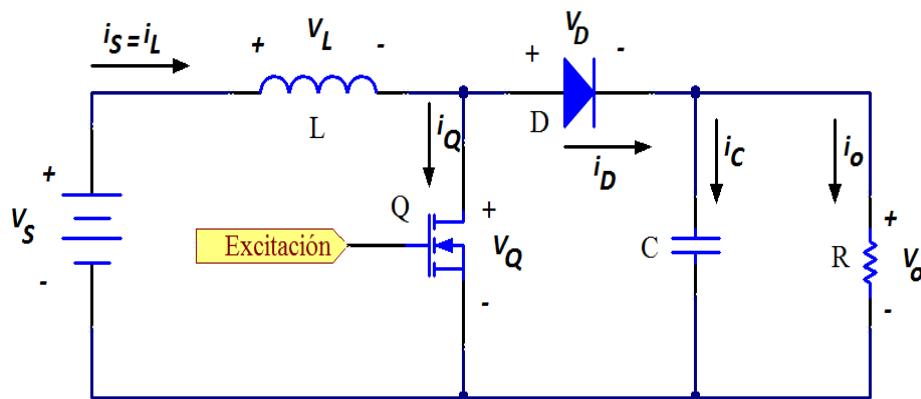


FIGURA 2.5. Convertidor CC-CC elevador.

Para realizar el análisis del circuito elevador deben considerarse las suposiciones mencionadas en la sección 2.2.2.

Se analizará por separado el funcionamiento de este convertidor, para las situaciones de interruptor cerrado e interruptor abierto.

En la FIGURA 2.6 se muestran las formas de onda características de tensiones y corrientes del convertidor elevador.

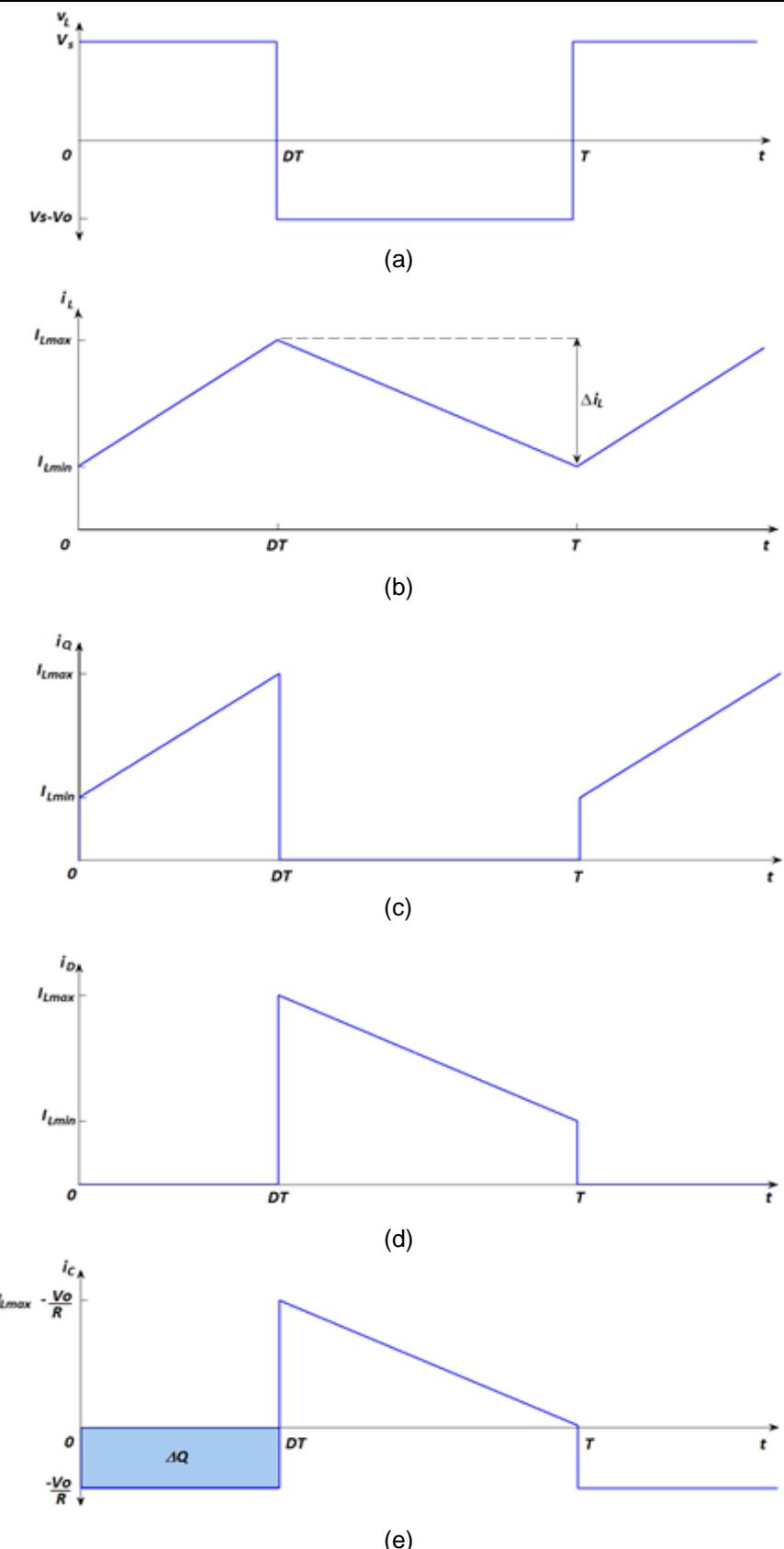


FIGURA 2.6. Formas de onda del convertidor elevador. (a) Tensión en el inductor. (b) Corriente en el inductor. (c) Corriente por el interruptor. (d) Corriente por el diodo. (e) Corriente por el capacitor

Análisis con el interruptor cerrado

Cuando el interruptor está cerrado, el diodo se encuentra polarizado en inversa, dado que el potencial en su cátodo es mayor que el potencial del ánodo (FIGURA 2.7).

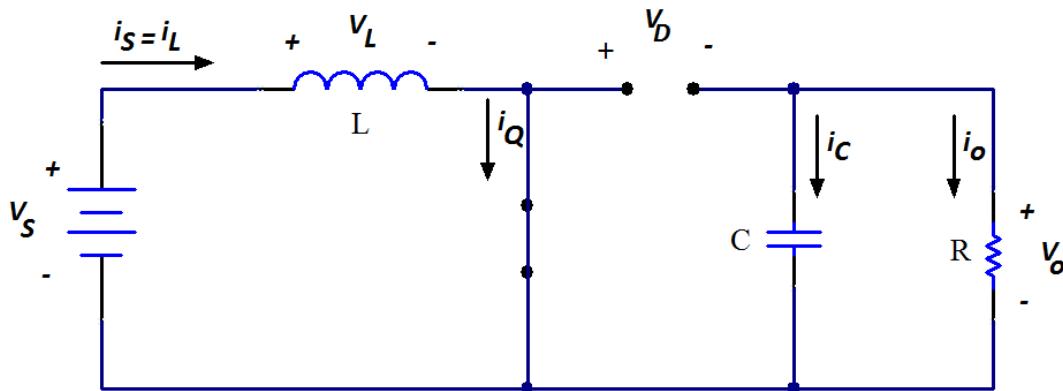


FIGURA 2.7. Convertidor elevador con el interruptor cerrado.

Aplicando la primera Ley de Kirchhoff en la malla que incluye al inductor se obtiene:

$$v_L = V_s = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.3)$$

De allí, se observa que la corriente en el inductor varía linealmente en el tiempo dado que su derivada es constante. Esto se observa en la FIGURA 2.6b.

La variación de la corriente en el inductor se calcula a partir de:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{D \cdot T} = \frac{V_s}{L} \quad (2.4)$$

Despejando $\Delta i_L \Rightarrow$

$$(\Delta i_L)_{cerrado} = \frac{V_s \cdot D \cdot T}{L} \quad (2.5)$$

Análisis con el interruptor abierto

En la FIGURA 2.8 se muestra el circuito con el interruptor abierto. La corriente en el inductor no puede variar abruptamente en el tiempo, por lo que el diodo se polariza en directa para proporcionar un camino a dicha corriente.

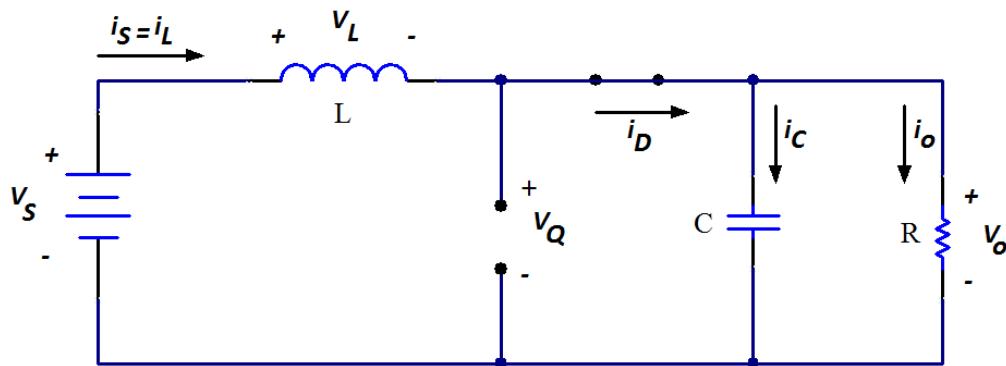


FIGURA 2.8. Convertidor elevador con el interruptor abierto.

Suponiendo que la tensión de salida V_o es constante, la tensión en el inductor será:

$$v_L = V_s - V_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.6)$$

Nuevamente se observa que la corriente por el inductor varía linealmente en el tiempo:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D) \cdot T} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.7)$$

Despejando $\Delta i_L \Rightarrow$

$$(\Delta i_L)_{abierto} = \frac{(V_s - V_o) \cdot (1-D) \cdot T}{L} \quad (2.8)$$

En régimen permanente la variación neta de la corriente del inductor debe ser igual a cero, debido a que no puede existir un crecimiento o disminución de corriente en el tiempo en forma indefinida. Por lo tanto, utilizando las ecuaciones 2.5 y 2.8:

$$\Delta i_{L,T} = (\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} = 0$$

$$\frac{V_s \cdot D \cdot T}{L} + \frac{(V_s - V_o) \cdot (1-D) \cdot T}{L} = 0$$

Despejando para obtener V_o :

$$V_s \cdot (D+1-D) - V_o \cdot (1-D) = 0$$

$$V_o = \frac{V_s}{1-D}$$

(2.9)

De esta manera se obtiene la expresión de la tensión de salida del convertidor elevador.

Adicionalmente, se destaca que es posible alcanzar el mismo resultado desde otro enfoque, teniendo en cuenta que la tensión media en el inductor debe ser cero cuando el convertidor opere en régimen permanente. Esto se deduce de la siguiente forma:

Recordando la relación entre la tensión y la corriente en un inductor

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$$

e integrando luego en un periodo,

$$\overline{V_L} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_L \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T L \cdot \frac{di_L}{dt} \cdot dt = \frac{L}{T} \cdot [i_L(T) - i_L(0)] = \frac{L}{T} \cdot \Delta i_{L,T}$$

Dado que $\Delta i_{L,T}$ debe ser cero como ya se mencionó, se obtiene que la tensión media en el inductor en un periodo, $\overline{V_L}$, es nula.

Habiendo demostrado lo anterior, y planteando por definición el cálculo de $\overline{V_L}$:

$$\overline{V_L} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{D \cdot T} V_S \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{D \cdot T}^T (V_S - V_O) \cdot dt$$

$$\overline{V_L} = V_S \cdot D + (V_S - V_O) \cdot (1 - D) = 0$$

$$V_O = \frac{V_S}{1 - D}$$

mismo resultado que el hallado en la ecuación 2.9.

Analizando la ecuación 2.9 se advierte que si $D=0$ (interruptor abierto continuamente) la salida será igual a la entrada, mientras que aumentar el ciclo de trabajo D implicará una tensión de salida mayor.

Por otro lado cuando el ciclo de trabajo D se acerque a la unidad, la salida se hará infinita. Esto no es real ya que el análisis se desarrolló con componentes ideales. Las pérdidas de los componentes reales impedirán que la salida se haga infinita, como se verá más adelante.

Hasta aquí se ha efectuado un análisis bajo ciertas hipótesis. Una de ellas era que la corriente en el inductor nunca se anulaba, lo que se denomina modo de conducción continua (MCC). Para que esta hipótesis sea válida, se deben cumplir ciertas condiciones relacionadas con la corriente media y el ripple por el inductor. Las mismas se estudian a continuación.

Corriente por el inductor

La corriente media en el inductor se calcula teniendo en cuenta que la potencia entregada por la fuente debe ser igual a la potencia absorbida por la carga. La potencia de salida es:

$$P_O = \frac{V_O^2}{R}$$

Y la potencia de entrada es:

$$P_S = V_S \cdot \overline{I_S} = V_S \cdot \overline{I_L}$$

dado que $i_L = i_s$ por estar el inductor en serie con la fuente de alimentación.

Igualando la potencia de entrada y la de salida, y usando la ecuación 2.9:

$$V_s \cdot \bar{I}_L = \frac{V_o^2}{R} = \frac{\left(\frac{V_s}{1-D}\right)^2}{R} = \frac{V_s^2}{(1-D)^2 \cdot R}$$

despejando $\bar{I}_L \Rightarrow$

$$\boxed{\bar{I}_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 \cdot R}}$$

(2.10)

A su vez se advierte que:

$$\bar{I}_L = \bar{I}_s = \frac{I_o}{(1-D)} \quad (2.11)$$

Combinando las ecuaciones 2.5 y 2.10 quedan definidas las corrientes de pico máxima y mínima por el inductor:

$$I_{L\max} = \bar{I}_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 \cdot R} + \frac{V_s \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} \quad (2.12)$$

$$I_{L\min} = \bar{I}_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 \cdot R} - \frac{V_s \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} \quad (2.13)$$

Para que el convertidor elevador funcione en modo de conducción continua, es necesario que $I_{L\min} > 0$. Por lo tanto, el límite entre las corrientes continua y discontinua en el inductor se calcula:

$$\begin{aligned} I_{L\min} &= \bar{I}_L - \frac{\Delta i_L}{2} = 0 \\ \bar{I}_L &= \frac{\Delta i_L}{2} \\ \frac{I_o}{1-D} &= \frac{V_s \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} \end{aligned} \quad (2.14)$$

De esta manera, para ciertas condiciones de carga impuestas, se puede despejar L de la ecuación anterior. Así se determina la inductancia mínima necesaria para que el convertidor opere en modo de conducción continua, a una dada frecuencia de conmutación y ciclo de trabajo D:

$$L_{\min} = \frac{D \cdot (1-D) \cdot V_s \cdot T}{2 \cdot I_o}$$

$$\boxed{L_{\min} = \frac{D \cdot (1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot f}} \text{ con } f = \frac{1}{T} \quad (2.15)$$

De otro modo, si se impone un determinado valor de inductancia, es posible despejar I_o de la ecuación 2.14 y determinar la corriente de salida crítica mínima necesaria para que el convertidor opere en modo de conducción continua:

$$I_{o,crit} = \frac{D \cdot (1-D) \cdot V_s \cdot T}{2 \cdot L}$$

$$\boxed{I_{o,crit} = \frac{D \cdot (1-D)^2 \cdot V_o \cdot T}{2 \cdot L}} \quad (2.16)$$

En conclusión, quedan definidas las condiciones de frontera entre el funcionamiento del convertidor elevador con corriente permanente por el inductor (*modo de conducción continua, MCC*) y aquel con corriente discontinua por el mismo (*modo de conducción discontinua, MCD*).

La importancia de identificar estos límites radica en que el análisis correspondiente al MCD difiere del desarrollado previamente para MCC, como se verá más adelante.

Por último, en lo que respecta al análisis del funcionamiento del convertidor elevador en MCC, resta estudiar el riple de tensión de salida, como se realizará a continuación.

Riple de la tensión de salida

Otra de las condiciones impuestas para realizar el análisis fue suponer un capacitor muy grande, cercano a infinito, y por tanto una tensión de salida constante. En la práctica, una capacidad finita producirá una pequeña fluctuación en la tensión de salida.

Para realizar este nuevo enfoque es necesario representar la corriente por el capacitor.

Un capacitor se comporta como un circuito abierto para la componente de frecuencia nula, y presenta una impedancia que disminuye proporcionalmente con la frecuencia. Por lo tanto, observando la topología del convertidor elevador y considerando frecuencias típicas de trabajo, se deduce que por el capacitor se derivará la mayor parte de la potencia de cada armónico presente en la corriente del diodo, excepto la componente de continua.

Por ende una aproximación inicial es considerar que la corriente por el capacitor es la corriente por el diodo (FIGURA 2.6d) pero sin su valor medio (FIGURA 2.6e).

La expresión que vincula a la tensión en un capacitor con la corriente a través del mismo es:

$$i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt} \quad (2.17)$$

Recordando que la corriente eléctrica es la variación de carga en el tiempo, y operando analíticamente sobre la ecuación 2.17, se obtiene que la variación de la carga en el capacitor es:

$$|\Delta Q| = \left(\frac{V_o}{R} \right) \cdot D \cdot T = C \cdot \Delta V_o$$

Despejando el riple $\Delta V_o \Rightarrow$

$$\Delta V_o = \left(\frac{V_o \cdot D \cdot T}{R \cdot C} \right) = \left(\frac{V_o \cdot D}{R \cdot C \cdot f} \right)$$

ó

$$\boxed{\frac{\Delta V_o}{V_o} = \left(\frac{D}{R \cdot C \cdot f} \right)}$$

(2.18)

La ecuación 2.18 pone de manifiesto que para reducir el riple de la tensión de salida manteniendo constantes los demás parámetros del circuito, es necesaria una mayor capacidad C .

En la FIGURA 2.9 se muestra la tensión de salida del convertidor, afectada por el riple de tensión debido a que la capacidad no es de valor infinito. Aplicando la ecuación 2.17, la forma de onda de dicha tensión se obtiene a partir de integrar por tramos a la corriente en el capacitor, mostrada en la FIGURA 2.6e.

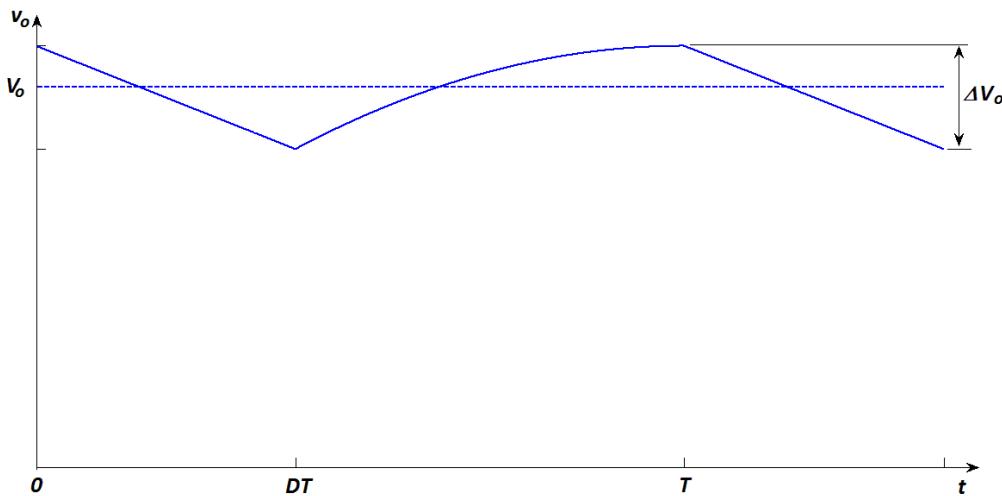


FIGURA 2.9. Tensión de salida con riple de un convertidor elevador

2.3.2.2. EFECTOS NO IDEALES EN EL FUNCIONAMIENTO DE UN CONVERTIDOR ELEVADOR OPERANDO EN MCC

Todos los cálculos anteriores se han realizado suponiendo que los interruptores eran ideales. Las caídas de tensión de los interruptores y diodos cuando están conduciendo pueden afectar significativamente el funcionamiento del convertidor, en especial cuando las tensiones de entrada y salida son bajas.

Nuevamente, en base al análisis del convertidor elevador de la FIGURA 2.5, la relación entre las tensiones de entrada y salida se determinarán utilizando la tensión en el inductor.

Cuando se producen caídas de tensión distintas de cero en los interruptores en conducción, la tensión en el inductor con el interruptor cerrado resulta:

$$v_L = V_s - V_{Q, on}$$

siendo $V_{Q,on}$ la tensión en bornes del interruptor cuando conduce.

Con el interruptor abierto, la tensión en directa del diodo es $V_{D,off}$ y la tensión en el inductor queda determinada por:

$$v_L = V_s - (V_o + V_{D,off})$$

Nuevamente como la tensión media en el inductor es nula en el periodo de conmutación:

$$(V_s - V_{Q,off}) \cdot D + (V_s - V_o - V_{D,off}) \cdot (1 - D) = 0$$

Quedando:

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} - V_{D,off} - \frac{V_{Q,off} \cdot D}{1-D} \quad (2.19)$$

Se observa que la tensión de salida es menor que el caso ideal (ecuación 2.9).

Resistencia del capacitor: Efecto sobre el riple

El cálculo del riple de la tensión de salida dado por la ecuación 2.18 se basa en un capacitor ideal. Podemos modelar un capacitor real como una capacidad con una resistencia equivalente serie (ESR) y una inductancia equivalente serie (ESL). La ESR puede afectar al riple de la tensión de salida, produciendo muchas veces un riple mayor que el debido a la propia capacidad. La ESL no influye para frecuencias de conmutación bajas, pero puede ser significativa para frecuencias superiores a unos 300 kHz.

El riple debido a la resistencia equivalente serie puede estimarse como:

$$(\Delta V_o)_{ESR} = \Delta i_C \cdot r_C$$

donde Δi_C es la diferencia entre las corrientes de pico máximo y mínimo por el capacitor. La misma resulta ser:

$$\Delta i_C = I_{L\max}$$

como puede deducirse observando la FIGURA 2.6e.

Esta variación de tensión se sumará algebraicamente a la producida por la propia capacidad, calculada previamente a partir de la ecuación 2.18:

$$(\Delta V_o)_{total} = \Delta V_o + (\Delta V_o)_{ESR}$$

$$(\Delta V_o)_{total} = \left(\frac{V_o \cdot D}{R \cdot C \cdot f} \right) + I_{L\max} \cdot r_C$$

(2.20)

Es importante notar que muchas veces el capacitor de salida debe seleccionarse en función de la resistencia equivalente serie, en lugar de basarse únicamente en la capacidad.

Resistencia del inductor

Los inductores deben diseñarse de manera que su resistencia sea pequeña, que la pérdida de potencia sea mínima y que el rendimiento sea máximo.

Para investigar el efecto de la resistencia de inductor en la tensión de salida se supondrá que la corriente en el inductor es aproximadamente constante.

La potencia entregada por la fuente debe ser igual a la potencia absorbida por la carga y por la resistencia del inductor, r_L , si se desprecian las demás pérdidas:

$$\begin{aligned} P_s &= P_o + P_{r_L} \\ V_s \cdot \overline{I}_s &= V_o \cdot I_o + \overline{I}_L^2 \cdot r_L \end{aligned}$$

En un elevador, como se sabe, la corriente de la fuente i_s es igual a la corriente en el inductor i_L , y la corriente media en el diodo \overline{I}_D es igual a la corriente media de carga I_o . Por consiguiente:

$$V_s \cdot \overline{I}_s = V_o \cdot \overline{I}_D + \overline{I}_L^2 \cdot r_L \quad (2.21)$$

Además, la corriente en el diodo es igual a la corriente en el inductor cuando el interruptor está abierto, y es nula cuando el interruptor está cerrado.

Por lo tanto,

$$\overline{I_D} = (1 - D) \cdot \overline{I_L}$$

Sustituyendo en la ecuación 2.19 \Rightarrow

$$V_s \cdot \overline{I_L} = V_o \cdot (1 - D) \cdot \overline{I_L} + \overline{I_L}^2 \cdot r_L$$

$$V_s = V_o \cdot (1 - D) + \overline{I_L} \cdot r_L$$

Luego, dado que

$$\frac{\overline{I_D}}{\overline{I_L}} = \frac{\overline{I_D}}{(1 - D)} = \frac{I_o}{(1 - D)} = \frac{V_o / R}{(1 - D)} \quad (2.22)$$

se obtiene:

$$V_s = V_o \cdot (1 - D) + \frac{V_o}{(1 - D) \cdot R} \cdot r_L$$

y despejando $V_o \Rightarrow$

$$V_o = \frac{V_s}{(1 - D)} - \frac{V_s}{(1 - D)^2 \cdot R} \cdot r_L \quad (2.23)$$

La ecuación anterior es similar a la que se obtiene para el convertidor ideal, pero incluye un factor de corrección debido a la resistencia del inductor.

En la FIGURA 2.10 se muestra la relación entre las tensiones de salida y de entrada del convertidor elevador para distintos valores de resistencia del inductor, incluido el caso ideal. Una conclusión importante que surge de la observación de dicha figura es que la relación entre las resistencias de inductor y carga limita seriamente la máxima ganancia obtenible del convertidor elevador.

La resistencia del inductor también afecta al rendimiento energético de los convertidores. El rendimiento es la relación entre la potencia de salida y la potencia de salida más las pérdidas. Para el convertidor elevador se tiene:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{\text{Perdidas}}} = \frac{\frac{V_o^2}{R}}{\frac{V_o^2}{R} + \frac{\overline{I_L}^2 \cdot r_L}{R}}$$

Sustituyendo el valor de $\overline{I_L}$ dado por la ecuación 2.22:

$$\eta = \frac{\frac{V_o^2}{R}}{\frac{V_o^2}{R} + \left(\frac{V_o}{R} \cdot \frac{1-D}{1-D} \right)^2 \cdot r_L}$$

$$\boxed{\eta = \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R \cdot (1-D)^2}}} \quad (2.24)$$

Analizando la ecuación 2.24, cuando aumenta el ciclo de trabajo, disminuye el rendimiento del convertidor elevador, como se indica en la FIGURA 2.11.

Pérdidas de conmutación

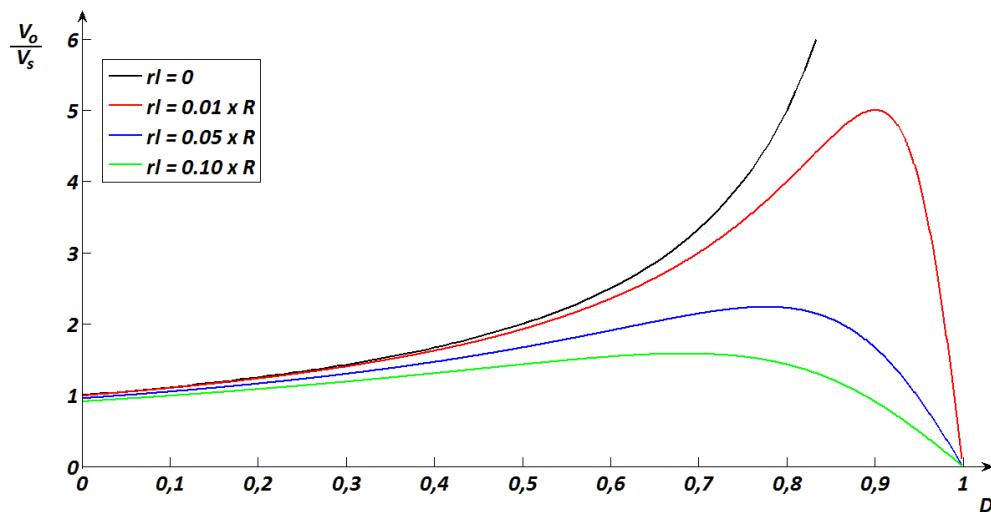


FIGURA 2.10. Característica de un convertidor elevador para distintos valores de resistencia de inductor.

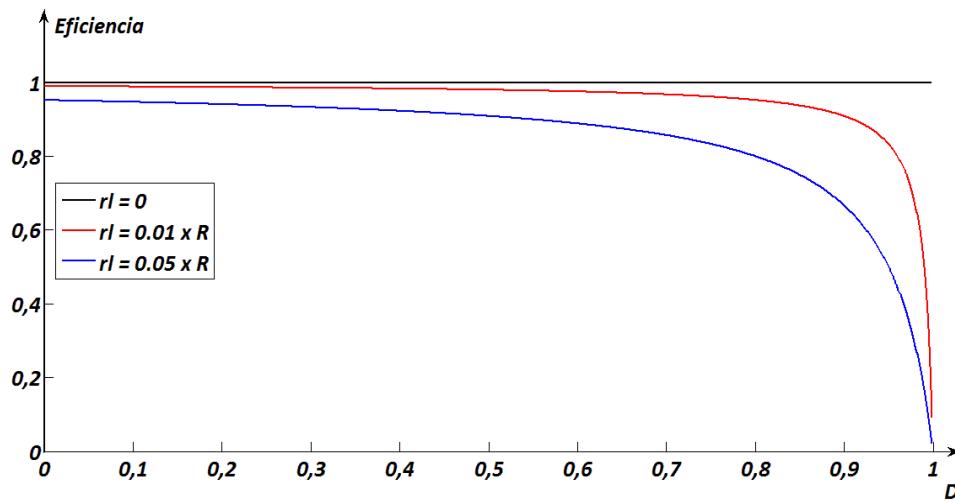


FIGURA 2.11. Eficiencia del convertidor elevador

Además de las caídas de tensión y las pérdidas de potencia en conducción, se producen pérdidas adicionales en los interruptores cuando comutan entre los estados de conducción y corte. En la FIGURA 2.12 se ilustran las transiciones entre conducción y corte de los interruptores y además se muestra la potencia instantánea disipada en el interruptor. La pérdida de energía en una transición del interruptor es el área situada bajo la curva de potencia. Dado que la potencia media es la energía dividida por el periodo, cuanto más alta es la frecuencia de conmutación, mayores son las pérdidas de conmutación.

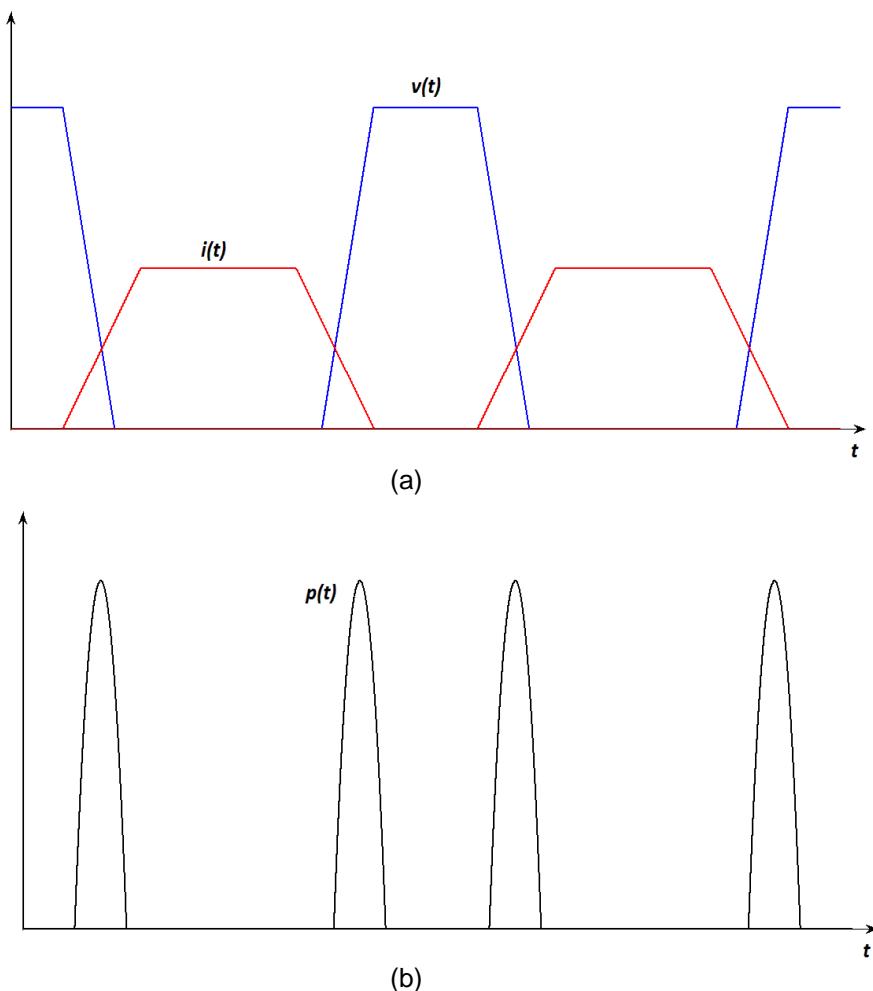


FIGURA 2.12. Tensión, corriente y potencia instantánea del interruptor.
 (a) Transición simultánea de V e I. (b) Potencia instantánea

2.3.2.3. EXIGENCIAS SOBRE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR ELEVADOR

Para este análisis, es necesario considerar los efectos de la utilización de componentes no ideales, tales como la tensión de conducción no nula en interruptores y diodos.

- INTERRUPTOR

Analizando la FIGURA 2.8, la tensión que queda aplicada al interruptor cuando este está en desconexión es:

$$V_{Q,off} = V_O + V_{D,on} \quad (2.25)$$

Donde $V_{D,on}$ es la tensión en directa del diodo, cuyo valor suele ser del orden del volt.

Por otro lado las exigencias de corriente sobre el interruptor quedan determinadas por el valor medio de corriente, y su valor pico. Del análisis de la forma de onda de la corriente del inductor, y dado que el interruptor sólo conduce entre $t = 0$ y $t = D \cdot T$ se obtiene:

$$\overline{I_Q} = D \cdot \overline{I_L} \quad (2.26)$$

$$I_{Q,\max} = I_{L,\max} \quad (2.27)$$

Donde $\overline{I_L}$ e $I_{L,\max}$ están dados por las ecuaciones 2.10 y 2.12 respectivamente.

- DIODO

Analizando la FIGURA 2.7, el diodo en estado apagado deberá soportar una tensión inversa, entre cátodo y ánodo, de al menos:

$$V_{KA} = -V_D = V_O - V_{Q,on} \quad (2.28)$$

Donde $V_{Q,on}$ es la caída de tensión en conducción del interruptor.

Al igual que el análisis realizado en el interruptor, a partir de la forma de onda de la corriente por el diodo (FIGURA 2.6d), se determinan las exigencias en corriente.

$$\overline{I_D} = (1 - D) \cdot \overline{I_L} \quad (2.29)$$

$$I_{D\max} = I_{L\max} \quad (2.30)$$

- CAPACITOR

Dado que el capacitor está conectado en los bornes de salida, deberá soportar al menos:

$$V_C = V_o + \frac{(\Delta V_o)_{Total}}{2} \quad (2.31)$$

Por otro lado el capacitor deberá soportar la corriente eficaz que circule por él. La misma se calcula como:

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int i_C^2 \cdot dt}$$

Donde i_C se muestra en la FIGURA 2.6e.

Para facilitar este cálculo, una aproximación aceptable consiste en considerar que la corriente por el capacitor, entre los instantes $D \cdot T$ y T , es constante e igual a $\overline{I_L} - I_o$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{DT} I_o^2 \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T [\overline{I_L} - I_o]^2 \cdot dt}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{I_o^2 \cdot D + [\overline{I_L} - I_o]^2 \cdot (1 - D)}$$

Reemplazando con:

$$\overline{I_L} = \overline{I_s} = \frac{I_o}{1 - D}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{I_o^2 \cdot D + \left[I_o \left(\frac{1}{1-D} - 1 \right) \right]^2 \cdot (1-D)}$$

Operando:

$$I_{Cef} = I_o \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad (2.32)$$

▪ INDUCTOR:

El inductor debe soportar las corrientes media \bar{I}_L y pico $I_{L\max}$ dadas por las ecuaciones 2.10 y 2.12 respectivamente.

2.3.2.4. CONVERTIDOR ELEVADOR EN MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA (MCD)

El convertidor elevador de la FIGURA 2.5 también funcionará cuando la corriente en el inductor sea discontinua. En algunos casos, es preferible este modo por motivos de control. Sin embargo el análisis del funcionamiento en estas condiciones resulta un poco más complejo y es el que se detalla a continuación.

Como se observa en las FIGURAS 2.13a y 2.13b, cuando el interruptor está cerrado (intervalo $D \cdot T$), la tensión en el inductor es $v_L = V_s$. Luego, cuando el interruptor se abre y la corriente en el inductor es positiva (intervalo $D_1 \cdot T$), la tensión en el mismo es $v_L = V_s - V_o$. En estas condiciones la corriente disminuye hasta hacerse nula, pero la presencia del diodo impedirá que se haga negativa. Mientras el interruptor esté abierto y el diodo no conduzca, la corriente en el inductor se mantendrá en cero.

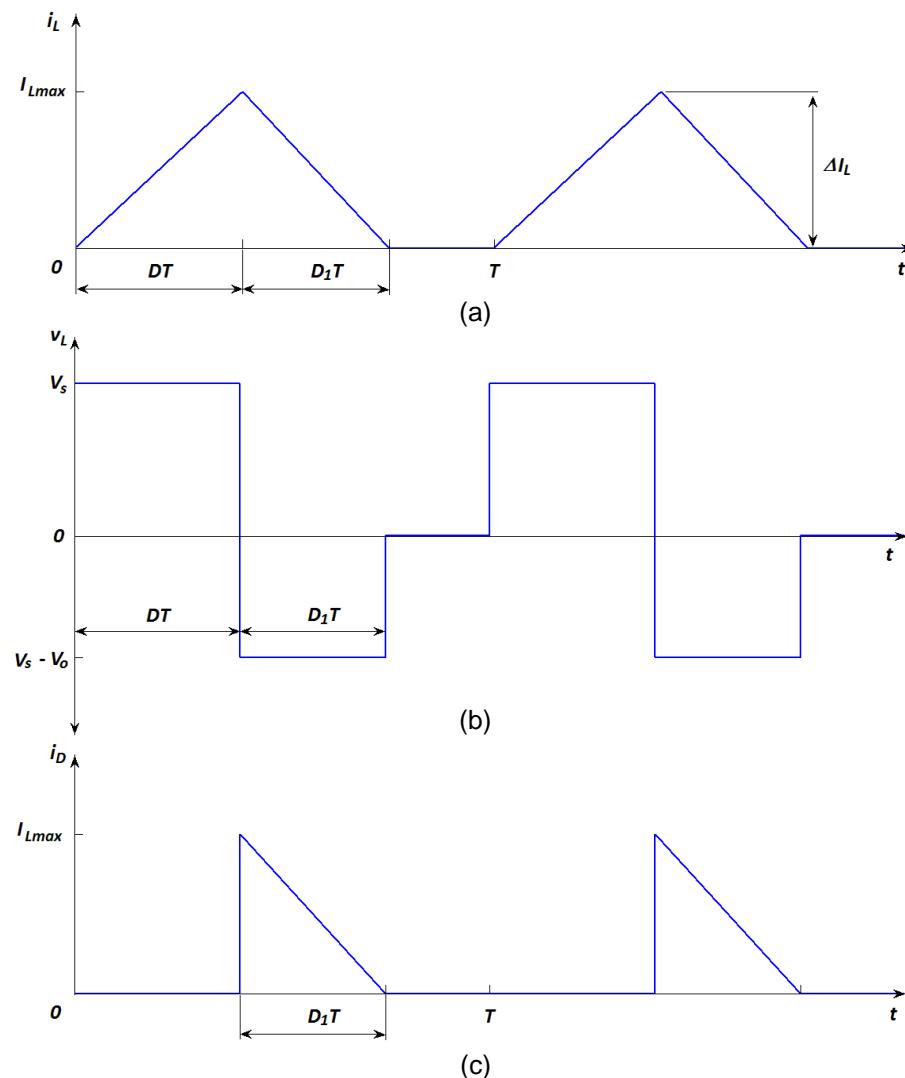


FIGURA 2.13. Modo de conducción discontinua en el convertidor elevador. (a) Corriente en el inductor. (b) Tensión en el inductor. (c) Corriente por el diodo

Como se explicó previamente en la sección 2.2.4.1, la tensión media en el inductor en un periodo de conmutación debe ser cero:

$$\overline{V_L} = V_s \cdot D \cdot T + (V_s - V_o) \cdot D_1 \cdot T = 0$$

Despejando se obtiene:

$$V_o = V_s \cdot \left(\frac{D + D_1}{D_1} \right) \quad (2.33)$$

Observando la FIGURA 2.13c se puede calcular la corriente media por el diodo como:

$$\overline{I_D} = \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot I_{L_{\max}} \cdot D_1 \cdot T \right) = \frac{1}{2} \cdot I_{L_{\max}} \cdot D_1 \quad (2.34)$$

donde $I_{L_{\max}}$ resulta ser igual a la variación de corriente en el inductor con el interruptor cerrado:

$$I_{L_{\max}} = \Delta i_L = \frac{V_s \cdot D \cdot T}{L}$$

Sustituyendo $I_{L_{\max}}$ en la ecuación 2.32 y despejando D_1 :

$$\overline{I_D} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_s \cdot D \cdot T}{L} \cdot D_1 = \frac{V_o}{R}$$

$$D_1 = \left(\frac{V_o}{V_s} \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot L}{R \cdot D \cdot T} \right) \quad (2.35)$$

Luego sustituyendo la ecuación 2.35 en la 2.33:

$$\left(\frac{V_o}{V_s} \right)^2 - \frac{V_o}{V_s} - \frac{D^2 \cdot R \cdot T}{2 \cdot L} = 0$$

Despejando $\frac{V_o}{V_s} \Rightarrow$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{D^2 \cdot R \cdot T}{2 \cdot L}}} \quad (2.36)$$

La expresión dada por la ecuación 2.36 representa la transferencia de un convertidor elevador operando en modo de conducción discontinua (MCD). Resulta importante destacar que, a diferencia de la transferencia correspondiente al modo de conducción continua, en MCD la relación entre las tensiones de salida

y entrada no depende únicamente del ciclo de trabajo D , sino también de factores tales como el periodo de conmutación T y elementos que componen al convertidor elevador. Agrupando los mencionados factores en una sola constante,

$$K = \frac{2 \cdot L}{R \cdot T}$$

se grafica en la FIGURA 2.14 distintas curvas de transferencia en MCD en función de D , utilizando K como parámetro. A su vez se contrastan las mismas con la correspondiente para MCC.

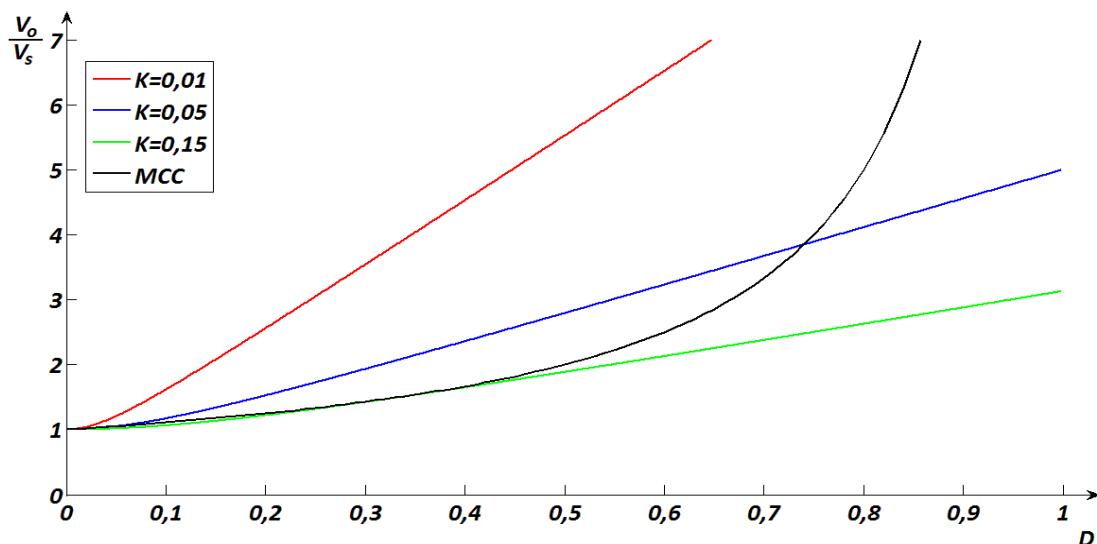


FIGURA 2.14 Característica de un convertidor elevador en MCD para distintos valores del parámetro K .

En dicha figura se observa que en MCD:

- se produce una linealización de la transferencia, para un amplio rango de valores del ciclo de trabajo D . Por este motivo suele preferirse este modo de funcionamiento a la hora de diseñar un lazo de control.
- si K toma el valor particular 0,15 y mientras se opere con ciclos de trabajo inferiores a 0,5, la curva de transferencia es prácticamente coincidente con la de MCC, lo que implicaría la posibilidad de diseñar un sistema de control

más sencillo, que no requiera identificar en qué modo de funcionamiento se encuentra el convertidor.

En resumen, el convertidor elevador trabajará en modo de conducción continua o discontinua dependiendo de la combinación de parámetros del circuito, incluido el ciclo de trabajo D .

Analizando el caso en que la tensión de entrada está fijada en un cierto valor y se desea mantener constante la tensión de salida, el convertidor funcionara en MCC siempre y cuando la corriente media demandada por la carga no sea inferior al valor crítico, dado por la ecuación 2.15. Cuando esto ocurre el convertidor comienza a funcionar en MCD y por lo tanto, para poder mantener constante la relación V_o/V_s , es necesario reducir paulatinamente el ciclo de trabajo D , según se deduce del análisis de la ecuación 2.36.

Este análisis se ilustra en la FIGURA 2.15, para distintos valores de la relación V_o/V_s .

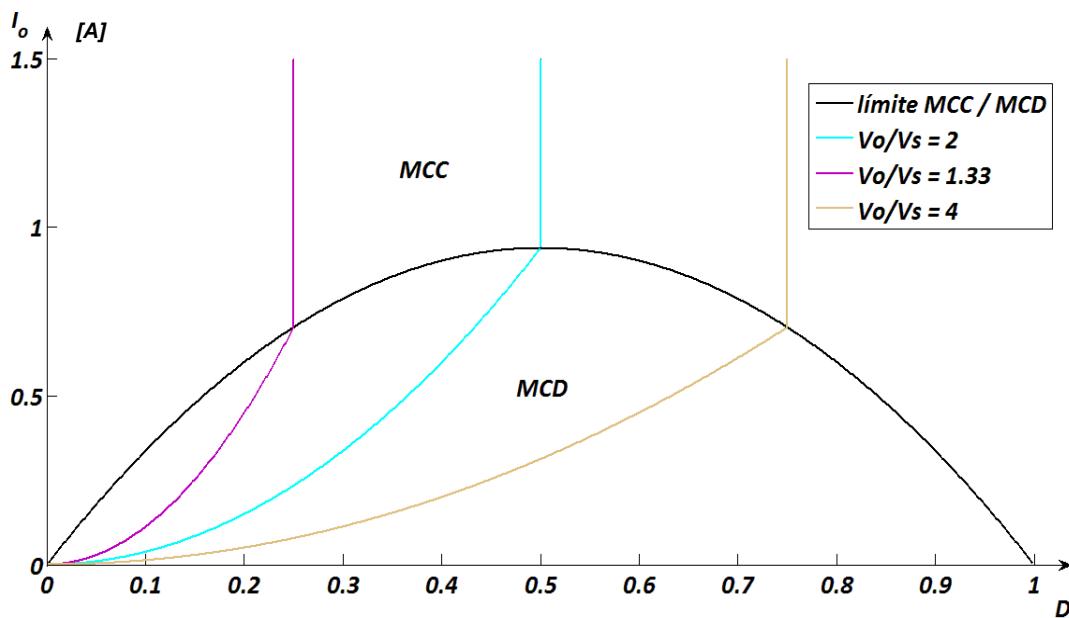


FIGURA 2.15 Transición entre MCC y MCD para mantener V_o/V_s constante

2.3.3. CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR

Otro convertidor básico en modo comutado es el convertidor reductor-elevador, que se muestra en la FIGURA 2.16. Como su nombre lo indica la salida de este convertidor puede ser mayor o menor que la tensión de entrada. Además su polaridad se encuentra invertida respecto de la tensión de entrada, debido a que la corriente por la carga se establece en sentido contrario.

Dado que este convertidor también permite elevar tensión, se lo considerará como otra alternativa posible y se lo estudiará en detalle a continuación.

2.3.3.1 ANÁLISIS DE FUNCIONAMIENTO EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA

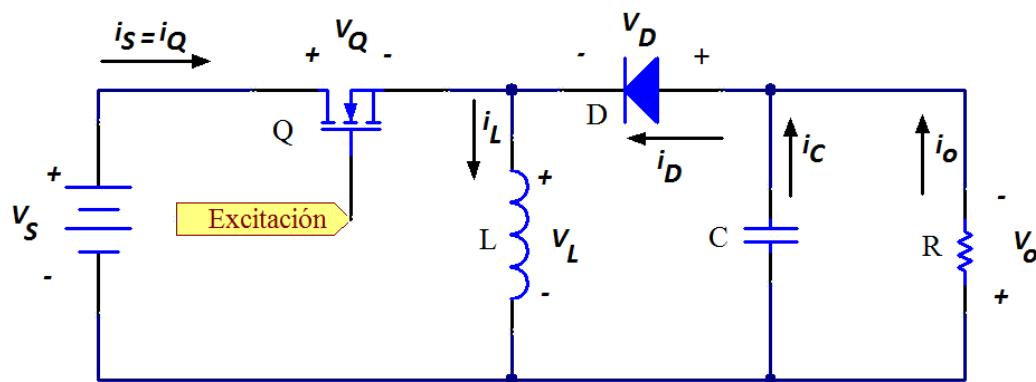


FIGURA 2.16. Convertidor CC-CC reductor - elevador.

Para realizar el análisis del circuito reductor – elevador se deberán tener en cuenta nuevamente las suposiciones mencionadas en la sección 2.2.2.

Se analizará por separado el funcionamiento de este convertidor, para las situaciones de interruptor cerrado e interruptor abierto.

En la FIGURA 2.17 se muestran las formas de onda características de tensiones y corrientes del convertidor reductor - elevador.

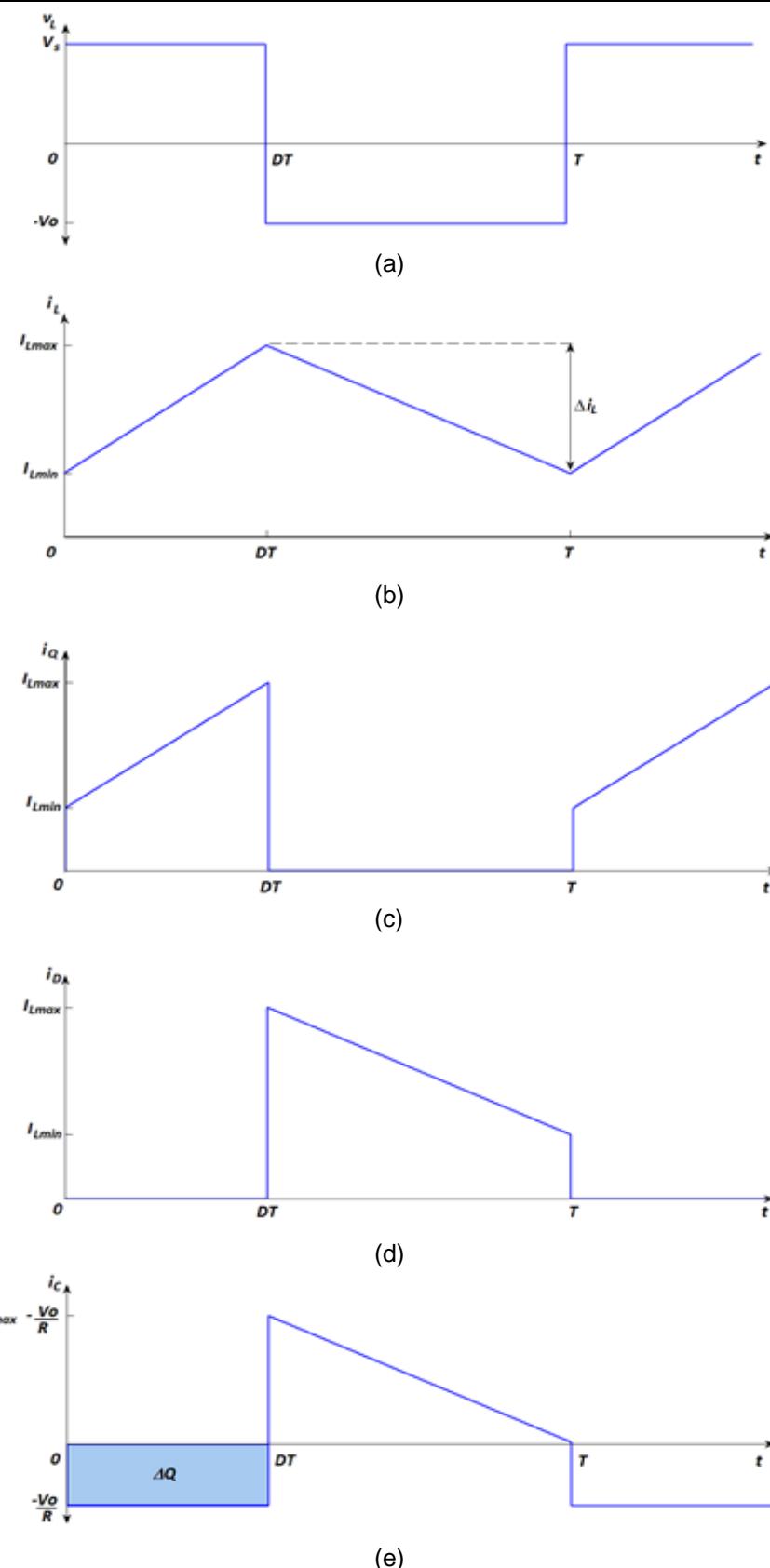


FIGURA 2.17. Formas de onda del convertidor reductor - elevador. (a) Tensión en el inductor. (b) Corriente en el inductor. (c) Corriente por el interruptor. (d) Corriente por el diodo. (e) Corriente por el capacitor

Análisis con el interruptor cerrado

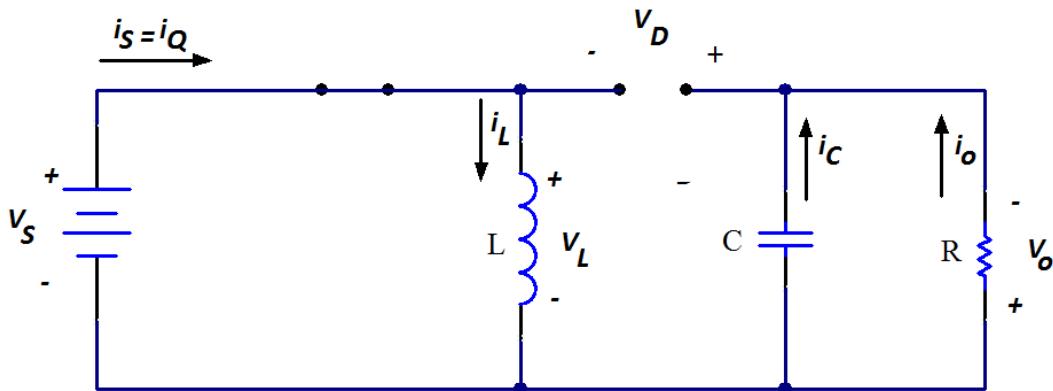


FIGURA 2.18. Convertidor reductor - elevador con el interruptor cerrado.

Cuando el interruptor está cerrado, el diodo tendrá el potencial de su cátodo mayor al de su ánodo, quedando éste en inversa. (FIGURA 2.18). Luego, aplicando la 1^{era} Ley de Kirchhoff en la malla que incluye al inductor se obtiene:

$$v_L = V_s = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.37)$$

De allí se observa que la corriente en el inductor varía linealmente en el tiempo, dado que su derivada es constante. Esto se muestra en la FIGURA 2.17b. La variación de la corriente en inductor puede calcularse como:

Despejando $\Delta i_L \Rightarrow$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{D \cdot T} = \frac{V_s}{L} \quad (2.38)$$

$$(\Delta i_L)_{cerrado} = \frac{V_s \cdot D \cdot T}{L} \quad (2.39)$$

Análisis con el interruptor abierto

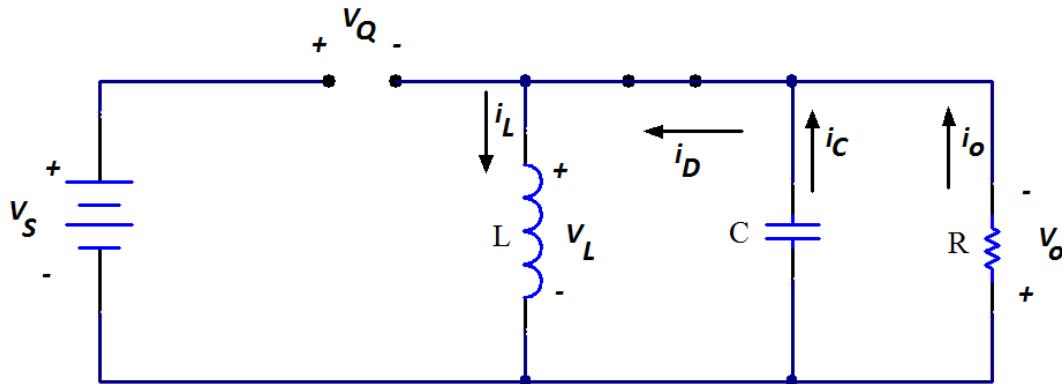


FIGURA 2.19. Convertidor reductor - elevador con el interruptor abierto.

Cuando el interruptor se abre, la corriente en el inductor no puede variar abruptamente, por lo que el diodo se polariza en directa proporcionando un camino a la corriente del inductor.

Dado que la tensión de salida \$V_o\$ es constante, la tensión en el inductor es:

$$v_L = -V_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.40)$$

Nuevamente se observa que la corriente por el inductor varía linealmente en el tiempo:

$$v_L = -V_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.41)$$

Despejando \$\Delta i_L \Rightarrow\$

$$(\Delta i_L)_{abierto} = \frac{(-V_o) \cdot (1-D) \cdot T}{L} \quad (2.42)$$

Como se vio previamente, en régimen permanente la variación neta de la corriente del inductor debe ser igual a cero. Por consiguiente, utilizando las ecuaciones 2.39 y 2.42:

$$(\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} = 0$$

$$\frac{V_s \cdot D \cdot T}{L} - \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T}{L} = 0$$

Despejando para obtener V_o ,

$$V_o = V_s \cdot \frac{D}{1-D} \quad (2.43)$$

La ecuación 2.43 muestra que la magnitud de la tensión de salida, puede ser mayor o menor que la de la fuente en función del ciclo de trabajo D.

Como ventaja podría destacarse que combina tanto al convertidor reductor como al elevador, sin embargo, la inversión de la polaridad en la salida puede ser una desventaja para algunas aplicaciones.

A continuación se llevará a cabo un análisis idéntico al realizado para el convertidor elevador, en lo que respecta a modos de conducción, exigencias sobre los componentes del circuito, etc.

Corriente por el inductor

Para obtener la expresión de la corriente por el inductor, se partirá del balance de potencias en el convertidor. La potencia entregada por la fuente debe ser igual a la potencia absorbida por la carga. Por consiguiente:

$$P_s = P_o = \frac{V_o^2}{R}$$
$$V_s \cdot \overline{I_s} = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.44)$$

Luego la corriente media de la fuente se relaciona con la corriente media en el inductor de la siguiente manera:

$$\overline{I_s} = \overline{I_L} \cdot D$$

Reemplazando en la ecuación 2.44:

$$V_s \cdot \bar{I}_L \cdot D = \frac{V_o^2}{R}$$

Luego reemplazando V_o con la ecuación 2.43 y despejando $\bar{I}_L \Rightarrow$

$$\boxed{\bar{I}_L = \frac{V_s \cdot D}{R \cdot (1-D)^2}} \quad (2.45)$$

A su vez se advierte que la ecuación 2.45 puede expresarse como:

$$\bar{I}_L = \frac{I_o}{1-D}$$

Además, habiéndose obtenido la corriente media por el inductor, se puede encontrar las corrientes máxima y mínima utilizando las ecuaciones 2.45 y 2.39:

$$I_{L\max} = \bar{I}_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s \cdot D}{(1-D)^2 \cdot R} + \frac{V_s \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} \quad (2.46)$$

$$I_{L\min} = \bar{I}_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_s \cdot D}{(1-D)^2 \cdot R} - \frac{V_s \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} \quad (2.47)$$

Con el mismo criterio que para el convertidor elevador, para que la corriente en el inductor sea positiva es necesario que $I_{L\min}$ sea positiva.

Por lo tanto, el límite entre las corrientes permanente y discontinua en el inductor se calcula igualando la ecuación 2.47 a cero.

$$I_{L\min} = \bar{I}_L - \frac{\Delta i_L}{2} = 0$$

$$\bar{I}_L = \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$\frac{I_o}{1-D} = \frac{V_s \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} \quad (2.48)$$

De esta manera, despejando L de la ecuación anterior, queda determinada la inductancia mínima necesaria para que el convertidor opere en modo de conducción continua a una dada frecuencia de conmutación, con el ciclo de trabajo D necesario para las condiciones de carga impuestas:

$$L_{\min} = \frac{D \cdot (1-D) \cdot V_s \cdot T}{2 \cdot I_o}$$

$$L_{\min} = \frac{(1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot f}$$

(2.49)

De otro modo, despejando I_o , queda determinada la corriente de salida crítica mínima necesaria para que el convertidor opere en modo de conducción continua a una dada frecuencia de conmutación, con el ciclo de trabajo D necesario y una dada inductancia impuesta:

$$I_{o,crit} = \frac{D \cdot (1-D) \cdot V_s \cdot T}{2 \cdot L}$$

$$I_{o,crit} = \frac{(1-D)^2 \cdot V_o \cdot T}{2 \cdot L}$$

(2.50)

Ripple de la tensión de salida

Como se estudió previamente, para obtener el ripple de la tensión de salida es necesario representar la corriente por el capacitor. Para esto se efectúa el mismo análisis que el realizado en el convertidor elevador.

Se destaca que si se comparan en detalle la corriente por el capacitor de un convertidor reductor - elevador, FIGURA 2.17e, con la corriente por el capacitor de un convertidor elevador, FIGURA 2.6e, éstas son idénticas. Por ende, lo desarrollado para el convertidor elevador es totalmente aplicable al convertidor reductor - elevador.

2.3.3.2. EFECTOS NO IDEALES EN EL FUNCIONAMIENTO DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR - ELEVADOR OPERANDO EN MCC

En base al análisis del convertidor reductor - elevador de la FIGURA 2.16, las relaciones entrada-salida se determinarán utilizando la tensión en el inductor.

Cuando se producen caídas de tensión distintas de cero en los interruptores en conducción, la tensión en el inductor con el interruptor cerrado será:

$$v_L = V_s - V_{Q,on}$$

siendo $V_{Q,on}$ la tensión en bornes del interruptor cuando conduce.

Con el interruptor abierto, la tensión en conducción del diodo será $V_{D,on}$ y la tensión en el inductor queda determinada por:

$$v_L = -(V_o + V_{D,on})$$

Nuevamente como la tensión media en el inductor es nula en el periodo de conmutación:

$$(V_s - V_{Q,on}) \cdot D + (-V_o - V_{D,on}) \cdot (1-D) = 0$$

Resultando:

$$\boxed{V_o = \frac{V_s \cdot D}{1-D} - V_{D,on} - \frac{V_{Q,on} \cdot D}{1-D}} \quad (2.51)$$

Se observa que la tensión de salida dada por la ecuación 2.51 es menor que la hallada para el caso ideal en la ecuación 2.43.

Resistencia del capacitor: efecto sobre el riple

Como se definió previamente, en el convertidor reductor - elevador la corriente en el capacitor es igual a la del elevador, por consiguiente el análisis en ambos casos es idéntico.

Resistencia del inductor

Para investigar el efecto de la resistencia de inductor en la tensión de salida se asumirá que la corriente en el inductor es aproximadamente constante.

La potencia entregada por la fuente debe ser igual a la potencia absorbida por la carga y por la resistencia del inductor (r_L) si se desprecian las demás pérdidas:

$$P_s = P_o + P_{r_L}$$

$$V_s \cdot \bar{I}_s = V_o \cdot I_o + \bar{I}_L^2 \cdot r_L$$

En un reductor – elevador las corrientes medias verifican:

- $\bar{I}_s = D \cdot \bar{I}_L$
- $\bar{I}_D = I_o = (1-D) \cdot \bar{I}_L$

Por consiguiente:

$$V_s \cdot D \cdot \bar{I}_L = V_o \cdot (1-D) \cdot \bar{I}_L + \bar{I}_L^2 \cdot r_L$$

$$V_s = V_o \cdot \frac{(1-D)}{D} + \frac{\bar{I}_L \cdot r_L}{D}$$

Luego, dado que

$$\bar{I}_L = \frac{\bar{I}_D}{(1-D)} = \frac{I_o}{(1-D)} = \frac{V_o / R}{(1-D)}$$

se obtiene:

$$V_s = \frac{V_o \cdot (1-D)}{D} + \frac{V_o}{D \cdot (1-D) \cdot R} \cdot r_L$$

y despejando $V_o \Rightarrow$

$$V_o = V_s \cdot \left(\frac{D}{1-D} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{r_L}{R \cdot D \cdot (1-D)^2}} \right)$$

(2.52)

La ecuación 2.52 es similar a la que se obtiene para el convertidor ideal, pero incluye un factor de corrección debido a la resistencia del inductor.

2.3.3.3. EXIGENCIAS SOBRE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR REDUCTOR - ELEVADOR

Como en el caso del convertidor elevador, para realizar un análisis más preciso es necesario considerar los efectos de la utilización de componentes no ideales.

- INTERRUPTOR

Analizando la FIGURA 2.19, la tensión que debe soportar el interruptor en desconexión es:

$$V_{Q,off} = V_S + V_{D,on} + V_O \quad (2.53)$$

Donde $V_{D,on}$ es la tensión en directa del diodo, cuyo valor suele ser del orden del volt.

Por otro lado las exigencias de corriente sobre el interruptor quedan determinadas por el valor medio de corriente, y su valor pico. Del análisis de la forma de onda de la corriente del inductor, y dado que el interruptor sólo conduce entre $t=0$ y $t=D \cdot T$ se obtiene:

$$\overline{I_Q} = D \cdot \overline{I_L} \quad (2.54)$$

$$I_{Q\max} = I_{L\max} \quad (2.55)$$

Donde $\overline{I_L}$ e $I_{L\max}$ están dados por la ecuaciones 2.45 y 2.46 respectivamente.

- DIODO

Del mismo modo, analizando la FIGURA 2.18, cuando el interruptor está cerrado, el diodo deberá soportar una tensión inversa de al menos:

$$V_{KA} = -V_D = V_S + V_O - V_{Q,on} \quad (2.56)$$

Donde $V_{Q,on}$ es la caída de tensión en conducción del interruptor.

Al igual que el análisis realizado en el interruptor, a partir de la forma de onda de la corriente por el diodo (FIGURA 2.17d), se determinan las exigencias en corriente.

$$\overline{I_D} = (1 - D) \cdot \overline{I_L} \quad (2.57)$$

$$I_{D\max} = I_{L\max} \quad (2.58)$$

- CAPACITOR

Las exigencias del capacitor quedan determinadas por la tensión que debe soportar en sus bornes y la corriente eficaz que circula por él. Estas exigencias están dadas por las mismas ecuaciones que determinan las exigencias del capacitor del convertidor elevador.

- INDUCTOR

Como es de esperarse, el inductor debe soportar las corrientes media $\overline{I_L}$ y pico $I_{L\max}$ dadas por las ecuaciones 2.45 y 2.46 respectivamente.

2.3.3.4 CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR EN MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA (MCD)

El convertidor elevador de la FIGURA 2.16 también funcionará cuando la corriente en el inductor sea discontinua. A continuación se detalla el funcionamiento del mismo en MCD.

Como se observa en las FIGURAS 2.20a y 2.20b, en el intervalo $D \cdot T$ la tensión en el inductor es igual a V_S .

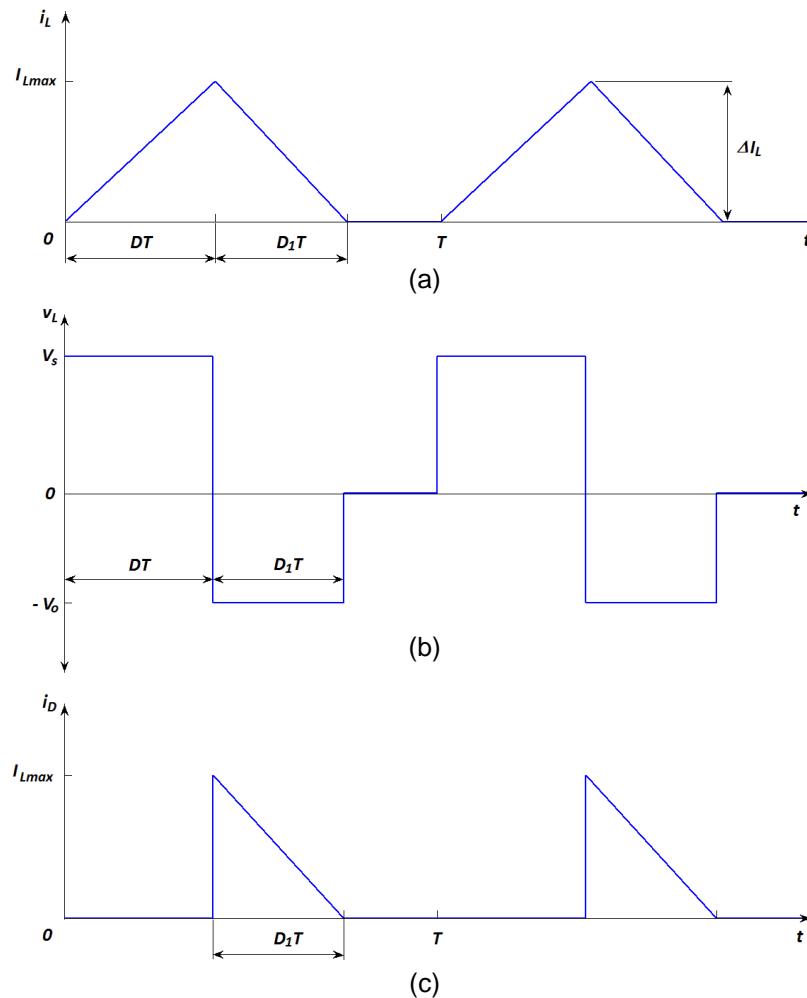


FIGURA 2.20 Modo de conducción discontinua en el convertidor reductor - elevador. (a) Corriente en el inductor. (b) Tensión en el inductor. (c) Corriente por el diodo.

Luego, en el intervalo $D_1 \cdot T$ la tensión en el mismo es $-V_o$. Como la tensión media en el inductor en un periodo de conmutación debe ser cero:

$$V_L = V_s \cdot D \cdot T + (-V_o) \cdot D_1 \cdot T = 0$$

Despejando se obtiene:

$$V_o = V_s \cdot \frac{D}{D_1} \quad (2.59)$$

Observando la FIGURA 2.20c se puede calcular la corriente media por el diodo como:

$$\overline{I_D} = \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot I_{Lmax} \cdot D_1 \cdot T \right) = \frac{1}{2} \cdot I_{Lmax} \cdot D_1 \quad (2.60)$$

Donde $I_{L\max}$ es igual a la variación de corriente en el inductor con el interruptor cerrado:

$$I_{L\max} = \Delta i_L = \frac{V_s \cdot D \cdot T}{L}$$

Sustituyendo $I_{L\max}$ en la ecuación 2.60 y despejando D_1 :

$$\overline{I_D} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_s \cdot D \cdot T}{L} \cdot D_1 = \frac{V_o}{R}$$

$$D_1 = \left(\frac{V_o}{V_s} \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot L}{R \cdot D \cdot T} \right) \quad (2.61)$$

Luego sustituyendo en la ecuación 2.59:

$$V_o = \frac{V_s \cdot D}{\left(\frac{V_o}{V_s} \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot L}{R \cdot D \cdot T} \right)}$$

Despejando $\frac{V_o}{V_s} \Rightarrow$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_s} = \sqrt{\frac{D^2 \cdot R \cdot T}{2 \cdot L}}} \quad (2.62)$$

La expresión dada por la ecuación 2.62 representa la transferencia de un convertidor elevador operando en modo de conducción discontinua (MCD). Resulta importante destacar que, nuevamente como ocurrió en el convertidor elevador en MCD la relación entre las tensiones de salida y entrada no depende únicamente del ciclo de trabajo D , sino también de factores tales como el periodo de commutación T y elementos que componen al convertidor.

Denominando:

$$K = \frac{2 \cdot L}{R \cdot T}$$

Se obtiene:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{\sqrt{K}}$$

Luego, se grafican en la FIGURA 2.21 distintas curvas de transferencia en MCD en función de D , utilizando K como parámetro. A su vez se contrastan las mismas con la correspondiente para MCC.

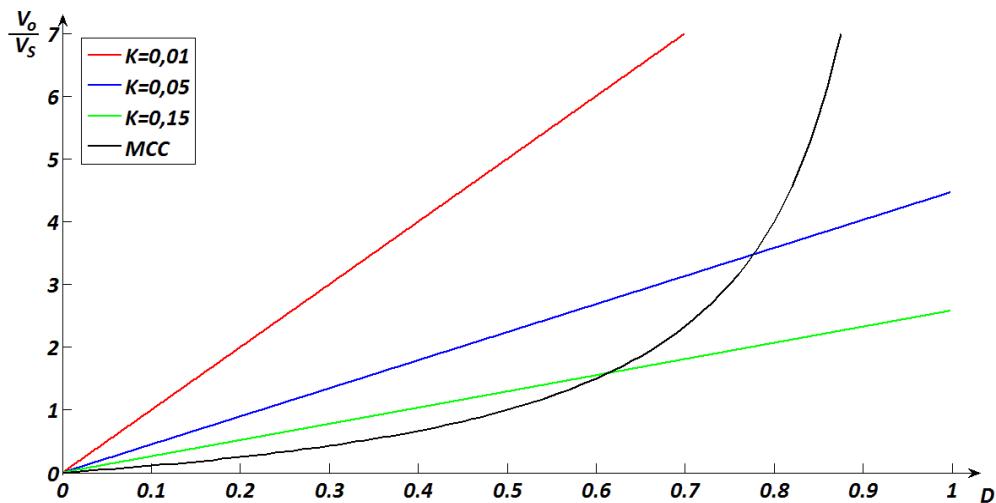


FIGURA 2.21 Característica de un convertidor reductor - elevador en MCD para distintos valores del parámetro K .

2.4. CONVERTIDORES CC-CC CONMUTADOS AISLADOS

Existen cinco topologías típicas de convertidores aislados:

- Flyback (o en retorno)
- Forward (o directa)
- Push-pull (o en contra fase)
- Medio puente
- Puente completo

Las mismas se muestran en la FIGURA 2.22. En la misma se observa que este tipo de convertidores presenta un mayor grado de complejidad en su construcción y funcionamiento.

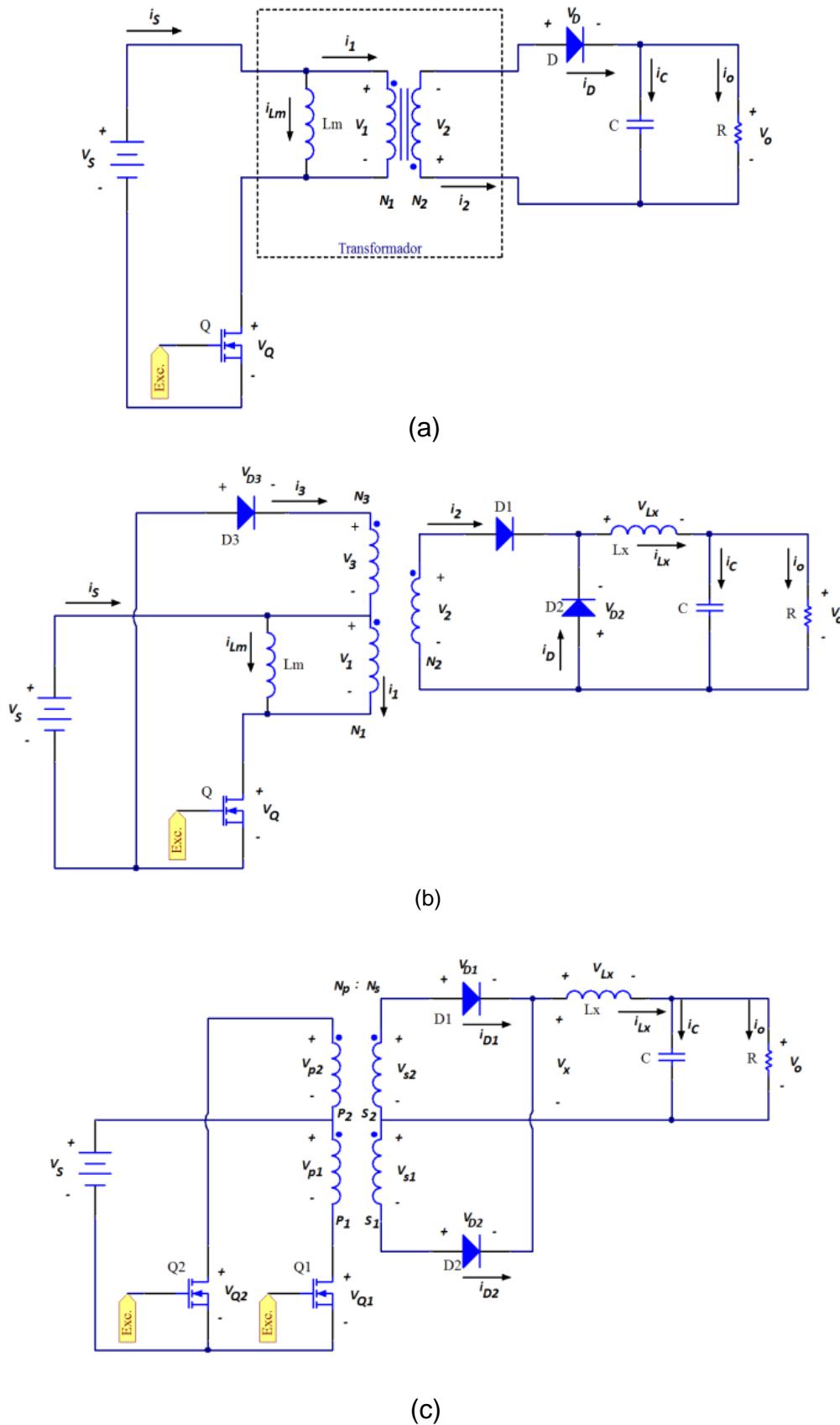
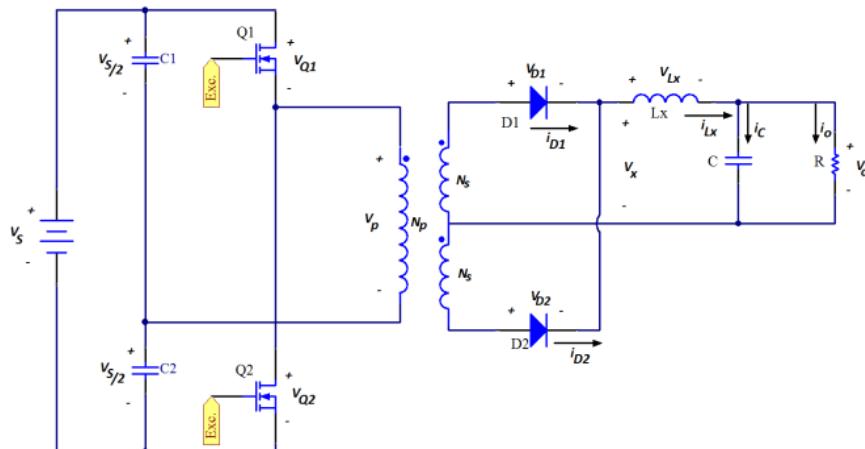
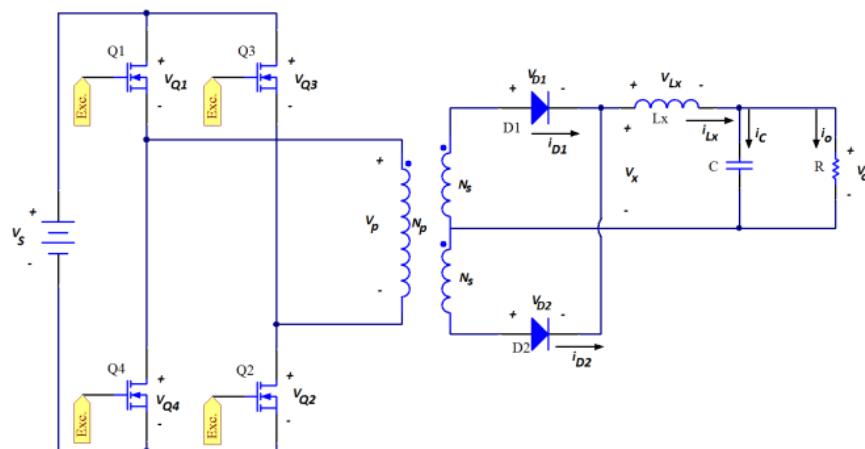


FIGURA 2.22. Convertidores CC-CC aislados. (a) Flyback. (b) Forward. (c) Push-Pull.
(continúa)



(d)



(e)

FIGURA 2.22 (continuación). Convertidores CC-CC aislados. (d) Medio puente.
(e) Puente completo

Sin embargo presentan una serie de ventajas:

- ✓ Presentan aislación galvánica entre la fuente de tensión de entrada y el circuito de carga. Esta situación es deseable para prevenir accidentes, principalmente en circuitos donde la tensión de fuente de entrada proviene de una tensión alterna de línea, rectificada.
- ✓ La utilización de transformadores proporciona, a partir de su relación de vueltas, un grado más de libertad en el diseño a la hora de fijar la relación

de conversión entre la entrada y la salida del convertidor. En algunos casos esto puede ser imprescindible, por ejemplo cuando la diferencia entre la tensión de entrada y de salida sea tal que el ciclo de trabajo necesario resulte impracticable.

- ✓ Es posible obtener más de una salida, aisladas entre sí.

Analizando lo mencionado anteriormente se advierte que ninguna de sus cualidades destacadas es estrictamente necesaria para este proyecto. No se requieren múltiples salidas, dado que la carga es un bus de continua, y no se necesitan mayores grados de libertad en la adaptación de niveles, debido a que las tensiones de entrada y salida son del mismo orden. Además, la implementación de este tipo de convertidores presenta como principales inconvenientes el complejo diseño de los transformadores, mayor tamaño del convertidor y costos más elevados frente a los modelos no aislados. Por lo tanto se descarta su utilización en el presente trabajo, razón por la cual no se avanzará en su estudio.

2.5. RESUMEN

En este capítulo han quedado presentadas las principales topologías de convertidores CC-CC. En este sentido se ha desarrollado con mayor detalle el estudio de aquellas características que pueden resultar relevantes al momento de elegir el convertidor más adecuado para este proyecto. En el capítulo siguiente se procederá a la elección del mismo.

3

ELECCIÓN DEL CONVERTIDOR CC-CC

3.1. INTRODUCCIÓN

En el capítulo 2 se presentaron las distintas alternativas de circuitos electrónicos de potencia que permiten elevar una tensión de continua, tal como se requiere en este proyecto. El análisis teórico realizado permitió descartar rápidamente la utilización de convertidores aislados, dado que las ventajas ofrecidas por este tipo de convertidores son innecesarias en este proyecto y representan un aumento injustificado en la complejidad de su diseño y construcción.

Resta entonces por definir qué convertidor es el más apropiado dentro de la familia de los no aislados. Por razones obvias se deja de lado a la topología reductora, quedando como alternativas posibles el convertidor elevador (CE) y el reductor - elevador (CRE). A lo largo de este capítulo se compararán diversas características de estos dos convertidores, para finalmente concluir cuál de ellos es el más adecuado.

3.2. COMPARACIÓN ENTRE LA TOPOLOGÍA ELEVADORA Y LA REDUCTORA - ELEVADORA.

Los principales factores a comparar en ambas topologías son aquellas magnitudes eléctricas que resultan determinantes en el desempeño del convertidor y en la elección de las partes que lo componen. Se han seleccionado a estos efectos el riple de corriente y corriente media por el inductor, el riple de

tensión de salida, la corriente eficaz en el capacitor y las exigencias de tensión y corriente en diodos e interruptores.

Para realizar este análisis es necesario plantear las mismas condiciones de funcionamiento en ambos convertidores. En consecuencia, se ha optado por asignarle ciertos valores a una serie de parámetros tales como la tensión de salida V_O , la resistencia de carga R y la frecuencia de commutación f , que se mantendrán fijos a lo largo de esta sección. Los mismos se muestran en la TABLA 3.1 y se ajustan en buena medida a las condiciones de funcionamiento de este trabajo.

TABLA 3.1 Parámetros fijados para la comparación

V_O	60 v
f	20 kHz
R	12 Ω
L	200 μH
C	2200 μF

Habiéndose fijado la tensión de salida en 60 V se propone una tensión de entrada V_S variable entre 6 V y 60 V de manera que la relación de conversión V_S/V_O obtenida tome valores comúnmente hallados en la práctica.

En el APÉNDICE se han compilado las ecuaciones a utilizar a lo largo de este capítulo, para facilitar su búsqueda.

3.2.1. CORRIENTE MEDIA Y RIPLE DE CORRIENTE POR EL INDUCTOR

Comparar estas magnitudes en ambas topologías es fundamental, pues condicionan la construcción del inductor e imponen las exigencias de corriente sobre el resto de los componentes. En la FIGURA 3.1 se muestra dicha comparación. Para graficar se ha reemplazado el ciclo de trabajo D por el correspondiente a cada convertidor en ambos casos.

La FIGURA 3.1a surge a partir de la ecuación 2.10 para el elevador y 2.45 para el reductor – elevador, con sus correspondientes ciclos de trabajo. Ambas ecuaciones representan la corriente media por el inductor para cada topología.

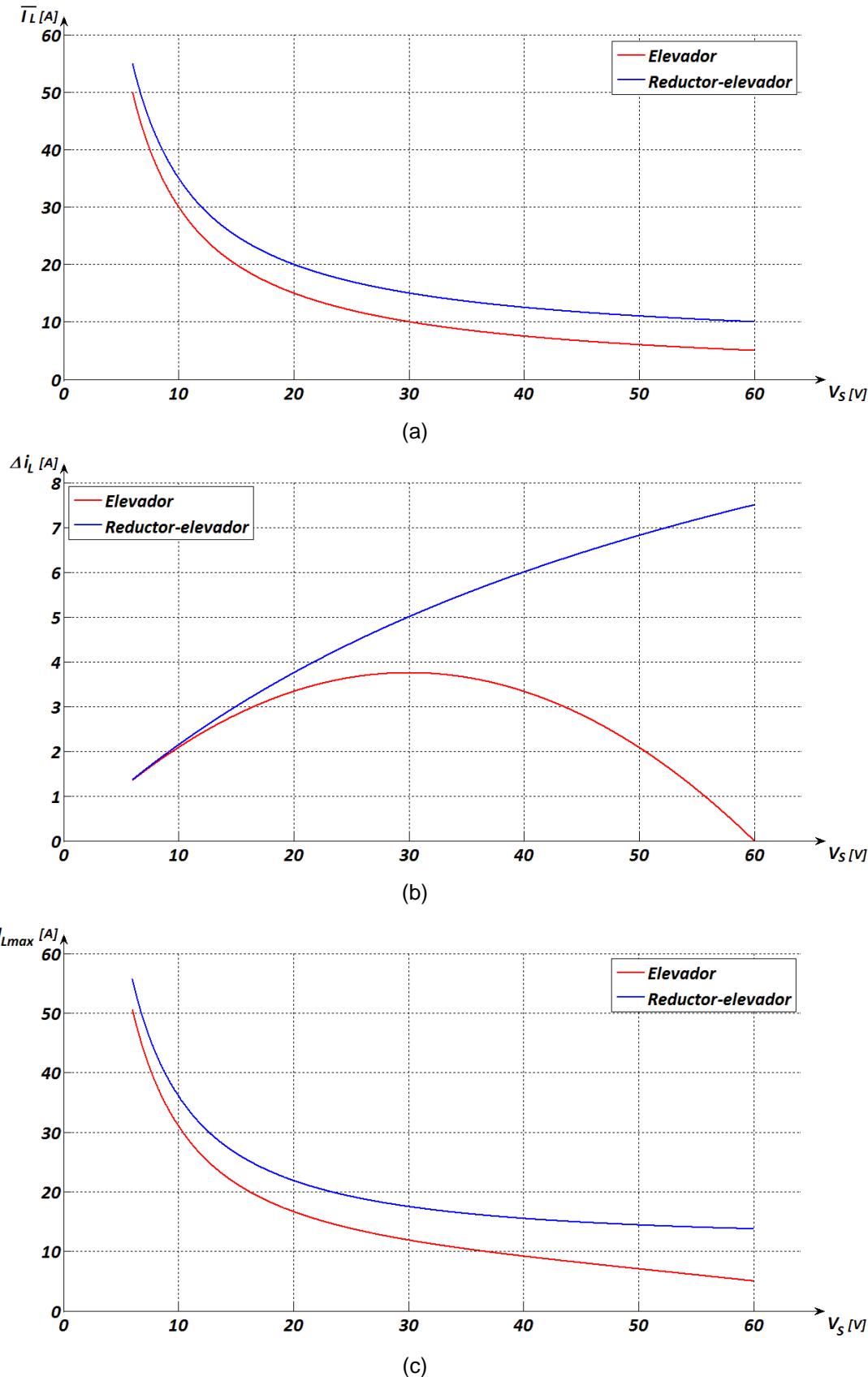


FIGURA 3.1 Comparación entre topologías CE y CRE. (a) Corriente media por el inductor. (b) Riple de corriente en el inductor. (c) Corriente máxima por el inductor.

Del mismo modo, la FIGURA 3.1b se basa en las ecuaciones 2.5 y 2.39 que expresan el riple de corriente en el inductor de cada convertidor. Por último, la FIGURA 3.1c se obtiene a partir de las ecuaciones 2.12 y 2.46, las que permiten calcular la corriente de pico máxima por el inductor.

Como se observa en las mencionadas figuras, tanto la corriente media como la magnitud del riple de corriente por el inductor toman siempre valores inferiores en punto tal que en el CRE esta magnitud llega a ser el doble que en el CE. Además se advierte de la FIGURA 3.1b que el riple de corriente por el inductor, en un CRE funcionando como elevador, es una función monótonamente creciente de la tensión de entrada V_S , mientras que en el CE la misma alcanza un pico y luego comienza a decrecer.

3.2.2. RIPLE DE TENSIÓN DE SALIDA

Esta magnitud es un limitante a la hora de seleccionar el valor de capacidad C. La FIGURA 3.2 representa el riple de tensión de salida relativo porcentual para cada convertidor, dado por la ecuación 2.18, para el valor de capacidad dado por la TABLA 3.1. Para graficar se ha reemplazado el ciclo de trabajo D por el correspondiente a cada convertidor en ambos casos.

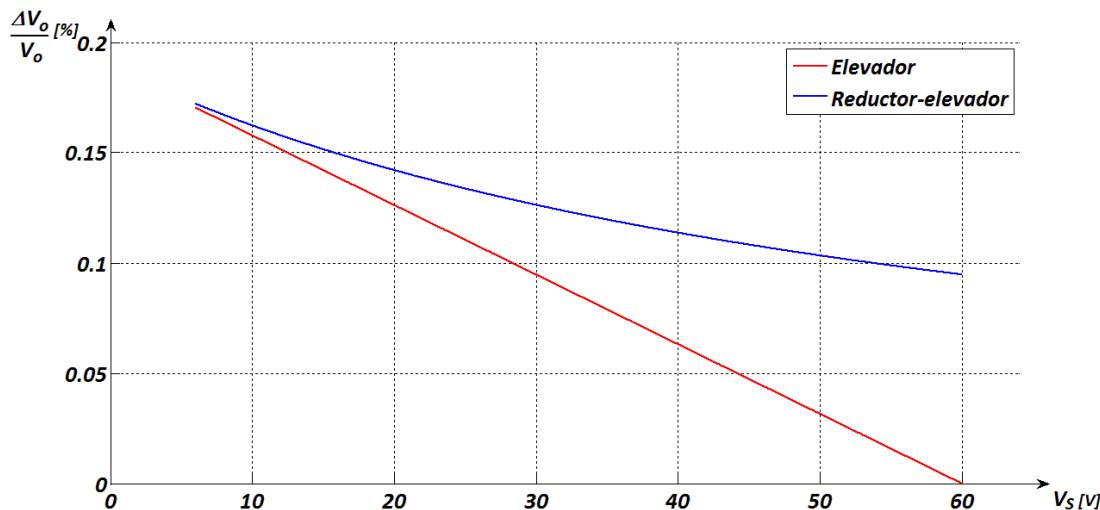


FIGURA 3.2 Comparación del riple de tensión de salida para las topologías CE y CRE.

Nuevamente es la topología elevadora la que ofrece un mejor desempeño, presentando en este caso un riple de tensión de salida inferior al del reductor – elevador, para cualquier valor de tensión de entrada.

3.2.3. CORRIENTE EFICAZ POR EL CAPACITOR

Otro factor importante al momento de seleccionar el capacitor, es la corriente eficaz que este debe poder soportar. La FIGURA 3.3 grafica la corriente eficaz por el capacitor para ambos convertidores, calculadas mediante la ecuación 2.32, con sus correspondientes ciclos de trabajo D . Esta figura muestra con claridad que el valor eficaz de corriente por el capacitor en un elevador es siempre menor que en un reductor – elevador. La diferencia entre ambas se vuelve más importante al considerar mayores valores de tensión de entrada, como ocurría con la corriente media por el inductor analizada con anterioridad.

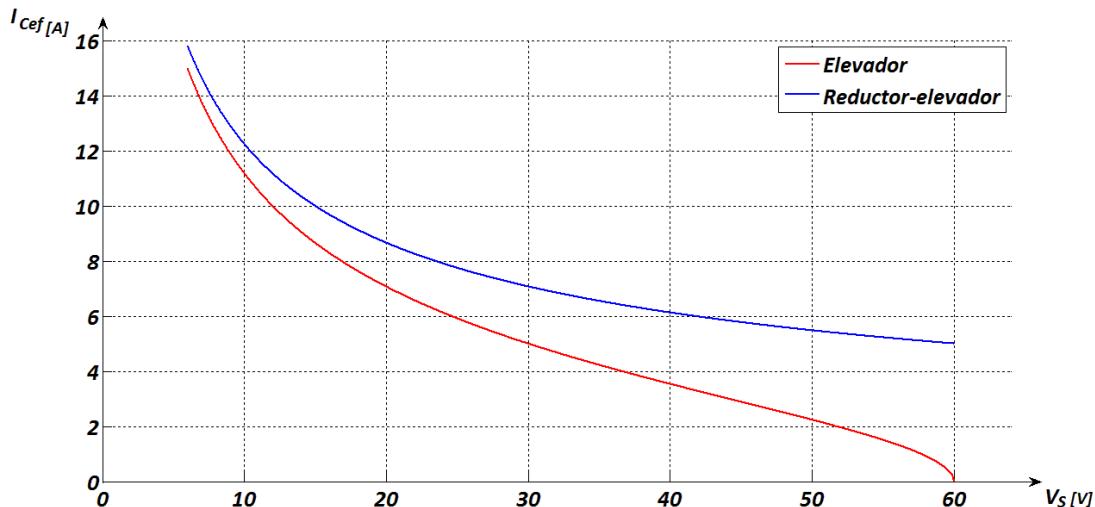


FIGURA 3.3 Comparación de la corriente eficaz por el capacitor, para las topologías CE y CRE.

3.2.4. EXIGENCIAS SOBRE EL INTERRUPTOR Y EL DIODO

Teniendo en cuenta que el ciclo de trabajo de un CRE es mayor al de un CE para mismas condiciones de funcionamiento, y recordando que tanto la \bar{I}_L como la $I_{L\max}$ de un CRE son mayores a las de un CE, como se vio en la sección 3.2.1 se encuentra que:

- ✓ Observando las ecuaciones 2.25 y 2.53 y despreciando la tensión en directa del diodo, el interruptor del CE debe poder soportar la tensión de salida V_0 , mientras que el CRE debe soportar la suma de las tensiones de

entrada y salida, $V_s + V_o$. Para el presente proyecto esto implica, en el caso más desfavorable, un 66% más de tensión. Esto deriva en la necesidad de utilizar interruptores más robustos y costosos.

- ✓ Comparando las ecuaciones 2.26 y 2.54, el interruptor de un convertidor reductor – elevador siempre estará más exigido en corriente media.
- ✓ De las ecuaciones 2.27 y 2.55 se deduce que el interruptor de un convertidor reductor – elevador siempre deberá soportar una corriente de pico más alta.
- ✓ De las ecuaciones 2.28 y 2.56 se observa que nuevamente, en el peor de los casos, el diodo de un CRE debe soportar un 66% más de tensión que el de un CE.
- ✓ Comparando las ecuaciones 2.30 y 2.58, la corriente máxima por el diodo será mayor en un CRE que en un CE.

3.3. CONCLUSIÓN

Cada una de las magnitudes analizadas en ambos convertidores ha arrojado valores más favorables en la topología elevadora. En algunos casos, como en la corriente media por el inductor, la diferencia se vuelve muy significativa. En este sentido se debe recordar que cuanto mayor es la corriente media en un inductor, mayor debe ser el volumen de material ferromagnético en su núcleo para que el mismo no se sature. Esto implica mayores costos de fabricación, o peor aún, la no disponibilidad en el mercado del núcleo necesario.

En resumen, la topología reductora-elevadora ofrece mayor versatilidad en su funcionamiento, pero esta ventaja tiene un costo muy alto que se refleja directamente en el amplio sobredimensionamiento necesario en cada uno de sus componentes. Además es importante agregar que la utilización de un convertidor reductor – elevador en carácter de elevador plantea una fuerte restricción en los valores que puede tomar el ciclo de trabajo D , hallándose los mismos entre 0,5 y 1. Esto implica una reducción del 50 % en la resolución de ciclos de trabajo

posibles frente al empleo de un convertidor elevador, considerando un mismo sistema de control en ambos casos

De todo lo expuesto anteriormente se concluye que la mejor alternativa es diseñar un convertidor elevador, no habiendo justificación suficiente para la construcción de un reductor-elevador.

El diseño de la topología escogida, conjuntamente con la elección de sus componentes, será abordado en el capítulo 4.

4

DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

4.1. INTRODUCCIÓN

En los capítulos anteriores se han llevado a cabo análisis teóricos, focalizados tanto en la pila de combustible en su carácter de fuente de tensión, como en el convertidor CC-CC necesario para transformar su salida en una tensión regulada de mayor valor. El estudio de las pilas permitió hallar la relación entre la tensión y corriente de salida de una celda tipo PEM. Este conocimiento es fundamental, dado que las mencionadas variables constituyen la entrada del convertidor de potencia a diseñar. Por otro lado, el análisis del funcionamiento del convertidor elevador permitió identificar las magnitudes más relevantes para el dimensionamiento de sus componentes.

En este capítulo se comienza el diseño propiamente dicho de la etapa de potencia a construir. El mismo se realizará a partir de ciertas especificaciones de funcionamiento que se mencionarán a lo largo del capítulo, así como de los conocimientos adquiridos hasta aquí. En este sentido se abordará tanto el diseño del circuito convertidor CC-CC, como el de los circuitos necesarios para su funcionamiento y posterior control.

4.2. CONVERTIDOR ELEVADOR BIDIRECCIONAL EN CORRIENTE

En la FIGURA 4.1 se muestra un diagrama en bloques de la totalidad del

trabajo a realizar, destacándose las partes que se diseñaran en este capítulo.

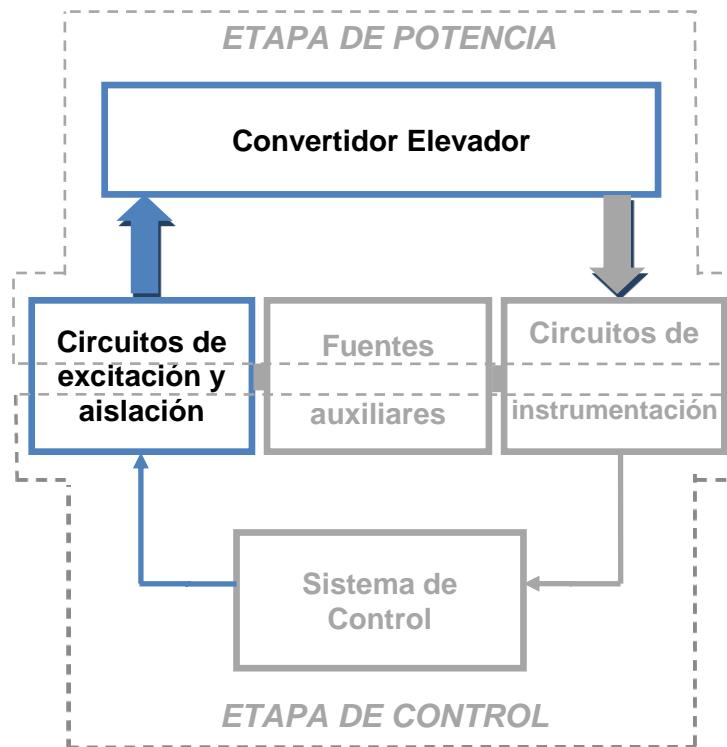


FIGURA 4.1. Esquema general del trabajo a realizar, donde se resaltan los bloques a diseñar en este capítulo.

El circuito eléctrico que conforma un **convertidor elevador** clásico, como se detalló en el Capítulo 2, está compuesto básicamente por una inductancia, una capacidad, un diodo y un transistor operando como interruptor. En aquel capítulo se estudió en profundidad el funcionamiento de este circuito, advirtiéndose que el mismo permitía transferir energía en un sólo sentido, desde la fuente hacia la carga. Esta limitación surge de la imposibilidad de invertir el sentido de la corriente, debido a la presencia del diodo.

En el presente proyecto se propone realizar un convertidor elevador bidireccional en corriente. Este tipo de convertidor es más versátil que la topología elevadora convencional, dado que tiene la capacidad de transferir energía en ambos sentidos, de la entrada a la salida y viceversa, efectuando únicamente un cambio en el sentido de la corriente.

Un convertidor elevador bidireccional en corriente se construye sustituyendo el diodo que se encuentra en la topología elevadora convencional, por un transistor controlado que permite el flujo de corriente en ambas direcciones. En particular, durante el proceso de fabricación de un transistor MOSFET se forma una juntura p-n entre los terminales de drain y source, permitiendo que la

corriente pueda establecerse en la dirección opuesta source-drain. De esta forma, se obtiene bidireccionalidad de corriente a través de la llave. La

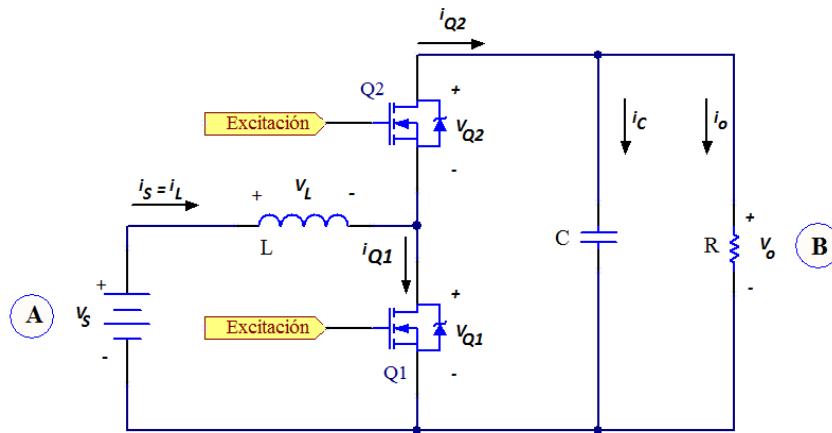


FIGURA 4.2. Convertidor elevador bidireccional en corriente

topología resultante se muestra en la FIGURA 4.2.

Es importante comprender en esta instancia los beneficios que trae aparejado el reemplazo del diodo de la topología elevadora clásica por un interruptor bidireccional en corriente. En la FIGURA 4.2 se han diferenciado con las letras A y B los puertos de conexión del convertidor elevador bidireccional. El mismo puede operar en cualquiera de los siguientes modos:

- Cuando la corriente se establece invariablemente de A hacia B sin inversión en su sentido durante el funcionamiento, el convertidor opera como un elevador tradicional. No es necesario excitar al transistor Q2, puesto que su diodo en antiparalelo es suficiente para completar la topología. Comutando a Q1 únicamente, el análisis de funcionamiento resulta idéntico al desarrollado en el capítulo 2.
- Cuando existe la posibilidad de inversión en el sentido de la corriente durante el funcionamiento, la excitación de los transistores debe realizarse en forma complementaria, permitiendo así el flujo de energía en ambas direcciones.
- Si la corriente se establece invariablemente de B hacia A sin inversión en su sentido durante el funcionamiento, el convertidor operará como un reductor tradicional en el que la energía fluye de B hacia A. De

hecho, si se analiza la FIGURA 4.2 de derecha a izquierda, manteniendo sin excitación al transistor Q1 y conmutando adecuadamente a Q2, se observará que la topología resultante es la de un reductor (con excepción del capacitor de salida), tal como la presentada en el capítulo 2.

Un ejemplo práctico de la aplicación de convertidores bidireccionales que facilita la comprensión de su utilidad, se encuentra en el sistema de distribución eléctrico de un vehículo híbrido, como se muestra en la FIGURA 4.3.

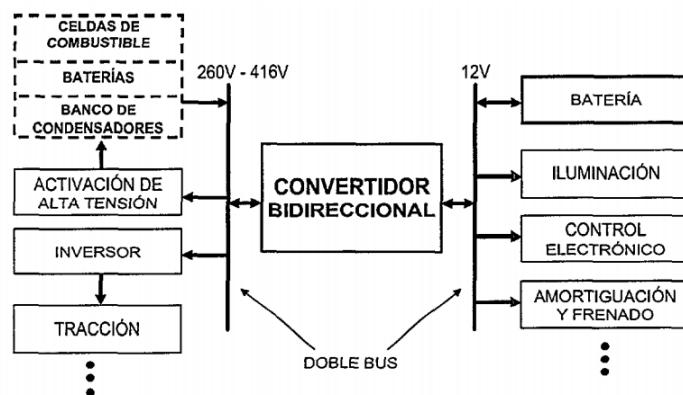


FIGURA 4.3. Sistema eléctrico de un vehículo híbrido

Básicamente el mismo está formado por un bus de alta tensión donde se conecta una pila de combustible y un bus de baja tensión alimentado por una batería. El vehículo tiene esencialmente 2 modos de operación:

Modo marcha: Para ponerse en marcha, el vehículo toma energía de la batería de baja tensión, la eleva mediante el convertidor y energiza así a un sistema de compresores que alimentan con oxígeno e hidrógeno a la pila de combustible. Una vez que esta alcanza el nivel de tensión necesaria, el vehículo puede iniciar su marcha.

Durante este proceso el convertidor funciona como elevador, transfiriendo energía del lado de baja al lado de alta tensión.

Modo recarga: Una vez que el vehículo está en marcha, existe una regeneración de energía que es devuelta al bus de alta tensión por parte del sistema electromecánico. Luego se produce la carga de la batería de baja tensión mediante la reducción de la misma por parte del convertidor.

Durante este proceso el convertidor funciona como reductor transfiriendo energía del lado de alta al lado de baja tensión.

El ejemplo anterior pone de manifiesto la gran versatilidad que se obtiene al modificar la topología elevadora clásica para lograr bidireccionalidad en el flujo de energía. Es importante aclarar que para la aplicación fundamental del sistema de potencia que se pretende construir, es decir, para la adaptación de la pila de combustible al bus de continua, no se requiere bidireccionalidad pues la pila no puede absorber corriente. Sin embargo, la versatilidad obtenida mediante la simple sustitución de un único componente permitirá una futura utilización de este sistema en otras múltiples aplicaciones, aún dentro del mismo generador híbrido.

4.3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR BIDIRECCIONAL

A partir de las especificaciones impuestas externamente para el trabajo, se deben calcular las magnitudes que definen el funcionamiento del circuito elevador. Dichas especificaciones se enuncian en la TABLA 4.1.

TABLA 4.1 Especificaciones para el trabajo a realizar

PILA DE COMBUSTIBLE

Potencia neta nominal	P_S	300 W
Rango de tensión CC	V_S	20 a 40 V
Tensión nominal	$V_{S,n}$	20 V
Corriente nominal	$I_{S,n}$	15 A

BUS DE CONTINUA

Potencia máxima	$P_{O,máx}$	300 W
Tensión CC	V_O	60 V
Corriente nominal	$I_{O,n}$	5 A

Cabe aclarar que cuando la potencia en el bus de continua es la máxima, es decir 300 W, la pila de combustible se encuentra operando en condiciones nominales (20 V y 15 A).

Para comenzar el diseño del convertidor de potencia, se ha decidido que el mismo pueda operar tanto en modo de conducción continua MCC como en modo de conducción discontinua MCD, alternando de un modo a otro según las

condiciones de carga. Luego, a partir del estudio realizado en materia de funcionamiento del convertidor elevador, se deduce que cuando las condiciones de trabajo sean las nominales el convertidor deberá operar en MCC. Por lo tanto para los cálculos iniciales se utilizarán las ecuaciones vistas en el capítulo 2 correspondientes a este modo de funcionamiento.

Frecuencia de conmutación

Se selecciona una frecuencia de conmutación típica para este tipo de aplicaciones:

$$f = 20 \text{ kHz}$$

Ciclo de trabajo D

De la ecuación 2.9 se obtiene el ciclo de trabajo nominal

$$D_n = 1 - \frac{V_{S,n}}{V_o} = 1 - \frac{20}{60}$$

$$D_n = \frac{2}{3}$$

Si la carga conectada al bus demanda menor corriente que la nominal, la corriente en la pila también disminuirá y por ende aumentará su tensión V_s , como se estudió al presentar la curva característica de las celdas de combustible tipo PEM. Por lo tanto, cualquier otro ciclo de trabajo que no corresponda a condiciones nominales de operación tomará un valor inferior a D_n .

Además se destaca que si la corriente en el bus toma valores por debajo del crítico, $I_{O,crit}$, el convertidor entrará en modo de conducción discontinua, MCD, y la ecuación 2.9 dejará de tener validez. Sin embargo esta situación no reviste importancia a la hora de diseñar el convertidor, sino que será relevante al momento de controlar al mismo.

Inductancia

El valor de inductancia mínimo que garantiza el modo de conducción continua cuando la potencia de salida es la nominal, se obtiene de la aplicación de la ecuación 2.15, con el ciclo de trabajo correspondiente:

$$L_{\min} = \frac{D_n \cdot (1 - D_n)^2 \cdot R}{2 \cdot f} = \frac{\frac{2}{3} \cdot \left(1 - \frac{2}{3}\right)^2 \cdot \frac{60V}{5A}}{2 \cdot 20kHz}$$

$$L_{\min} = 22,22\mu H$$

Este valor impone un límite inferior a la inductancia. Sin embargo para definir el valor a utilizar se debe considerar la relación de compromiso que existe entre el riple de corriente por el inductor y la factibilidad de su construcción. La ecuación 2.5 establece que cuanto mayor es el valor de inductancia, menor es el riple de corriente resultante. Sin embargo también es mayor el tamaño del inductor, pudiendo llegar a ser necesario un núcleo demasiado voluminoso y costoso.

Seleccionando una inductancia del orden de diez veces la mínima se obtiene, para el ciclo de trabajo nominal:

$$\Delta i_{L,n} = \frac{V_s \cdot D_n}{L \cdot f} = \frac{20V \cdot \frac{2}{3}}{200\mu H \cdot 20kHz}$$

$$\Delta i_{L,n} = 3.33A$$

Este valor es aceptable dado que representa aproximadamente el 20% de la corriente continua por el inductor (15A), siendo un porcentaje relativamente bajo en este tipo de aplicaciones. Además es factible construir un inductor de 200 μH con los materiales actualmente disponibles en el mercado.

Por lo tanto, se determina:

$$L = 200\mu H$$

donde los cálculos para llevar a cabo su construcción se detallarán más adelante.

Por otro lado, el valor de inductancia elegido determina además la corriente de pico nominal por el inductor, dada por la ecuación 2.12

$$I_{L\max,n} = \bar{I}_{L,n} + \frac{\Delta i_{L,n}}{2} = I_{S,n} + \frac{\Delta i_{L,n}}{2} = 15A + \frac{3,33A}{2}$$

$$I_{L\max,n} = 16,67A$$

Este valor de corriente máxima constituirá uno de los parámetros fundamentales para el dimensionamiento del inductor, así como del resto de los componentes del convertidor.

4.3.1. CONSTRUCCIÓN DEL INDUCTOR

El inductor es un componente que en la mayoría de los casos debe ser diseñado y optimizado para cada aplicación específica, debido a que sus dos partes constitutivas introducen elementos parásitos que afectan fuertemente sus características eléctricas. Por consiguiente, se discute a continuación el dimensionamiento del núcleo y del arrollamiento necesario.

4.3.1.1. SELECCIÓN DEL NÚCLEO

En forma genérica, el valor de inductancia es dependiente de la permeabilidad del núcleo y del número de espiras del arrollamiento. Además la permeabilidad de los materiales ferromagnéticos es del orden de miles de veces la del aire. En consecuencia, para fabricar un inductor de 200 μ H con dimensiones razonables, es necesario utilizar un núcleo ferromagnético.

Al emplear materiales ferromagnéticos aparecen pérdidas de energía por histéresis y por corrientes inducidas, también llamadas *corrientes de Foucault*. Cuando la frecuencia de operación ronda las decenas de kHz como ocurre en este proyecto, las pérdidas por corrientes de Foucault son dominantes debido a que son proporcionales al cuadrado de la frecuencia, mientras que las pérdidas por histéresis varían linealmente con dicha magnitud.

Para acotar este tipo de pérdidas de energía, los materiales más adecuados

son los ferrites y los polvos de hierro, pues su resistividad eléctrica es mayor que la de los metales. Por cuestiones de costo y disponibilidad en el mercado, se eligió utilizar un núcleo de ferrite para la fabricación del inductor.

4.3.1.2. DISEÑO DEL INDUCTOR

Para el diseño del inductor se utilizó el *método del Coeficiente Geométrico del Núcleo, Kg*, desarrollado en [11].

Paso 1: Especificaciones.

Inductancia	L	200 μH
Corriente media	I _L	15 A
Ripple de corriente pico a pico	ΔI	3.33 A
Potencia de salida del convertidor	P _o	300 W
Frecuencia de ripple	f	20 kHz
Material del núcleo	-	Ferrite

A continuación se escogen valores típicos para cuantificar aquellos parámetros de los que no se tienen restricciones.

Regulación	α	1% ¹
Densidad de flujo magnético de operación	B _m	0.2 T ²
Factor de utilización de ventana del núcleo	K _u	0.4 ³

Paso 2: Cálculo de la corriente pico.

$$I_{PK} = \bar{I}_L + \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow I_{PK} = 16,67 \text{ A}$$

Paso 3: Cálculo de la energía almacenada en el inductor.

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{PK}^2 \Rightarrow E = 27,8 \text{ mJ}$$

¹ Es aceptable que la disipación del inductor sea del orden del 1% de la potencia de salida

² La densidad de flujo magnético debe ser inferior al umbral de saturación típica del ferrite, ubicado entre 0.3 T y 0.5 T.

³ Factor típico de utilización de ventana del núcleo.

Paso 4: Cálculo del coeficiente eléctrico, K_e .

$$K_e = 0.145 \cdot P_O \cdot B_m^2 \cdot 10^{-4} \Rightarrow K_e = 174 \cdot 10^{-6}$$

Paso 5: Cálculo del coeficiente geométrico del núcleo, K_g .

$$K_g = \frac{E^2}{K_e \cdot \alpha} \Rightarrow K_g = 4.44 \text{ cm}^5$$

Paso 6: Selección del núcleo de ferrite.

Para el K_g obtenido se observa que, según muestran las tablas de características de núcleos comerciales [12] no se fabrican núcleos de ferrite con dicha constante. Por lo tanto deben reducirse las exigencias en una o más especificaciones. Si se permiten mayores pérdidas en el inductor, aceptando una regulación $\alpha=2\%$, se obtiene:

$$K_g = \frac{E^2}{K_e \cdot \alpha} \Rightarrow K_g = 2,1108 \text{ cm}^5$$

Nuevamente de la comparación con los núcleos comerciales, se selecciona aquel cuyo K_g es el más aproximado al valor obtenido en el cálculo. A continuación se detallan sus características generales:

Denominación	-	ETD-59
Coeficiente geométrico del núcleo	K_g	$2,1271 \text{ cm}^5$
Longitud de camino magnético	MPL	13,90 cm
Peso del núcleo	W_{tfe}	260 g
Longitud media de una espira	MLT	12,90 cm
Área efectiva del núcleo	A_c	$3,677 \text{ cm}^2$
Área de ventana	W_a	$5,186 \text{ cm}^2$
Área producto	A_p	$19,0698 \text{ cm}^4$
Área superficial	A_t	$163,1 \text{ cm}^2$
Longitud de bobinado	G	2,84 cm

La FIGURA 4.4 ilustra la forma y dimensiones del tipo de núcleo seleccionado.

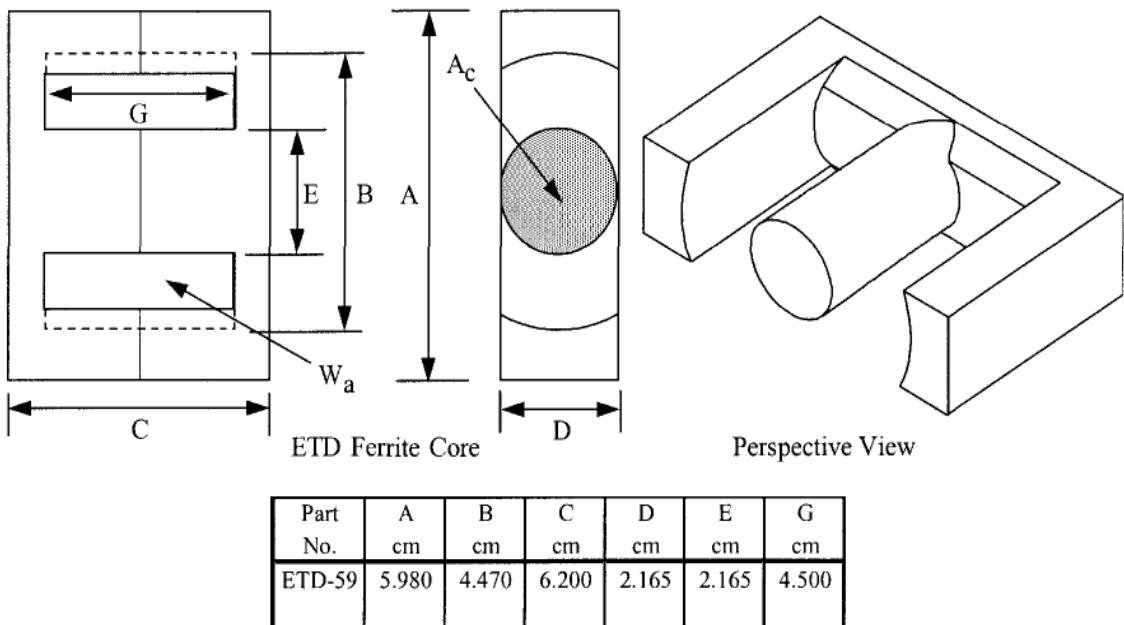


FIGURA 4.4. Dimensiones del núcleo de ferrite ETD-59

En particular, para este proyecto el inductor se construyó sobre un núcleo cuyas características específicas son:

	Denominación / Fabricante	μ_r	T _c
Núcleo	ETD-5922 CF-138 / COSMO	2500	190°C

Donde:

μ_r es la permeabilidad relativa del material;

T_c es la temperatura de Curie, temperatura a la cual el material pierde su magnetización.

Habiendo definido completamente el núcleo a utilizar, se continúa con el diseño.

Paso 7: Cálculo de la densidad de corriente J, usando área producto A_p.

$$J = \frac{2 \cdot E \cdot 10^4}{B_m \cdot A_p \cdot K_u} \Rightarrow J = 364,0864 \frac{A}{cm^2}$$

Paso 8: Cálculo de la corriente eficaz I_{RMS} .

$$I_{RMS} = \sqrt{I_o^2 + \left(\frac{\Delta I}{2 \cdot \sqrt{3}} \right)^2} \Rightarrow I_{RMS} = 15,0308 \text{ A}$$

Paso 9: Cálculo del área desnuda del conductor requerido $A_{W(B)}$.

$$A_{W(B)} = \frac{I_{RMS}}{J} \Rightarrow A_{W(B)} = 0,0413 \text{ cm}^2$$

Paso 10: Selección del conductor.

Se adquirió un conductor cuyo diámetro desnudo es ligeramente superior al calculado, por cuestiones de disponibilidad comercial. Sus características son las siguientes:

	Denominación / Fabricante	$D_{W(B)}$	$A_{W(B)}$	A_W	T_{MAX}	$r_{UL(DC)}$
Conductor	EDFLEX / IMSA	2.3mm	0,0415 cm ²	0,0440 cm ²	180 °C	41,2 $\mu\Omega/cm$

Donde:

$D_{W(B)}$ es el diámetro desnudo;

$A_{W(B)}$ es el área desnuda;

A_W es el área con aislación;

T_{MAX} es la temperatura máxima de operación;

$r_{UL(DC)}$ es la resistencia de continua por unidad de longitud.

Paso 11: Cálculo de área efectiva de ventana $W_{a(eff)}$. Se emplea un valor típico del coeficiente $S_3=0,75$.

$$W_{a(eff)} = W_a \cdot S_3 \Rightarrow W_{a(eff)} = 3,8895 \text{ cm}^2$$

Paso 12: Cálculo del número de vueltas posibles. Se emplea un valor típico del coeficiente $S_2=0,6$.

$$N = \frac{W_{a(eff)} \cdot S_2}{A_W} \Rightarrow N = 53$$

Paso 13: Cálculo de la densidad de flujo magnético de alterna obtenido.

$$B_{ac} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot \frac{\Delta I}{2} \cdot 10^{-4}}{\frac{MPL}{\mu_m}} \Rightarrow B_{ac} = 2 T$$

Se hace notar que este valor de densidad de flujo no es admisible, dado que supera ampliamente el rango de saturación del ferrite (0,3 – 0,5 T). Esto trae aparejado una serie de efectos inaceptables, como la dependencia de la inductancia con la corriente, enormes pérdidas de energía en el núcleo y grandes sobreelevaciones de temperatura.

Para solucionar estos inconvenientes se decide introducir un gap en el núcleo. Un correcto dimensionamiento del mismo permitirá llevar la densidad de flujo magnético a valores aceptables, además de linealizar la característica B-H del inductor. No obstante, se producirá en los cortes del material una curvatura en las líneas de campo magnético que deberá ser tenida en cuenta.

Paso 14: Cálculo del gap requerido, l_g .

$$l_g = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot A_c \cdot 10^{-8}}{L} - \frac{MPL}{\mu_m} \Rightarrow l_g = 0,644 \text{ cm}$$

Paso 15: Cálculo del factor de corrección por curvatura de líneas de campo magnético, F .

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot G}{l_g} \right) \Rightarrow F = 1,8860$$

Paso 16: Cálculo del número de vueltas efectivo, N_n , afectado por el factor F .

$$N_n = \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{0.4 \cdot \pi \cdot A_c \cdot F \cdot 10^{-8}}} \Rightarrow N_n = 39$$

Con esto se concluye el diseño del inductor:

	Núcleo	D _{W(B)}	N _n	l _g
Inductor	ETD5922	2.3mm	39 vueltas	0,644cm

Se llevará a cabo a continuación el chequeo de una serie de parámetros de operación importantes, para asegurar el correcto funcionamiento del inductor.

4.3.1.3. VERIFICACIÓN DE PARÁMETROS DE FUNCIONAMIENTO DEL INDUCTOR

Paso 1: Resistencias de bobinado, R_{L(DC)} y R_{L(AC)}.

En esta instancia es necesario destacar que el riple de corriente que atraviesa el inductor es de frecuencia suficientemente alta como para que se produzca un efecto pelicular apreciable. Este fenómeno consiste en el aumento de la resistencia ofrecida por el conductor al paso de corriente alterna, debido a la reducción del área efectiva del mismo. A medida que se eleva la frecuencia, la corriente tiende a penetrar cada vez menos en el conductor, estableciéndose sobre su periferia.

➤ Cálculo de R_{L(AC)}.

La penetración está dada por:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot \pi \cdot f}}$$

Donde para f = 20 kHz y cobre como material conductor se verifica:

$$\varepsilon = \frac{6,62}{\sqrt{f}} \Rightarrow \varepsilon = 0,047 \text{ cm}$$

Luego el área efectiva del conductor se calcula como:

$$A_{ef} = \frac{\pi}{4} \cdot D_{W(B)}^2 - \frac{\pi}{4} \cdot (D_{W(B)} - 2 \cdot \varepsilon)^2 \Rightarrow A_{ef} = 2,65 \text{ mm}^2 = 0,0265 \text{ cm}^2$$

Sabiendo que la resistividad del cobre es $\rho = 1.71 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$, la resistencia por unidad de longitud de corriente alterna resulta:

$$r_{UL(AC)} = \frac{\rho}{A_{ef}} \Rightarrow r_{UL(AC)} = 64,9 \frac{\mu\Omega}{cm}$$

Finalmente:

$$R_{L(AC)} = (MLT) \cdot N_n \cdot (r_{UL(AC)}) \cdot 10^{-6} \Rightarrow$$

$$R_{L(AC)} = 33 \text{ m}\Omega$$

➤ Cálculo de $R_{L(DC)}$.

$$R_{L(DC)} = (MLT) \cdot N_n \cdot (r_{UL(DC)}) \cdot 10^{-6} \Rightarrow$$

$$R_{L(DC)} = 20.8 \text{ m}\Omega$$

Estos valores de resistencia serán necesarios para el cálculo de la disipación de potencia en el siguiente paso.

Paso 2: Cálculo de las pérdidas en el cobre, P_{cu} .

$$P_{cu} = P_{AC} + P_{DC} = \left(\frac{\Delta I}{2 \cdot \sqrt{3}} \right)^2 \cdot R_{L(AC)} + I_o^2 \cdot R_{L(DC)} \Rightarrow P_{cu} = 4.71 \text{ W}$$

Paso 3: Cálculo de la regulación, α

$$\alpha = \frac{P_{cu}}{P_o} \cdot 100 \Rightarrow \alpha = 1,6 \%$$

Que resulta aún menor al 2% especificado inicialmente.

Paso 4: Cálculo de la densidad de flujo magnético de alterna, B_{ac} .

$$B_{ac} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N_n \cdot F \cdot \frac{\Delta I}{2} \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{MPL}{\mu_m}} \Rightarrow B_{ac} = 0,0237 \text{ T}$$

Paso 5: Cálculo de potencia por kilogramo de ferrite.

Factores para la ecuación de cálculo según el material:

Ferrite tipo P $\Rightarrow k=1.98e-3$; $n=2.86$; $m=1.36$

$$P_{kf} = k \cdot f^m \cdot B_{ac}^n \Rightarrow P_{kf} = 0,0314 \text{ mW/g}$$

Paso 6: Cálculo de pérdidas en el núcleo, P_{fe} .

$$P_{fe} = P_{kf} \cdot W_{tf} \cdot 10^{-3} \Rightarrow P_{fe} = 0,0082 \text{ W}$$

Paso 7: Cálculo de pérdidas totales.

$$P_{\Sigma} = P_{fe} + P_{cu} \Rightarrow P_{\Sigma} = 4.72 \text{ W}$$

Paso 8: Cálculo de la densidad de potencia, Ψ .

$$\Psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t} \Rightarrow \Psi = 0,0289 \frac{\text{W}}{\text{cm}^2}$$

Paso 9: Cálculo de elevación de temperatura.

$$T_r = 450 \cdot \Psi^{0.826} \Rightarrow T_r \cong 24 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Paso 10: Cálculo de la densidad de flujo magnético pico, B_{pk} .

$$B_{pk} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N_n \cdot F \cdot \left(I_{DC} + \frac{\Delta I}{2} \right) \cdot 10^{-4}}{l_g + \frac{MPL}{\mu_m}} \Rightarrow B_{pk} = 0.237 \text{ T}$$

Que resulta inferior al umbral de saturación del núcleo de ferrite, ubicado entre 0,3 y 0,5 T.

4.3.2. ELECCIÓN DEL CAPACITOR

La elección del capacitor es muy importante dado que este, además de actuar como filtro de salida, deberá proporcionar toda la corriente de salida durante el periodo de conducción del transistor Q₁.

En base a la ecuación 2.18 que determina el riple de tensión de salida en un convertidor elevador, se obtiene la capacidad:

$$C = \frac{D}{R \cdot f \cdot \Delta V_o / V_o}$$

o lo que es equivalente:

$$C = \frac{I_o \cdot D \cdot T}{\Delta V_o}$$

De esta última ecuación se observa claramente que la capacidad está ligada directamente a la corriente I_o que se debe proveer a la carga y al tiempo $D \cdot T$ durante el cual esta corriente debe ser proporcionada.

El caso más desfavorable para el cálculo de la capacidad ocurre cuando la corriente de salida y el ciclo de trabajo D son los nominales. Es decir, la mínima capacidad necesaria para limitar el riple de tensión de salida ΔV_o queda definida de la siguiente manera:

$$C_{\min} = \frac{I_{o,n} \cdot D_n \cdot T}{\Delta V_o}$$

Considerando las especificaciones de diseño dadas en la TABLA 4.1, la frecuencia de conmutación elegida, y proponiendo además un valor típico de riple de salida del 0.5% ($\Delta V_o = 0.3V$) se obtiene:

$$C_{\min} = 555.55 \mu F$$

Debido al elevado valor resultante del cálculo anterior, debe escogerse un capacitor del tipo electrolítico dado que los mismos presentan alta capacidad por unidad de volumen. Por consiguiente se eligió un capacitor electrolítico comercial con las siguientes características:

Fabricante	Capacidad	$I_{CEF\ MAX}$	U_{WV}	T_{MAX}
Capacitor	TREC	2200 μF	4 A	100 V 85 °C

Donde:

$I_{CEF\ MAX}$ es la corriente máxima eficaz que soporta el capacitor;

U_{WV} es la tensión máxima de trabajo;

T_{MAX} es la temperatura máxima de trabajo.

La utilización de este capacitor determina un riple de tensión de salida del 0,14%.

De las características del capacitor seleccionado puede observarse que el mismo cuenta con un umbral de tensión máxima suficientemente mayor que la tensión de trabajo (60V). Sin embargo, resta verificar que la corriente eficaz a través del capacitor no exceda los 4 A establecidos por su fabricante en la hoja de datos.

La ecuación 2.32 determina la corriente eficaz por el capacitor de un convertidor elevador. Nuevamente el peor caso se halla para condiciones de funcionamiento de corriente de salida y ciclo de trabajo nominales:

$$I_{Cef,max} = I_{O,n} \cdot \sqrt{\frac{D_n}{1-D_n}}$$

Donde reemplazando se obtiene:

$$I_{Cef,max} \cong 7.1A$$

Esta corriente supera ampliamente a la máxima tolerada por el capacitor elegido. Para solucionar este inconveniente se optó por combinar dos capacitores de 2200 μF en serie, en paralelo con otros dos, de manera de poder mantener la capacidad equivalente en 2200 μF pero permitir mayor corriente eficaz de trabajo (hasta 8A).

Los capacitores electrolíticos se construyen enrollando un conjunto de láminas paralelas de aluminio separadas por papel e impregnadas en un electrolito. Por esta razón, generalmente poseen altos valores de ESR y ESL frente a otros tipos de capacitores, lo que acarrea las siguientes desventajas:

- Una alta ESR implica que el riple de corriente a través del capacitor puede generar un riple de tensión considerable y muchas veces dominante frente al propio dado por la capacidad. Por otro lado limita la corriente eficaz admisible por el mismo, ya que puede disipar una potencia máxima dada por:

$$P_{\max} \cong I_{Cef,\max}^2 \cdot ESR$$

- Una alta ESL limita el comportamiento en alta frecuencia del capacitor. La impedancia ofrecida por el capacitor real se vuelve inductiva si la frecuencia crece por encima de su frecuencia de autoresonancia, debido a que la reactancia inductiva comienza a ser dominante frente a la reactancia capacitiva.

Para solucionar este tipo de inconvenientes y mejorar el desempeño del filtro en alta frecuencia, se coloca en paralelo a los capacitores ya elegidos, un capacitor cerámico de 100 nF. Estos están construidos por múltiples capas de aluminio embebidas en una estructura cerámica. Se caracterizan por tener baja ESR y ESL, por lo que sus prestaciones son muy buenas hasta las decenas de MHz. Sin embargo no podrían utilizarse únicamente este tipo de capacitores, ya que presentan baja capacidad por unidad de volumen (se fabrican hasta el orden del μF).

Es muy importante destacar por otro lado la utilización de resistores de seguridad en paralelo con la salida del convertidor. Los mismos son necesarios para prevenir la posible destrucción de los capacitores de salida en caso de ocurrir una desconexión inesperada de la carga durante el funcionamiento. Se emplearon dos resistores en paralelo, de 2,2 k Ω y 5 W cada uno.

4.3.3. ELECCIÓN DE LOS INTERRUPTORES

Como se describió en subcapítulos anteriores el convertidor elevador bidireccional se compone de dos transistores, que dependiendo la aplicación particular pueden ser BJT, IGBT o MOSFET.

De acuerdo a las ecuaciones 2.25 y 2.28 los transistores utilizados para implementar los interruptores deberán ser dimensionados de modo que puedan soportar una tensión igual a la tensión de salida, más la tensión en conducción del transistor restante.

Otro factor importante es la corriente máxima que el dispositivo debe ser capaz de conducir. Para ello, las ecuaciones 2.27 y 2.30 determinan que la corriente máxima a soportar por ambos transistores es idéntica a la corriente máxima por el inductor, que como se vio previamente alcanzará un valor dado por:

$$I_{L\max,n} = \bar{I}_{L,n} + \frac{\Delta i_{L,n}}{2} = I_{S,n} + \frac{\Delta i_{L,n}}{2} = 15A + \frac{3,33A}{2} = 16,67A$$

Por último, para la elección de estos dispositivos debe considerarse la frecuencia de conmutación a utilizar. Sin embargo, dado que la frecuencia elegida es de 20 kHz, la misma no representa un factor determinante puesto que cualquier transistor que se encuentre actualmente en el mercado puede ser commutado a frecuencias del orden mencionado.

A continuación se resumen las especificaciones más importantes que deben cumplir los transistores que constituyen el convertidor:

- ✓ La tensión de ruptura V_{BRDSS} del dispositivo debe ser superior a 60V. Si además se tienen en cuenta la tensión en saturación del transistor restante y los picos producidos por inductancias parásitas del conexionado, esta tensión debe ser aún algo mayor.
- ✓ La corriente máxima que debe soportar el dispositivo debe ser idéntica a la máxima que puede establecerse a través del inductor, es decir aproximadamente 17A.

- ✓ El dispositivo deberá provocar la menor caída de tensión posible en modo saturación. Esta especificación se plantea con el objetivo de incrementar el rendimiento del convertidor (en términos de potencia).
- ✓ En condiciones normales de trabajo el dispositivo debe permanecer siempre dentro de la SOA (Safety Operation Area).

Además, como regla general para el diseño de circuitos de potencia se recomienda utilizar márgenes de seguridad muy amplios, es decir, sobredimensionar en la medida que el diseño no resulte excesivamente costoso.

Una vez definidas las exigencias sobre los interruptores, es necesario seleccionar el tipo de transistor más adecuado para esta aplicación. Como se mencionó en un principio, existen tres posibilidades: BJT, IGBT o MOSFET.

Los transistores BJT presentan un funcionamiento deficiente a frecuencias de commutación altas. Además son excesivamente complicados de excitar en comparación con los MOSFET y los IGBT. Estas dos razones permiten descartarlos. Para el valor de tensión utilizado (alrededor de 60 V), los MOSFET generan menores pérdidas de potencia en conducción que los IGBT. Por lo tanto, en el momento de la saturación, el transistor MOSFET disipa menos potencia, incrementando el rendimiento del convertidor. Por las razones mencionadas, en este proyecto se ha optado por utilizar transistores MOSFET. El transistor elegido presenta las siguientes características:

	Modelo / Fabricante	V_{BRDSS}	I_D	R_{DSON}	P_{DMAX}
Transistor MOSFET	IRFP-250 / International Rectifier	200 V	30 A	0,085Ω	180 w

Donde:

V_{BRDSS} es la tensión de ruptura drenador fuente;

I_D es la corriente continua máxima de drenador;

R_{DSON} es resistencia de encendido;

P_{DMAX} es la potencia de disipación máxima.

El modelo elegido es un MOSFET de canal N de enriquecimiento, creado según el fabricante, para aplicaciones tales como: fuentes commutadas, puentes H, drivers de motores, etc. Los tiempos de conmutación son del orden de las décimas de nanosegundo, haciéndolo adecuado para esta aplicación. Además, la tensión de ruptura y la corriente máxima que pueden soportar cumplen con las especificaciones solicitadas. En cuanto a sus dimensiones físicas, posee un encapsulado del tipo TO-247 plástico normalizado. Este transistor posee además, en su interior, el diodo necesario para completar el interruptor. Sus principales características son:

	V_{SD}	I_S	t_{ON}	t_{rr}
Diodo interno del MOSFET	2 V	30 A	Despreciable	360 ns

Donde:

V_{SD} es la tensión del diodo en directa;

I_S es la corriente continua máxima;

t_{ON} es el tiempo de encendido;

t_{rr} es el tiempo de recuperación en inversa.

Puede verse a partir de la tabla anterior que este dispositivo también cumple con las especificaciones pedidas.

4.4. CIRCUITO DE EXCITACIÓN DE LOS TRANSISTORES

4.4.1. DRIVER DE EXCITACIÓN

Para excitar un transistor MOSFET de canal N se debe aplicar una tensión positiva entre sus terminales gate y source.

En el transistor inferior de la columna (Q_1), el terminal source se encuentra conectado directamente a masa. Por lo tanto, la excitación del transistor consiste simplemente en aplicar una tensión positiva en el terminal gate, respecto a masa.

En el transistor superior de la columna (Q_2) el source es flotante respecto a la masa general. Aquí es necesario utilizar un circuito de excitación cuya tierra de referencia no esté a masa y provea una alimentación del tipo flotante.

En particular para este proyecto se optó por la simplicidad que aporta un circuito integrado. Por razones de disponibilidad y de sus características técnicas se eligió el IR2110 de International Rectifier®.

El IR2110 es un excitador de alta tensión y alta velocidad recomendado exclusivamente para MOSFET o IGBT de potencia. Puede excitar en forma independiente cada transistor de la columna. Las características básicas del mismo son:

	Modelo / Fabricante	V_{OFFSET}	I_{OUT}	t_{ON/OFF}	t_{ON/OFF}	t_{SD}
Driver	IR2110 / International Rectifier	500 V	2 A	120 / 94 ns	10 ns	110ns

Como puede verse de la tabla anterior, el circuito integrado puede flotar a una tensión de hasta 500V de continua haciéndolo adecuado para el proyecto en cuestión. Presenta tiempos de encendido y corte ($t_{ON/OFF}$) muy pequeños, introduce por seguridad un breve retardo (10ns) al conmutar ambas salidas y posee un tiempo de apagado (t_{SD}) de 110 ns. Además dentro de sus características principales está su capacidad de entregar 2A, por lo que permite conmutaciones rápidas (dado que la corriente que puede entregar el driver define la velocidad con que se carga el capacitor equivalente de gate del MOSFET y por lo tanto la velocidad con que el transistor conmuta).

Uno de los aspectos que hacen versátil a este driver es la posibilidad de utilizar distintos tipos de lógica (desde 3.3 a 20V). Sin embargo, cabe destacar que el hecho de suministrar niveles de tensión más elevados en las entradas lógicas del driver permite reducir los tiempos de retardo en las conmutaciones. Por lo tanto puede ser necesario utilizar algún circuito que permita elevar los niveles de tensión provenientes del sistema de control, como se verá más adelante.

En la FIGURA 4.5 se grafica el esquema interno del circuito integrado IR2110. En ella, se observa que las entradas lógicas de control se encuentran a masa mediante un resistor de pull-down, de modo de asegurar un nivel lógico fijo. Además tiene en su interior toda la lógica necesaria para realizar el control

de los transistores de la columna, e inclusive una protección por bajo nivel en la tensión de alimentación.

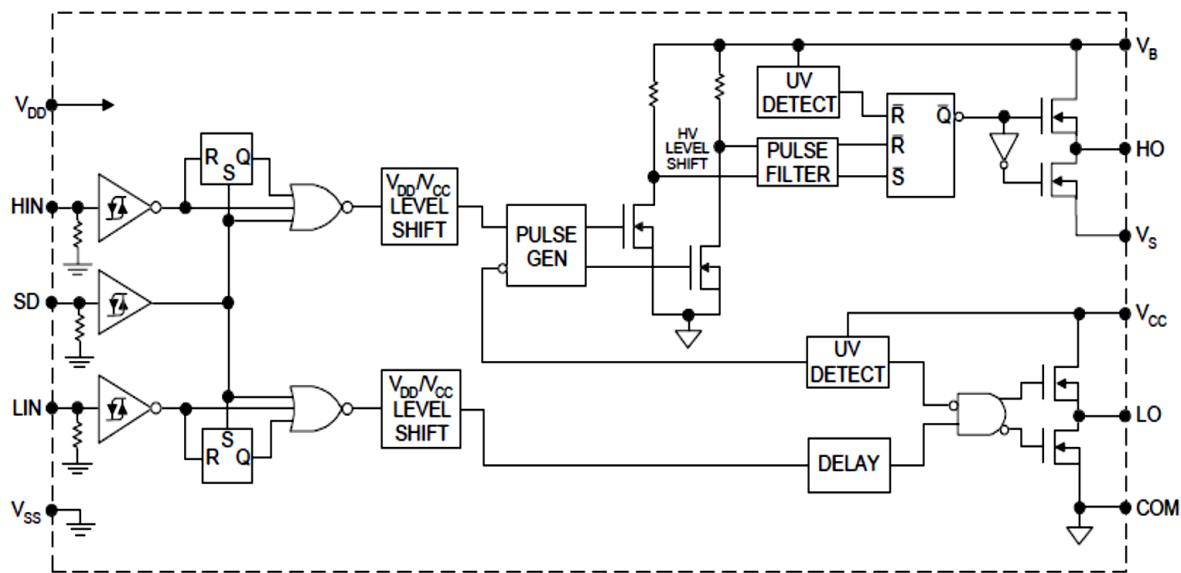


FIGURA 4.5 Circuito interno del IR2110

En el extremo derecho de su interior, se encuentran los circuitos de disparo de los transistores superior e inferior de la columna. Para ello, se destinan las salidas HO y LO del circuito integrado.

El control del transistor inferior de la columna se realiza a través de dos transistores MOSFET en configuración push-pull controlados con lógica complementaria. Cuando LIN se encuentra en estado bajo se activa el transistor inferior de la configuración push-pull, conectando LO a masa (COM), de modo de cortar así el MOSFET inferior de la columna.

Por el contrario, cuando LIN está en estado alto se activa el transistor superior del push-pull, conectando LO a la tensión de disparo del MOSFET inferior de la columna (V_{cc}) y activando, por lo tanto, este último.

Como se mencionó anteriormente, el source del transistor superior de la columna es flotante respecto a la masa general. Por lo tanto, el circuito de excitación debe proveer una alimentación del tipo flotante.

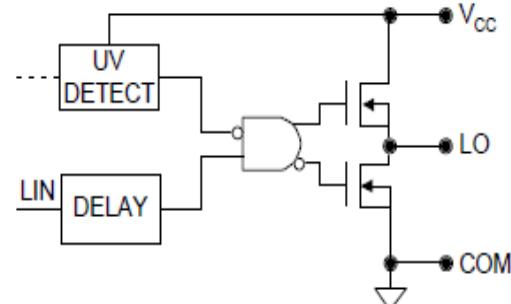


FIGURA 4.6 Excitación inferior

El circuito integrado realiza el control del transistor superior de la columna utilizando alimentación tipo Bootstrap en el circuito de excitación. Como se observa en la Figura 4.7, esta fuente está formada por un resistor, un diodo y un capacitor.

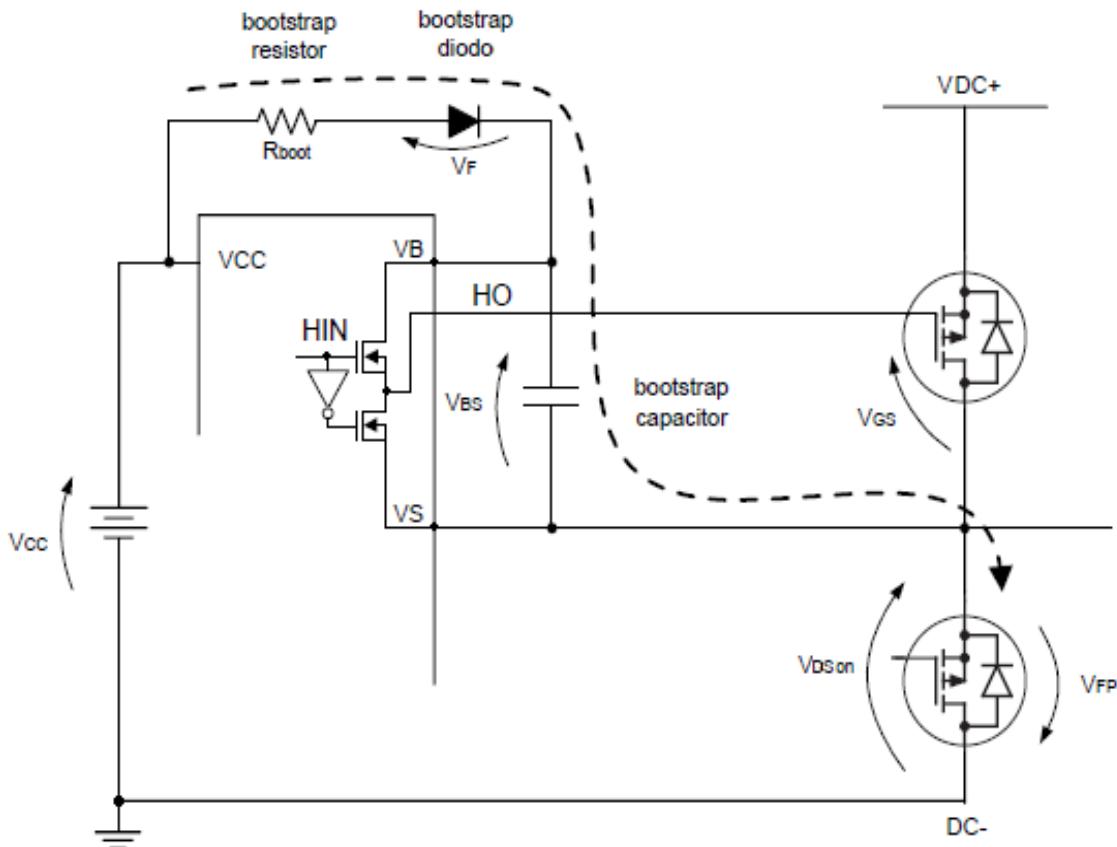


FIGURA 4.7 Alimentación Bootstrap

4.4.2. FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO BOOTSTRAP

La tensión V_{BS} constituye la alimentación al transistor superior de la columna; la misma debe estar comprendida en un rango de 10-20V para asegurar la saturación del transistor.

Inicialmente, cuando el circuito excitador se enciende por primera vez en el primer ciclo de conmutación, el capacitor de bootstrap se encuentra descargado. Durante el intervalo de tiempo que el transistor inferior de la columna esté activado, el capacitor de bootstrap se cargará con un valor de

tensión V_{BS} igual a V_{CC} , a través del resistor R_{BOOT} y el diodo en serie con él. Esto se indica en la FIGURA 4.7 mediante la trayectoria en línea punteada.

Además, dado que bajo esta condición H_{IN} es “0”, H_O queda conectado a masa (o casi masa) a través del MOSFET inferior de la columna, como se deduce de la FIGURA 4.7. Por lo tanto el MOSFET superior se mantiene en estado de corte.

Cuando se produce la commutación, el MOSFET inferior de la columna se corta, H_{IN} cambia de estado, el diodo se corta, y la configuración push-pull conecta el capacitor de Bootstrap entre los terminales gate y source del MOSFET superior de la columna. De esta manera, la tensión V_{BS} satura al transistor superior.

Es importante mencionar que el capacitor de bootstrap sufre una pérdida de carga muy pequeña durante la activación del transistor superior, que es luego compensada en el siguiente periodo de commutación. Es decir que el capacitor se mantiene en todo momento a un valor muy cercano a V_{CC} (conectando un osciloscopio entre sus terminales puede verse un pequeño rizado).

La protección por bajo nivel de tensión (UV DETECT) que posee el circuito integrado, evita la activación de los transistores de la columna en caso que la tensión V_{BS} esté por debajo de los 10V. Si esto sucede, ambos transistores de la columna son “desconectados”.

Consideraciones respecto de los elementos del Circuito de Bootstrap:

- Resistor de Bootstrap: El resistor R_{BOOT} se conecta en serie con el diodo de bootstrap de modo de limitar la corriente cuando el capacitor es cargado por primera vez. La elección de este resistor está estrictamente relacionada con la constante de carga del capacitor. Esta constante debe ser mucho más rápida que el periodo de commutación. Es evidente que para determinar su valor es necesario, primero, determinar el valor del capacitor de bootstrap.
- Diodo Bootstrap: Este diodo debe tener una tensión de ruptura inversa superior a la tensión de alimentación del puente (V_{DC}) y un tiempo de recuperación inversa muy rápido ($t_{rr} < 100\text{ns}$), de manera tal de minimizar la carga devuelta por el capacitor a la fuente V_{CC} , durante la commutación.

Se ha optado por utilizar un diodo rápido cuyas principales características son:

	Denominación/ Fabricante	I_{MAX}	V_F	V_{BRDSS}	t_{rr}
Diodo bootstrap	MUR 460/ On Semiconductor	4 A	1,25 V	600 V	50 ns

Donde:

- I_{MAX} es corriente máxima;
- V_F es la tensión en directa;
- V_{BRDSS} es la tensión de ruptura;
- t_{rr} es el tiempo de recuperación en inversa.

Como se observa en la tabla, el diodo elegido cumple tanto con el requerimiento temporal especificado, como con el referido a su tensión inversa máxima.

- Capacitor Bootstrap: Se recomienda utilizar un capacitor con baja ESR de modo que no afecte a la constante de tiempo de carga del circuito $R_{BOOT} - C_{BOOT}$. Una buena opción es utilizar un capacitor multicapa.

Cálculo del capacitor de bootstrap

Para dimensionar el capacitor de bootstrap se debe primero establecer la mínima V_{BS} necesaria que garantice la saturación del MOSFET, y de esta manera poder determinar el valor de tensión de excitación V_{CC} a utilizar.

A partir de las curvas del transistor IRFP250, se puede ver que la saturación se logra con una tensión V_{GS} de 10V, cuando $V_{DS} \approx 100V$. Además es importante no superar $V_{GS} = 20V$ impuesto por el fabricante del dispositivo.

Respecto del circuito integrado excitador, el fabricante del IR2110 recomienda utilizar un valor de V_{CC} de 15V. Por ello, se selecciona $V_{CC}=15V$, de modo que $V_{BS}=15V$ asegurando así la saturación de los transistores de la columna durante la activación.

La siguiente ecuación dada en [14], permite determinar la mínima carga que debe ser capaz de proveer el capacitor de bootstrap para lograr activar el transistor:

$$Q_{bs(\min)} = 2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs(\max)}}{f_s} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(\text{leak})}}{f_s}$$

Siendo:

Q_g la carga mínima necesaria en el gate del MOSFET superior para activarse.

Q_{ls} es la carga requerida por el CI para el cambio de nivel por ciclo.

I_{Cbs} la corriente de fuga del capacitor de bootstrap.

$I_{qbs(\max)}$ es la máxima corriente que se deriva por la circuitería del driver superior.

f_s es la frecuencia de conmutación de los transistores.

Luego, el capacitor del bootstrap debe ser capaz de proveer esta carga sin descargarse, de modo de mantener su valor de tensión estable durante el tiempo de disparo. De otra manera, habría un valor de riple significante en la tensión V_{BS} que podría provocar la desactivación por bajo nivel de tensión del circuito de excitación de los transistores.

Luego, el mínimo valor que puede tomar el capacitor de bootstrap está dado por:

$$C_{(\min)} = \frac{2 \cdot \left[2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs(\max)}}{f_s} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(\text{leak})}}{f_s} \right]}{(V_{CC} - V_F - V_{LS} - V_{\min})} \quad (4.1)$$

Donde:

V_F es la caída de tensión directa del diodo bootstrap.

V_{LS} es la caída de tensión en el MOSFET inferior cuando está activado.

V_{\min} es la mínima tensión entre V_B y V_s necesaria para mantener el MOSFET activado.

Luego a partir de las hojas de datos de los componentes, considerando:

Q_g	140nC
Q_{ls}	5nC
I_{cbs}	50 μ A
$I_{qbs(max)}$	230 μ A
f_s	20kHz
V_F	1.25V
V_{LS}	2V
V_{min}	4V

Y reemplazando en la ecuación 4.1, se obtiene

$$C_{min}=77nF$$

Este valor de capacitor obtenido es el mínimo necesario. Un valor más bajo podría conducir a una sobrecarga, y hasta dañar el circuito integrado. Por lo tanto para minimizar dicho riesgo y además reducir el rizado de la tensión V_{BS} , se utilizará un capacitor $C=15 \cdot C_{min}$, resultando:

$$C_{BOOT} = 1\mu F$$

Una vez definido el valor de capacidad, se debe determinar el valor de la resistencia R_{BOOT} .

Considerando que la constante de tiempo debe ser más rápida que el periodo de commutación, es necesario que:

$$R_{BOOT} \cdot C_{BOOT} \ll T_S, \text{ con } T_S = \frac{1}{f_s}.$$

Reemplazando con los valores correspondientes se obtiene:

$$R_{BOOT} \ll 43\Omega$$

Para el diseño se elige una resistencia de bootstrap:

$$R_{BOOT} = 2.2\Omega$$

De este modo queda definida una constante de tiempo $R_{BOOT} \cdot C_{BOOT}$ de 2,2 μ s, que resulta notablemente menor que los 50 μ s correspondientes al periodo de commutación.

4.4.3. CIRCUITO DE EXCITACIÓN COMPLETO

La FIGURA 4.8 muestra la conexión completa entre el driver IR2110 y la columna de transistores del convertidor elevador, incluyendo el circuito de bootstrap estudiado en la sección anterior.

Los capacitores de 100nF conectados entre terminales de alimentación y tierra son simplemente de desacople.

Un detalle importante del esquema son los resistores de 47Ω , en serie, entre las salidas del excitador y las compuertas de los MOSFET. Éstos son comúnmente denominados *resistores de gate*, y el fundamento de su utilización se explicará a continuación

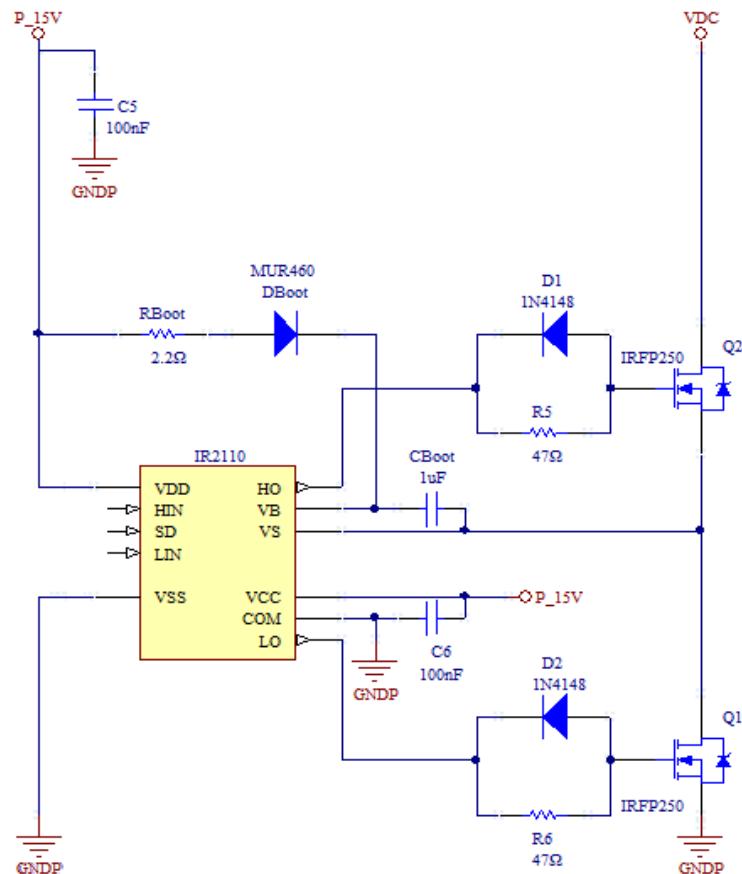


FIGURA 4.8. Circuito de excitación de los transistores del convertidor

Cálculo de los resistores de gate.

Frecuentemente, en los transistores MOSFET de potencia utilizados en convertidores, se puede observar la presencia de oscilaciones de alta frecuencia en la tensión V_{GS} . Algunas veces estas oscilaciones pueden ser inofensivas; por ejemplo, ocurren una vez que la tensión V_{GS} ha alcanzado el estado estacionario, y no tienen ningún efecto en el desempeño del sistema.

Sin embargo, pueden llegar a ser una fuente importante de pérdidas de potencia en los MOSFET o aún peor, pueden poner en riesgo la vida de los mismos. Esta situación podría darse en caso, por ejemplo, que las oscilaciones ocurran luego de que el MOSFET es cortado, y cuya amplitud sea tal que active el transistor periódicamente mientras este se encuentra en el estado mencionado y su complementario activado provocando un cortocircuito en la fuente de alimentación. Otra situación de riesgo puede darse si la amplitud de estas oscilaciones no le permitiesen al transistor saturarse, conduciendo en zona activa, o cortándose.

Para comprender la causa de estas oscilaciones, resulta útil observar el modelo de la FIGURA 4.9.

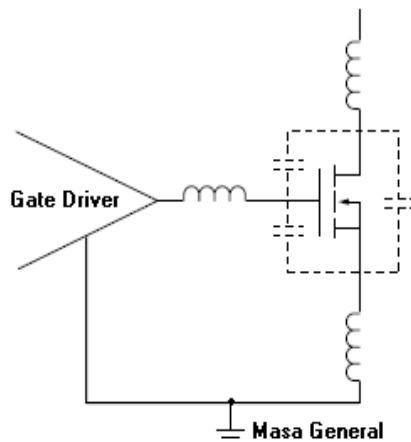


FIGURA 4.9. Modelo del MOSFET

En dicha figura se muestra un transistor MOSFET controlado mediante un driver de baja impedancia de salida, tal como el caso del IR2110 que se utiliza aquí. El modelo del transistor incluye sus capacidades e inductancias parásitas. Estos elementos forman un circuito tanque resonante que puede oscilar. Las oscilaciones son de frecuencias del orden de los 100 MHz o superiores. Es importante tener en cuenta también, que a pesar que el transistor tiene

inductancias parásitas asociadas, las de mayor peso, son aquellas introducidas por el circuito impreso, debidas a los trazos largos que puede tener el diseño. Para que no existan oscilaciones, lo ideal es evitar las inductancias parásitas y reducir al máximo posible aquellas introducidas por el circuito impreso [15].

Es posible solucionar estos problemas mediante un diseño adecuado, de modo de realizar trazos cortos entre el terminal del driver y el gate de los transistores MOSFET. Así mismo, es conveniente conectar un resistor en serie con el gate del MOSFET de modo de reducir el factor de mérito Q del circuito tanque en cuestión (se recuerda que para un circuito R-L serie: $Q = XL/R$). De esta forma es posible reducir y hasta eliminar las oscilaciones puesto que, en un circuito resonante, la amplitud de las mismas es proporcional al Q.

El resistor debe ser colocado lo más cerca posible del terminal de gate del transistor. El valor del mismo dependerá, en gran medida, del fabricante y las características del MOSFET utilizado. Cada fabricante de transistores recomienda distintos valores para sus dispositivos dado que no existe una ecuación que permita hallar el valor óptimo.

International Rectifier®, por ejemplo, recomienda utilizar valores comprendidos entre 15Ω y 47Ω . Luego de realizar algunas medidas con un osciloscopio sobre el puente conmutando a unas decenas de kHz, se determinó que el valor comercial de resistencia más adecuado, donde las oscilaciones son despreciables, es:

$$R_{GATE} = 47\Omega$$

Por otra parte, en el esquema del circuito de excitación presentado, se pueden observar diodos en paralelo a estos resistores. Estos permiten que se descargue rápidamente la capacidad de gate del MOSFET, de modo que cuando se quiera cortar el transistor, éste lo haga rápidamente. Es por ello que estos diodos deben ser rápidos. La corriente que deben manejar es muy pequeña, ya que la carga que posee esta capacidad es muy pequeña. Por lo tanto se han utilizado diodos rápidos 1N4148 cuyas características son las siguientes:

	Denominación	I_F	V_F	V_{BRDSS}	t_{rr}
Diodo	1N4148	200 mA	0.72 V	100 V	4 ns

4.5. CIRCUITOS DE PROTECCIÓN, AISLACIÓN Y ADAPTACIÓN DE NIVELES

La conexión del hardware de control con el driver de excitación de los interruptores del convertidor no puede realizarse en forma directa, sino que se requiere la presencia de ciertos circuitos con funciones específicas. La FIGURA 4.10 muestra el modo en que se propone llevar a cabo dicha conexión.

A continuación se desarrollan los objetivos y el diseño de los circuitos representados por los bloques de la figura mencionada anteriormente.



FIGURA 4.10. Esquema de los circuitos necesarios para la conexión entre el hardware de control y el driver de excitación.

4.5.1. CIRCUITO DE PROTECCIÓN

El driver IR2110 que excita a los transistores del convertidor carece de protección contra cortocircuitos de columna, es decir que si se recibieran señales de excitación para los dos transistores de la columna simultáneamente, ambos se pondrían en conducción, provocando un cortocircuito en los terminales de salida del convertidor, y por lo tanto en el capacitor de salida. Peor aún sería la situación en que el convertidor se encontrara conectado a un bus de continua común a otros equipos, ya que se produciría una falla con consecuencias probablemente aún más graves. Por esto resulta de gran importancia disponer de algún circuito que impida la ocurrencia de tales eventualidades.

Se presentan dos alternativas para lograr esta protección:

- 1) Utilizando una compuerta AND como se muestra en la FIGURA 4.11, podría detectarse si ambas señales de control están en “alto”, de manera de actuar sobre el shutdown del driver (que se activa en “alto”), y apagarlo.

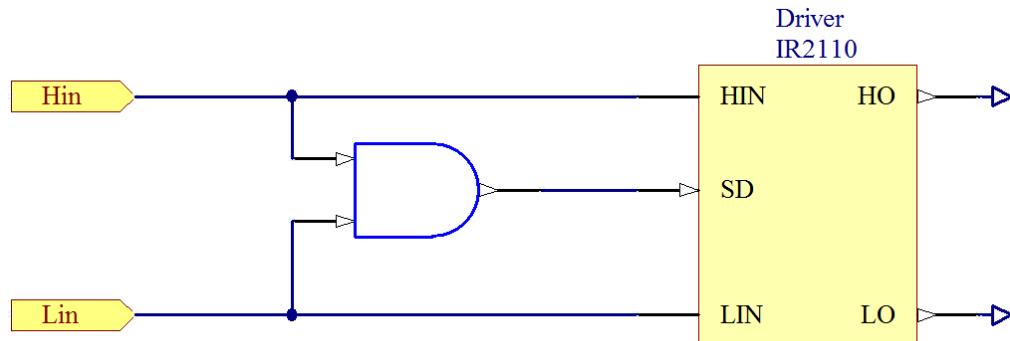


FIGURA 4.11. Circuito de protección propuesto en la alternativa 1.

La compuerta puede obtenerse a partir de un circuito integrado MM74HC00, que consta de 4 compuertas NAND.

Sin embargo, observando la hoja de datos del driver IR2110, se deduce que el tiempo de apagado del driver sumado al tiempo que introduce el circuito integrado MM74HC00, es comparable con el tiempo que necesita el IR2110 para establecer la excitación de los transistores. Por lo tanto, aún existiría peligro de cortocircuito.

- 2) Una segunda opción, y la que finalmente se ha implementado en este trabajo, se detalla a continuación y se ilustra en la FIGURA 4.12.

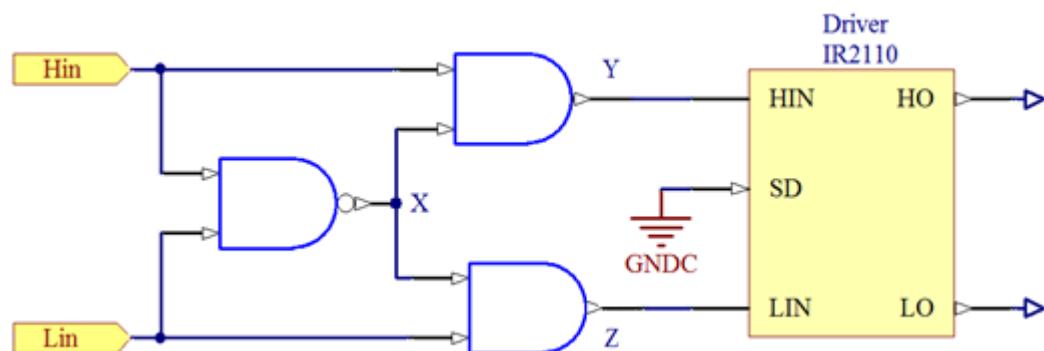


FIGURA 4.12. Esquema del circuito de protección a utilizar

En este caso no se utiliza el shutdown del driver, sino que el circuito lógico diseñado permite obtener las salidas adecuadas cuando el sistema se encuentra en normal funcionamiento, pero fuerza un estado “bajo” en las entradas HIN y LIN del driver en caso que las señales de control Hin y Lin se encuentren ambas en nivel lógico “alto”.

Nuevamente, las compuertas se obtienen a partir del integrado MM74HC00.

Denominación / Fabricante	V_{CC}	V_{OL} / V_{OH}	t_{PLH}
Compuertas NAND	MM74HC00 / Fairchild	2-6 V	0 / V _{CC} 8 ns

Donde:

V_{CC} es la tensión de alimentación;

V_{OL} / V_{OH} es la tensión de salida para los niveles “bajo” y “alto”;

t_{PLH} es el tiempo de retardo a la conmutación.

Este circuito integrado debe ser alimentado con una tensión V_{CC} de modo tal que sus niveles lógicos de entrada sean compatibles con los niveles de señal provenientes del hardware de control. Como se verá en el capítulo 6, el sistema de control a utilizar en este trabajo opera con tensiones lógicas de 0 – 3,3 V, por lo tanto el MM74HC00 se alimentará con una tensión de 3,3 V.

4.5.2. CIRCUITO DE AISLACIÓN

El driver IR2110 a utilizar presenta como inconveniente la falta de aislación entre las señales lógicas de control y las señales de potencia de excitación de los transistores. Es deseable que la interconexión entre las etapas de control y de potencia, se haga por medio de un acoplamiento que permita aislar eléctricamente ambas etapas entre sí. Las razones fundamentales para llevar a cabo dicho acoplamiento son proteger la etapa de control de posibles anomalías eléctricas producidas en la etapa de potencia, y a su vez proveer una mayor inmunidad al ruido entre las etapas.

Un modo de proveer la aislación necesaria es utilizar optoacopladores, mediante los que se obtiene un acoplamiento óptico y además aislación eléctrica. Fundamentalmente estos dispositivos están formados por una fuente emisora de luz, y un fotosensor de silicio, que se adapta a la sensibilidad espectral del emisor luminoso. Todos estos elementos se encuentran dentro de un mismo encapsulado, como muestra la FIGURA 4.13.

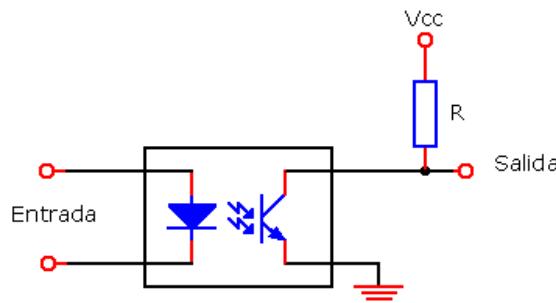


FIGURA 4.13. Circuito básico de un optoacoplador

Para el presente proyecto deben seleccionarse optoacopladores de alta velocidad, ya que se trabaja a una frecuencia de 20 kHz. Se utilizarán optoacopladores 6N137 de Fairchild, que presenta las siguientes características principales:

	Denominación / Fabricante	I_{Fmax}	V_F	I_o
Optoacoplador	6N137 / Fairchild	50 mA	1.4 V	50 mA

Donde:

I_{Fmax} es la corriente máxima de entrada;

V_F es la caída de tensión en directa típica del diodo emisor;

I_o es la corriente máxima de salida tolerable.

Además son de alta velocidad, 10 MHz, y son Open collector. La FIGURA 4.14 muestra un diagrama de su estructura interna.

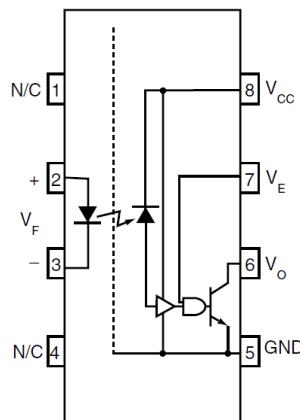


FIGURA 4.14. Diagrama interno del optoacoplador 6N137

Consideraciones de diseño del circuito de aislación

Como se observó en sus especificaciones técnicas, el optoacoplador admite una corriente máxima de entrada $I_{F\max}$ de 50 mA. No obstante el fabricante recomienda utilizar el dispositivo con una corriente I_F comprendida entre 6,3 y 15 mA, por lo que se debe colocar un resistor R_1 que establezca la corriente en dicho rango. Considerando que las señales de entrada del optoacoplador provienen del circuito de protección que opera con niveles lógicos de 0 – 3,3 V, que la tensión en directa del diodo V_F es típicamente 1.4 V, y que se impone una corriente I_F de 12 mA, se necesita una resistencia de valor:

$$R_1 = \frac{V_i - V_F}{I_{F\max}}$$

$$R_1 \approx 160 \Omega$$

Por otro lado, dado que el optoacoplador es a colector abierto, se requiere colocar una resistencia de pull up R_2 para un correcto funcionamiento, como se observó en la FIGURA 4.13. Este valor de resistencia debe tener en cuenta que cuando la salida V_O del optoacoplador se encuentre flotante (la tensión de salida es fijada por la fuente de alimentación) la corriente de fuga en el transistor de salida del mismo no provoque una caída de tensión considerable. Por otra parte, dicha resistencia no puede tomar valores pequeños, ya que

cuando la salida V_O del optoacoplador se encuentre a masa, es el resistor R_2 quien limita la corriente de salida. Esta corriente se establece por el fotodetector, y no debe superar el máximo establecido por el fabricante de 50 mA.

De la hoja de datos se obtiene que la corriente de fuga I_{OHmax} , cuando el transistor se encuentra cortado, es 100 μ A. Por consiguiente si se coloca una resistencia de valor:

$$R_2 = 2,4 \text{ k}\Omega$$

se obtiene una caída de tensión de 100mV. Esta caída es insignificante frente a la tensión con que se alimentará el optoacoplador (5V), por lo que la salida del dispositivo en este estado será prácticamente 5V. Además este valor de resistencia establece una corriente por el fotodetector de 5mA, que es diez veces menor que la máxima tolerada por el dispositivo.

En la FIGURA 4.15 se muestra el circuito de aislación a implementarse en cada una de las líneas de control que comunican el hardware de control con el driver de excitación. Se hace notar en la mencionada figura la existencia de dos masas diferentes a ambos lados del optoacoplador, una correspondiente a los circuitos de control (GNDC) y la otra para los circuitos de potencia (GNDP).

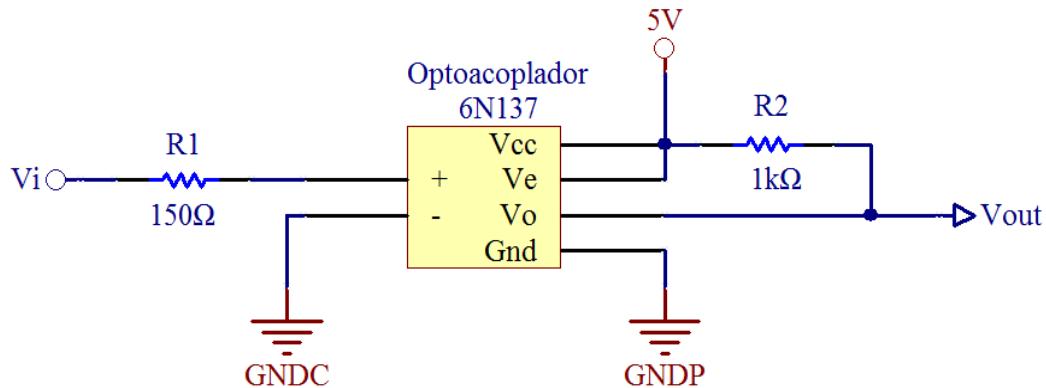


FIGURA 4.15. Esquema del circuito de aislación a implementar, utilizando el optoacoplador 6N137.

4.5.3. CIRCUITO ADAPTADOR DE NIVELES

Como se mencionó en secciones anteriores, operar el driver IR2110 con niveles lógicos mayores permite reducir los tiempos de retardo en las conmutaciones e incrementa el margen de inmunidad al ruido en las señales de control. Por este motivo, y dado que el circuito bootstrap se alimenta con una tensión VCC de 15V, se utilizará esta misma tensión para alimentar el driver.

De la observación de la FIGURA 4.10 se deduce que utilizar 15V en la alimentación del IR2110 hace necesario que las señales lógicas provenientes del circuito de aislación sean compatibles con dicha tensión. Dado que el optoaislador opera con niveles lógicos de 0 – 5 V debido a la tensión de alimentación elegida para el mismo, deberá implementarse un circuito que adapte dichos niveles a los correspondientes al driver IR2110 (0 – 15 V).

Para llevar a cabo esta adaptación de niveles y por una cuestión de disponibilidad comercial se escogió el driver TC4424 de Maxim, que presenta las siguientes características:

	Denominación / Fabricante	Canales	$V_{DD\ max}$	I_{PKmax}	t_{rmax}
Driver	TC4424 / Maxim	2	22 V	3 A	40 ns

Donde:

V_{DDmax} es la tensión de alimentación máxima;

I_{PKmax} es la corriente de salida máxima;

t_r es el tiempo de retardo a la conmutación.

En la FIGURA 4.16 se muestra un esquema de su estructura interna, donde se observa una configuración de tipo *push-pull* que permite obtener niveles lógicos de salida de 0 - V_{DD} .

Este driver en su versión 4424 no presenta inversión entre la entrada y la salida. Admite tensiones de entrada en el rango 0-22V y permite obtener tensiones de salida de hasta 22V, dependiendo con qué tensión V_{DD} se lo alimente. Por consiguiente, alimentando el driver TC4424 con 15V, se logra el objetivo propuesto.

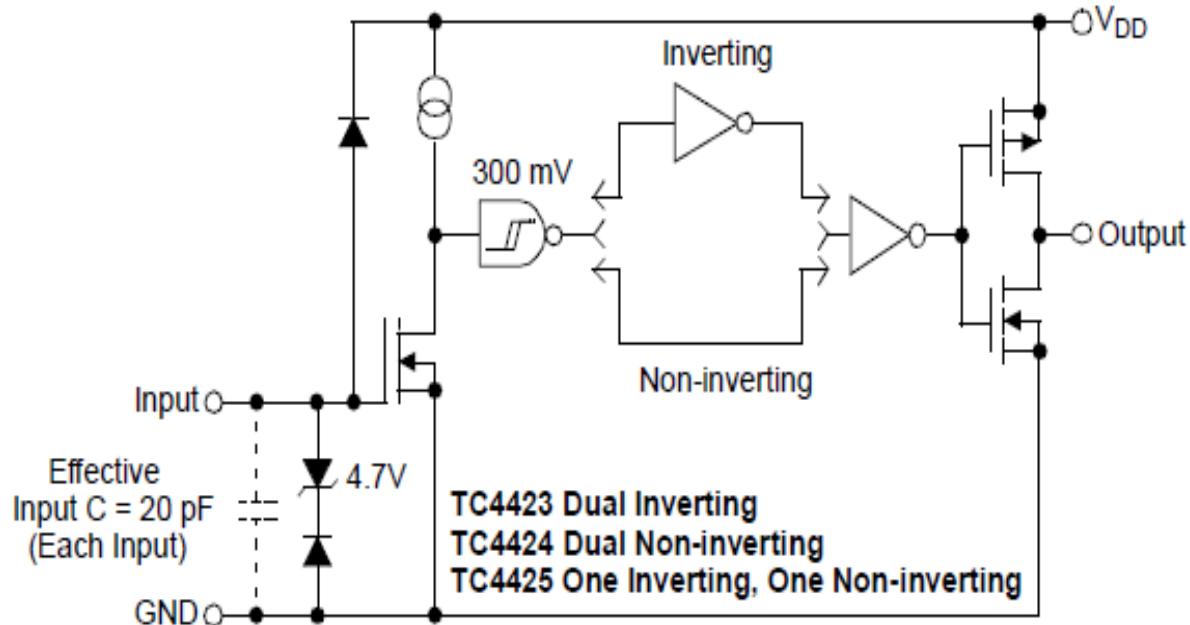


FIGURA 4.16. Estructura interna del driver adaptador de niveles TC4424

4.6. ETAPA DE PROTECCIÓN, AISLACIÓN Y ADAPTACIÓN COMPLETA

En la FIGURA 4.17 se muestra la interconexión de los tres circuitos diseñados en esta sección, así como la conexión con el driver de excitación IR2110. En la misma se observan además los capacitores de desacople correspondientes a la conexión entre cada circuito integrado y su fuente de alimentación. Es importante señalar que, debido a que los optoacopladores del circuito de aislación presentan inversión en los niveles de salida respecto a sus entradas, fue necesario modificar ligeramente el circuito de protección mostrado en la FIGURA 4.12, reemplazando las dos compuertas AND existentes por compuertas NAND. Esta alteración en el diseño no modifica la elección realizada para circuito integrado, sino que por el contrario facilita su implementación, dado que el MM74HC00 contiene compuertas de tipo NAND.

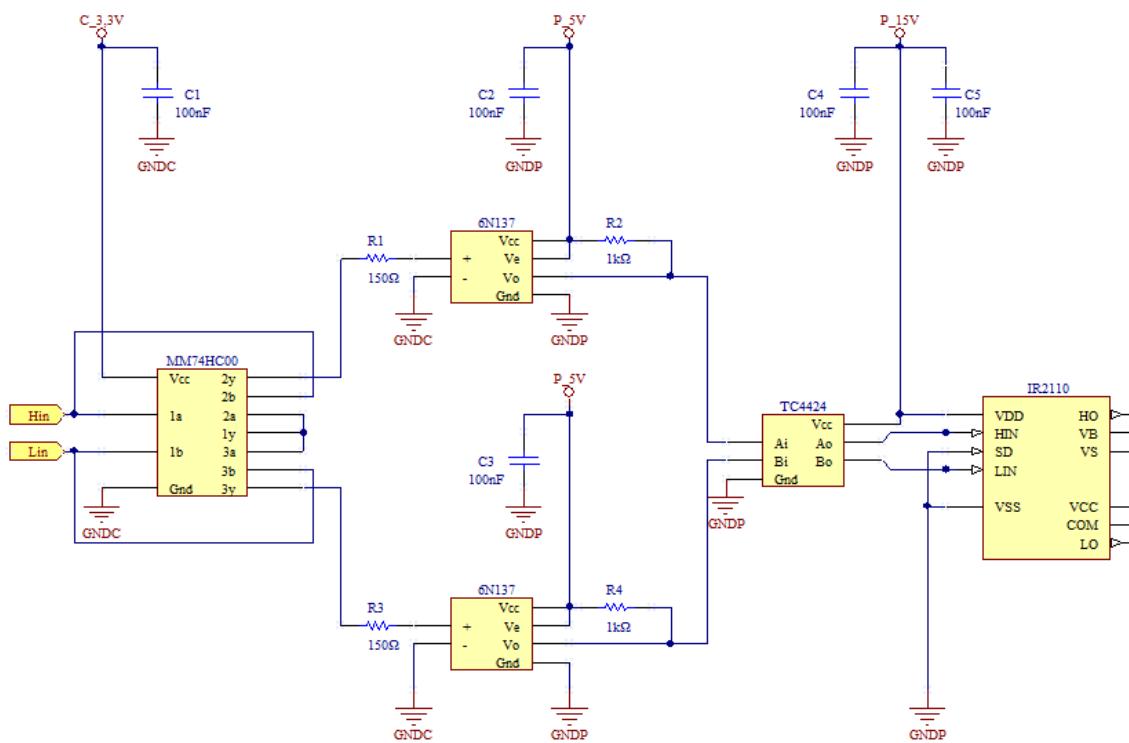


FIGURA 4.17. Etapa de protección, aislación y adaptación conectada al driver de excitación

4.7. CÁLCULO DEL DISIPADOR DE CALOR DEL CONVERTIDOR

De los elementos que conforman el convertidor, sólo los transistores y el inductor merecen un análisis detallado respecto del calor disipado y su correspondiente sobreelevación de temperatura en funcionamiento.

En lo que respecta al inductor, se obtuvo en la sección 4.3.1.3 que la sobreelevación de temperatura por encima de la temperatura ambiente es como máximo 25 °C, determinando una temperatura máxima de trabajo alrededor de los 65 °C. Esta condición resulta admisible tanto por el conductor como por el núcleo dado que, como se analizó también en la sección 4.3.1.3, la temperatura máxima de operación del conductor es 180 °C y la Temperatura de Curie del núcleo es 190 °C.

En conclusión, no será necesario implementar en el inductor un mecanismo que facilite la disipación de calor en el inductor.

En cuanto al comportamiento térmico de los transistores de potencia, se evaluará primeramente si los mismos necesitan un disipador. A partir de su hoja de datos, se considera:

T _{jmax}	R _{θj-amb}
150 °C	40 °C/W

Donde:

$T_{j\max}$ es la temperatura máxima de juntura;

$R_{\theta j-amb}$ es la resistencia térmica entre la juntura y el medioambiente.

Conocidos estos parámetros, es necesario saber además la potencia P que disipa el componente, así como la temperatura ambiente de trabajo T_a que se estime oportuna, típicamente unos 40 °C.

Para el cálculo de P se considerará el caso extremo en el que uno de los transistores se encuentra activo en forma continua, conduciendo la máxima corriente que la pila de combustible es capaz de entregar, es decir 15A. Esta condición nunca se dará, pero es una forma de tener cierto margen de seguridad en el dimensionamiento.

Por lo tanto, para un transistor, considerando que la resistencia interna del dispositivo en conducción es:

R _{DSon}
0,085 Ω

La potencia disipada por este será:

$$P = (15A)^2 \cdot 0,085\Omega = 19,15W$$

Pues bien, conociendo $R_{\theta j-amb}$ se puede estimar la temperatura que alcanzaría la unión del componente, $T_{j\text{-estimada}}$, de la siguiente forma:

$$T_{j\text{-estimada}} = P \cdot R_{\theta j\text{-amb}} + T_a$$

Así, si $T_{j\text{-estimada}}$ es igual o mayor que $T_{j\text{max}}$, o si es menor que esta última pero está peligrosamente cerca, debe colocarse un disipador que ayude al componente a evacuar el calor. En este caso:

$$T_{j\text{-estimada}} = 19,15W \cdot 40^\circ C/W + 40^\circ C$$

$$T_{j\text{-estimada}} = 806^\circ C$$

De esta forma, se comprueba que $T_{j\text{-estimada}}$ es mucho mayor que la máxima permitida para la juntura, de modo que es necesario colocar un disipador.

4.7.1. DIMENSIONAMIENTO DEL DISIPADOR

Habiendo advertido la necesidad de colocar un disipador para los transistores, se deben realizar los cálculos que permitan su dimensionamiento. El diagrama del montaje componente-disipador puede verse en la FIGURA 4.18.

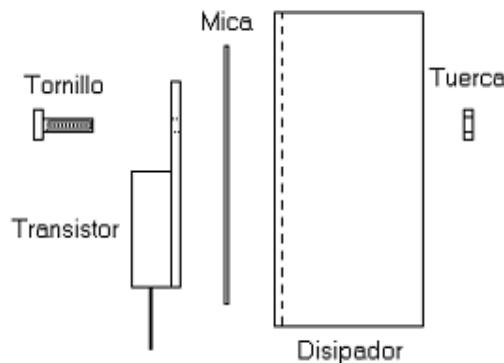


FIGURA 4.18. Montaje del MOSFET en el disipador

Este montaje tiene el siguiente circuito térmico, o de flujo de calor, asociado:

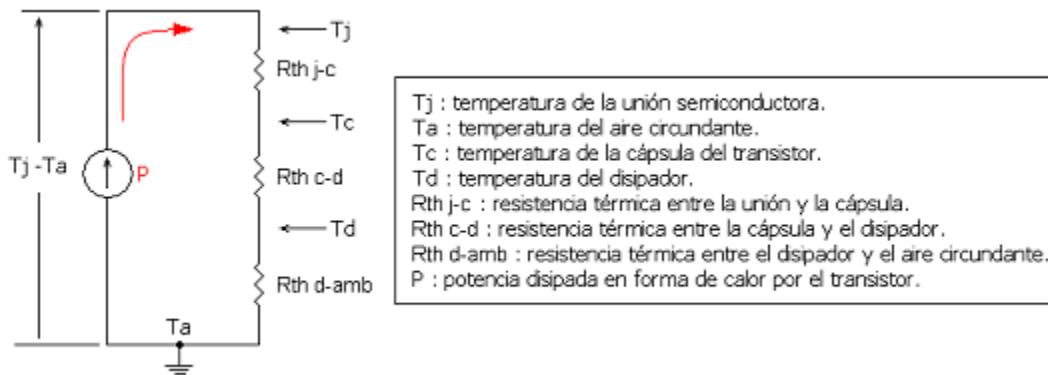


FIGURA 4.19. Circuito térmico equivalente del conjunto transistor-disipador de calor

Por analogía con los circuitos eléctricos y considerando la Ley de Ohm Térmica, se puede ver que:

$$T_j - T_a = P \cdot (R_{th,j-c} + R_{th,c-d} + R_{th,d-amb}) \quad (4.2)$$

Por regla general, $R_{th,c-d}$ se puede tomar entre 0,5 y 1 °C/W siempre y cuando la unión que se haga entre el componente y el dissipador sea directa (sin mica aislante) y con silicona termo-conductora. Si esta unión se efectúa con mica y sin silicona la resistencia térmica de contacto toma valores entre 1 y 2 °C/W. Si se utiliza mica y además silicona termo-conductora, la resistencia estaría limitada entre 1 y 1,5 °C/W.

Lo que se pretende hallar es $R_{th,d-amb}$ debiendo ser conocidos el resto de los parámetros utilizando la hoja de datos [16] respectiva de los transistores utilizados.

Por consiguiente, despejando de la ecuación 4.2

$$R_{th,d-amb} = \frac{T_j - T_a}{P} - R_{th,j-c} - R_{th,c-d}$$

Considerando:

$P = 19,15\text{W}$ calculado en párrafos anteriores.

$T_j \approx 100^\circ\text{C}$. Temperatura de la juntura del orden del 65% de la Temperatura de juntura máxima admisible por el transistor $T_{j\max}$

$R_{th,j-c} = 0,65 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$. De hoja de datos

$R_{th,c-d} = 1,5 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Se utilizará una mica aislante sin silicona termo-conductora.

Se obtiene:

$$R_{th,d-amb} \approx 1^{\circ}\text{C} / \text{W}$$

Luego, en función del valor de resistencia térmica disipador – ambiente hallado, y a partir de factores térmicos [17], se elige el disipador, cuyas dimensiones son:

Ancho	200 mm
Altura	100 mm
Profundidad	40 mm
Espesor	5 mm

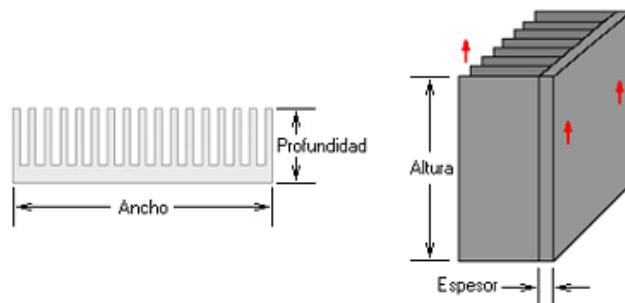


FIGURA 4.20. Dimensiones del disipador

4.8. RESUMEN

Se ha finalizado con el análisis y diseño de cada uno de los circuitos correspondientes a la etapa de potencia, necesarios para producir la conmutación de los transistores del convertidor elevador en forma eficiente y segura. La FIGURA 4.21 muestra la forma en que los circuitos de protección, aislación, adaptación de niveles y excitación se concatenan de modo tal que, a partir de las señales provenientes de la etapa de control, permiten excitar los terminales de gate de los transistores del convertidor adecuadamente.

Se observa en la mencionada figura la necesidad de contar con fuentes de tensión para alimentar los circuitos integrados utilizados. La implementación de estas fuentes de energía forma parte de este trabajo y será uno de los temas de estudio del capítulo 5, junto con los circuitos de instrumentación necesarios para proveer información acerca del funcionamiento del convertidor al sistema de control.

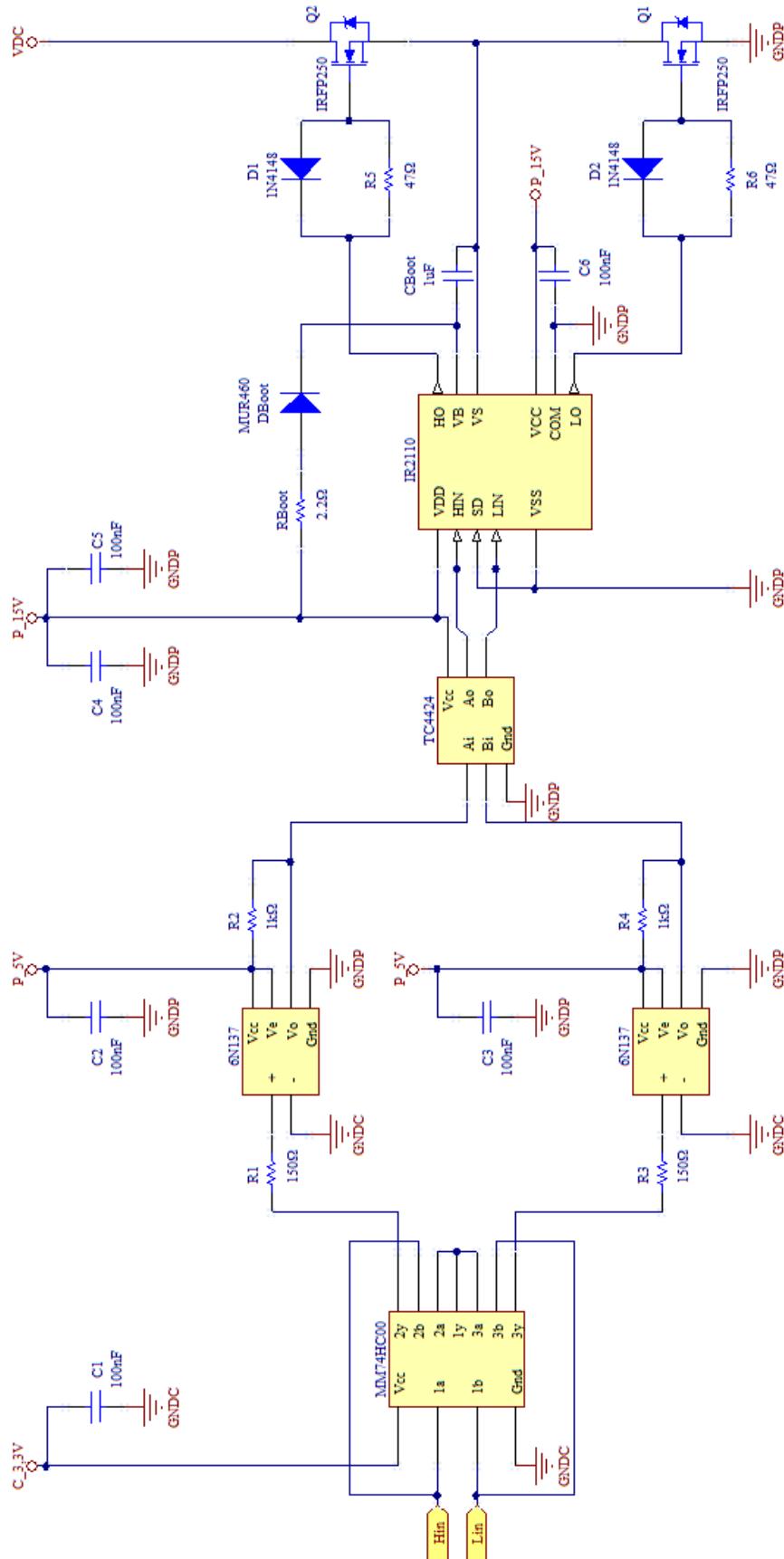


FIGURA 4.21. Circuitos de protección, aislación, adaptación y excitación entre las salidas del hardware de control y los terminales gate de los transistores del convertidor

5

INSTRUMENTACIÓN Y FUENTES AUXILIARES

5.1. INTRODUCCIÓN

La etapa de potencia desarrollada en el capítulo 4 ha sido diseñada para operar bajo distintas condiciones de carga, a partir de acciones de control adecuadas. Para que esto sea posible es necesario abastecer al sistema de control con suficiente información respecto al estado de funcionamiento de la etapa. En este sentido, se requiere de la implementación de ciertos circuitos que permitan medir las variables eléctricas que contienen dicha información, en forma precisa y fiable. Además suele ser necesario acondicionar estas señales para adaptarlas a los niveles requeridos por el sistema de control. Estas acciones entre otras, son llevadas a cabo por los denominados circuitos de instrumentación, y su implementación será objeto de estudio del presente capítulo. En el mismo se abordará también el diseño de las fuentes de tensión necesarias para alimentar los distintos circuitos de este trabajo. La FIGURA 5.1 ilustra los objetivos de este capítulo, en el contexto de la totalidad del trabajo a realizar.

5.2. CIRCUITOS DE INSTRUMENTACIÓN

La instrumentación electrónica consiste en el estudio y desarrollo de circuitos y sistemas electrónicos destinados a la medición, visualización, generación y conversión de señales eléctricas, así como los dispositivos o circuitos

electrónicos que convierten una señal no eléctrica en una eléctrica. En el presente trabajo las variables de interés a medir consisten en magnitudes eléctricas y por lo tanto se requiere de circuitos electrónicos que conviertan dichas señales en otras de características y rango determinados.

Como se desarrollará en el capítulo 6, la estrategia de control a implementar en este trabajo implica la necesidad de conocer los valores de corriente en la entrada y tensión en la salida del convertidor. Sin embargo, en vista de la versatilidad pretendida para el sistema diseñado, se ha decidido disponer de la medición de tensión y corriente tanto en la entrada como en la salida.

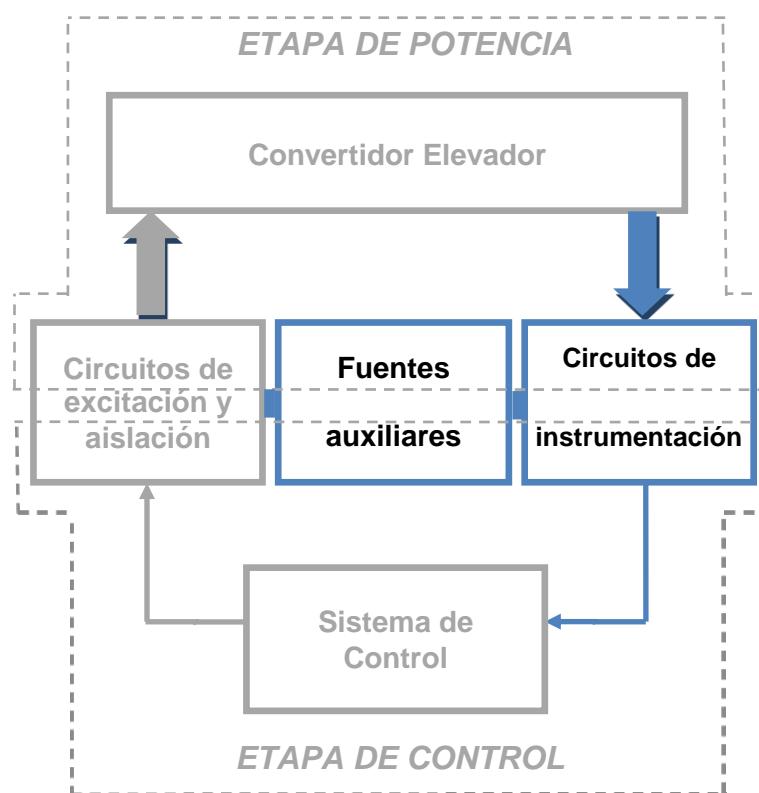


FIGURA 5.1 Esquema general del trabajo a realizar, donde se resaltan los bloques a diseñar en este capítulo.

5.3. SENSADO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA Y EN LA SALIDA DEL CONVERTIDOR

El sensado de corriente consiste en medir determinada corriente eléctrica de interés y representar su valor a través de una señal de otra naturaleza,

generalmente una tensión, para que esta pueda ser comprendida y procesada por un sistema de control.

5.3.1. ELECCIÓN DEL SENSOR DE CORRIENTE

Existe una gran variedad de sensores de corriente para diversas aplicaciones; algunas de las técnicas más empleadas en la actualidad se describen a continuación:

- Transformador de corriente para medición

Básicamente la función de un transformador de corriente es reducir grandes valores de corrientes a valores aceptables por instrumentos, aparatos de medida, u otros dispositivos de medida y control. Presenta un bobinado primario y uno secundario donde la corriente secundaria es prácticamente proporcional a la corriente primaria, y se encuentra desfasada de ella un ángulo cercano a cero, para un sentido apropiado de conexiones. El primario de dicho transformador está conectado en serie con el circuito que se desea medir, en tanto que en el secundario puede conectarse un resistor de precisión para obtener una tensión proporcional a la corriente medida. Ambos bobinados suelen montarse sobre un mismo núcleo ferromagnético, favoreciendo su concatenación magnética.

Los errores que devienen de la utilización de transformadores de corriente están emparentados fundamentalmente con la energía almacenada en el campo magnético. La energía necesaria para el mantenimiento del mismo, así como las pérdidas magnéticas debidas al material con el que está construido el núcleo aportan a los denominados errores *de relación* (apartamiento respecto de la relación de transformación nominal) y de fase (desfasaje entre las corrientes primaria y secundaria). Por otro lado, el material ferrítico contenido en el núcleo se puede saturar cuando la corriente primaria es muy alta o cuando hay una componente importante de continua en la corriente. Los transformadores de medición se diseñan de modo tal de minimizar los apartamientos respecto al comportamiento ideal, por lo que resultan ser mucho más exactos y precisos que los transformadores comunes, pero también más costosos.

➤ Bobina de Rogowski

La bobina Rogowski, llamada así en honor a su inventor Walter Rogowski, es un dispositivo electrónico, usado como transductor para medir corriente alterna (AC) o pulsos rápidos de corriente. Consiste en una bobina uniformemente arrollada en un núcleo de material no magnético de sección transversal constante, distribuido en forma de lazo cerrado. Su principio de funcionamiento se basa en medir los cambios del campo magnético que se producen alrededor de un hilo portador de corriente, para producir una señal de tensión proporcional a la derivada de la corriente (di/dt). Es evidente que si se desea obtener una tensión proporcional a la corriente a medir es necesaria una etapa extra que consta de un integrador.

En la figura 5.2 se observa una bobina de Rogowski con su etapa integradora.

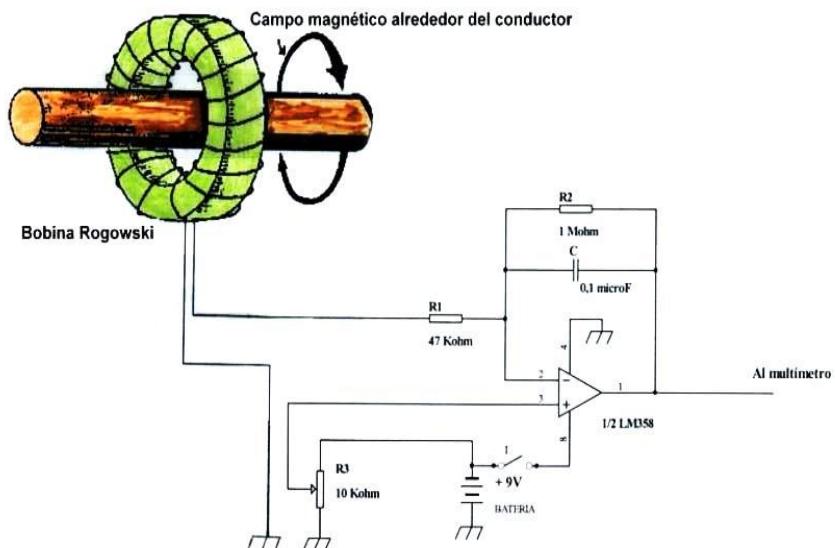


FIGURA 5.2 Bobina Rogowski con integrador

➤ Shunt de corriente de baja resistencia

Consiste en una resistencia que se coloca en serie al dispositivo que se desea medir, de manera de observar la tensión generada sobre dicha resistencia.

De entre los distintos tipos de sensores existentes, los shunt de corriente son los de menor costo económico, además ofrecen una lectura sencilla y con una buena precisión. Este tipo de sensor es la solución más popularmente utilizada para la medición de corriente.

Cuando se realizan las mediciones de corriente con alta precisión, es necesario tener en cuenta la inductancia del shunt [26] aunque sólo a frecuencias relativamente altas afecta a la magnitud de la impedancia. Por lo tanto es importante seleccionar una resistencia shunt apropiada, con un valor muy bajo de resistencia de modo tal de minimizar la disipación de potencia, un valor bajo de inductancia y una tolerancia razonablemente pequeña para mantener una precisión global en el circuito.

El mayor problema en la utilización de este método de medición de corriente es la disipación de energía que se genera en la resistencia, ya que esta es proporcional al cuadrado de la corriente, lo que implica grandes pérdidas a corriente elevadas.

En la FIGURA 5.3 se muestran ejemplos de estos dispositivos, donde pueden observarse los cuatro terminales característicos en resistores de muy bajo valor, que permiten minimizar la resistencia de contacto del circuito de medición.



FIGURA 5.3 Shunts de resistencia de bajo valor

➤ Sensor de **efecto Hall**

Para analizar este tipo de sensores es necesario comprender primero al denominado *efecto Hall*, que es una consecuencia de la fuerza que se ejerce sobre una carga eléctrica en movimiento cuando se encuentra sometida a la acción de un campo eléctrico y un campo magnético. En 1879 el físico E. Hall descubrió que cuando un conductor sobre el que circulaba corriente era colocado en un campo magnético de dirección perpendicular a la misma, podía medirse una pequeña diferencia de potencial en la dirección perpendicular a la corriente y al campo (FIGURA 5.4).

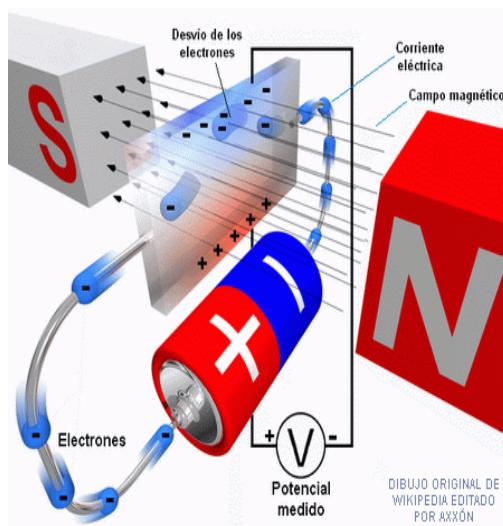


FIGURA 5.4. Representación del fenómeno conocido como Efecto Hall

Un sensor de efecto Hall puede medir campos magnéticos, corrientes o determinar una posición. Esta clase de sensores presenta una muy baja resistividad, lo que resulta muy importante dado que el valor de la corriente a medir no se ve afectado, además de tener muy bajo consumo de potencia.

Existen dos tipos principales de sensores de Efecto Hall, anillo abierto (open-loop) y anillo cerrado (closed-loop). El segundo ofrece mejor precisión y rangos dinámicos más amplios pero a un costo mayor. Ambos presentan una excelente respuesta en frecuencia y permiten medir corrientes muy elevadas.

La TABLA 5.1 resume las principales características de las técnicas de sensado de corriente descriptas previamente, facilitando su comparación. Para

su confección se han escogido aquellas cualidades que revisten interés para este trabajo.

TABLA 5.1 Caracterización de las principales técnicas de sensado de corriente en circuitos electrónicos

	<i>Transformador de corriente</i>	<i>Bobina de Rogowski</i>	<i>Shunt</i>	<i>Efecto Hall</i>
<i>Consumo de potencia</i>	Bajo	Bajo	Alto	Bajo
<i>Variación de salida con la temperatura</i>	Bajo	Muy bajo	Medio	Medio
<i>Linealidad en rango de medición</i>	Buena	Buena	Muy buena	Buena
<i>Costo</i>	Medio	Bajo	Muy bajo	Medio
<i>Problema de offset de continua</i>	No	No	Si	Si
<i>Problema de saturación e histéresis</i>	Si	No	No	Si
<i>Aislamiento eléctrico</i>	Si	Si	No	Si
<i>Medición de componente DC</i>	No	No	Si	Si
<i>Tamaño</i>	Grande	Grande	Pequeño	Muy pequeño
<i>Capacidad de medición en altas corrientes</i>	Buena	Buena	Muy mala	Buena

La elección del sensor de corriente se realizará en función de las características del convertidor y de las necesidades del proyecto. En este sentido, las corrientes de entrada y de salida del convertidor son de naturaleza mixta, presentando un valor de continua y componentes de alterna que conforman el ripple de corriente. Por lo tanto es necesario que la técnica de sensado a implementar permita la medición de este tipo de corrientes. Así mismo, se deberá tener en cuenta que para la aplicación en cuestión es indispensable contar con aislación eléctrica entre el circuito a medir y los

circuitos de instrumentación. En caso contrario, no sólo se pondría en riesgo la integridad de los circuitos de control e instrumentación, sino que además, se desperdiciaría el circuito de aislación implementado entre el sistema de control y el driver de excitación de los transistores del convertidor, desarrollado en el capítulo 4.

Se observa en la TABLA 5.1 que el shunt, a pesar de ser la opción más económica, no puede utilizarse dado que su implementación no provee aislación eléctrica entre el circuito principal y los circuitos de instrumentación y control.

En tanto el transformador de corriente como la bobina de Rogowski, a pesar de proveer la aislación galvánica necesaria, tampoco resulta una opción válida puesto que son incapaces de sensar la componente de continua de la corriente a medir.

Por último resta analizar a los sensores de efecto Hall. Como muestra la TABLA 5.1, esta tecnología presenta muy buenas cualidades que la hacen muy adecuada para este tipo de mediciones. No sólo ofrecen aislación, capacidad de medir componente de continua y bajo consumo de potencia, sino que además son muy pequeños frente al resto de los sensores, y un uso adecuado de los mismos evita su saturación. Además en el mercado se hallan sensores de este tipo que poseen internamente etapas integradas cuyo objetivo es minimizar las demás desventajas que comúnmente presentan, destacadas en la tabla mencionada. Un ejemplo de ello es el sensor ACS709 de Allegro MicroSystems. Este cuenta entre otras cosas, con una etapa que minimiza el offset de continua.

En base al análisis aquí desarrollado se concluye que la mejor opción para el sensado de corriente, tanto en la entrada como en la salida del convertidor, es utilizar la tecnología basada en el efecto Hall.

Sensor ACS709 – Allegro MicroSystems

Entre los sensores de efecto Hall comerciales más populares se hallan los pertenecientes a la familia ACS de Allegro Microsystems. El ACS709 ofrece la posibilidad de medir una corriente eléctrica en forma económica y con gran precisión. Consiste en un circuito integrado presentado en un pequeño

empaquetamiento, diseñado para su montaje en circuitos impresos en forma superficial, lo que permite una fácil implementación en distintas aplicaciones.

En la FIGURA 5.5 se muestra una representación de su circuito interno.

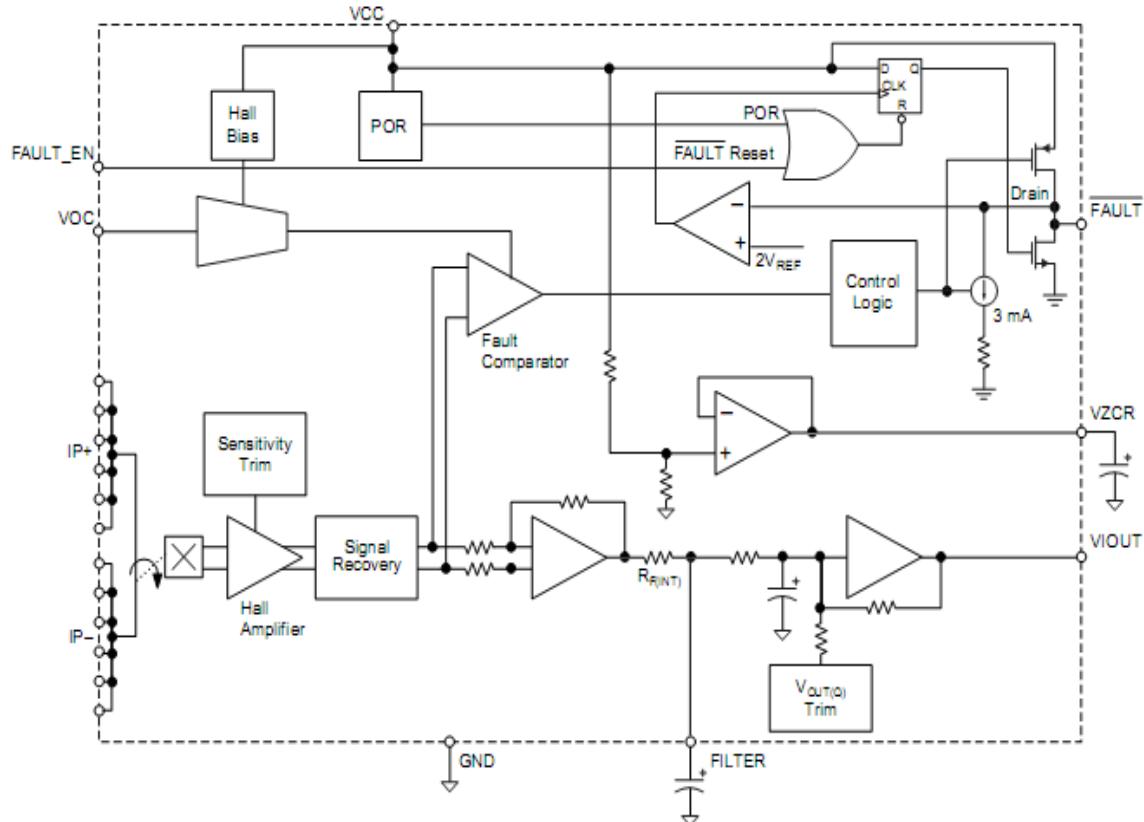


FIGURA 5.5. Circuito interno del sensor ACS 709

Entre sus principales características se destacan las siguientes:

	Modelo / Fabricante	I_p	V_{ISO}	t_{prop}
Sensor de Corriente	ACS 709 Allegro	$\pm 37,5 \text{ A}$	$2100 \text{ V}_{\text{RMS}}$	$1\mu\text{s}$

- Rango lineal de medición I_p de hasta $\pm 37,5 \text{ A}$ de corriente, optimizado en $\pm 20 \text{ A}$. Esto es más que suficiente para el presente trabajo, ya que se desean medir corrientes de no más de 17 A.
- Sensibilidad de 56 mV/A , lo que determina un rango de tensión de salida de $\pm 2,1 \text{ V}$, referenciados a un offset de $2,5 \text{ V}$. (En ausencia de corriente el sensor coloca en su salida $2,5\text{V}$).

- Ancho de banda seleccionable mediante la colocación de un capacitor en el pin “*FILTER*”, con la finalidad de eliminar ruidos indeseados sin provocar un deterioro en la señal a medir.
- Umbral de corriente configurable mediante el pin “*VOC*”, de modo que si la corriente a medir supera dicho umbral, da “aviso” poniendo en nivel bajo el pin “*/FAULT*”.
- Tensión de aislación V_{ISO} de 2100 V_{RMS} entre el primario donde circula la corriente y la circuitería del dispositivo
- Ofrece bajas pérdidas dado que presenta una resistencia de entrada de 1,1mΩ.
- Tiempos de propagación típicos de 1μs.
- Presenta una etapa para minimizar el offset de continua indeseado denominada técnica de estabilización por troceado, de manera de producir una precisa y adecuada tensión de salida

Como se mencionó anteriormente el ACS 709 utiliza una técnica de estabilización por troceado que elimina casi por completo la tensión inducida por efectos de la temperatura. Esta técnica de reducción está basada en un proceso de modulación y demodulación. La modulación permite separar en el dominio de la frecuencia la tensión de offset. Luego mediante un filtro pasa - bajo, la señal de offset de continua indeseada es eliminada, mientras que la señal medida atraviesa el filtro. Como resultado de este procedimiento de estabilización, la tensión de salida del sensor es precisa e insensible a los efectos de la temperatura y estrés mecánico.

5.3.2. ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

Las señales medidas por el sensor de corriente serán digitalizadas mediante un conversor analógico digital (ADC) implementado dentro del hardware de control, de modo que sean comprendidas por la unidad de procesamiento del mismo. Es conveniente aprovechar al máximo el rango dinámico del ADC para aumentar la resolución y obtener mayor precisión en la conversión. Por este motivo se implementará una etapa de acondicionamiento de señal que mediante una ganancia, permita adaptar la tensión máxima de salida del sensor a un valor cercano al fondo de escala del ADC (FIGURA 5.6). Como se detallará en el capítulo 6, el conversor analógico-digital integrado en el

hardware del sistema de control a implementar cuenta con un fondo de escala de 3 V.

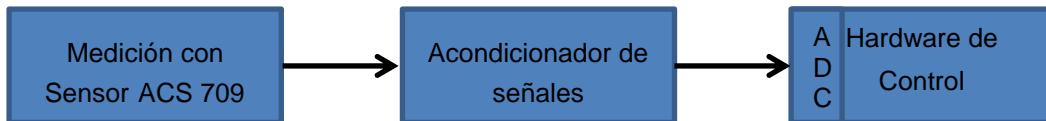


FIGURA 5.6. Diagrama ilustrativo de la ubicación de la etapa de acondicionamiento.

La etapa de acondicionamiento se realizará mediante un filtro activo pasabajo (FIGURA 5.7), diseñado no sólo para adaptar niveles de tensión entre el sensor y el ADC sino también para proveer mayor inmunidad al ruido al sistema de medición.

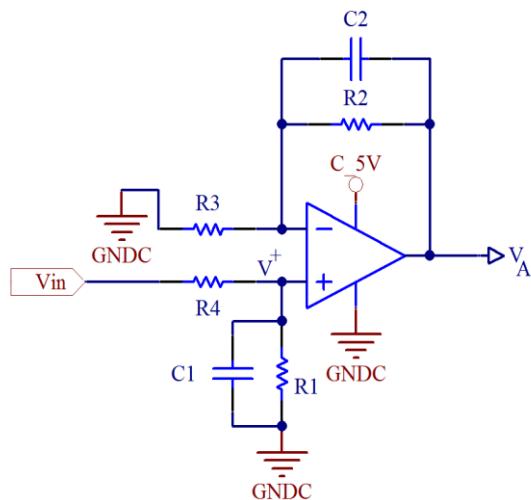


FIGURA 5.7. Circuito acondicionador

Cálculo de la transferencia

$$V_A = V^+ \cdot \left(1 + \frac{Z_2}{R_3} \right) \quad (5.1)$$

Donde:

$$\bullet \quad V^+ = V_{in} \cdot \left(\frac{Z_1}{Z_1 + R_4} \right) = V_{in} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{R_4}{Z_1}} \right)$$

Siendo

$$\frac{R_4}{Z_1} = \frac{R_4}{\frac{1}{R_1^{-1} + s \cdot C_1}} = \frac{R_4}{\frac{R_1}{1 + s \cdot R_1 \cdot C_1}} = \frac{R_4}{R_1} \cdot (1 + s \cdot R_1 \cdot C_1)$$

$$\bullet \quad \left(1 + \frac{Z_2}{R_3} \right) = 1 + \frac{\frac{1}{R_2^{-1} + s \cdot C_2}}{R_3} = 1 + \frac{\frac{R_2}{1 + s \cdot R_2 \cdot C_2}}{R_3} = \frac{(R_3 + R_2) + s \cdot R_3 \cdot R_2 \cdot C_2}{R_3 + s \cdot R_3 \cdot R_2 \cdot C_2}$$

Efectuando el reemplazo correspondiente en la ecuación 5.1 se obtiene:

$$V_A = V_{in} \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_4) + s \cdot R_4 \cdot R_1 \cdot C_1} \cdot \frac{(R_3 + R_2) + s \cdot R_3 \cdot R_2 \cdot C_2}{R_3 + s \cdot R_3 \cdot R_2 \cdot C_2}$$

Luego, si:

$$C_1 = C_2$$

$$R_1 \cdot R_4 = R_3 \cdot R_2$$

$$R_1 + R_4 = R_3 + R_2$$

Se obtiene:

$$V_A = V_{in} \cdot \frac{R_1}{R_3 + s \cdot R_3 \cdot R_2 \cdot C_2}$$

$$\frac{V_A}{V_{in}} = \frac{\frac{R_1}{R_3}}{1 + s \cdot R_2 \cdot C_2}$$

(5.2)

Lo que determina un filtro pasabajo de primer orden con ganancia en continua:

$$G_{cc} = \frac{R_1}{R_3}$$

y una frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2}$$

5.3.3. CIRCUITO DE SENSADO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR

Para realizar la medición de corriente en la entrada deberán tomarse ciertos recaudos a la hora del diseño del circuito. En primer lugar se debe seleccionar el ancho de banda adecuado en el sensor mediante la colocación de un capacitor en el pin FILTER del mismo. Si bien, como se verá en el siguiente capítulo, el control a desarrollar en este trabajo requiere únicamente del sensado del valor medio de la señal, existen otras estrategias de control que necesitan información acerca de las componentes de frecuencia de la señal. Por este motivo se establecerá un ancho de banda suficientemente grande como para permitir en el futuro la implementación por parte del plantel del LEICI de este tipo de estrategias de control. En consecuencia, se ha elegido un capacitor de:

CF₁ | 100 pF

Este permite medir hasta ocho armónicos de la frecuencia fundamental de 20 kHz [27].

Habiéndose definido la configuración del sensor de corriente, es necesario hacer lo propio con el circuito de acondicionamiento. Como se mencionó previamente, el sensor de corriente tiene en ausencia de señal en su entrada, una tensión de salida constante de 2,5 V que permite medir corrientes bidireccionales sin cambios de signo en la tensión de salida del mismo. Transfiriendo la máxima potencia, 300 W, se establecerá en la entrada del convertidor una corriente media de 15 A, con un ripple de aproximadamente 1,66 A de pico (ver capítulo 4). Considerando un margen de seguridad de alrededor

del 10% para la corriente máxima a medir, el sensor ACS709 obtendrá en su salida, de acuerdo a su sensibilidad, una tensión no mayor a:

$$V_{IOUT\max} = 2,5V + 1,1 \cdot I_{\max} \cdot sens = 2,5V + 1,1 \cdot 16,66A \cdot 56 \frac{mV}{A}$$

$$V_{IOUT\max} = 3,52V$$

Por consiguiente, para aprovechar completamente el rango dinámico del ADC cuya máxima tensión admisible en la entrada es 3 V, se necesita una ganancia del acondicionador de corriente de:

$$G_{CC} = \frac{3V}{3,52V}$$

$$G_{CC} \approx 0,85$$

Luego

$$\frac{R_1}{R_3} = 0,85$$

En función de los valores de resistencias disponibles en el mercado se eligió utilizar:

R1	18,20 kΩ
R2	18,20 kΩ
R3	20,50 kΩ
R4	20,50 kΩ

que proporcionan una ganancia de 0,88.

En correspondencia con el ancho de banda seleccionado para el sensor, y a partir de la disponibilidad comercial de componentes, se escogieron capacitores de:

C1	68 pF
C2	68 pF

obteniéndose una frecuencia de corte f_c de 130 kHz que permite medir la

corriente con suficiente cantidad de armónicos, a la vez que colabora con el filtrado del ruido que puede inducirse en el circuito de medición.

Para completar el diseño del filtro activo se eligió utilizar el amplificador operacional dual TLC2272, que cuenta con las siguientes características de interés:

	Modelo / Fabricante	V_{IDmax}	V_{DDmax}
Amp. Operacional	TLC2272 / Texas Instruments	$\pm 16 \text{ V}$	8V

Donde:

V_{IDmax} es la máxima tensión diferencial de entrada;

V_{DDmax} es la máxima tensión de alimentación.

Además presenta la ventaja de no necesitar fuente partida para su alimentación.

En la FIGURA 5. se muestra el circuito completo de medición de corriente en la entrada del convertidor. En la misma se observa la presencia de capacitores de desacople en las conexiones con las fuentes de alimentación. El capacitor C de 1nF se ha colocado por indicación del fabricante.

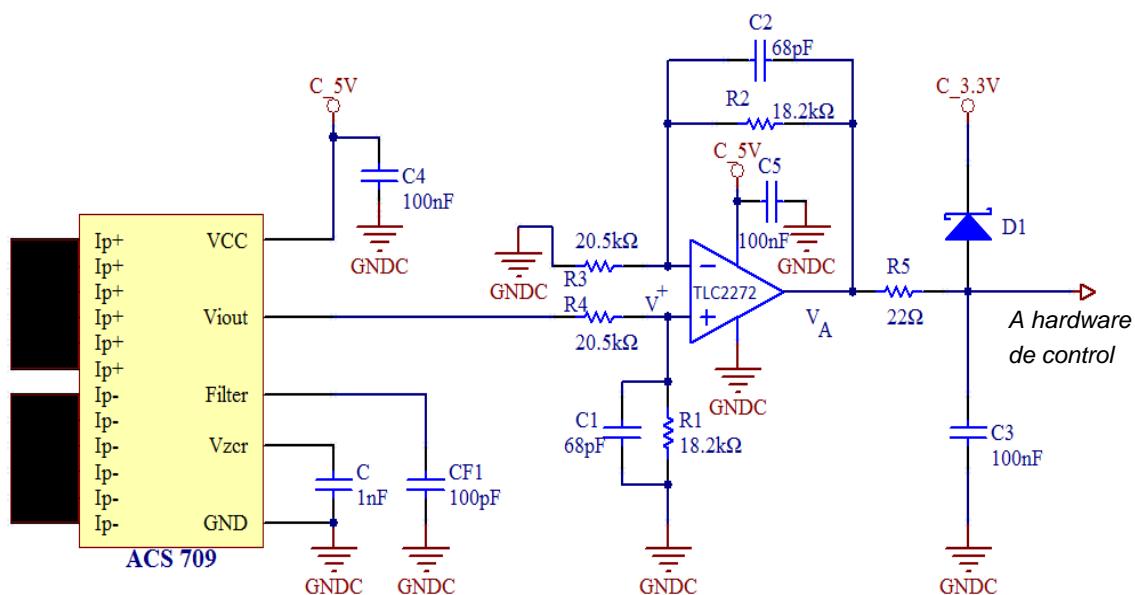


FIGURA 5.8. Circuito de medición de corriente en la entrada del convertidor

Además se ha implementado en su salida un pequeño circuito de protección compuesto por un diodo y una resistencia, que limita la tensión a la máxima permisible en las entradas del hardware de control. El diodo utilizado es el siguiente:

	Modelo / Fabricante	V _F
Diodo D ₁	MBR0520 / On Semiconductor	0,3 V

Cuando la tensión de salida supera los 3,6 V, el diodo D₁ entra en conducción, fijando una tensión en la entrada del hardware de control igual al valor mencionado. La resistencia R₅ se elige de manera tal que no influya en el funcionamiento normal del circuito pero que permita absorber la diferencia de tensiones entre la salida del acondicionador V_A y la impuesta por el diodo cuando este se enciende.

5.3.4. CIRCUITO DE SENSADO DE CORRIENTE EN LA SALIDA DEL CONVERTIDOR

Los pasos a seguir en el diseño de este circuito son idénticos a los realizados en la sección anterior. Dado que no resulta relevante medir las componentes de frecuencia de la corriente de salida del convertidor, se ha seleccionado un capacitor:



que proporciona al sensor un ancho de banda de aproximadamente 3 kHz. En cuanto al circuito de acondicionamiento, cuando el convertidor trabaje a potencia nominal, se establecerá en la carga una corriente continua máxima de 5A, con riple despreciable. Considerando un margen de seguridad del 10% para la misma, el sensor ACS709 obtendrá en su salida:

$$V_{IOUT\max} = 2,5V + 1,1 \cdot I_{\max} \cdot sens = 2,5V + 1,1 \cdot 5A \cdot 56 \frac{mV}{A}$$

$$V_{IOUT\max} = 2,81V$$

Por consiguiente:

$$G_{CC} = \frac{3V}{2,81V}$$

$$G_{CC} \approx 1,07$$

Luego

$$\frac{R_1}{R_3} = 1,07$$

En función de los valores de resistencias disponibles en el mercado se eligió utilizar:

R1	6,98 kΩ
R2	6,98 kΩ
R3	6,20 kΩ
R4	6,20 kΩ

que proporcionan una ganancia de 1,12.

Por cuestiones de disponibilidad se escogieron capacitores de

C1	3,3 nF
C2	3,3 nF

obteniéndose una frecuencia de corte f_c de 7 kHz que permite filtrar el pequeño riple en la corriente de salida y el ruido que puede inducirse en el circuito de medición.

Para completar el diseño se utilizó el mismo amplificador operacional que en la entrada (TLC2272) e inclusive el mismo encapsulado, por ser dual.

En la FIGURA 5.9 se muestra el circuito completo de medición de corriente en la salida del convertidor.

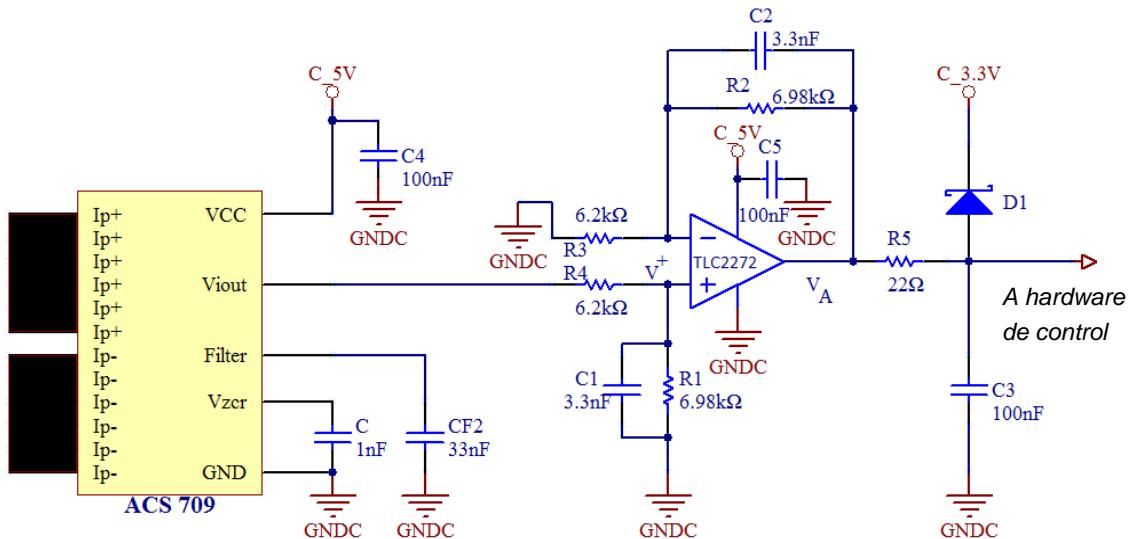


FIGURA 5.9. Circuito de medición de corriente en la salida del convertidor

5.4. SENSADO DE TENSIÓN EN LA ENTRADA Y EN LA SALIDA DEL CONVERTIDOR

A diferencia de lo que ocurría con la medición de corriente, el sensado de tensión no requiere de un transductor, sino que alcanza con obtener del circuito de trabajo la tensión de interés produciendo la menor perturbación posible en el proceso.

5.4.1. ELECCIÓN DEL SENSOR DE TENSIÓN

La selección de la técnica de sensado a implementar se reduce a la elección del dispositivo más apropiado para proveer aislación entre el circuito a medir y los circuitos de instrumentación y control posteriores. Algunas de las alternativas más eficientes para lograr este cometido son las siguientes:

➤ Transformadores de tensión para medición

Todo lo dicho para el transformador de corriente en la sección anterior es aplicable aquí, cambiando corriente por tensión. Es decir, el transformador de tensión permite obtener en su secundario una tensión que idealmente está en una relación perfectamente conocida e invariable respecto de la primaria. Sin embargo en una máquina real existirán apartamientos del comportamiento ideal, aunque suelen ser pequeños en los transformadores de medición, como se mencionó anteriormente.

➤ Amplificadores aislados

Consisten en pequeños circuitos integrados que permiten tomar la señal a medir directamente del circuito de interés, ofreciendo una impedancia de entrada muy elevada, del orden del megohm. Ofrecen aislación óptica entre la etapa de entrada o sensado y la salida hacia circuitos de instrumentación, conversores A/D, etc.

Tanto la tensión de entrada como la de salida del convertidor son de naturaleza continua. Si bien existirá un riple en ambas, este será suficientemente chico en condiciones normales de funcionamiento y no tendrá relevancia para el sistema de control, a diferencia de lo que ocurría con la corriente de entrada.

Por lo tanto para este trabajo se requiere de circuitos que sean capaces de sensar tensiones continuas únicamente. Dado que el transformador de tensión es incapaz de llevar a cabo esta tarea, se decide utilizar un amplificador aislado.

El HCPL 788J de Avago Technologies es un amplificador aislado generalmente utilizado para medir corrientes en motores eléctricos. En una típica aplicación, se detecta mediante el amplificador la tensión analógica consecuente del flujo de corriente a medir por una resistencia externa. Luego del otro lado del amplificador aislado se obtiene una tensión proporcional a la tensión analógica producida en la entrada. Es evidente que el amplificador puede utilizarse para la medición de corriente o tensión. En el presente trabajo se lo utilizará para medir las tensiones requeridas para efectuar un correcto

control del convertidor de potencia, como se mencionó en el inicio del capítulo. A continuación se detallan algunas características importantes:

	Modelo / Fabricante	$V_{IN- \text{ max}}, V_{IN+ \text{ max}}$	$V_{DD\text{max}}$	$V_{REF\text{max}}$	G_a
Amplificador aislado	HCPL 788J Avago	$V_{DD} + 0,5 \text{ V}$	5,5V	5,5V	$V_{REF}[\text{V}]/0.256$

Donde:

$V_{IN\text{max}}$ es la máxima tensión de entrada;

$V_{DD\text{max}}$ es la máxima tensión de alimentación;

$V_{REF\text{max}}$ es la máxima tensión de referencia;

G_a es la ganancia de tensión.

En la FIGURA 5.10 se muestra un diagrama en bloques del funcionamiento de este dispositivo. Es importante señalar que aunque el valor máximo de tensión de entrada admisible esté en función de V_{DD} , el amplificador se satura indefectiblemente para tensiones superiores a 256 mV. El fabricante recomienda aplicar señales de hasta 200 mV para un correcto funcionamiento.

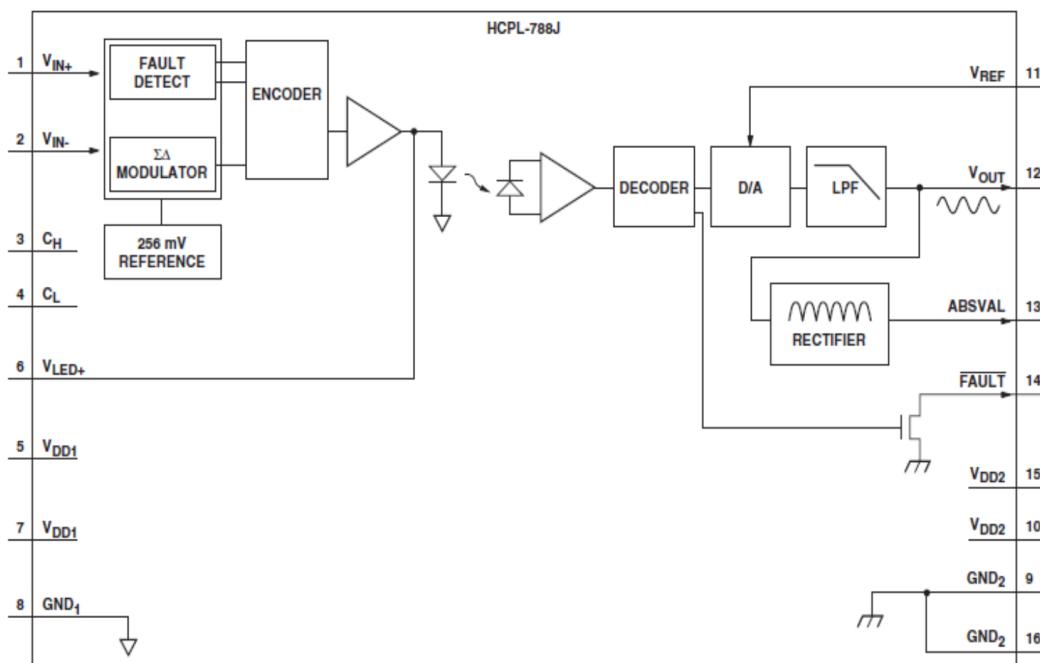


FIGURA 5.10. Circuito interno del amplificador aislado HCPL 788J

Como se observa en la mencionada figura, el HCPL 788J cuenta con dos salidas distintas, denominadas V_{OUT} y $ABSVAL$ respectivamente. La salida V_{OUT} utiliza todo el rango de salida para representar tensiones de entrada desde -256 mV a +256 mV, por lo que en ausencia de señal de entrada presenta en su salida una tensión igual a $V_{REF}/2$. La salida $ABSVAL$ aprovecha todo el rango de salida para representar tensiones de entrada unipolares, sin distinción de signo. En la FIGURA 5.11 se representan ambas salidas en función de la tensión de entrada, para una referencia V_{REF} de 4 V.

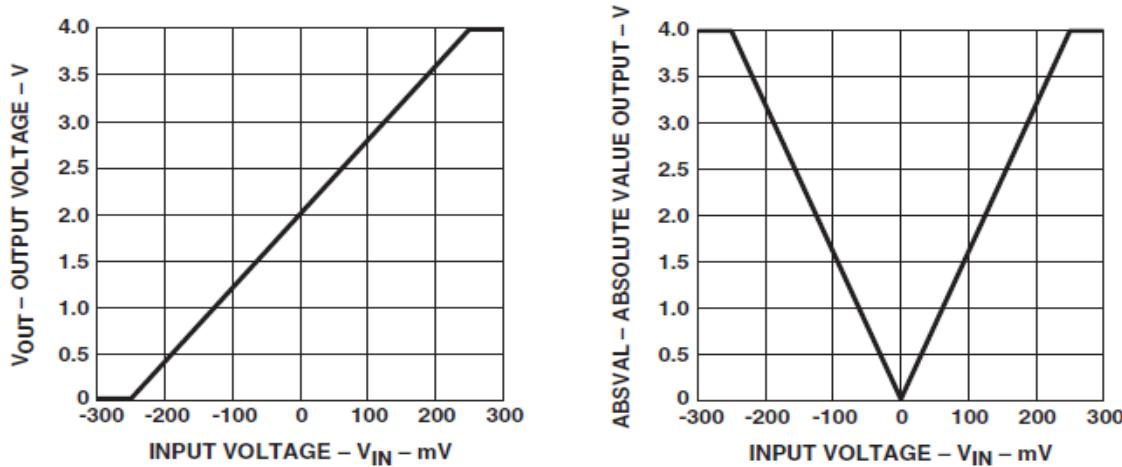


FIGURA 5.11. Salidas V_{OUT} y $ABSVAL$ del HCPL 788J en función de la tensión de entrada

5.4.2. CIRCUITO DE SENSADO DE TENSIÓN EN LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR

Dado que las condiciones normales de funcionamiento del convertidor implican la conexión en su entrada de una pila que suministra una tensión de 20 a 40 V, se debe colocar un divisor resistivo para reducir esta tensión al valor de 200 mV recomendado por el fabricante del sensor de tensión. Por cuestiones de seguridad se ha previsto una tensión máxima 25% mayor a la mencionada anteriormente, es decir, 50 V. El divisor resistivo obtenido se observa en la FIGURA 5.12.

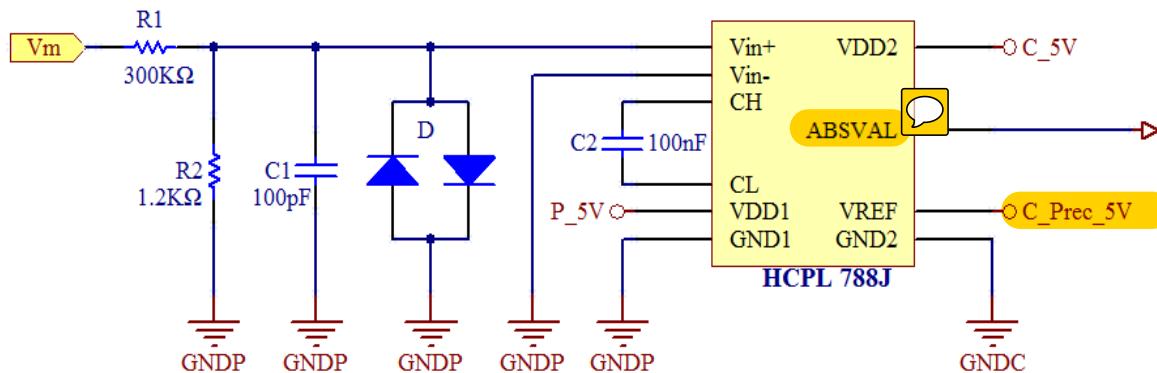


FIGURA 5.12. Conexión del amplificador aislado HCPL 788J para medir la tensión de entrada del convertidor.

Se han colocado dos diodos para proteger al amplificador aislado en caso que la tensión de entrada supere los 50 V previstos. Se utilizó para ello dos diodos rápidos en un mismo encapsulado:

	Modelo / Fabricante	t_{rr}	V_F
Diodo	BAS28 / Philips	4 ns	0,7 V

Se observan además los capacitores C1 y C2 cuya colocación es recomendada por el fabricante.

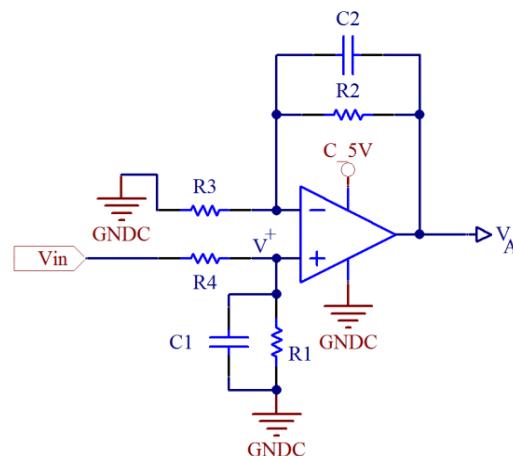
Es importante destacar la necesidad de brindarle al sensor una referencia de tensión de salida lo más estable posible, pues en caso contrario sus variaciones se verían reflejadas directamente en la señal de entrada del sistema de control. Por este motivo se ha previsto la implementación de una fuente de precisión, como se indica en la mencionada figura, bajo el nombre “C_Prec_5V”.

Dado que la tensión a medir es unipolar positiva, se ha elegido utilizar la salida ABSVAL del sensor y una tensión de referencia de 5 V, por lo que cuando la tensión en la entrada del sensor es 200 mV (correspondiente a 50 V de sensado) se obtiene:

$$V_{ABSVAL} = (V_{IN^+} - V_{IN^-}) \cdot G_a$$

$$V_{ABSVAL} = (V_{IN^+} - V_{IN^-}) \cdot \frac{V_{REF}}{0.256} = 0.2V \cdot \frac{5}{0.256} = 3.91V$$

Al igual que se realizó para el sensado de corriente, la tensión de salida del sensor de tensión debe ser acondicionada para aprovechar al máximo el rango dinámico de entrada del ADC del hardware de control. Para esto se utilizó el mismo circuito visto en el sensado de corriente, que por comodidad para el lector se repite a continuación:



con la siguiente elección de componentes:

$$G_{CC} = \frac{3V}{3,91V}$$

$$G_{CC} \approx 0,77$$

Luego

$$\frac{R_1}{R_3} = 0,77$$

En función de los valores de resistencias disponibles en el mercado se eligió utilizar:

R1	8,20 kΩ
R2	8,20 kΩ
R3	10,00 kΩ
R4	10,00 kΩ

que proporcionan una ganancia de 0,82. Por su parte, dado que no se necesita medir componentes de frecuencia en la tensión de entrada, se escogieron capacitores de:

C1	4,7 nF
C2	4,7 nF

obteniéndose una frecuencia de corte f_c de 4 kHz. El circuito completo de medición de tensión en la entrada del convertidor se muestra en la FIGURA 5.13.

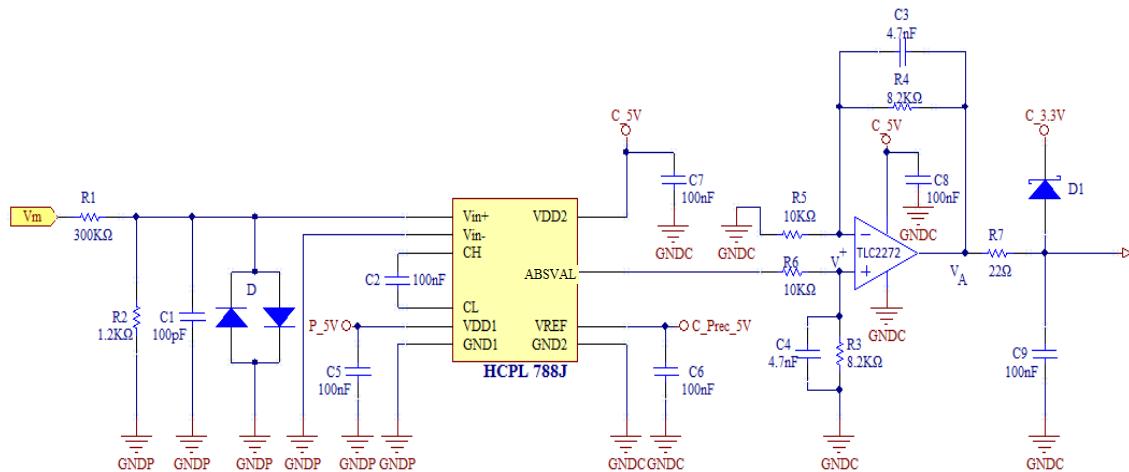


FIGURA 5.13. Circuito completo de medición de tensión en la entrada del convertidor, con salida hacia el sistema de control.

5.4.3. CIRCUITO DE SENSADO DE TENSIÓN EN LA SALIDA DEL CONVERTIDOR

En condiciones normales de funcionamiento la tensión de salida del convertidor se encuentra fijada idealmente en 60V, razón por la que debe colocarse un divisor resistivo para reducir esta tensión al valor de 200 mV recomendado por el fabricante del sensor. Por cuestiones de seguridad y en función también de la versatilidad deseada en este trabajo, se ha considerado que la máxima tensión de entrada pueda alcanzar los 100 V. El divisor resistivo obtenido se observa en la FIGURA 5.14.

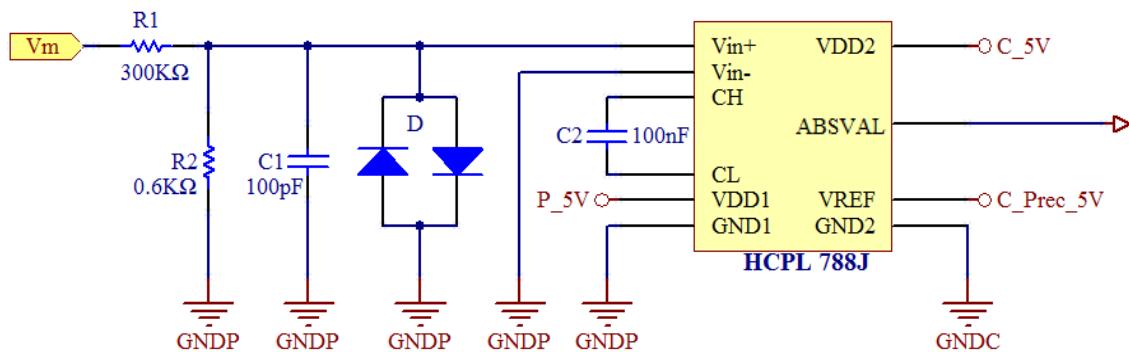


FIGURA 5.14. Conexión del amplificador aislado HCPL 788J para medir la tensión de salida del convertidor.

Al igual que en el circuito de sensado de entrada, se han colocado los diodos para proteger al amplificador aislado en caso que la tensión de salida supere por algún motivo los 100 V previstos. Se observan además nuevamente los capacitores C1 y C2 cuya colocación es recomendada por el fabricante.

Utilizando la salida ABSVAL y una tensión de referencia de 5 V, cuando la tensión en la entrada del sensor es 200 mV (correspondiente a 100 V de sensado) se obtiene:

$$V_{ABSVAL} = (V_{IN^+} - V_{IN^-}) \cdot G_a$$

$$V_{ABSVAL} = (V_{IN^+} - V_{IN^-}) \cdot \frac{V_{REF}}{0.256} = 0.2V \cdot \frac{5}{0.256} = 3.91V$$

Se observa que el resultado anterior es idéntico al obtenido al analizar el sensado de la pila. Esto era esperable teniendo en cuenta que en ambos casos la máxima tensión medida por el sensor se limitó a 200 mV, a partir de los respectivos divisores de tensión. Luego, se deduce que el filtro activo pasabajo utilizado para acondicionar la salida del sensor tendrá exactamente la misma ganancia que el del circuito de sensado de pila, por lo que las resistencias a utilizar son:

R1	8,20 kΩ
R2	8,20 kΩ
R3	10 kΩ
R4	10 kΩ

que proporcionan una ganancia de 0,82.

Del mismo modo, al no ser necesario sensar el riple en la tensión de salida, se eligió nuevamente para el filtro pasabajo una frecuencia de corte de 4 kHz, por lo que los capacitores escogidos son:

C1	4,70 nF
C2	4,70 nF

El circuito completo de medición de la tensión de salida del convertidor se muestra en la FIGURA 5.15.

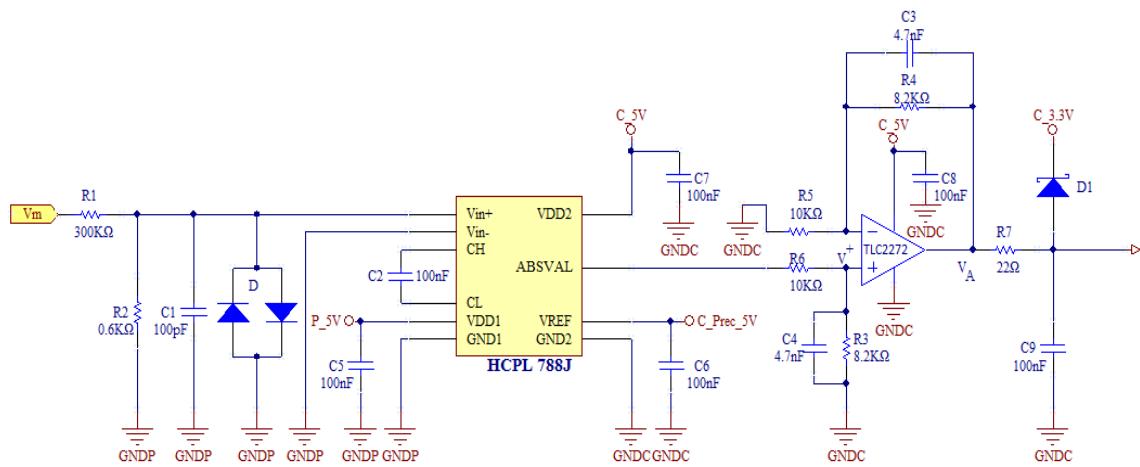


FIGURA 5.15. Circuito de medición completo de tensión en la salida del convertidor, con salida hacia el sistema de control.

5.5. FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Hasta aquí se ha desarrollado el diseño de diversos circuitos electrónicos necesarios para la correcta operatividad y control del convertidor elevador. Cada uno de estos circuitos necesita una o más fuentes de tensión continua de valores adecuados para cumplir con su función, como puede observarse en las figuras presentadas a lo largo de los capítulos previos. Además es importante destacar la necesidad de proveer aislación entre algunas de estas fuentes de alimentación, dado que como se explicó con anterioridad, existen en el sistema dos tierras de referencia aisladas entre sí, una para los circuitos de potencia y otra para los de control. Se abordará en esta sección el diseño de las fuentes de alimentación requeridas en este trabajo, así como el modo de obtener la

aislación necesaria entre algunas de ellas a partir de una única fuente de alimentación externa.

5.5.1. FUENTES DE ALIMENTACIÓN PARA LA ETAPA DE CONTROL

Mediante un rápido análisis retrospectivo del trabajo hasta aquí desarrollado se han relevado las tensiones de alimentación necesarias en la etapa de control. Estas se ordenan en la TABLA 5.2.

TABLA 5.2. Fuentes de tensión necesarias para la etapa de control

CIRCUITO	TENSIÓN DE FUENTE NECESARIA
Circuito de protección contra corto de columna (sec. 4.5.1)	3,3 V
Sensores de corriente (secs. 5.3.3 ; 5.3.4)	5 V
Sensores de tensión (secs. 5.4.2 ; 5.4.3)	5 V 5V precisión
Circuitos de acondicionamiento de señales de sensado (secs. 5.3.3 ; 5.3.4 ; 5.4.2 ; 5.4.3)	5 V 3,3 V

Dado que se cuenta con una única fuente de alimentación de 24 volts para alimentar a todos los circuitos del sistema, se decide emplear reguladores de tensión en forma escalonada, como se muestra en la FIGURA 5.16. Los reguladores de tensión son componentes económicos y suelen conseguirse fácilmente en el mercado.

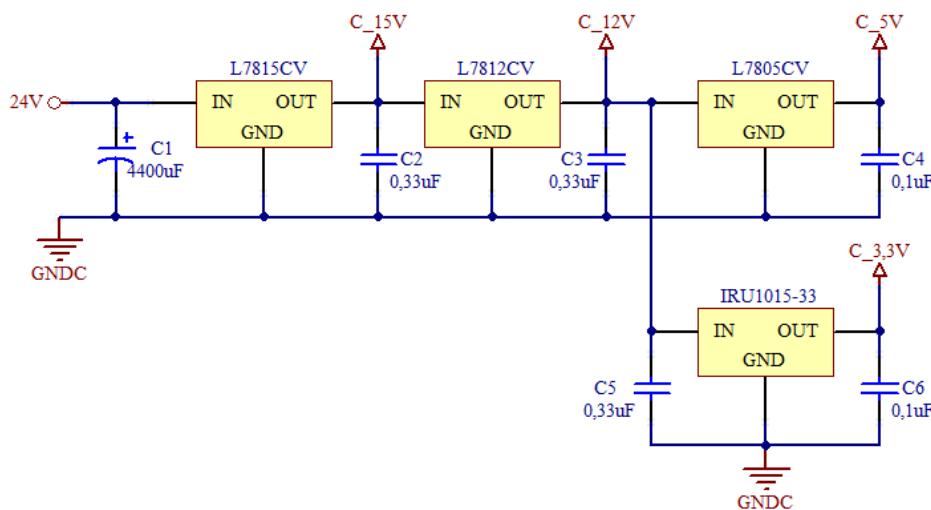


FIGURA 5.16. Fuentes de alimentación para la etapa de control, implementadas mediante reguladores de tensión conectados en cascada.

En la mencionada figura se observan las salidas de 5 y 3,3 V necesarias, así como tensiones intermedias de 15 y 12 V que permiten disminuir en forma progresiva la tensión de entrada y reducir así la disipación de cada componente.

El capacitor de 4400 μ F en la entrada se utiliza para proveer variaciones rápidas de corriente al resto del circuito, mientras que la conexión del resto de los capacitores es indicada por los fabricantes de estos reguladores en sus respectivas hojas de datos y su función es similar a la del capacitor de entrada.

Los reguladores utilizados son de la serie L7800 de ST, los cuales presentan protección contra cortocircuito y sobre temperatura.

	Modelo / Fabricante	$V_{D,typ}$	I_{MAX}
Reguladores de Tensión	L78XXCV / ST	2 V	1,5 A

La salida del regulador de 12 V se emplea además como tensión de entrada de la fuente de precisión de 5 V, mostrada en la FIGURA 5.17:

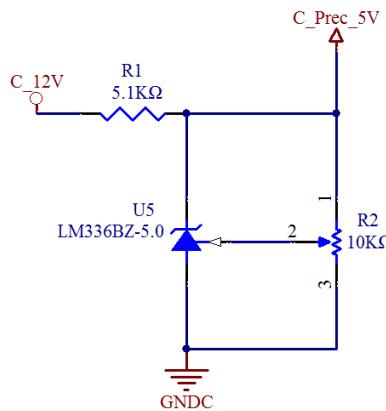


FIGURA 5.17. Fuente de precisión de 5 V

Esta fuente utiliza un regulador zener de precisión de ruptura ajustable mediante un divisor resistivo ajustable, que en conjunto permiten obtener valores de tensión bastante estables en el entorno de los 5 V, con posibilidad de ajuste manual para calibración en condiciones de trabajo.

5.5.2 FUENTES DE ALIMENTACIÓN PARA LA ETAPA DE POTENCIA

En la tabla 5.3 se enumeran las fuentes de tensión continua necesarias para alimentar a los circuitos de la etapa de potencia:

TABLA 5.3. Fuentes de tensión necesarias para la etapa de potencia

CIRCUITO	TENSIÓN DE FUENTE NECESARIA
Circuito de excitación de transistores del convertidor (sec. 4.4.3)	15 V
Circuito de aislación (sec. 4.5.2)	5 V
Circuito adaptador de niveles (sec. 4.5.3)	15 V
Sensores de tensión (secs. 5.4.2 ; 5.4.3)	5 V

Como se ha mencionado con anterioridad, estas fuentes deben estar aisladas eléctricamente de aquellas que proveen tensión a los circuitos de control, pues las tierras de referencia para ambos conjuntos de circuitos son diferentes y aisladas entre sí. Se consideraron diversas alternativas para lograr dicha aislación a partir de una única fuente, pudiendo mencionarse las siguientes:

- Prescindir de la fuente de 24 V DC y fabricar una fuente lineal con entrada de tensión de red de 220 V AC, que mediante la utilización de un transformador con dos bobinados secundarios aislados y reguladores lineales provea dos salidas reguladas de 24 V DC aisladas entre sí. De este modo se emplearía una salida para implementar las fuentes de la etapa de control con el método explicado en la sección anterior, y la otra para las de potencia, que se construirían también mediante cascada de reguladores lineales.
- Implementar una fuente de switching alimentada por la fuente de 24 V DC disponible, obteniendo tensiones de salida aisladas galvánicamente de la tensión de alimentación mencionada.

Se decidió optar por la segunda alternativa, no sólo porque permite aprovechar la fuente de continua ya disponible, sino por varios motivos. Una

fuente conmutada o switching es un dispositivo electrónico que transforma energía eléctrica mediante transistores en conmutación. Mientras que un regulador de tensión utiliza transistores polarizados en su región activa de amplificación,

las fuentes conmutadas utilizan los mismos conmutándolos a altas frecuencias entre corte (abiertos) y saturación (cerrados). La forma de onda cuadrada resultante es aplicada a un transformador con núcleo de ferrite para obtener una o varias tensiones de salida alternas que luego son rectificadas y filtradas para obtener las tensiones de salida de corriente continua.

Entre sus ventajas se destacan el tamaño y el peso del transformador, que son muy inferiores a los del transformador de una fuente lineal. Esto se debe a que las fuentes conmutadas pueden trabajar a frecuencias del orden de los cientos de kilohertz, en comparación con los 50Hz de tensión de red en las fuentes lineales.

En la FIGURA 5.18 se muestra en detalle la fuente conmutada implementada. La misma es de tipo push-pull y cuenta con dos salidas reguladas de 5 y 15V.

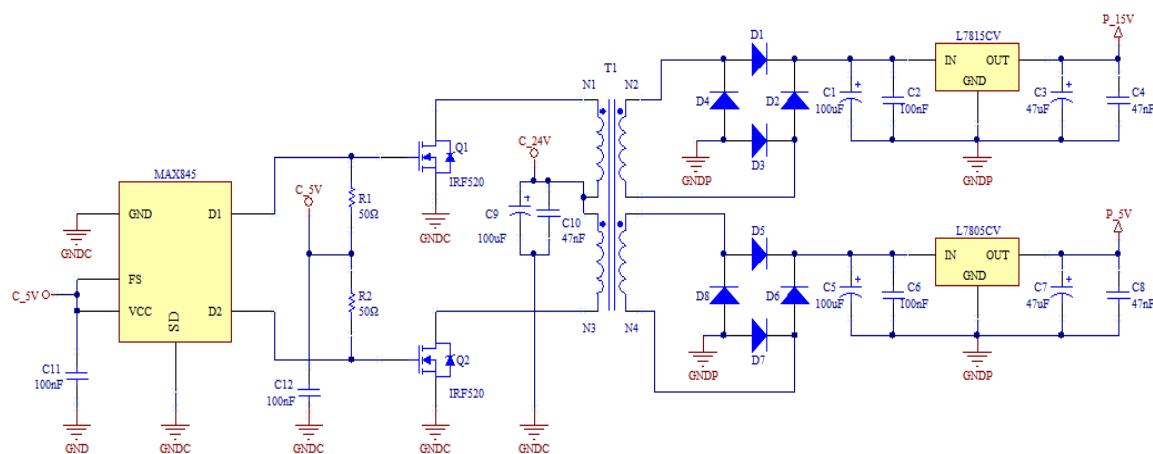


FIGURA 5.18. Fuente de tensión conmutada tipo push-pull, con salidas de 5 V y 15 V para alimentar circuitos de la etapa de potencia

El MAX845 es un circuito integrado que entrega dos salidas de tensión complementarias con forma de onda cuadrada y ciclo de trabajo de 50%. La frecuencia de conmutación puede seleccionarse a partir de la tensión de alimentación y la tensión aplicada al pin FS, siendo en este caso 800 kHz aproximadamente. A continuación se muestra el diagrama interno del MAX845 y sus características más relevantes para esta aplicación:

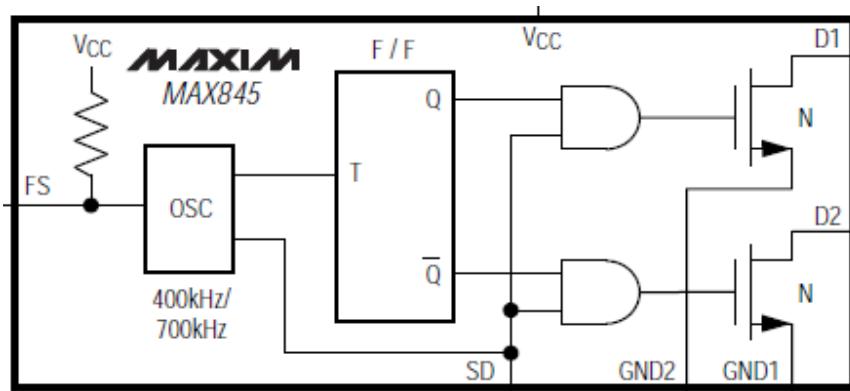


FIGURA 5.19. Diagrama interno del MAX 845

	Modelo / Fabricante	f _{osc}	I _{0max}	I _{peak}
Circuito integrado oscilador	MAX 845 / MAXIM	450-1100 kHz	200mA	1A

Los resistores R1 y R2 permiten excitar alternadamente los terminales de gate de los transistores Q1 y Q2 con 5 V, y su valor debe asegurar además la conmutación de los mosfets internos del MAX845 entre saturación y corte. Se utilizaron transistores MOSFET IRF520 con las siguientes características de interés:

	Modelo / Fabricante	I _{Dmax}	V _{DRSS}	R _{DSON}
MOSFETS	IRF520 / Fairchild	9.2 A	100 V	0.27 Ω

El transformador T1 se construyó con las siguientes características:

	Núcleo / Material	N1/N2	N3/N4
Transformador	Toroide / Ferrite	8/6	8/4

Las relaciones de vueltas de los bobinados y los 24V aplicados en el primario del transformador definen una tensión de 18 V en el canal superior y 12 V en el inferior, que son luego rectificadas y reguladas para obtener

finalmente las tensiones de 15 V y 5 V referidas a la tierra de potencia. Los reguladores utilizados son nuevamente de la serie L7800 de ST y los diodos rectificadores son MBRS1100 de On Semiconductor.

	Modelo / Fabricante	I _F	V _F
Diodos	MBRS1100 / On Semiconductor	2 A	0,75 V

Por último los capacitores involucrados en el diseño son de desacople.

5.6. RESUMEN

En este capítulo ha quedado definida la forma de implementar las fuentes de alimentación que proveen tensión continua de valor adecuado a cada circuito de las etapas de potencia y de control del sistema completo, conservando la aislación eléctrica entre etapas y utilizando una única fuente de alimentación externa. Por otra parte se han diseñado los circuitos de instrumentación que permiten sensar las tensiones y corrientes de entrada y salida del convertidor de potencia, acondicionar las señales provenientes de los dispositivos de sensado y abastecer con ellas al sistema de control.

Para completar el diseño del sistema en su totalidad resta definir cuál será la estrategia de control que, a partir de la información provista por los circuitos de instrumentación, mantenga al convertidor operando correctamente en las condiciones especificadas, con suficiente robustez frente a perturbaciones en la carga o en la fuente primaria de energía. Tanto este tema como la caracterización del hardware sobre el cual se implementará la mencionada estrategia de control, se tratará en profundidad en el capítulo 6.

6

DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL

6.1. INTRODUCCIÓN

En capítulos anteriores se advirtió que el comportamiento de un convertidor electrónico de potencia, como el diseñado en este trabajo, depende fuertemente de la frecuencia y del ciclo de trabajo de las señales de excitación aplicadas a los transistores. Para condiciones de fuente y carga determinadas, asumiendo un buen diseño del convertidor, bastaría entonces con establecer un ciclo de trabajo adecuado para poner al convertidor en funcionamiento. Este modo de operación, denominado “a lazo abierto”, no es útil en la práctica debido a múltiples inconvenientes. Por ejemplo la incapacidad de corregir en forma eficiente desviaciones en la salida ante perturbaciones en la carga o en la fuente de energía; o el peligro que representa no tener un control de las corrientes y tensiones del circuito, sobre todo en los transitorios de puesta en marcha y apagado del sistema, hacen descartar este modo de funcionamiento.

En respuesta a estos y otros inconvenientes se estudiarán en el presente capítulo ciertas alternativas para controlar a lazo cerrado el convertidor diseñado. Para tal fin será necesario inicialmente desarrollar un modelo matemático que represente adecuadamente su dinámica. Luego se efectuarán algunas simplificaciones que permitan obtener una primera aproximación de los controladores a utilizar, en base a especificaciones de estabilidad y respuesta temporal. Finalmente, mediante la realización de pruebas sobre la robustez que ofrecen estos controladores ante diferentes tipos de perturbaciones se llevarán a cabo ajustes sucesivos hasta obtener una estrategia de control con resultados satisfactorios.

El diseño del sistema de control tendrá en cuenta las características del hardware con el cual este será implementado. En este sentido vale aclarar que,

a pesar de que las especificaciones del trabajo recibidas involucran la utilización de un DSP (Digital Signal Processor, procesador digital de señales), se llevará a cabo un minucioso análisis de otras alternativas que permitan lograr los objetivos de control propuestos.

La FIGURA 6.1 ilustra el objetivo de este capítulo, en el contexto de la totalidad del trabajo a realizar.

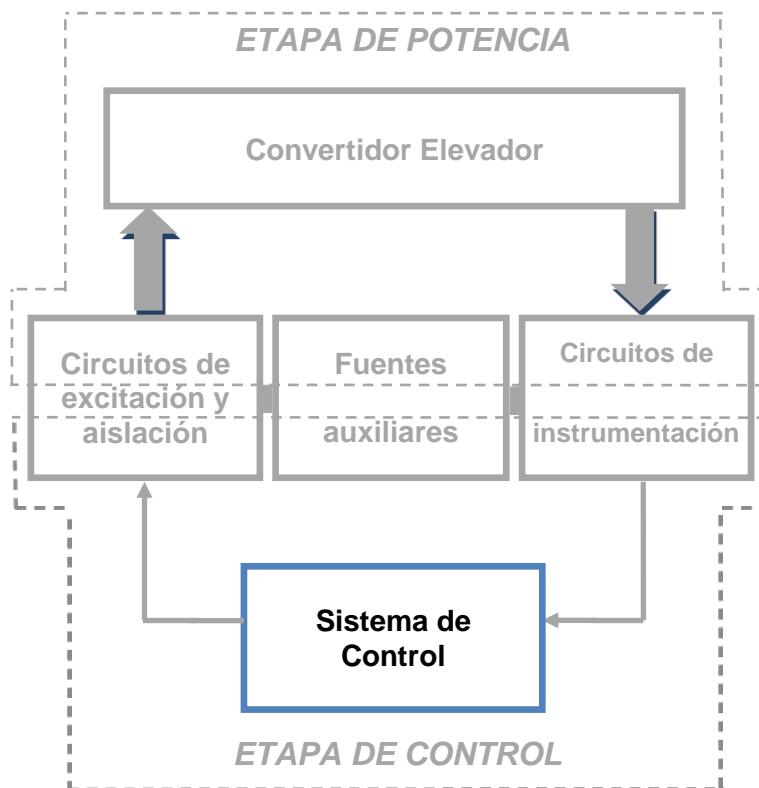


FIGURA 6.1 Esquema general del trabajo a realizar, donde se resalta el bloque a diseñar en este capítulo.

6.2. MODELO LINEAL DEL CONVERTIDOR

6.2.1. DINÁMICA DEL CONVERTIDOR

En la FIGURA 6.2 se presenta nuevamente el esquema general de un convertidor elevador bidireccional en corriente. Se recuerda que el diseño de este convertidor otorga versatilidad al sistema para su empleo en otras aplicaciones, aunque para este trabajo sólo es de interés el funcionamiento de

manera unidireccional, es decir, que la potencia es transferida de la fuente (A) hacia la carga (B).

Los interruptores S_1 y S_2 trabajan en forma complementaria: cuando S_1 se encuentra conduciendo, S_2 no conduce y viceversa.

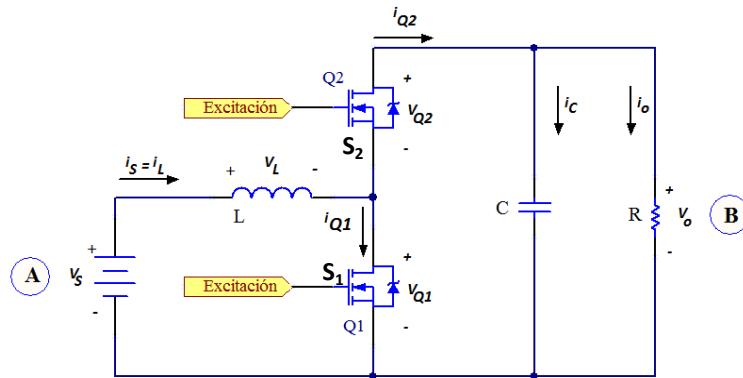


FIGURA 6.2. Convertidor elevador bidireccional en corriente.

Asumiendo que se trata de interruptores ideales y que el convertidor se encuentra trabajando en modo de conducción continua (MCC), el mismo puede encontrarse en uno de los siguientes estados:

- S_1 conduce y S_2 no conduce:

En este estado se encuentran las ecuaciones de Kirchhoff para las tensiones de circuito cerrado de la malla de fuente y para las corrientes involucradas en el nodo de carga. Expresándolas en función de la tensión en el inductor y la corriente en el capacitor se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = v_s(t) \quad (6.1)$$

$$C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{v_o(t)}{R} \quad (6.2)$$

- S_2 conduce y S_1 no conduce:

Expresando las ecuaciones de Kirchhoff correspondientes a este estado en función de la tensión en el inductor y la corriente en el capacitor se obtiene:

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = v_s(t) - v_o(t) \quad (6.3)$$

$$C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R} \quad (6.4)$$

6.2.2. PARAMETRIZADO MEDIANTE $u(t)$

Es necesario expresar los sistemas de ecuaciones hallados para el convertidor elevador como un solo sistema, en lugar de dos separados como se presentó en la deducción de la dinámica. Para lograr esto se define la acción de control $u(t)$ de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} u(t) = 1 & \quad S_1 \text{ conduce y } S_2 \text{ no conduce} \\ u(t) = 0 & \quad S_1 \text{ no conduce y } S_2 \text{ conduce} \end{aligned}$$

Integrando este parámetro a los sistemas de ecuaciones anteriormente encontrados se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones parametrizadas:

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = v_s(t) - [1 - u(t)] \cdot v_o(t) \quad (6.5)$$

$$C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = [1 - u(t)] \cdot i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R} \quad (6.6)$$

Se hace notar que la parametrización empleada en las ecuaciones 6.5 y 6.6 es la típicamente utilizada en la bibliografía de la temática.

6.2.3. PROMEDIADO DEL SISTEMA DE ECUACIONES

En general los sistemas reales son bastante complejos de describir, por lo que es necesario en muchas ocasiones hacer aproximaciones para poder reducir las ecuaciones que definen el comportamiento de los mismos, y así facilitar el tratamiento de los modelos resultantes.

Las ecuaciones 6.5 y 6.6 describen un sistema de estructura variable, es decir dependiendo el valor que tome la señal de control discontinua $u(t)$, el sistema presentará un comportamiento totalmente diferente. Por otro lado se trata de un sistema no lineal, dado que aparecen productos entre la señal de control y las variables de estado del sistema.

Dada la complejidad que implica trabajar con este tipo de modelos, se propone el uso de medias móviles, en las que cada señal se sustituye por su promedio durante un periodo de conmutación T . Este método permite modelar al sistema como uno de estructura no variable, debido a que la señal de control

es ahora de naturaleza continua. Además, aplicando este método se obtiene la parte dominante de las señales, eliminando las pequeñas perturbaciones como el riple de conmutación, que como se detallará en secciones siguientes no será de interés al diseñar el control.

Utilizando el método de promediado presentado en [38] y [39] para simplificar las ecuaciones que rigen la dinámica de los sistemas:

$$\langle x(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} x(\tau) \cdot d\tau \quad (6.7)$$

Puede demostrarse que aplicando la ecuación 6.7 a las ecuaciones 6.5 y 6.6 se obtiene:

$$L \cdot \frac{d \langle i_L(t) \rangle_T}{dt} = \langle v_s(t) \rangle_T - [1 - d(t)] \cdot \langle v_o(t) \rangle_T \quad (6.8)$$

$$C \cdot \frac{d \langle v_o(t) \rangle_T}{dt} = [1 - d(t)] \cdot \langle i_L(t) \rangle_T - \frac{\langle v_o(t) \rangle_T}{R} \quad (6.9)$$

Siendo $d(t) = \langle u(t) \rangle_T$.

Cabe aclarar que es posible hallar un modelo promediado del convertidor trabajando en modo de conducción discontinua (MCD) [40]. El diseño de un sistema de control para este modo de funcionamiento escapa a los objetivos del presente trabajo.

6.2.4. LINEALIZACIÓN DEL SISTEMA DE ECUACIONES

A pesar de haber promediado, el modelo obtenido es aún no lineal, como se observa en las ecuaciones 6.8 y 6.9 en las que aparecen productos entre la señal de control promediada $d(t)$ y los estados del sistema. Las técnicas tradicionales de análisis de sistemas como la transformada de Laplace y los métodos de análisis de estabilidad en frecuencia no son aplicables para el estudio de un modelo alineal, por lo que es necesario linealizarlo si se desea utilizar este tipo de técnicas.

Primero ha de suponerse que el sistema ha sido llevado a un punto de trabajo fijo, en el que se encuentra con valores estacionarios en sus variables, a los que se hará referencia de la siguiente forma:

$I_{L,ee}$ es la corriente en la inductancia en estado estacionario;

$V_{O,ee}$ es la tensión en la salida en estado estacionario;

$V_{S,ee}$ es la tensión en la entrada en estado estacionario;

D_{ee} es el ciclo de trabajo en estado estacionario.

Al hacer la suposición de que el sistema se encuentra en este punto de trabajo, las ecuaciones 6.8 y 6.9 que definen la dinámica promedio del sistema se transforman en:

$$0 = V_S - [1 - D_{ee}] \cdot V_{O,ee} \quad (6.10)$$

$$0 = [1 - D_{ee}] \cdot I_{L,ee} - \frac{V_{O,ee}}{R} \quad (6.11)$$

Se observa que el comportamiento en estado estacionario encontrado coincide con el análisis efectuado en el capítulo 2 para MCC, obteniéndose la misma relación de conversión.

Habiéndose conocido como se comportará el sistema en régimen de estado estacionario, se procede a la linealización del modelo. Esta consiste en realizar una aproximación de primer orden de las ecuaciones no lineales que describen al sistema, en un entorno muy cercano al punto de trabajo.

Para esto primero debe construirse un modelo de pequeña señal AC, alrededor del punto de trabajo fijado. Por consiguiente si se asume que el ciclo de trabajo promedio $d(t)$ es igual a un valor de estado estacionario D más una perturbación denotada por $\hat{d}(t)$:

$$\langle u(t) \rangle_T = d(t) = D_{ee} + \hat{d}(t) \quad (6.12)$$

Se asume que el valor de la perturbación $\hat{d}(t)$ es mucho menor que el valor de estado estacionario D , de modo que el valor promedio del ciclo de trabajo se

mantendrá siempre cercano a este último. El sistema responderá a esta perturbación de entrada con los valores promedio de las variables:

$$\langle v_o(t) \rangle_T = V_{O,ee} + \hat{v}_o(t) \quad (6.13)$$

$$\langle i_L(t) \rangle_T = I_{L,ee} + \hat{i}_L(t) \quad (6.14)$$

Nuevamente, las perturbaciones presentes en las ecuaciones 6.13 y 6.14 se consideran muy pequeñas con respecto a los valores de estado estacionario.

Sustituyendo los valores promedio definidos por las ecuaciones 6.12, 6.13 y 6.14 en las ecuaciones promediadas del sistema dadas por 6.8 y 6.9, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$L \cdot \frac{d \left[I_{L,ee} + \hat{i}_L(t) \right]}{dt} = V_s - \left[1 - D_{ee} - \hat{d}(t) \right] \cdot \left[V_{O,ee} + \hat{v}_o(t) \right] \quad (6.15)$$

$$C \cdot \frac{d \left[V_{O,ee} + \hat{v}_o(t) \right]}{dt} = \left[1 - D_{ee} - \hat{d}(t) \right] \cdot \left[I_{L,ee} + \hat{i}_L(t) \right] - \left[\frac{V_{O,ee}}{R} + \frac{\hat{v}_o(t)}{R} \right] \quad (6.16)$$

Operando:

$$L \cdot \frac{d \hat{i}_L(t)}{dt} = V_s - (1 - D_{ee}) \cdot V_{O,ee} - (1 - D_{ee}) \cdot \hat{v}_o(t) + \hat{d}(t) \cdot V_{O,ee} + \hat{d}(t) \cdot \hat{v}_o(t) \quad (6.17)$$

$$C \cdot \frac{d \hat{v}_o(t)}{dt} = (1 - D_{ee}) \cdot I_{L,ee} + (1 - D_{ee}) \cdot \hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) \cdot I_{L,ee} - \hat{d}(t) \cdot \hat{i}_L(t) - \frac{V_{O,ee}}{R} - \frac{\hat{v}_o(t)}{R} \quad (6.18)$$

Estas ecuaciones se simplifican considerando que:

- $V_s = (1 - D_{ee}) \cdot V_{O,ee}$
- $\frac{V_{O,ee}}{R} = I_{O,ee} = (1 - D_{ee}) \cdot I_{L,ee}$
- Se eliminan los términos no lineales de segundo orden que se presentan. Como se dijo anteriormente, las perturbaciones se consideran muy pequeñas, por lo tanto cualquier producto entre cualesquiera de estos términos será más pequeño aún.

El resultado es el modelo lineal del convertidor:

$$L \cdot \frac{d \hat{i}_L(t)}{dt} = -(1 - D_{ee}) \cdot \hat{v}_o(t) + \hat{d}(t) \cdot V_{O,ee} \quad (6.19)$$

$$C \cdot \frac{d \hat{v}_o(t)}{dt} = (1 - D_{ee}) \cdot \hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) \cdot I_{L,ee} - \frac{\hat{v}_o(t)}{R} \quad (6.20)$$

6.3. DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

El primer paso en el diseño del sistema de control consistirá en definir qué tipo de señal se utilizará como excitación en gate de los transistores del convertidor. Esta decisión da lugar a la siguiente caracterización:

- Sistemas de control a frecuencia fija: Dentro de este grupo se encuentra la modulación del ancho de pulso o PWM, en el cual el ciclo de trabajo es variable pero la frecuencia permanece constante.
- Sistemas de control a frecuencia variable: Aquí se encuentra la modulación de la frecuencia del pulso o PFM, donde la señal de conmutación varía su frecuencia pero mantiene fijo el tiempo durante el cual el transistor es excitado con un nivel alto.

El control PWM aporta una gran eficiencia sobre un amplio rango de cargas. Además debido a que la frecuencia de conmutación es fija, el riple de conmutación se encuentra acotado, mientras que el control por PFM puede presentar ripples mayores cuando se reduce mucho la frecuencia. Por estas razones el uso de PWM es muy popular y constituirá la acción de control a utilizar en este trabajo.

El siguiente paso es comenzar a delinejar la estrategia de control. La elección de la misma debe necesariamente comenzar por el análisis de las especificaciones disponibles en cuanto a modos de funcionamiento y características de la respuesta dinámica requerida. Para el caso particular de este trabajo, debe recordarse que el mismo se encuadra dentro de un proyecto más amplio, para el cual resulta de interés que el sistema desarrollado permita alternar, según se requiera, entre dos objetivos de control a saber:

- Control de la potencia entregada a la carga por parte de la pila de combustible, con tensión de carga constante.
- Control de la tensión en la carga

Se diseñaran en consecuencia los controladores necesarios para cumplir individualmente con estos objetivos.

6.3.1. PRIMER OBJETIVO DE CONTROL: FLUJO DE POTENCIA HACIA LA CARGA

Dado que la tensión de salida se asume constante, se controlará el flujo de potencia en forma indirecta mediante el control de la componente media de la corriente en el inductor. Este modo de funcionamiento tendrá lugar cuando en la salida del convertidor se hallen conectados dispositivos de almacenamiento como baterías, que mantienen fija la tensión entre sus terminales.

La FIGURA 6.3 representa en forma elemental un modo de controlar la corriente del sistema, o *planta*. Consiste en un lazo de realimentación que permite comparar la corriente en el inductor con la referencia de corriente deseada, para atacar con la señal de error resultante a un controlador en cascada con la planta.

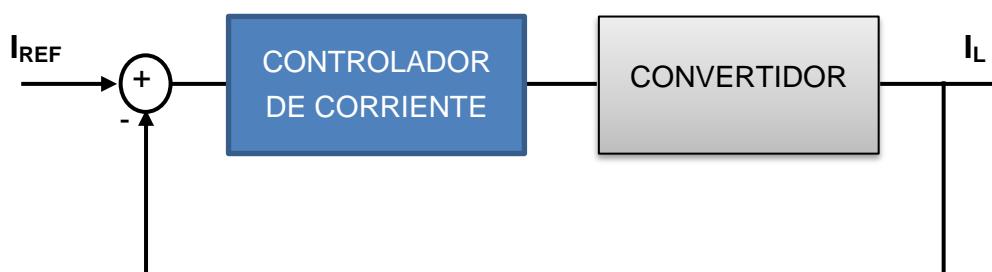


FIGURA 6.3. Lazo de control de corriente.

El modelo linealizado del convertidor elevador obtenido en las ecuaciones 6.19 y 6.20 permite tratar al convertidor con los métodos convencionales de análisis, como la transformada de Laplace, lugar de raíces, Bode, etc. Por su parte, como se aclaró en la introducción de este capítulo, el hardware de control será un DSP, dispositivo digital que opera a partir de muestras

obtenidas mediante un módulo ADC. Por este motivo resulta conveniente diseñar el controlador en el dominio discreto.

Se comienza por obtener la función de transferencia continua del convertidor, aplicando transformada de Laplace a las ecuaciones 6.19 y 6.20 y asumiendo que se tienen condiciones iniciales nulas. Se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$s \cdot L \cdot I_L(s) = -(1 - D_{ee}) \cdot V_o(s) + V_{o,ee} \cdot D(s) \quad (6.21)$$

$$s \cdot C \cdot V_o(s) = (1 - D_{ee}) \cdot I_L(s) - I_{L,ee} \cdot D(s) - \frac{V_o(s)}{R} \quad (6.22)$$

Considerando como salida a la corriente del inductor I_L y como entrada al ciclo de trabajo d , se obtiene la transferencia expresada en la ecuación 6.23.

$$G_I(s) = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{\frac{V_{o,ee}}{L} \cdot s + \left[\frac{I_{L,ee} \cdot (1 - D_{ee})}{L \cdot C} + \frac{V_{o,ee}}{L \cdot C \cdot R} \right]}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} \cdot s + \frac{(1 - D_{ee})^2}{L \cdot C}} \quad (6.23)$$

En esta instancia deben seleccionarse los valores de tensión de entrada, ciclo de trabajo y resistencia de carga que conforman el punto de operación alrededor del cual se ha linealizado el sistema. Considerando un punto de trabajo situado en la mitad del rango de variación de tensión y corriente del modelo de pila establecido en capítulos anteriores ($20 \text{ V} < V_S < 40 \text{ V}$, $I_L < 15$), se obtiene la asignación mostrada en la TABLA 6.1:

TABLA 6.1. Punto de trabajo alrededor del cual se linealiza el convertidor

V_S	30 V
D_{ee}	0.5
R	15Ω
$V_{o,ee}$	60 V

Recordando los valores de inductancia y capacidad implementados en el convertidor:

L	$200 \mu\text{H}$
C	$2200 \mu\text{F}$

Se obtiene al reemplazar en la ecuación 6.23 la siguiente transferencia:

$$G_I(s) = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{300000 \cdot s + 18,18 \cdot 10^6}{s^2 + 30,3 \cdot s + 568,18 \cdot 10^3}$$

Cuyos polos complejos conjugados se encuentran en $-15,15 \pm 753,62i$.

Para discretizar la planta debe seleccionarse el tiempo de muestreo del conversor analógico-digital. El mismo debe ser varias veces menor que la menor constante de tiempo del sistema, pero no demasiado pequeño para no entrar en conflicto con los tiempos de procesamiento del DSP y evitar también problemas de resolución del mismo. Se eligió una tasa de muestreo de $5 \mu s$, obteniéndose la siguiente transferencia:

$$G_I(z) = \frac{1.5 \cdot z - 1.5}{z^2 - 2 \cdot z + 0.9998}$$

Teniendo de este modo la planta ya modelada, se debe decidir qué tipo de controlador es conveniente implementar. En líneas generales las especificaciones requeridas en cuanto a la respuesta dinámica de la corriente en el inductor son:

- ✓ Error de estado estacionario nulo
- ✓ Tiempo de establecimiento del orden del milisegundo o menor.
- ✓ En caso de existir sobrepicos, que estos sean suficientemente pequeños tal que no se ponga en riesgo a los componentes del sistema ni a la carga.

Se optó por implementar un controlador de tipo *proporcional-integral* digital, más comúnmente conocidos como *PI*. Los controladores PI se componen de una acción proporcional a la señal de error más una acción proporcional a la integral del error. La acción integral permite obtener error de estado estacionario nulo ante escalones de excitación mediante el aumento del *tipo de sistema* (entendiéndose por *tipo de sistema* como la cantidad de polos en el origen de la transferencia completa a lazo abierto). Por su parte la acción proporcional ofrece rapidez en la respuesta. Además ofrecen un atractivo equilibrio entre sencillez de diseño y robustez, a la vez que demandan pocos recursos al sistema computacional en el que se implementan.

La transferencia discreta de un PI suele expresarse como:

$$PI_I(z) = K_p + \frac{K_I \cdot T_s}{z - 1}$$

Donde K_p y K_I se conocen como las ganancias proporcional e integral respectivamente, y T_s es el periodo de muestreo utilizado. El proceso de sintonización de un PI consiste en balancear las mencionadas ganancias de forma de obtener un comportamiento satisfactorio a lazo cerrado.

Como se describió previamente se ha decidido controlar la corriente media por el inductor y no su valor instantáneo. Por esta razón resulta necesario aplicar a la señal de corriente medida un filtro pasabajo que rechace las componentes de riple. Dado que la componente fundamental de este riple tiene por valor la frecuencia de conmutación del convertidor (20 kHz), se establece la utilización de un filtro de primer orden con frecuencia de corte en 1,5 kHz. La transferencia discreta obtenida para el mismo es:

$$F_I(z) = \frac{0.05}{z - 0.95}$$

La FIGURA 6.4 muestra la forma en que se incorporó este filtro al lazo de realimentación de corriente.

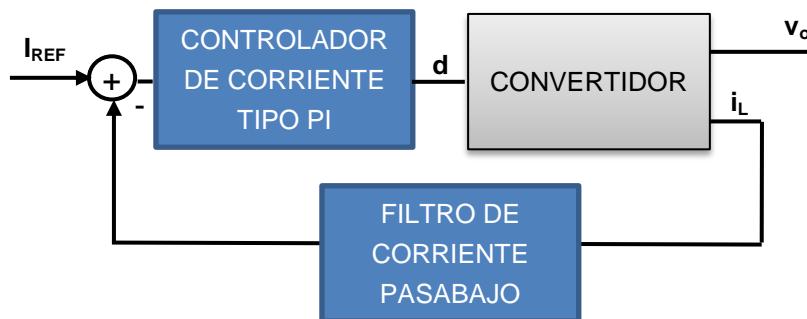


FIGURA 6.4. Lazo de control de corriente con filtro pasabajo.

En lo que respecta al controlador proporcional-integral, es importante destacar que la acción de control aplicada al convertidor consiste en la modificación del ciclo de trabajo de la señal PWM con que se excita a los transistores del mismo. Dado que en cada periodo de conmutación el ciclo de trabajo debe ser constante, el controlador PI debe desarrollar una acción de control sólo una vez por periodo de conmutación, es decir cada 50 µs. Por lo

tanto será este valor el asignado al periodo de muestro T_s con que se diseñará el controlador.

A partir de las consideraciones realizadas en cuanto a tiempo de establecimiento y sobrepasso en la respuesta temporal del sistema, empleando el modelo linealizado del convertidor e incluyendo la dinámica aportada por el filtro de corriente, se llevó a cabo el cálculo manual de una primera aproximación para la sintonía del controlador PI. Luego se emplearon las herramientas de simulación provistas por el software de cálculo Matlab para analizar los resultados y a partir de los mismos aplicar ajustes en forma progresiva.

Una vez alcanzada una respuesta satisfactoria, se reemplazó el modelo linealizado del convertidor por el real (es decir, sin promediar ni linealizar) expresado mediante las ecuaciones 6.5 y 6.6 y se simuló su comportamiento. El circuito utilizado para esta simulación se muestra en la FIGURA 6.5, donde V_s vale 30 V y R es 15 Ω. La parte superior de la figura corresponde a la representación del convertidor, en tanto que el circuito de la parte inferior representa el lazo de control de corriente.

Nuevamente, analizando las respuestas temporales obtenidas con el modelo real y realizando ajustes sucesivos de los parámetros del controlador, de manera de cumplir con las especificaciones en la mayor parte del rango de operación, se llegó al siguiente controlador:

$$PI_I(z) = 0,01 + \frac{12 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{z - 1}$$

donde se deduce que $K_p = 0,01$ y $K_I = 12$.

La FIGURA 6.6 corresponde a la simulación del sistema de lazo cerrado a un escalón de tipo unitario, donde se observa que la corriente en el inductor reacciona rápidamente siguiendo a la referencia. En la FIGURA 6.6c puede apreciarse la importancia de la aplicación del filtro pasabajo, reduciendo fuertemente el riple en la corriente. Además en dicha figura, se observa que el sobreímpetu es de aproximadamente el 3% del valor de estado estacionario. Esta respuesta al escalón se muestra en forma aumentada en la FIGURA 6.7b, donde puede verse con mayor facilidad el riple con frecuencia fundamental en 20 kHz y amplitud fuertemente atenuada respecto a la existente antes del filtro (FIGURA 6.7a). El tiempo de establecimiento obtenido con criterio del 2% (entendido como el tiempo que tarda la señal en situarse en un entorno del 2% alrededor del valor de estado estacionario) es de 875 μs.

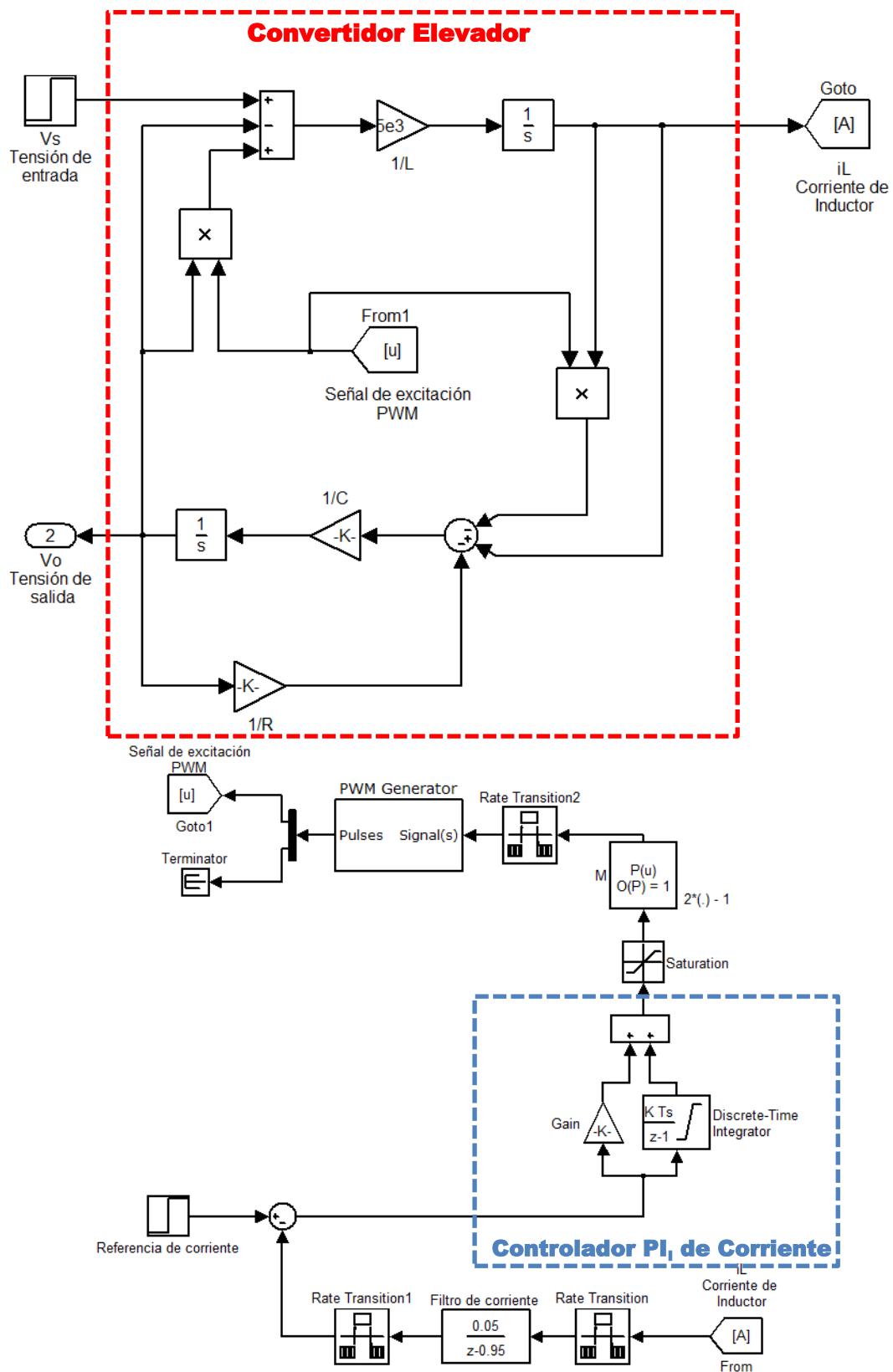


FIGURA 6.5. Circuito de simulación del sistema real a lazo cerrado para el control de corriente.

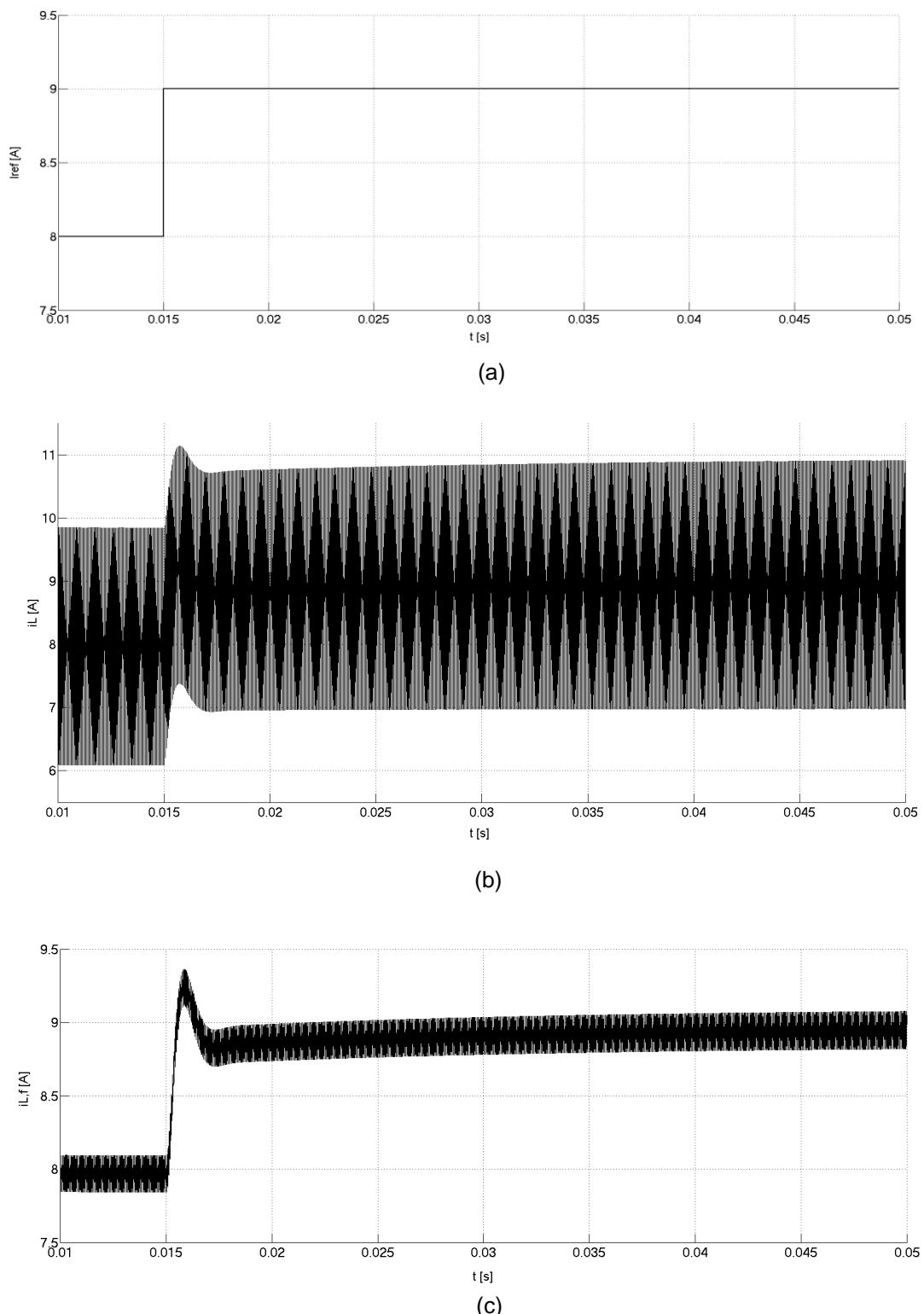


FIGURA 6.6. Respuesta temporal del sistema realimentado en corriente ante un escalón unitario en la referencia. (a) Escalón unitario en la referencia de corriente. (b) Respuesta al escalón de la corriente por el inductor, sin filtrar. (c) Corriente en el inductor luego de pasar por el filtro pasabajo.

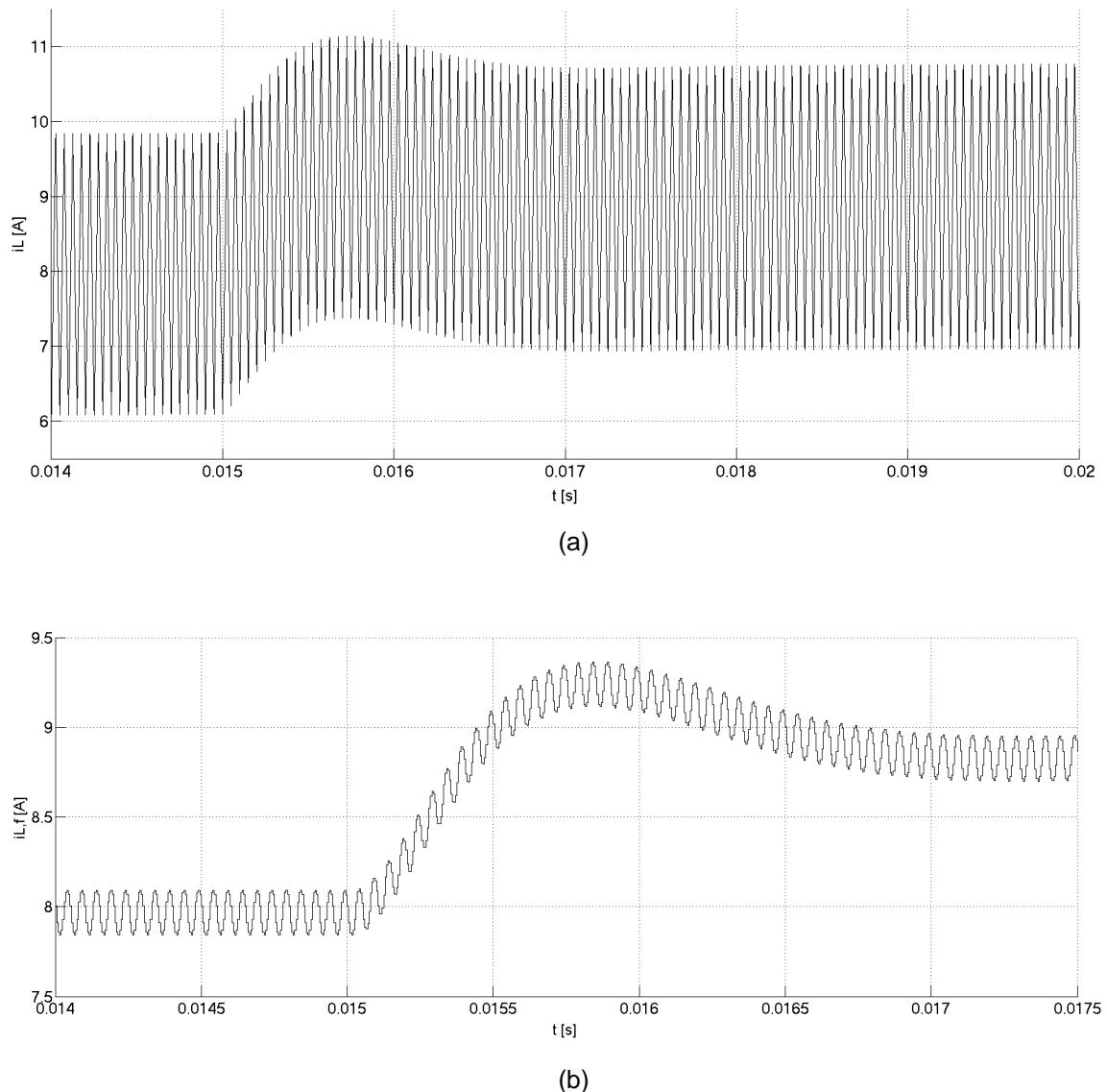


FIGURA 6.7. Detalle de la corriente en el inductor en el entorno del escalón de referencia.
 (a) Corriente antes del filtro. (b) Corriente después del filtro.

La FIGURA 6.8 muestra el mismo ensayo pero para un escalón de 5 A en la referencia. El sobrepico y el tiempo de establecimiento resultan algo mayores pero siempre dentro de valores razonables. Sin embargo, es esperable que el comportamiento del lazo empeore a medida que las condiciones de ensayo se aparten del punto de trabajo establecido anteriormente en la TABLA 6.1. Esto se debe a que el controlador ha sido fundamentalmente desarrollado a partir del sistema linealizado alrededor de dicho punto.

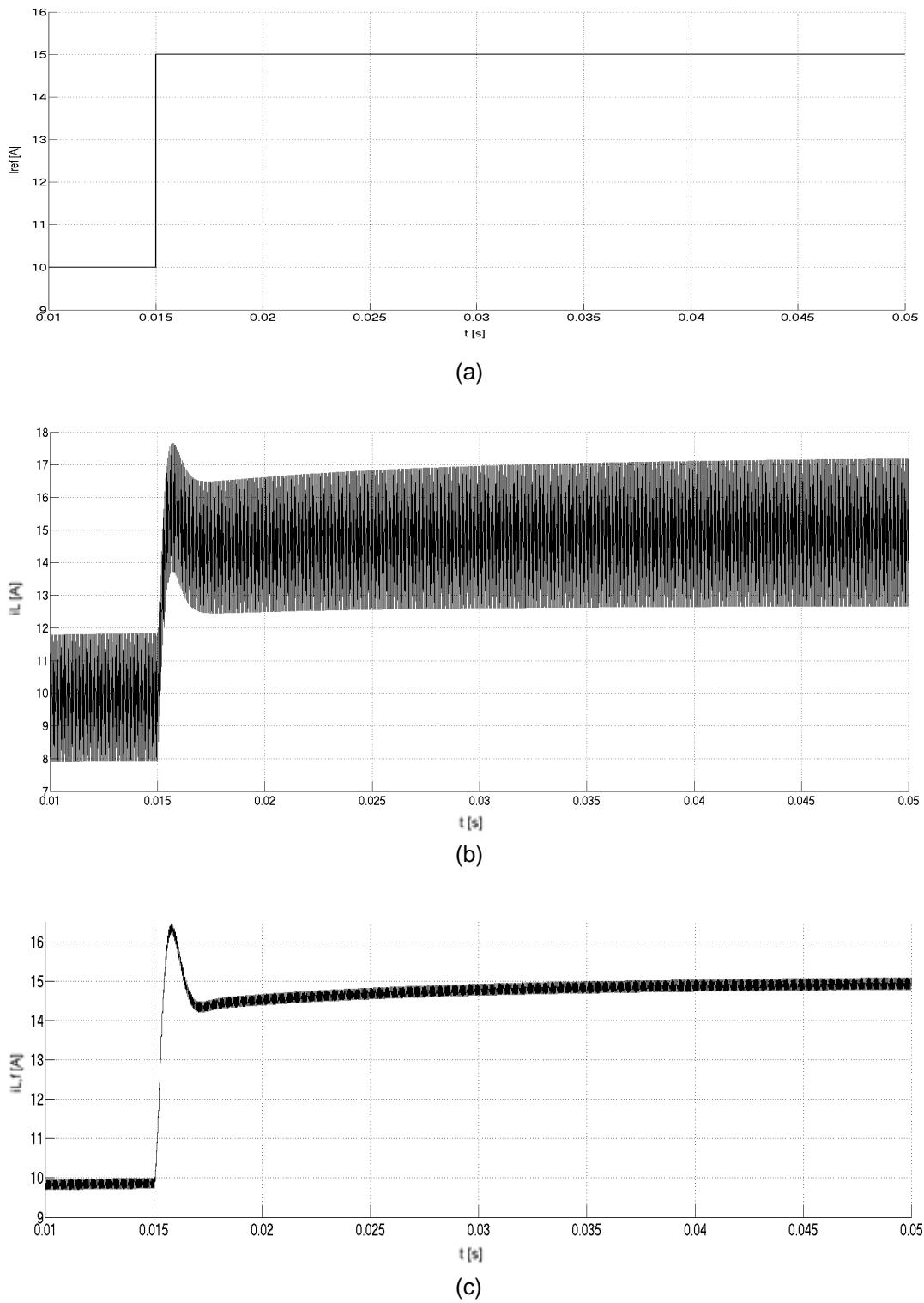


FIGURA 6.8. Respuesta del lazo de corriente ante un escalón de gran amplitud. (a) Escalón de amplitud 5 A en la referencia. (b) Respuesta de la corriente, antes del filtro. (c) Respuesta de la corriente, después del filtro.

6.3.2. SEGUNDO OBJETIVO DE CONTROL: TENSIÓN DE CARGA

Para controlar la tensión en la salida del convertidor se comenzó del mismo modo en que se diseñó el control de corriente, es decir, proponiendo un lazo de realimentación como el mostrado en la FIGURA 6.9.

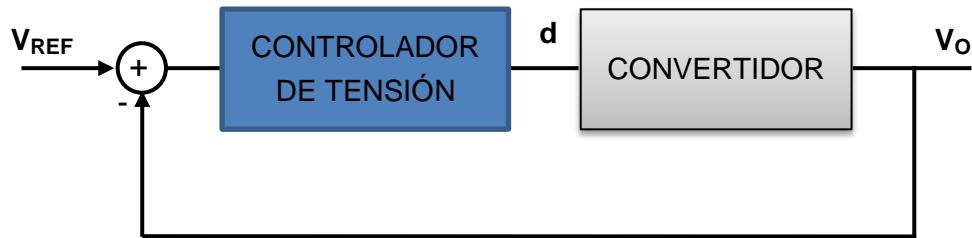


FIGURA 6.9. Lazo de control de tensión.

Sin embargo se advirtió rápidamente que esta estrategia no es viable cuando la planta es un convertidor elevador. Este hecho puede demostrarse asumiendo inicialmente que la tensión de salida se ha estabilizado en un valor estacionario $V_{o,ee}$ y considerando una tensión de entrada constante V_s . Sustituyendo estos valores en las ecuaciones 6.8 y 6.9 correspondientes al sistema promediado:

$$\begin{aligned} L \cdot \frac{d\langle i_L(t) \rangle_T}{dt} &= V_s - [1 - d(t)] \cdot V_{o,ee} \\ 0 &= [1 - d(t)] \cdot \langle i_L(t) \rangle_T - \frac{V_{o,ee}}{R} \end{aligned}$$

Operando sobre este sistema de ecuaciones se obtiene:

$$L \cdot \frac{d\langle i_L(t) \rangle_T}{dt} = V_s - \frac{V_{o,ee}^2}{R \cdot \langle i_L(t) \rangle_T} \quad (6.24)$$

Efectuando el siguiente reemplazo:

$$P_{o,ee} = \frac{V_{o,ee}^2}{R}$$

Se obtiene:

$$L \cdot \frac{d \langle i_L(t) \rangle_T}{dt} = V_s - \frac{P_{O,ee}}{\langle i_L(t) \rangle_T}$$

Dado que la potencia de salida es siempre algo menor a la de entrada, debido a pérdidas por disipación, se tiene:

$$\frac{P_{O,ee}}{\langle i_L(t) \rangle_T} < \frac{P_{S,ee}}{\langle i_L(t) \rangle_T}$$

$$\frac{P_{O,ee}}{\langle i_L(t) \rangle_T} < V_s$$

$$\frac{P_{O,ee}}{\langle i_L(t) \rangle_T} < V_s \quad \text{para todo } t$$

Esto implica que el miembro derecho de la ecuación 6.24 es mayor que cero para todo instante de tiempo, por lo que la derivada de la corriente es siempre positiva y en consecuencia la corriente por el inductor diverge.

La razón por la que esto ocurre es que hay una parte de la dinámica del sistema que no está siendo controlada. Es decir, al controlar únicamente la tensión de salida se deja variar a la corriente por el inductor en forma transparente para el control. La dinámica de lazo cerrado de los estados no controlados de un sistema no lineal se conoce como *dinámica escondida* o *dinámica cero*, y su estabilidad es condición necesaria para la estabilidad del sistema en su totalidad. Dado que la dinámica cero del convertidor a lazo cerrado de tensión resultó inestable, se concluye que es necesario implementar un control de corriente anidado dentro del lazo de tensión. Para esto se aprovechará el lazo de control de corriente previamente diseñado.

En la FIGURA 6.10 se muestra un diagrama en bloques donde se ilustran los lazos de control de corriente y de tensión que conforman la estrategia a implementar.

Como se observa en dicha figura, el lazo de corriente queda anidado dentro del de tensión y constituye la planta a controlar por este. En consecuencia es necesario desarrollar un modelo de sistema expandido que represente al lazo cerrado de corriente en su totalidad. El mismo debe incluir al convertidor, al controlador de corriente y al filtro correspondiente.

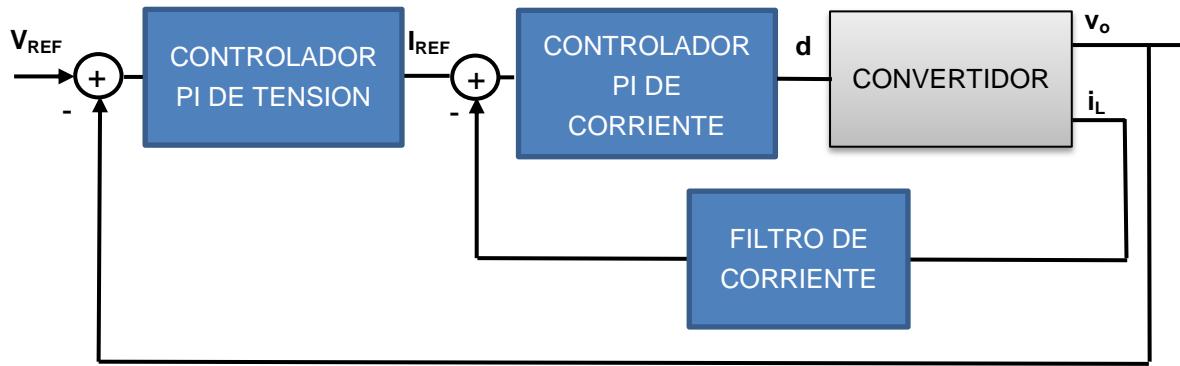


FIGURA 6.10. Lazo de control de tensión y lazo de corriente anidado.

Desarrollando mediante modelos de estados al PI de corriente y al filtro:

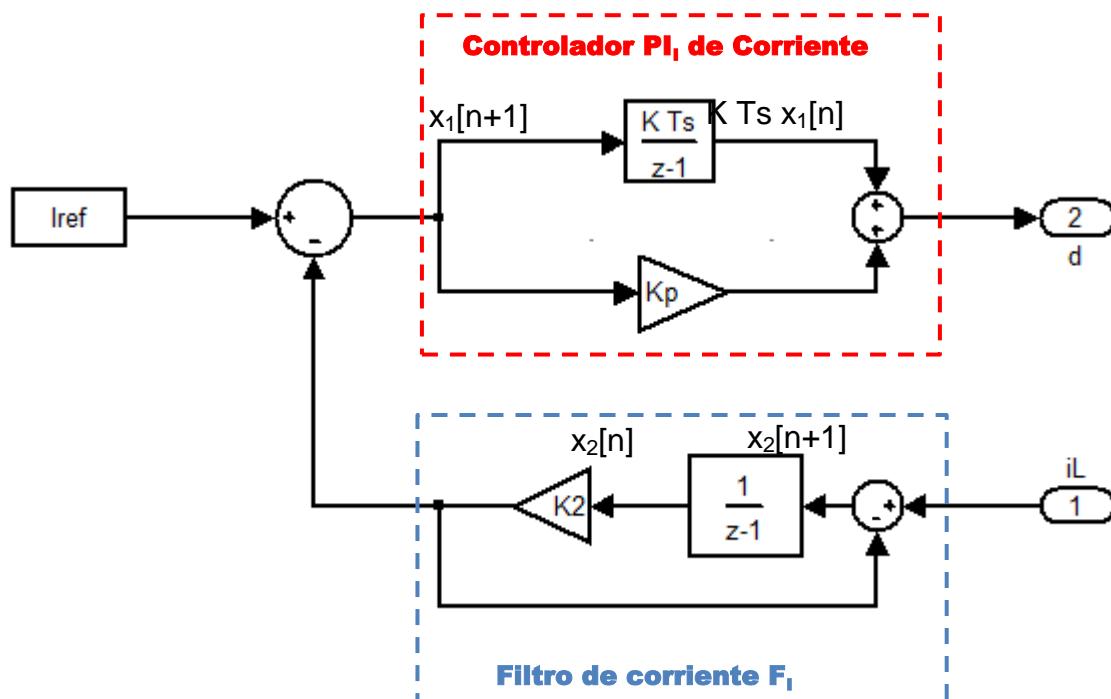


FIGURA 6.11. Diagrama del controlador y filtro de corriente en modelo de estados.

Se obtienen las ecuaciones en diferencias correspondientes:

$$x_1[n+1] = I_{ref} - K_2 \cdot x_2[n]$$

$$x_2[n+1] = i_L[n] - K_2 \cdot x_2[n]$$

$$d[n] = (I_{ref} - k_2 \cdot x_2[n]) \cdot K_p + K \cdot T_s \cdot x_1[n]$$

Reemplazando con las constantes correspondientes al F_1 y al P_1 :

- $K_2 = 0.05$
- $K_p = 0.01$
- $K \cdot T_s = 12 \cdot 50 \cdot 10^{-6}$

Se obtiene:

$$x_1[n+1] = Iref - 0.05 \cdot x_2[n] \quad (6.25)$$

$$x_2[n+1] = i_L[n] - 0.05 \cdot x_2[n] \quad (6.26)$$

$$d[n] = 0.01 \cdot Iref - 0.5 \cdot 10^{-3} \cdot x_2[n] + 0.6 \cdot 10^{-3} \cdot x_1[n] \quad (6.27)$$

Expresando las ecuaciones diferenciales del modelo linealizado del convertidor dadas por 6.19 y 6.20 en ecuaciones en diferencias, considerando el tiempo de muestreo igual a 5 μs y el punto de trabajo mencionado previamente, se obtiene:

$$i_L[n+1] = i_L[n] - 0.0125 \cdot v_o[n] + 1.5 \cdot d[n]$$

$$v_o[n+1] = 0.0011 \cdot i_L[n] + 0.9998 \cdot v_o[n] - 0.0173 \cdot d[n]$$

Luego expandiendo el sistema con las ecuaciones 6.25, 6.26 y 6.27:

$$i_L[n+1] = i_L[n] - 0.0125 \cdot v_o[n] + 1.5 \cdot [0.01 \cdot Iref - 0.5 \cdot 10^{-3} \cdot x_2[n] + 0.6 \cdot 10^{-3} \cdot x_1[n]]$$

$$v_o[n+1] = 0.0011 \cdot i_L[n] + 0.9998 \cdot v_o[n] - 0.0173 \cdot [0.01 \cdot Iref - 0.5 \cdot 10^{-3} \cdot x_2[n] + 0.6 \cdot 10^{-3} \cdot x_1[n]]$$

$$x_1[n+1] = Iref - k_2 \cdot x_2[n]$$

$$x_2[n+1] = i_L[n] - k_2 \cdot x_2[n]$$

Distribuyendo términos:

$$\begin{bmatrix} i_L[n+1] \\ v_o[n+1] \\ x_1[n+1] \\ x_2[n+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -0,0125 & 0,9 \cdot 10^{-3} & -0,75 \cdot 10^{-3} \\ 0,0011 & 0,9998 & -10,38 \cdot 10^{-6} & 8,65 \cdot 10^{-6} \\ 0 & 0 & 0 & -0,05 \\ 1 & 0 & 0 & -0,05 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L[n] \\ v_o[n] \\ x_1[n] \\ x_2[n] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 15 \cdot 10^{-3} \\ -0,173 \cdot 10^{-3} \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot I_{\text{ref}}$$

Este sistema discreto representa finalmente al lazo cerrado de corriente, es decir la planta a controlar por parte del lazo de tensión.

Para comenzar el diseño del controlador de tensión se debe tener muy presente el hecho de que su salida constituirá la referencia del lazo de corriente. Por lo tanto es fundamental que su dinámica sea aproximadamente un orden de magnitud más lenta que la del lazo de corriente, para que esta pueda seguir la referencia adecuadamente sin provocar un comportamiento oscilatorio.

La sintonía del controlador de tensión se realizó aplicando el mismo método que el utilizado para hallar el PI de corriente, es decir, mediante una aproximación inicial y ajustes progresivos basados en la respuesta temporal observada. Se obtuvo el siguiente controlador PI de tensión:

$$PI_U(z) = k_p + \frac{K_I \cdot T_s}{z-1}$$

$$PI_U(z) = 0,1 + \frac{25 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{z-1}$$

donde se deduce que $K_p = 0,1$ y $K_I = 25$. Nuevamente el tiempo de muestreo T_s es $50 \mu\text{s}$.

En la FIGURA 6.12 se muestra el circuito de simulación empleado, donde puede observarse el control completo del convertidor, constituido por los lazos de tensión y corriente, así como el modelo del convertidor utilizado.

La FIGURA 6.13 muestra una simulación de la respuesta del sistema completo ante una perturbación en la carga, en base al punto de trabajo establecido en la TABLA 6.1. Dicha perturbación fue producida en el instante $t = 0,2$ s, modificando el valor de resistencia de 15Ω a 12Ω . La misma representa una variación de 25% en la potencia de salida. En la figura se muestra la forma en que la tensión de salida se ve afectada, al igual que la referencia de corriente entregada por el lazo de tensión. Además puede

apreciarse la diferencia de velocidades entre ambos lazos, dado que la corriente sigue rápidamente a su referencia y por tal motivo ambas curvas son muy similares, mientras que la tensión demora más tiempo en retornar a su valor de referencia de 60 V.

En la FIGURA 6.14 se muestra el detalle de la tensión de salida en el momento de producirse la perturbación de carga. El sobrepico obtenido es de aproximadamente 4% del valor de estado estacionario, y el tiempo de establecimiento al 2% del valor final de tensión es inferior a 40 ms.

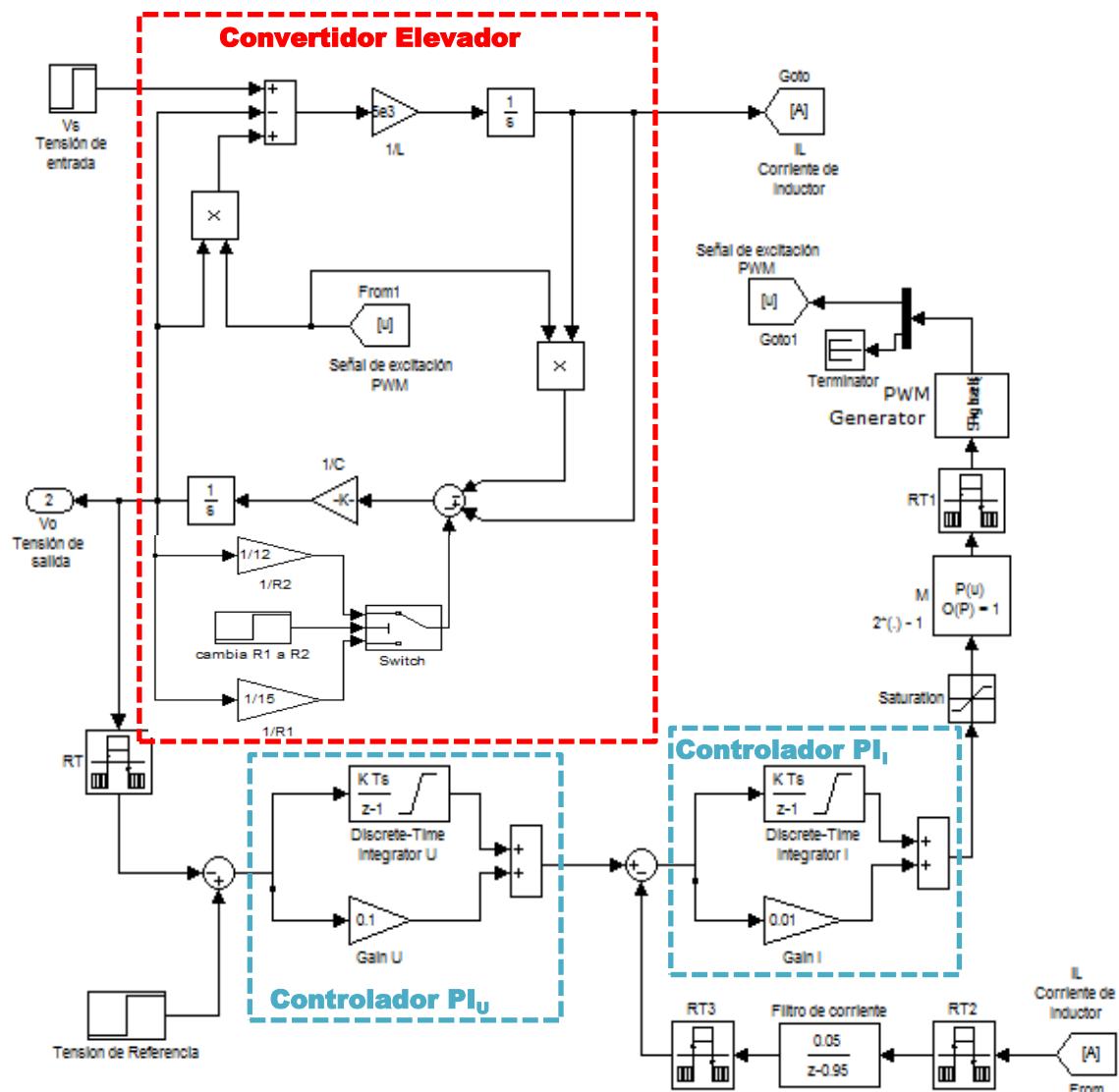


FIGURA 6.12. Circuito de simulación del sistema real a lazo cerrado para el control de tensión con lazo de corriente anidado.

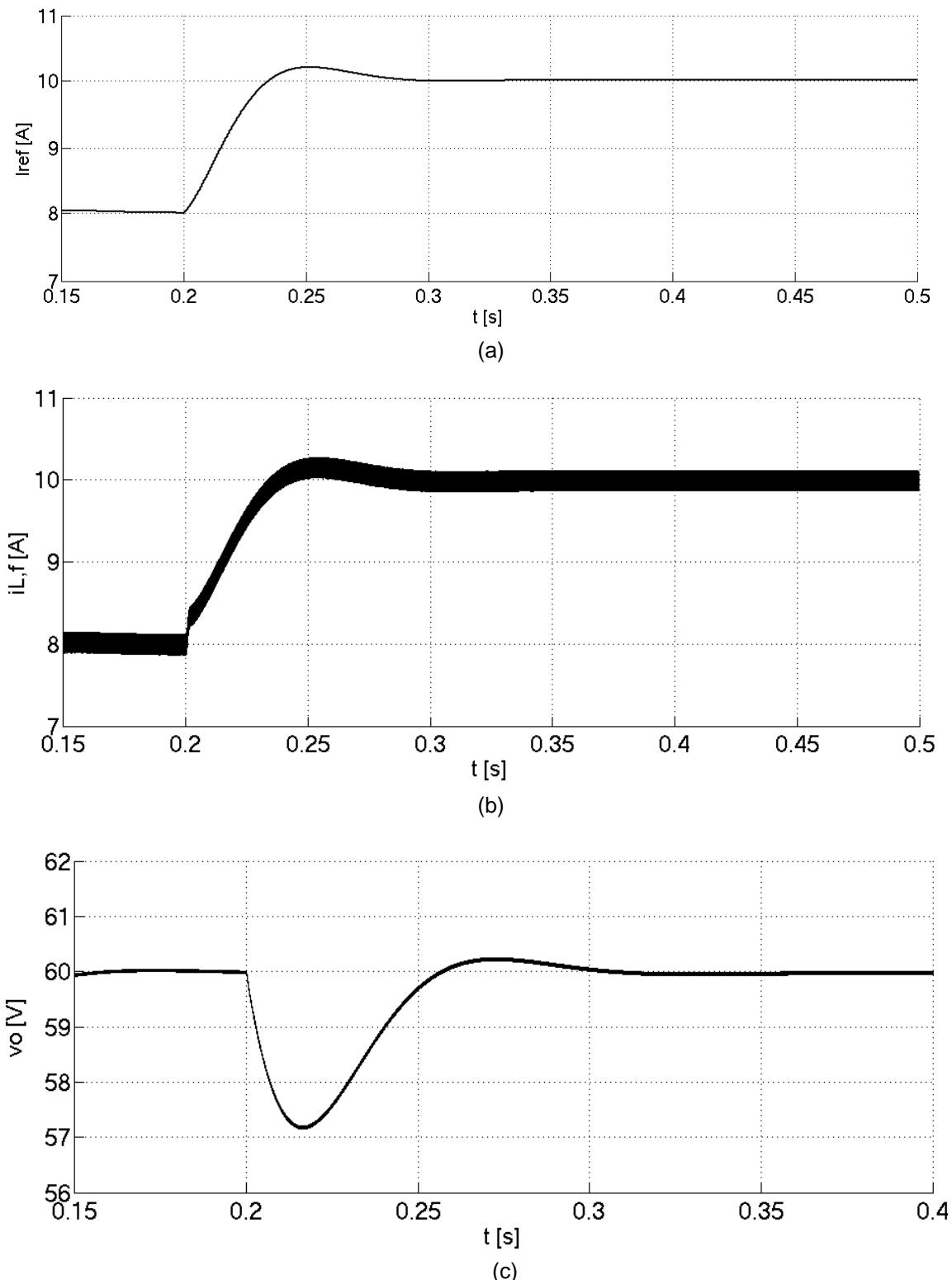


FIGURA 6.13. Respuesta temporal del sistema real realimentado en tensión ante un cambio de resistencia de 15 a 12Ω. (a) Referencia de corriente. (b) Corriente en el inductor. (c) Tensión de salida.

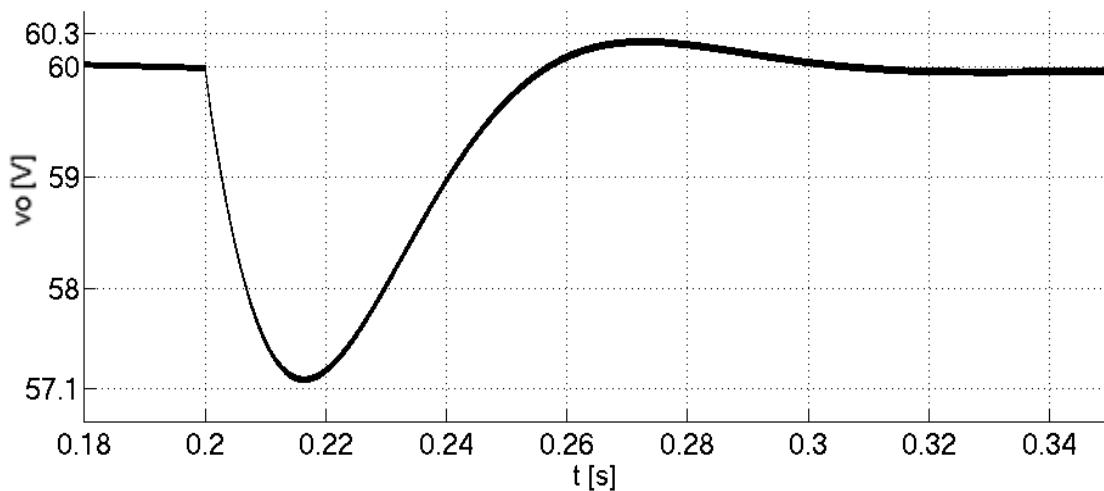


FIGURA 6.14. Detalle de la tensión de salida entorno al instante de la perturbación de carga

Como comentario final respecto al tipo de control elegido para este trabajo vale mencionar que, en función de la característica no lineal de la planta, existen técnicas de control más sofisticadas que incluyen por ejemplo el ajuste de parámetros en distintos puntos de operación. Esto permite obtener un mejor comportamiento del sistema de lazo cerrado en todo el rango de operación.

6.4. SOPORTE FÍSICO PARA EL CONTROL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS

El hecho de que un control o cualquier otro dispositivo sea digital, no implica necesariamente una determinada forma de implementación física. Por ser digital lo único que se establece es la utilización de magnitudes discretizadas en tiempo y magnitud.

En cuanto a la forma de implementar físicamente el control digital, existe una gama de posibilidades bien distintas. Una de ellas es mediante un PLC (Programmable Logic Controller, controlador lógico programable). Sus instrucciones están pensadas especialmente para tareas de control y se diseñan específicamente para trabajar en ambientes industriales y hostiles. Sin embargo, su capacidad de cómputo va mucho más allá de lo necesario y su tamaño físico excede con creces el tamaño medio de los convertidores a controlar. Por estas razones, apenas se encuentran referencias a controles digitales de convertidores conmutados mediante PLC.

En el otro extremo, para realizar el control podrían utilizarse dispositivos discretos de lógica digital (compuertas lógicas, biestables y otros elementos similares). Los problemas que se encuentran con una implementación de este tipo son el tamaño, la cantidad y el precio, dado que se necesitarían cientos o incluso miles de estos elementos para realizar el control de un convertidor conmutado. Por estas razones apenas se utilizan dispositivos discretos en la actualidad, salvo en aplicaciones de extrema sencillez en las que basta con uno o unos pocos dispositivos.

Por tanto, descartados ambos extremos (PLC y dispositivos discretos), se recurre al término medio: circuitos integrados digitales. Estas son casi las únicas formas de implementación, salvo alguna excepción aislada. Sin embargo, dentro de esta solución se encuentran dos grupos de dispositivos bien diferenciados. En [40] se realiza esta distinción, dividiendo los controladores digitales de convertidores conmutados en los siguientes grupos:

1. Dispositivos basados en núcleo microprocesador. Se trata de 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.

En los dispositivos basados en núcleo microprocesador también se incluyen los DSP. Se trata nuevamente de dispositivos programables que ejecutan un código de forma secuencial, pero que se encuentran más orientados a las operaciones aritméticas complejas y al tratamiento de señales digitales. 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. De hecho, la mayoría de los dispositivos basados en núcleo microprocesador que se utilizan para el control de convertidores conmutados son DSP.

2. Dispositivos digitales de hardware específico o dedicado. La principal diferencia con los dispositivos anteriores es que el hardware que implementan es dedicado y no estándar. Esto permite aprovechar la ventaja de la ejecución paralela frente a la secuencial, es decir, ejecutar su funcionalidad toda a la vez en lugar de la ejecución instrucción tras instrucción como lo realizan los

microprocesadores. Por ejemplo, si el algoritmo a ejecutar tiene cinco comparaciones, es posible implementar cinco comparadores, a diferencia de un microprocesador que debería ejecutar cinco veces la instrucción de comparación (en caso de tener implementado un único comparador en su unidad aritmética lógica). Además tomando el mismo ejemplo, el hardware específico permite elegir entre la paralelización total (cinco comparadores), la serialización (sólo un comparador) o incluso la segmentación (más de un comparador y menos que cinco). Esta posibilidad de explorar el espacio de diseño es una ventaja a tener en cuenta.

Los dispositivos concretos que se encuadran en este grupo de hardware específico son: las FPGA (Field Programmable Gate Array, arreglo de compuertas programables en campo) y los ASIC (Application-Specific Integrated Circuit, circuitos integrados de aplicación específica). Se utilizará el término FPGA para referirse también a las CPLD (Complex Programmable Logic Device, dispositivo lógico programable complejo) por ser dispositivos muy similares, al menos en cuanto a su funcionamiento y estructura se refiere. La diferencia entre las FPGA y los ASIC está en que 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). La desventaja es que son algo más lentas que los ASIC y que estos últimos son más baratos para grandes tiradas.

Comparación entre dispositivos basados en núcleo microprocesador y dispositivos digitales de hardware específico

Los FPGA o ASIC generalmente presentan menor tiempo de ejecución que los hardware basados en microprocesador, debido a la posibilidad de la ejecución paralela. La totalidad de la paralelización mediante hardware dedicado no implica necesariamente la utilización de mayores recursos, dado que los microprocesadores son de múltiple propósito, por lo que tienen una gran cantidad de recursos que no son empleados para una dada aplicación en particular.

Por otro lado, el microprocesador debe almacenar el resultado de cada operación hasta que lo utilice, lo que implica la necesidad de uso de memoria RAM y un mayor tiempo de acceso a los resultados temporales.

Por lo anteriormente expuesto, en el caso de aplicaciones como el control de convertidores comutados, es muy común que una solución basada en

hardware específico ocupe menos recursos que otra basada en microprocesador.

Otros aspectos de interés a comparar entre estos tipos de dispositivos son:

- **Flexibilidad.** Los dispositivos basados en microprocesador son reprogramables y por tanto más flexibles. Sin embargo, dentro de los dispositivos de hardware específico, muchas FPGA son también reprogramables, lo que les otorga una flexibilidad comparable a los microprocesadores, pero no así los ASIC que no pueden cambiar su funcionalidad. La reprogramación es una característica muy deseable para los prototipos, pero no tanto para la producción industrial.
- **Capacidad de cálculo.** Los dispositivos basados en microprocesador tienen en principio mayor capacidad de cálculo que los de hardware específico, por lo que son menos apropiados para operaciones de cálculo intensivo.
- **Velocidad de operación.** Por la naturaleza de ambos tipos de dispositivos, los de hardware específico son más rápidos en resolver un mismo algoritmo.
- **Tamaño.** El tamaño de ambos tipos de dispositivos es similar. La diferencia de tamaño radica más bien en el grado de integración con los periféricos.
- **Precio.** Los dispositivos basados en microprocesador suelen ser más económicos que las FPGA, pero los ASIC son incluso más baratos siempre y cuando la tirada de fabricación sea suficientemente grande. No obstante, la diferencia de precios se va acortando con el tiempo entre todos ellos.
- **Portabilidad.** Las soluciones basadas en microprocesador se desarrollan bien en lenguaje C o en otros lenguajes de alto nivel, o bien en código ensamblador directamente. El código C tiene la ventaja de ser más intuitivo y claro, además de ser portable en alto grado en el caso de cambiar de dispositivo. El inconveniente es que es una solución menos optimizada en términos de memoria necesaria y velocidad de ejecución

que la programación mediante código ensamblador. El inconveniente del código ensamblador es que no es portable al cambiar de dispositivo.

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.

- **Difusión.** Los dispositivos basados en microprocesador están mucho más difundidos que los de hardware específico.

La mayoría de los controladores digitales propuestos en la bibliografía de la temática están basados en microprocesadores, a pesar que los de hardware específico ofrecen posibilidades de crecimiento y mejora potencialmente mayores que los basados en microprocesador. Son numerosos los autores (tales como [41], [42] y [43]) que ven en estos dispositivos la posibilidad de acabar con los inconvenientes que han limitado la expansión de los controladores digitales para convertidores conmutados, principalmente en cuanto a velocidad de procesamiento. Una mayor velocidad en el procesamiento implicaría mejorar la respuesta dinámica de lazo cerrado del convertidor, como así también poder generar un PWM de mayor velocidad y, por tanto, mayor resolución.

En [44] se hace una comparativa de las soluciones de un mismo problema de control usando dispositivos basados en microprocesador y de hardware específico. La conclusión de dicho análisis fue que la solución con hardware específico proporcionaba mucha más velocidad y generación mucho más precisa de las señales de control de los interruptores.

A pesar de las conclusiones previas, para el presente trabajo se utilizará un dispositivo basado en microprocesador, dado que el mismo está siendo utilizado dentro del proyecto de generador híbrido desarrollado en el LEICI, en el que se encuentra enmarcado este trabajo. Se trata de un DSC (Digital Signal Controller, controlador digital de señales) modelo TMS320 de Texas Instruments, que se compone de un procesador digital de señales con el agregado de módulos periféricos integrados al chip, como conversión analógico-digital, generación de señales PWM, etc.

6.5. EMPLEO DEL CONTROLADOR DIGITAL DE SEÑALES TMS320F28335 COMO HARDWARE DE CONTROL

6.5.1. TARJETA DE EVALUACIÓN EZDSP F28335

La tarjeta de evaluación eZdsp F28335 de Spectrum Digital Inc. es un módulo autónomo diseñado para el testeo del DSC TMS320F28335 de Texas Instruments, que permite evaluar la aplicabilidad de este dispositivo a proyectos particulares. Esta placa, cuya vista superior se muestra en la FIGURA 6.15, permite desarrollar y ejecutar aplicaciones en tiempo real.

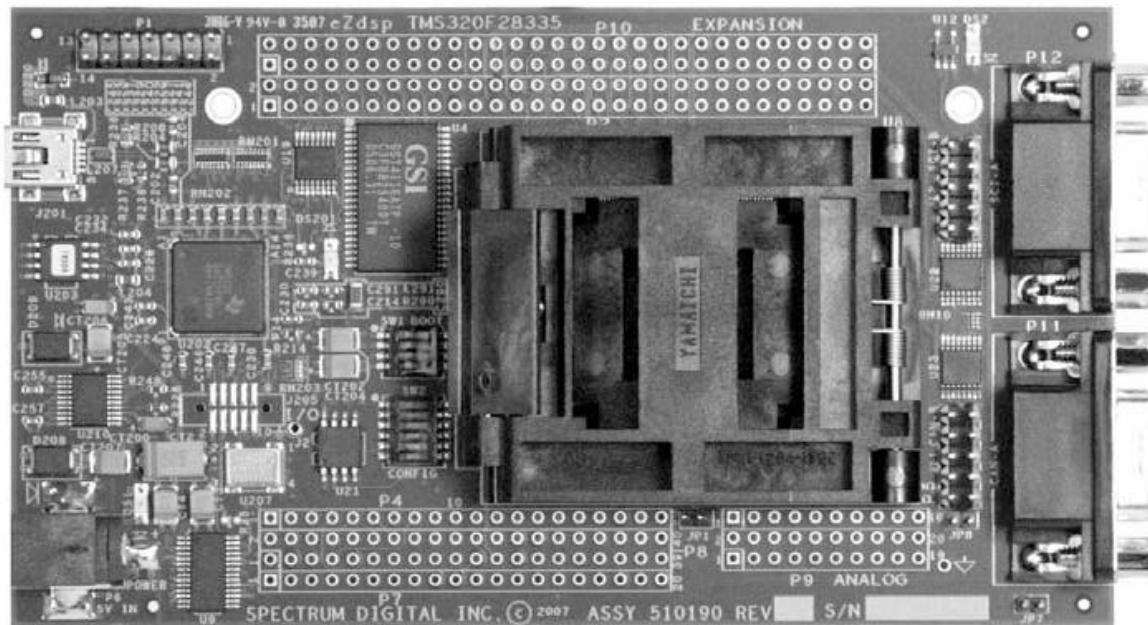


FIGURA 6.15. Tarjeta de evaluación eZdsp F28335 de Spectrum Digital Inc.

Entre las características más destacadas de este kit se encuentran:

Hardware:

- DSC TMS320 F28335 (Controlador digital de señales).
- Zócalo de presión para la conexión del DSC.
- Memoria SRAM de 256 Kb.
- Conector RS-232 con línea de drivers.

- Interface CAN 2.0 con línea de drivers y conector.
- Conector de expansión múltiple.
- Controlador USB JTAG embebido.
- Funcionamiento a 5 V suministrados por adaptador AC.
- Conector de emulador IEEE 1149.1 JTAG en placa.

Software:

- TI F28xx Code Composer Studio versión 3.3.
- Soporte F28335 Flash APIs.
- Archivos de encabezamientos y ejemplos de software F28335.

En la FIGURA 6.16 se muestra un diagrama en bloques de la configuración de la tarjeta de evaluación eZdsp F28335.

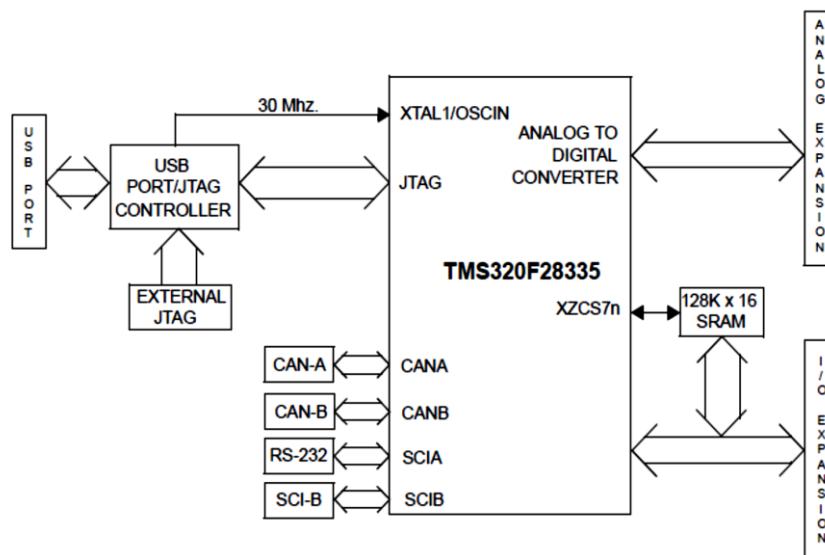


FIGURA 6.16. Diagrama de bloques de la configuración de la tarjeta de evaluación entorno al DSC.

La conexión de la placa con el entorno se realiza mediante una serie de puertos y conectores. El detalle de los mismos se observa en la FIGURA 6.17 y se enuncian a continuación:

- P1, interface JTAG (emulador).
- P2, interface de expansión entrada/salida.
- P4/P8/P7, Interface de entrada/salida.
- P5/P9, Interface analógica.

- P6, Conector de alimentación (5V).
- P10, Interface de expansión entrada/salida.
- P11, Conector CAN-A (interface para comunicación mediante protocolo CANBus).
- P12, Conector RS-232.
- J11, Conector CAN-B
- J12, Conector SCI-B.
- J201, Interface Embedded USB JTAG.
- JP1, Selector de ADCREFIN.
- JR2, Selector de voltaje XTPD.
- JR4, Selector de voltaje para conector P4 y P8
- JR5, Selector de voltaje para conector P2 y P10
- JR6, Selector MUX GPIO22_24
- JP7, Selector de resistencia de terminación de CANA
- JP8, Selector de resistencia de terminación de CANB
- SW1, Interruptor de selección Boot.
- SW2, Interruptor de configuración del procesador
- DS1, DS201, DS2, Leds.

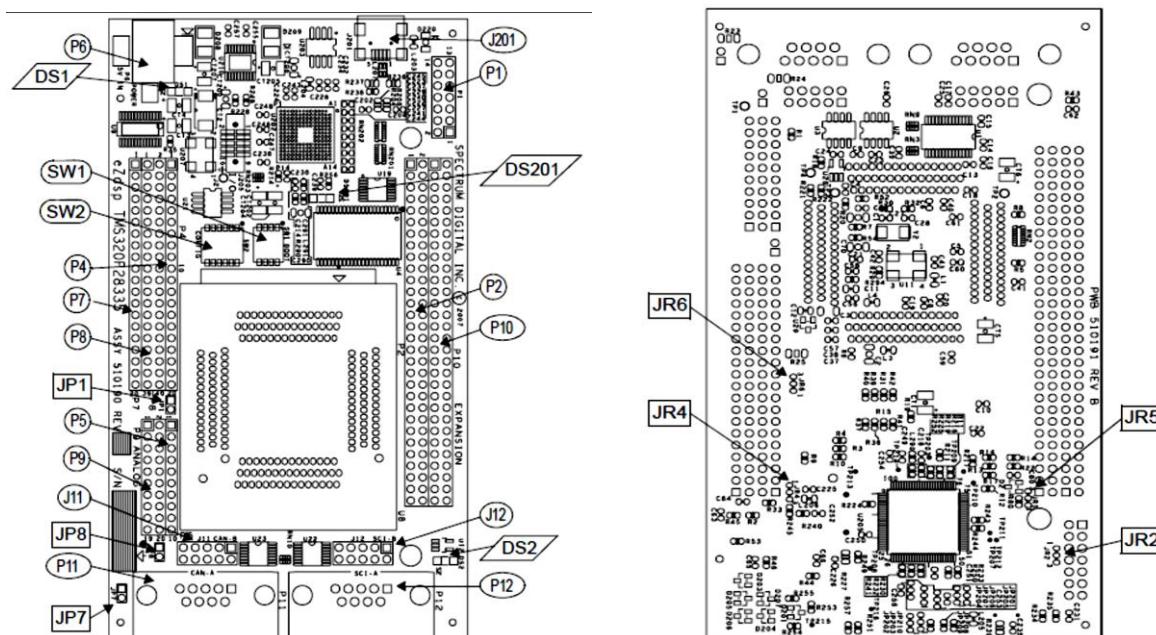


FIGURA 6.17. Vistas superior e inferior de la tarjeta de evaluación, con referencias

Para más información acerca de la tarjeta de evaluación eZdsp F28335 puede recurrirse a la bibliografía [45].

6.5.2. CONTROLADOR DIGITAL DE SEÑALES TMS320

Los controladores de Texas Instruments se clasifican por familias dependiendo de su numeración, el DSC TMS320F28335 pertenece a la familia de procesadores C2000. Estos son diseñados para proveer soluciones de alto rendimiento en aplicaciones de control exigentes.

Las características del DSC TMS320F28335 son las siguientes:

- Velocidad de operación 150 MHz.
- CPU de 32 bits con punto flotante.
- Controlador DMA de seis canales.
- Interface externa de 16 ó 32 bits.
- Memoria 256K x 16 Flash, 34K x 16 SARAM.
- 1K x 16 OTP ROM.
- BOOT ROM (8K x 16).
- Control del sistema y relojes.
- 64 pines I/O (GPIO0 a GPIO63).
- Bloque de expansión de interrupciones periféricas (PIE).
- Código de seguridad de 128 bits.
- 18 salidas PWM.
- 6 salidas HRPWM con 150ps de resolución MEP.
- 3 temporizadores de la CPU de 32 bits.
- 3 puertos periféricos.
- ADC de 12 bits con 16 canales y tiempo de conversión de 80 ns.
- 176 pines de conexión en total.

Información más detallada sobre el TMS320F28335 se encuentra en la bibliografía [46].

A continuación se abordará el estudio de los recursos del DSC utilizados en el desarrollo del sistema de control

- Módulo Conversor ADC

El DSC cuenta con un conversor de 12 bits y 16 canales (ADCINA [0-7] y ADCINB [8-15] para transformar una señal analógica en digital, cada uno con

S/H (Sample and Hold, muestrea y retiene). Cada resultado de conversión puede ser accesado individualmente a través de un único registro por canal. La conversión permite un rango de tensiones de entrada entre 0 y 3 voltios, cuya fórmula es:

$$ADC_{valor} = \frac{4095}{3} \cdot V_{IN,ADC}$$

Donde $V_{IN,ADC}$ es el valor de tensión de entrada del conversor y 4095 corresponde al máximo número en sistema decimal representable con 12 bits. Cualquier tensión menor a 0 V será convertida como 0, y cualquiera mayor a 3 V tendrá por conversión 4095. Además, se destaca que no puede suministrarse tensiones de entrada superiores a 4 V.

En el diagrama de bloques del módulo ADC que se muestra en la FIGURA 6.18 se observa que existe sólo un conversor de 12 bit, el cual utilizando multiplexores (MUX) en dos bloques de 8 canales cada uno, permite obtener hasta 16 canales. Utilizando los registros de control es posible utilizar los secuenciadores, los que permiten 16 ‘autoconversiones’ en una sola sesión (tiempo dado entre la conversión del primer canal y el último), donde cada conversión es guardada en cualquier registro previamente seleccionado.

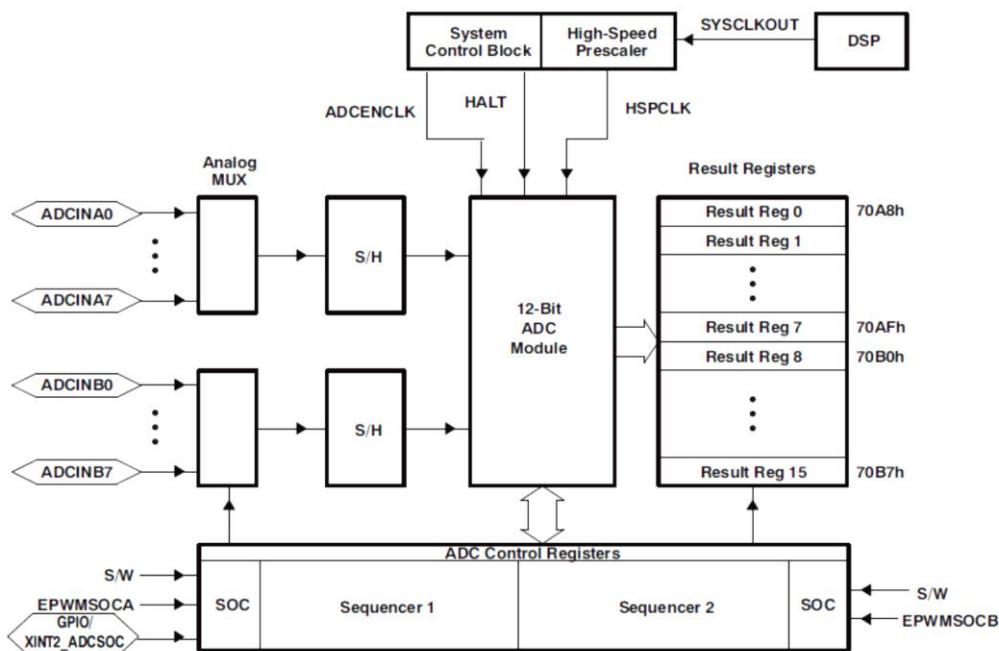


FIGURA 6.18. Diagrama de bloques del módulo ADC

La frecuencia de reloj de conversión de este módulo es de 12.5MHz, siendo

modificable a partir de la configuración de un registro determinado. Existen tres configuraciones posibles para la adquisición y conversión:

- Software: a partir de una instrucción se produce una interrupción indicándose el disparo de comienzo de adquisición de las señales de entrada y conversión de las mismas.
- ePWM: consiste en realizar una interrupción mediante el módulo ePWM.
- Exterior: a partir de la señal de interrupción XINT2. Esta señal se suministra a través de un pin de entrada en el puerto de los periféricos de la tarjeta de evaluación eZdsp F28335.

Por otro lado las peticiones de interrupción de EOS (End of Sampling, final de conversión) de los canales del módulo ADC pueden realizarse mediante una petición de interrupción en cada conversión finalizada o después de finalizar varias conversiones.

Es importante destacar que el módulo ADC necesita una tensión de referencia para realizar las conversiones de los valores adquiridos. Esta referencia puede ser configurada como externa o interna. El modo interno implica que el módulo ADC adquiere el valor de esta tensión a partir de un registro de memoria, mientras que en modo externo lo hace a partir de una entrada externa del DSC (el mismo soporta tres valores de tensiones de referencia distintas: 2.048V, 1.5V y 1.024V).

- Módulos ePWM (enhanced PWM)

El DSC cuenta con seis módulos ePWMy con dos salidas cada uno: ePWMAx y ePWMBx, como se muestra en la FIGURA 6.19.

Cada módulo contiene un registro de memoria para la configuración de la base de tiempo, configurable e independiente para cada uno, con resolución de 16 bits. Esta base de tiempo puede ser indicada por el usuario en forma absoluta en segundos o como cantidad de ciclos de reloj, siendo esta última alternativa la que proporciona mayor precisión al reducir la cantidad de cálculos y disminuir errores de redondeo.

Es posible configurar las dos salidas ePWM de cada módulo como simétricas, asimétricas o independientes.

- Módulos de entrada-salida para propósitos generales (GPIOx)

La mayor parte de las señales periféricas son multiplexadas con señales de entrada-salida de propósito general (GPIO), permitiendo al usuario utilizar un pin como GPIO si una señal o función periférica no está siendo utilizada. Cada vez que el DSC se resetea, los pines GPIO se configuran automáticamente como entradas, aunque el usuario puede programar cada uno de estos pines en forma individual como entrada-salida o en modo de señal periférica. Para ciertas entradas específicas se cuenta además con un sistema que permite reducir el ruido indeseado de glitches. Las señales GPIO pueden utilizarse también para despertar al DSC de modos de funcionamiento de bajo consumo de energía.

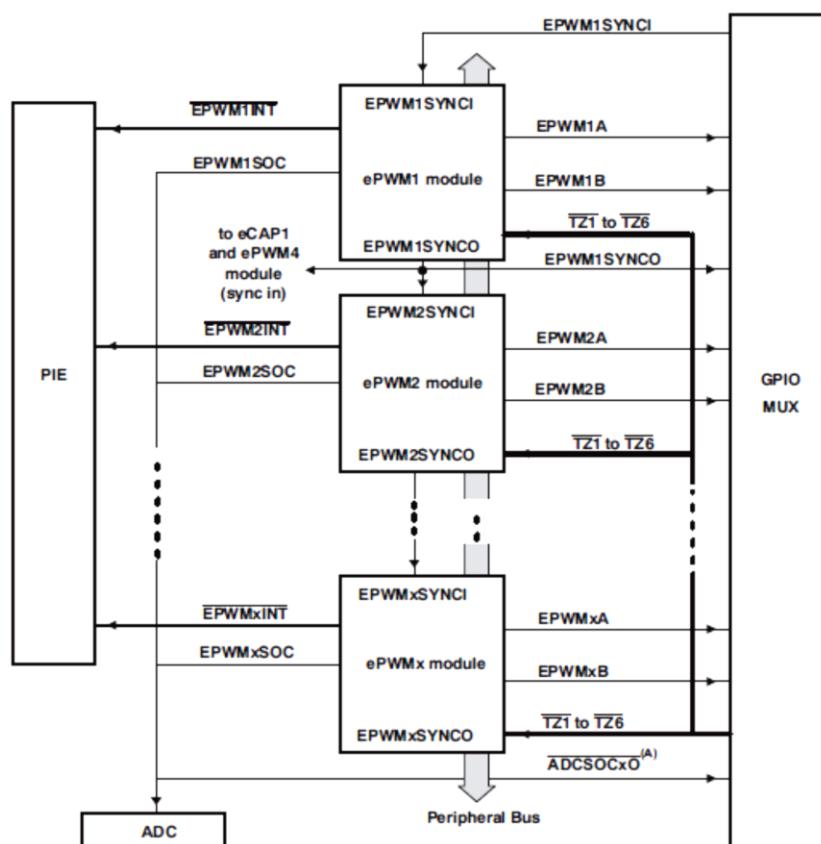


FIGURA 6.19. Diagrama de bloques de los módulos ePWM

6.5.3. PROGRAMACIÓN DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL SOBRE EL DSC

En esta sección se detallará la programación del control de tensión de salida del convertidor sobre el DSC, pues permite mostrar los dos lazos de control

diseñados. Para su programación, se utilizaron dos softwares de manera conjunta: Matlab y Code Composer Studio.

Matlab ofrece un entorno de desarrollo denominado Embedded Coder que permite la generación de código C y C++ en forma rápida y compacta para la programación de procesadores embebidos. En particular para este trabajo ofrece la capacidad de integrarse con el software Code Composer Studio (CCS) que Texas Instruments ha diseñado para la programación del controlador TSM320F28335.

Los pasos necesarios para cargar el sistema de control en el DSC pueden resumirse del siguiente modo:

1. Generación del código fuente

Inicialmente se genera el código fuente dentro del entorno Simulink, que permite la programación en forma sencilla mediante la construcción de diagramas de bloques. Su utilización en forma conjunta con el entorno Embedded Coder permite seleccionar la tarjeta de prueba eZdsp F28335 para así poder representar los módulos a utilizar del DSC y configurar su operación. Una vez terminado el diagrama de bloques, se ordena a Matlab la compilación en lenguaje C del programa.

2. Código objeto y ejecutable

Mediante el software CCS se realiza la traducción del programa en C a lenguaje ensamblador. Luego se genera el archivo ejecutable *.out para su posterior carga en memoria.

3. Carga del programa en el DSC

El ejecutable generado es transferido fácilmente a la memoria del DSC mediante las herramientas provistas por el ambiente de desarrollo CCS.

Es importante destacar que desde Matlab es posible testear y verificar el algoritmo en ejecución dentro del controlador, intercambiar información en tiempo real, analizar tiempos de procesamiento del programa y simplificar la optimización del código entre otras tareas, gracias a la comunicación continua entre Matlab, Code Composer y el DSC.

Generación del código fuente

El programa diseñado en Simulink se presenta en la FIGURA 6.20. Posteriormente se analizan individualmente las etapas que lo componen.

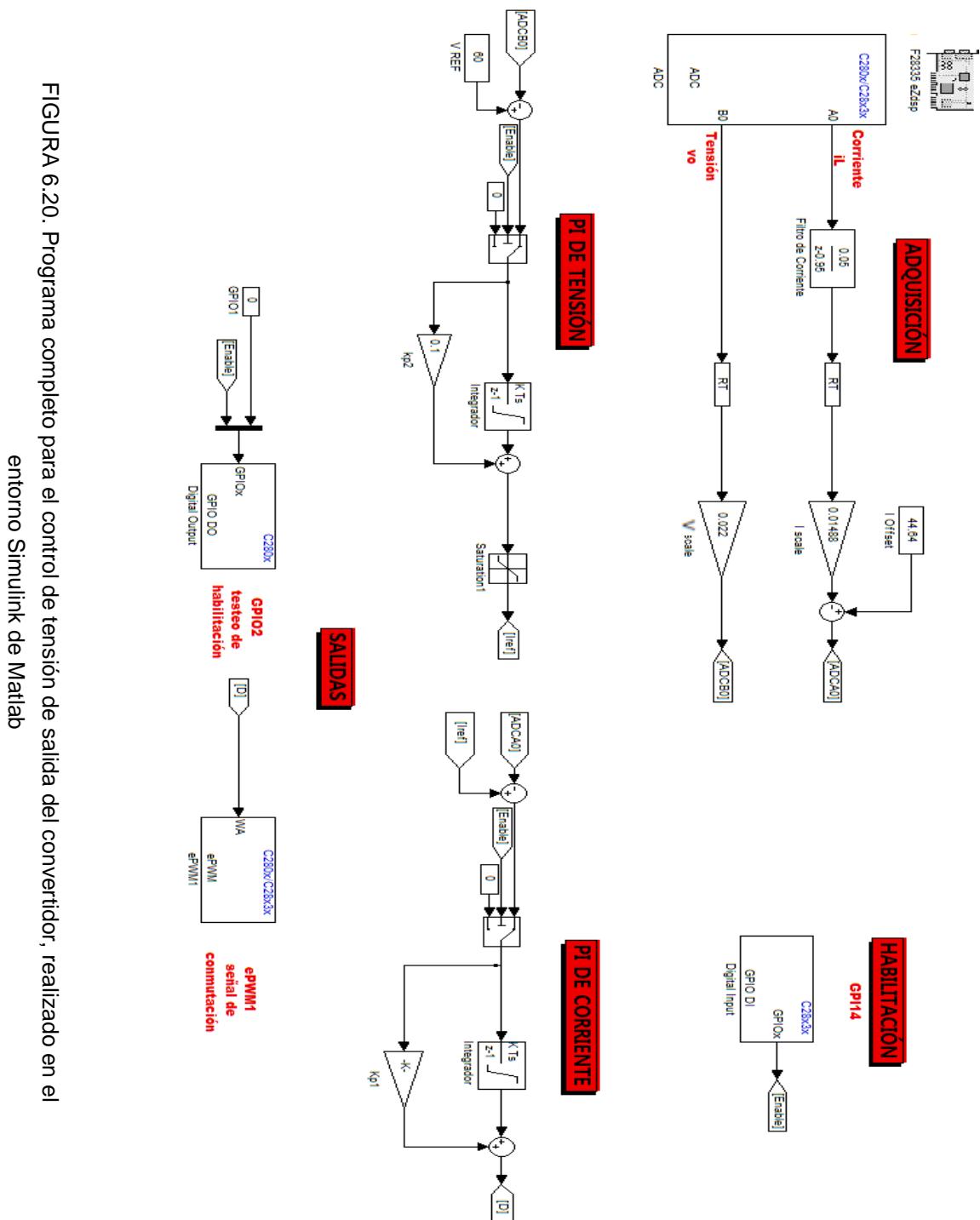


FIGURA 6.20. Programa completo para el control de tensión de salida del convertidor, realizado en el entorno Simulink de Matlab

▪ Adquisición

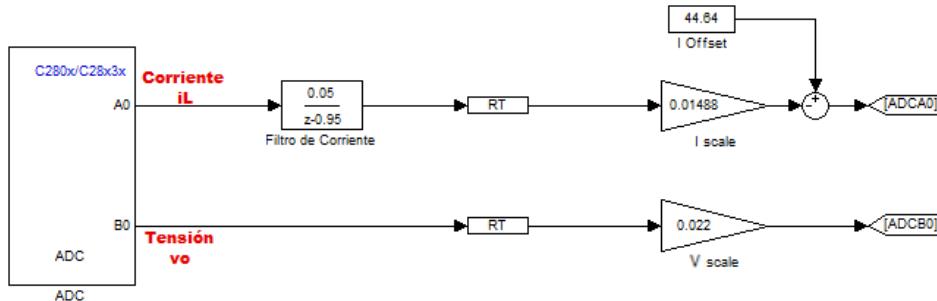


FIGURA 6.21. Esquema de adquisición.

Configuración del ADC:

- Módulos utilizados: A y B
- Modo de conversión: Simultáneo
- Inicio de conversión: Mediante software
- Tiempo de muestro: 5e-6 s
- Canales utilizados ADCINA0 (medición de corriente en el inductor) y ADCINB0 (medición de tensión en la carga).

RT: Rate transition. Permite compatibilizar la conexión entre bloques que operan con diferentes tasas de datos.

Es importante notar que las entradas del conversor provienen de las salidas de circuitos de instrumentación, con ganancias y offsets particulares. Además, como se explicó con anterioridad, los resultados de las conversiones se expresan en números comprendidos en el rango de 0 a 4095. Dado que el control fue diseñado de manera de tener como referencias de corriente y tensión valores reales de funcionamiento, se debieron implementar en el código las ganancias I_{scale} y V_{scale} así como el offset I_{offset} para tener compatibilidad entre las referencias y las señales ADCA0 y ADCB0 respectivamente.

▪ PI de tensión

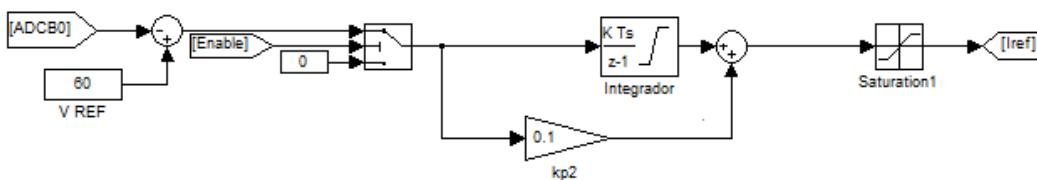


FIGURA 6.22. Controlador PI de tensión.

Las constantes del controlador son las calculadas previamente:

- $T_s=50e-6$.
- $K=25$.
- $k_{p2}=0.1$.

Se agregó saturación por seguridad y para prevenir un posible mal funcionamiento por wind-up.

El bloque de switch se agregó para contar con una entrada *enable* que permita habilitar o deshabilitar el lazo de tensión.

■ PI de corriente

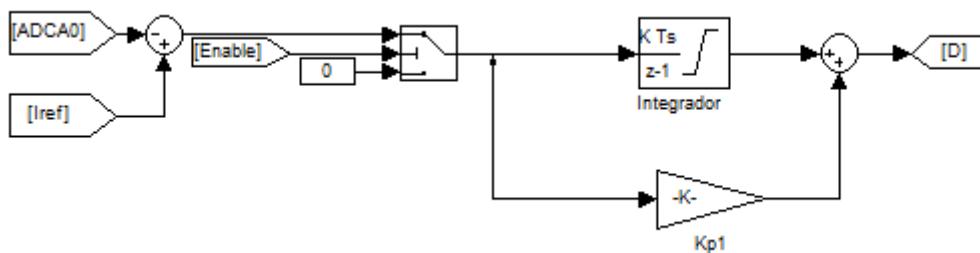


FIGURA 6.23. Controlador PI de corriente.

Las constantes del controlador son:

- $T_s=50e-6$.
- $K=K_i \cdot 7500$ siendo K_i la constante de integración calculada para el PI (12).
- $k_{p1}= k_p \cdot 7500$, siendo k_p la constante proporcional ($k_p=0.01$).

El ajuste de 7500, es debido a que se configura la base de tiempo del bloque PWM en cantidad de ciclos de reloj. Considerando que la frecuencia de reloj es 150 MHz ($T_{Ck}=1/150\text{Mhz}$) y que se desea una señal PWM de periodo $50e-6$ segundos, se requieren 7500 pulsos de reloj para completar el mencionado periodo. Por ello es necesario que la entrada al bloque PWM sea un número entre 0 y 7500, de modo de indicarle al bloque PWM cuántos pulsos de reloj debe mantener su salida en alto.

▪ Salidas



FIGURA 6.24. Módulo generador de señal PWM

Configuración PWM:

- Módulo utilizado: ePWM1.
- Unidad de tiempo del periodo de la señal: Ciclos de reloj.
- Periodo: 7500.
- Utilización de la salida ePWM1A.
- Se implementó una parada de seguridad que permite colocar ambas salidas de PWM utilizadas a tierra cuando se suministra un nivel lógico alto en el pin TZ6 del eZdsp.

Por ultimo de la FIGURA 6.20 se observa el bloque Digital Input. En él se configuró el pin GPIO14 como entrada, para realizar la función de habilitación previamente detallada. Además se configuró en el bloque Digital Output los pines GPIO1, de modo de forzar ePWM1B a cero y el GPIO2 para realizar un testeo de la habilitación si es requerido.

El bloque F28335 eZdsp contiene información del DSC, de la tarjeta de evaluación, mapa de memoria y parámetros de operación de periféricos.

6.6. RESUMEN

En este capítulo se ha diseñado en su totalidad el sistema de control que permite cumplir con los dos objetivos de control especificados para el convertidor electrónico de potencia, de manera eficiente. El proceso de diseño incluyó la simulación del comportamiento del sistema a lazo cerrado, permitiendo analizar la robustez de ambas estrategias de control. Además se ha presentado la forma en que estas estrategias fueron implementadas en el hardware de control disponible para este trabajo.

En el siguiente y último capítulo de este trabajo se expondrán los resultados experimentales obtenidos, efectuándose además un estudio comparativo entre estos y los resultados de las simulaciones.

7

RESULTADOS EXPERIMENTALES

7.1. INTRODUCCIÓN

La construcción del sistema de potencia, necesario para la adaptación de una pila de combustible al prototipo de generador híbrido desarrollado en el LEICI, ha sido concretado en la forma explicada en los capítulos 1 a 6 de este trabajo. En particular en el capítulo 6 se desarrolló el diseño de la estrategia de control a lazo cerrado, que perseguía entre otros objetivos la obtención de una adecuada respuesta dinámica y error nulo en estado estacionario.

En este capítulo se expondrán los resultados experimentales obtenidos mediante la puesta en funcionamiento de la planta construida y el empleo de instrumentos de medición disponibles en el lugar de trabajo.

Primeramente se realizaron experiencias que involucraron al sistema funcionando con corrientes en un único sentido, mientras que en una segunda etapa se ensayó al mismo operando en modo bidireccional, es decir con inversión en el sentido de la corriente durante su funcionamiento.

Para las pruebas de unidireccionalidad se utilizó una fuente de potencia de laboratorio como fuente de energía primaria, ante la imposibilidad de contar con una pila de combustible real. Así mismo, se utilizó una carga de tipo resistiva conformada por una carga trifásica variable en conexión monofásica. De este modo se llevaron a cabo ensayos que permitieron comparar la respuesta del sistema con el comportamiento esperado, obtenido de las simulaciones realizadas durante el diseño del control. Esta tarea se realizó para los dos objetivos de control perseguidos, es decir tanto para el control de la tensión de salida como para el control de la potencia transferida.

Por otra parte las pruebas de bidireccionalidad requirieron, además del instrumental ya mencionado, la utilización de una batería de plomo-acido de

12V, pues la misma permite tanto absorber como entregar potencia. Esta tarea se realizó sólo para el control de flujo de potencia dado que, como se detallará más adelante, las tensiones de entrada y salida quedaron fijadas por la naturaleza de los dispositivos utilizados.

7.2. SISTEMA DE POTENCIA CONSTRUÍDO, FUENTES E INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN UTILIZADOS

El sistema construido en su totalidad se muestra en la FIGURA 7.1. El mismo involucra al convertidor CC-CC con su correspondiente circuito de excitación (1), los circuitos de protección, aislación y adaptación de nivel (2), las fuentes de alimentación auxiliares (3) y los circuitos de instrumentación (4). Además se muestra en la misma figura la tarjeta de evaluación eZdsp F28335 (5) con el DSC de la serie TMS320 de Texas Instruments incorporado, en el cual se programó la estrategia para cada objetivo de control del sistema.

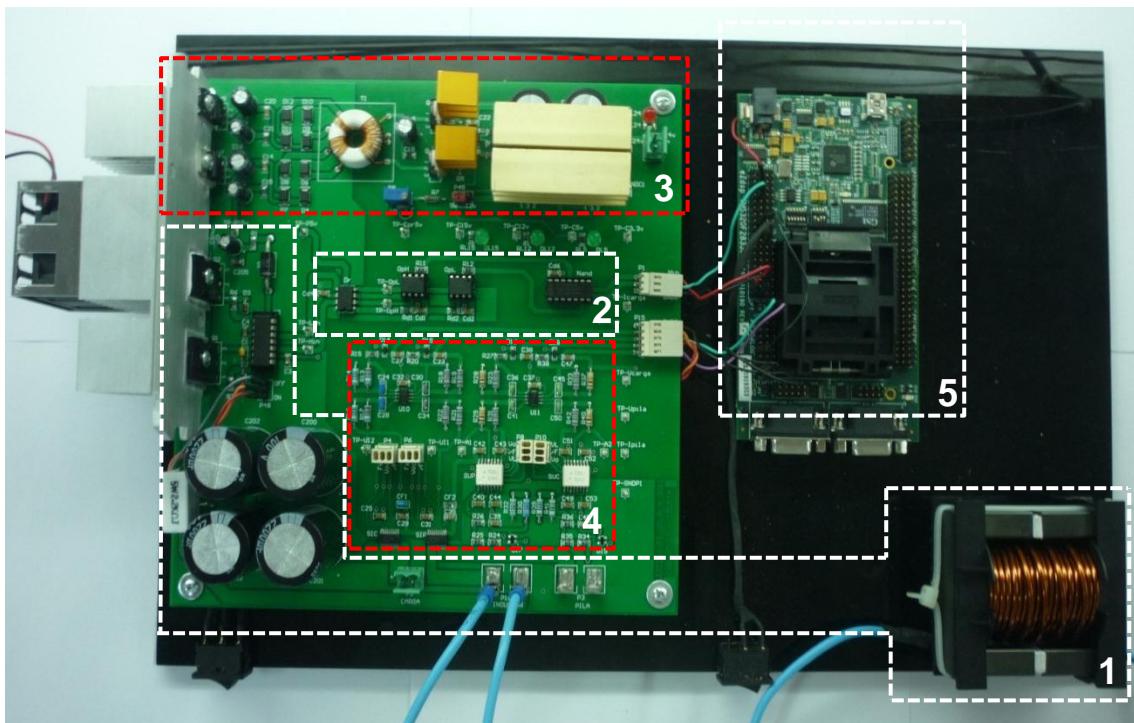


FIGURA 7.1. Sistema construido (plaqueta izquierda) y tarjeta de prueba del DSC en el que se encuentra programada la estrategia de control (plaqueta derecha).

En la FIGURA 7.2 se muestra la fuente de laboratorio utilizada para abastecer con tensión continua de 24 V a las fuentes auxiliares implementadas en la placa construida. La misma entrega una potencia máxima de 60 W para una tensión de salida continua regulable entre 0 y 30 V, con indicación de tensión y corriente provistas mediante una pantalla de leds de siete segmentos.

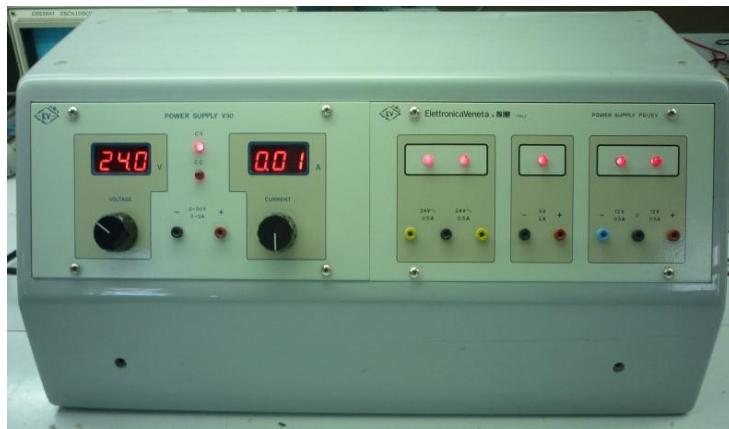


FIGURA 7.2. Fuente *Elettronica Venetta*

Para el ensayo correspondiente al control de la tensión de salida del convertidor, se utilizó como fuente primaria de energía una fuente de laboratorio Agilent HP 6010A como la mostrada en la FIGURA 7.3. La misma es capaz de proveer una potencia máxima de 1000 W y una corriente continua máxima de 17 A. Además cuenta con una limitación interna de corriente, ajustable desde el exterior por el operador.



FIGURA 7.3. Fuente Agilent HP 6010A

En la FIGURA 7.4 se observa la batería de 12 V a utilizar en el ensayo de control de flujo de potencia con el sistema funcionando en modo bidireccional.



FIGURA 7.4. Batería 12 V

En FIGURA 7.5 puede verse la carga trifásica variable utilizada como carga resistiva conectada en la salida del convertidor. La misma cuenta con una bornera en su parte superior que permite configurarla en diversas formas, ya sea en estrella, triángulo o como carga monofásica. En su parte frontal se encuentra un arreglo de interruptores en tres ramas, donde cada uno permite agregar un resistor en paralelo en la rama respectiva. Para esta aplicación se conectaron estas ramas en paralelo, obteniendo una carga de tipo monofásica, y se utilizaron sólo cuatro resistores, de valor individual $52\ \Omega$ y 1000 W de potencia máxima. De este modo, mediante la activación de sus respectivos interruptores, fue posible generar cambios en la resistencia de carga con valores de $52\ \Omega$, $26\ \Omega$, $17\ \Omega$ ó $13\ \Omega$.



FIGURA 7.5. Carga trifásica variable utilizada en conexión monofásica

Para poder observar la respuesta temporal de las magnitudes controladas, es decir, la corriente por el inductor del convertidor y la tensión de salida del mismo, se utilizó un osciloscopio digital Tektronix TDS3012. La medición de

corriente se llevó a cabo empleando una punta de medición de corriente Tektronix TCP202. El conjunto se observa en la FIGURA 7.6.



FIGURA 7.6. Osciloscopio digital Tektronix TDS3012 y puntas de medición de tensión (izquierda) y corriente (derecha) utilizadas.

7.3. RELEVAMIENTO DEL COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA MEDIANTE ENSAYOS EXPERIMENTALES

El osciloscopio utilizado brinda la posibilidad de almacenar la presentación en pantalla y descargarla en distintos formatos, entre ellos el formato de imagen .BMP elegido. Además para facilitar la comparación entre el comportamiento experimental y el esperado, se repitieron las simulaciones de respuesta temporal realizadas por software en el capítulo 6, pero esta vez utilizando una base de tiempos y ventana temporal coincidentes con las del osciloscopio, y escalones de magnitud adecuados.

Como criterio general se decidió comenzar cada uno de los ensayos de interés configurando el sistema entorno a las condiciones establecidas en la TABLA 6.1, para el punto de trabajo a partir del cual se diseñó el sistema de control. La misma se repite a continuación:

V_s	30 V
D_{ee}	0.5
R	15 Ω
$V_{O,ee}$	60 V

Se hace notar que este punto de trabajo implica una corriente de carga de 4 A, y una corriente de valor 8 A por el inductor en la entrada del convertidor.

Los ensayos realizados difirieron naturalmente según el objetivo de control perseguido, razón por la que se divide la presentación de sus resultados en las siguientes secciones.

7.3.1. ENSAYOS CON CORRIENTE UNIDIRECCIONAL

7.3.1.1. PRIMER OBJETIVO DE CONTROL: FLUJO DE POTENCIA HACIA LA CARGA

El ensayo consistió en generar dos escalones en la referencia de corriente del controlador, uno de ellos con variación de 8 a 10 A y el otro de 3 a 5 A. Es decir, se evaluó la respuesta del sistema tanto en cercanías del punto de trabajo mencionado como lejos de él.

Respecto a la resistencia de carga, es importante mencionar que al contar solamente con el rango de valores discretos mencionados en la sección anterior, se estableció la misma en el valor disponible más cercano a los 15 Ω del punto de trabajo óptimo del control, es decir, 13 Ω.

También se aclara que al no disponer de suficiente cantidad de baterías o fuentes de alimentación para fijar las tensiones nominales de entrada y salida del convertidor, este ensayo no se realizó a tensión de salida constante, condición típica del sistema para el objetivo de control en cuestión. A continuación se analizan individualmente los ensayos de control de flujo de potencia realizados.

- Escalón de referencia de corriente de 8 a 10 A (FIGURA 7.7)

Como puede verse en la FIGURA 7.7b, se seleccionó en el osciloscopio una base de tiempo de 400 μs por división, que representan en 10 divisiones una ventana temporal de 4 ms en pantalla. Estos coinciden con los 4 ms mostrados en la FIGURA 7.7a correspondientes a la simulación. Se observa que el valor medio de la corriente mostrada en el osciloscopio se ubicó aproximadamente dentro de un margen de ±4% alrededor de los 10 A finales, en un tiempo de 3,3 ms (se debe destacar que la punta de

medición presenta un error relativo de $\pm 3\%$). Esta cifra es muy similar a la obtenida en la simulación. Además se observa que el comportamiento real no presenta el sobrepico mostrado en la simulación. Esto es debido a que el modelo de planta empleado en la misma no representa la componente resistiva del inductor, resistencias de encendido en transistores, etc. Estas componentes producen disipación, y tienden a disminuir la amplitud de las oscilaciones presentes en los circuitos.

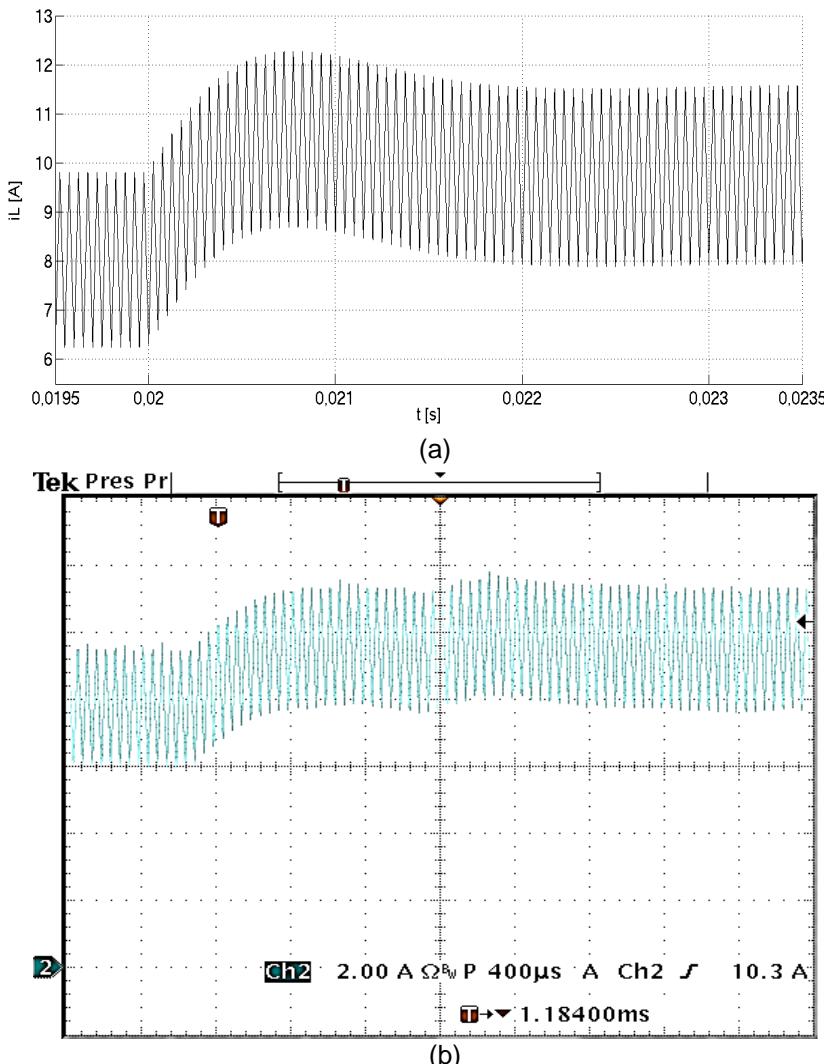


FIGURA 7.7. Respuesta del sistema ante un escalón en la referencia de corriente de 8 a 10 A. (a) Respuesta simulada por software. (b) Comportamiento real observado en pantalla del osciloscopio.

- Escalón de referencia de corriente de 3 a 5 A (FIGURA 7.8)

En la simulación la señal demora alrededor de 25 ms para alcanzar el

96% del valor final. Por su parte, el tiempo requerido para que la señal mostrada en el osciloscopio alcance el mismo porcentaje fue aproximadamente 32 ms. También puede apreciarse la gran similitud que existe en la forma de ambas señales.

Como ocurrió anteriormente, las oscilaciones ocurridas en la experiencia son de menor amplitud que las esperadas mediante simulación.

Puede verse que el tiempo de establecimiento en este ensayo resultó ser mucho mayor que para el ensayo anterior. Esto se debe a que la corriente de carga toma valores muy alejados del punto de operación alrededor del cual el control fue diseño.

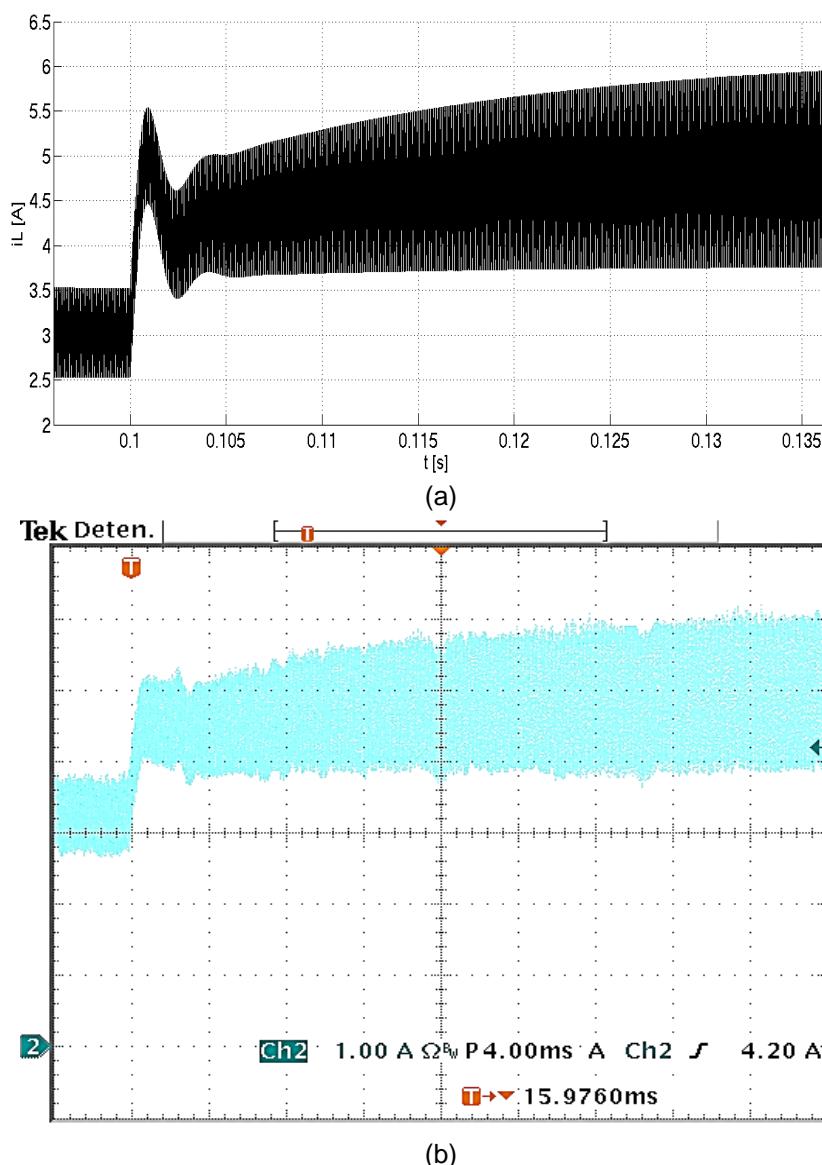


FIGURA 7.8. Respuesta del sistema ante un escalón en la referencia de corriente de 3 a 5 A. (a) Respuesta simulada por software. (b) Comportamiento real observado en pantalla del osciloscopio.

7.3.1.2 SEGUNDO OBJETIVO DE CONTROL: TENSIÓN EN LA CARGA

La verificación experimental del comportamiento del sistema operando en el modo de control de tensión de salida se llevó a cabo a tensión de salida nominal del convertidor (60 V), modificando tanto la resistencia de carga como la tensión de entrada. La forma elegida para hacerlo fue a través de escalones de resistencia de carga, generados en distintas condiciones de tensión de entrada.

- TENSION DE ENTRADA $V_S = 30 \text{ V}$
 - Escalón de resistencia de 17 a 13 Ω . (Escalón de potencia de 212 W a 277 W - FIGURA 7.9)

La simulación de la FIGURA 7.9a muestra en la señal de tensión una reducción de aproximadamente 5% (3 V) luego de producida la perturbación de carga. El tiempo de establecimiento al 2 % del valor final es 40 ms.

La señal de tensión observada en el osciloscopio y mostrada en la FIGURA 7.9c muestra una reducción del 5 % (3 V) en su valor ante la misma perturbación de carga, es decir que se comporta igual que en la simulación. Por otro lado, el tiempo de establecimiento al 2% del valor final es de aproximadamente 45 ms, es decir que el control respondió en el ensayo con la misma rapidez que la esperada al analizar la simulación. Nuevamente la forma de onda de corriente por el inductor, durante el transitorio en la simulación y en la experiencia, son muy similares.

- Escalón de resistencia de 26 a 13 Ω . (Escalón de potencia de 138 W a 277 W - FIGURA 7.10)

La simulación de la FIGURA 7.10a muestra en la señal de tensión una reducción de aproximadamente 11% (6.6 V) luego de producida la perturbación de carga. El tiempo de establecimiento al 2 % del valor final es 46 ms.

La señal de tensión observada en el osciloscopio y mostrada en la FIGURA 7.10c muestra una reducción del 10 % (6 V) en su valor ante la misma perturbación de carga. Por otro lado, el tiempo de establecimiento al 2% del valor final es de aproximadamente 52 ms, es decir que el control es un poco más lento de lo esperado en la simulación, pero encontrándose siempre dentro del orden de magnitud deseado.

Se muestra además la simulación de la corriente por el inductor entorno al instante de perturbación (FIGURA 7.10b) para compararla con la forma de la corriente medida con el osciloscopio. Aun cuando no se espera que esta corriente alcance algún valor particular, se observa que en el ensayo la misma se comportó en promedio en forma muy similar a lo que indica la simulación.

Es importante aclarar que debido a la amplia base de tiempo utilizada en el osciloscopio para ver la respuesta temporal de la tensión, sólo puede observarse un comportamiento promedio de la corriente por el inductor. Esto se debe al fenómeno de *aliasing* presente en la representación de dicha magnitud. El *aliasing* ocurre porque al aumentar la base de tiempo del osciloscopio, este toma la misma cantidad de puntos pero con mayor espaciamiento temporal, es decir, con menor frecuencia de muestreo. Cuando la frecuencia de muestreo es menor que el doble de la correspondiente a los armónicos principales de la señal de interés, deja de cumplirse el Teorema de muestreo para dichas componentes, produciendo un importante solapamiento de espectros de la señal medida en el dominio de la frecuencia. En el dominio del tiempo el efecto de este fenómeno es el mostrado, por ejemplo, en la FIGURA 7.10c. El mismo será apreciable también en las mediciones de los sucesivos ensayos en los que se utilicen bases de tiempo iguales o mayores.

En la misma figura se observan perturbaciones en la señal de tensión medida. Estas corresponden a *glitches* que no están presentes en la señal original pero aparecen por acoplamiento en la medición de tensión con cada conmutación, es decir, dos veces por ciclo. El espaciamiento entre las apariciones de dichas perturbaciones en la señal de tensión mostrada y la forma de estas, se encuentran afectados por el mismo fenómeno de *aliasing* explicado previamente.

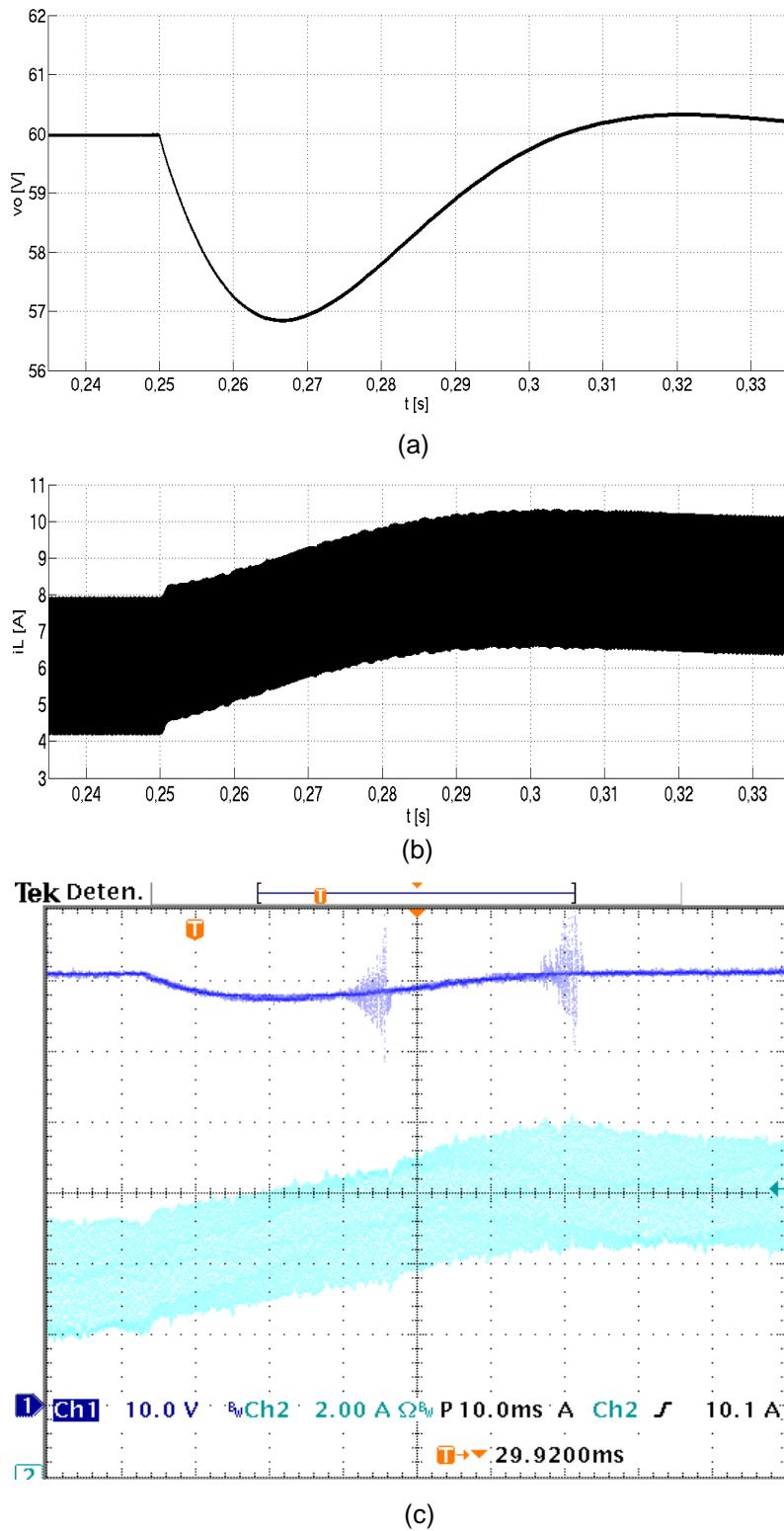


FIGURA 7.9. Respuesta del sistema ante un escalón en la carga de 17 a 13 Ω . ($V_s=30V$). (a) Tensión de salida simulada. (b) Corriente por el inductor simulada. (c) Pantalla del osciloscopio donde se observan la tensión de salida (arriba) y la corriente por el inductor (abajo) de ensayo.

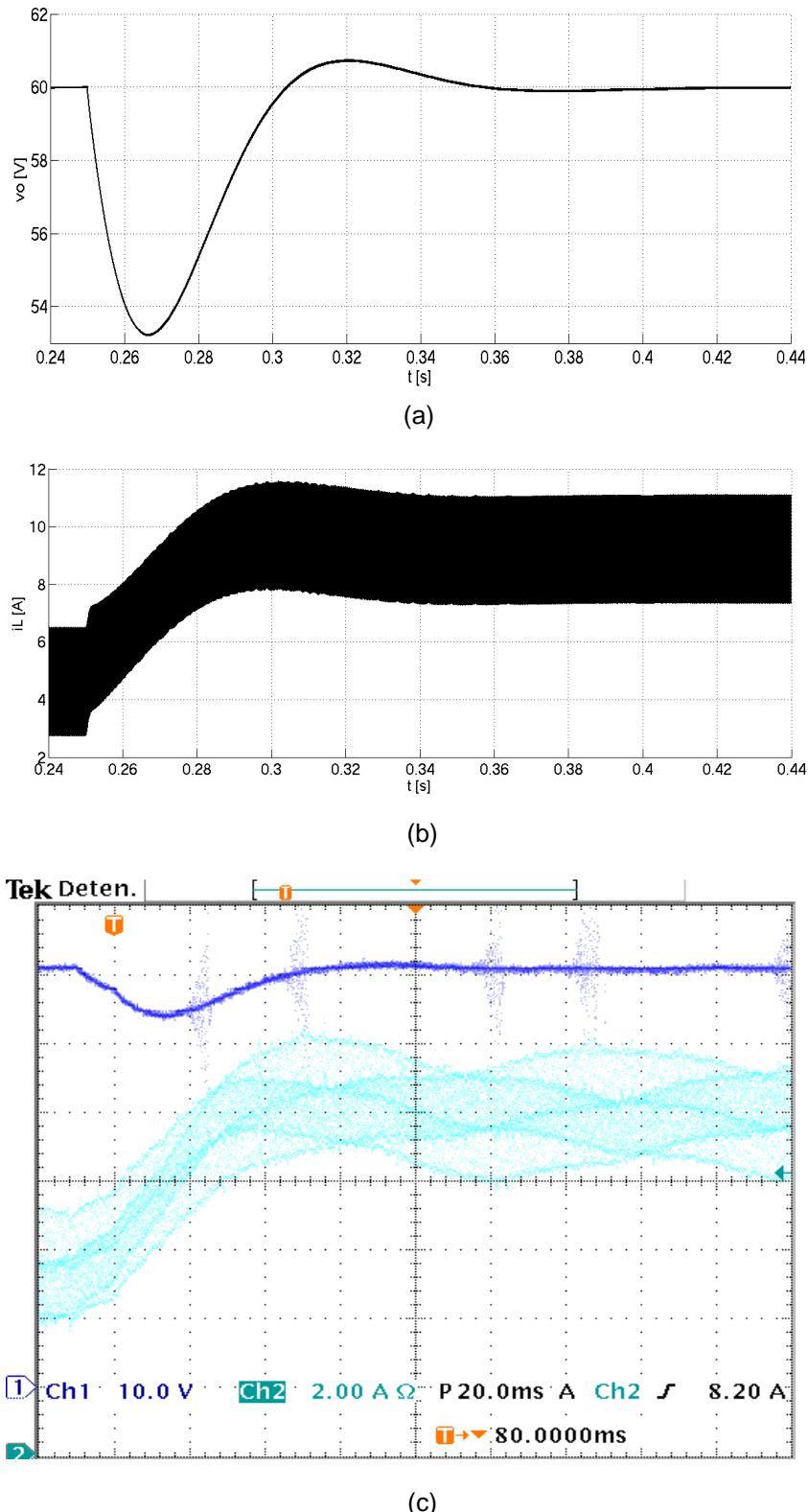


FIGURA 7.10. Respuesta del sistema ante un escalón en la carga de 26 a 13 Ω ($V_s=30V$). (a) Tensión de salida simulada. (b) Corriente por el inductor simulada. (c) Pantalla del osciloscopio donde se observan la tensión de salida (arriba) y la corriente por el inductor (abajo) de ensayo.

- TENSION DE ENTRADA $V_S = 40 \text{ V}$.
 - Escalón de resistencia de carga de 52Ω a 17Ω . (Escalón de potencia de 69 W a 212 W - FIGURA 7.11)

La simulación de la FIGURA 7.11a muestra en la señal de tensión una reducción de aproximadamente 11% (6.5 V) luego de producida la perturbación de carga. El tiempo de establecimiento al 2% del valor final es 70 ms. La señal de tensión observada en el osciloscopio y mostrada en la FIGURA 7.11c muestra una reducción del 11,6% (7 V) en su valor ante la misma perturbación de carga, es decir que se comporta prácticamente igual que en la simulación. Por otro lado, el tiempo de establecimiento al 2% del valor final es de aproximadamente 75 ms.

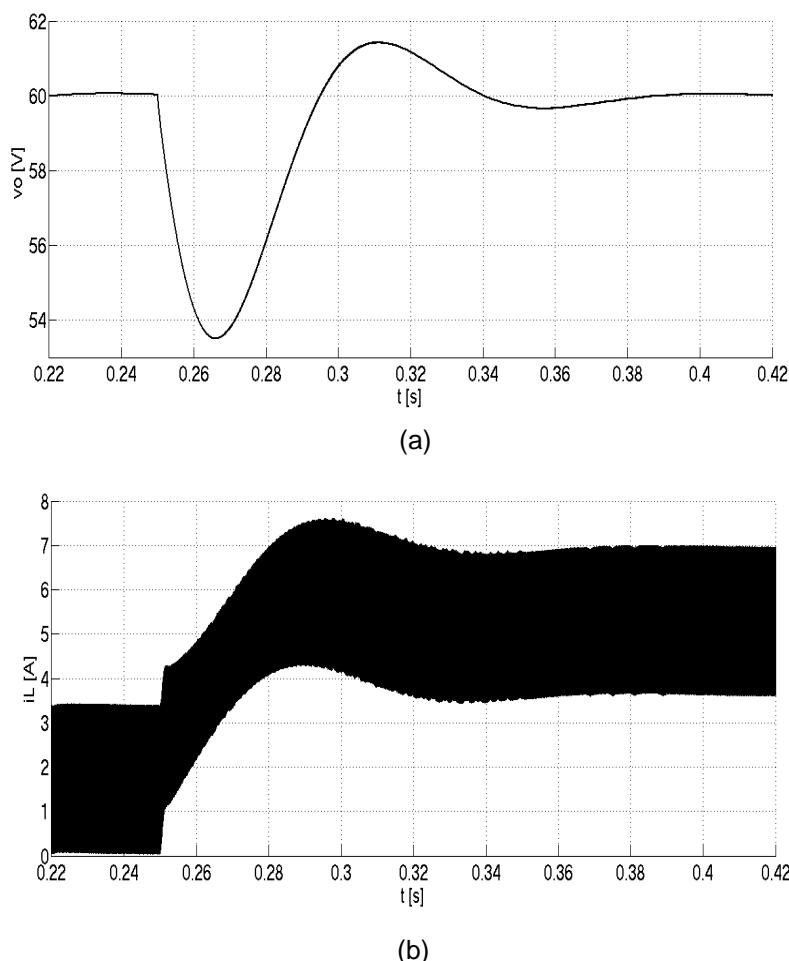
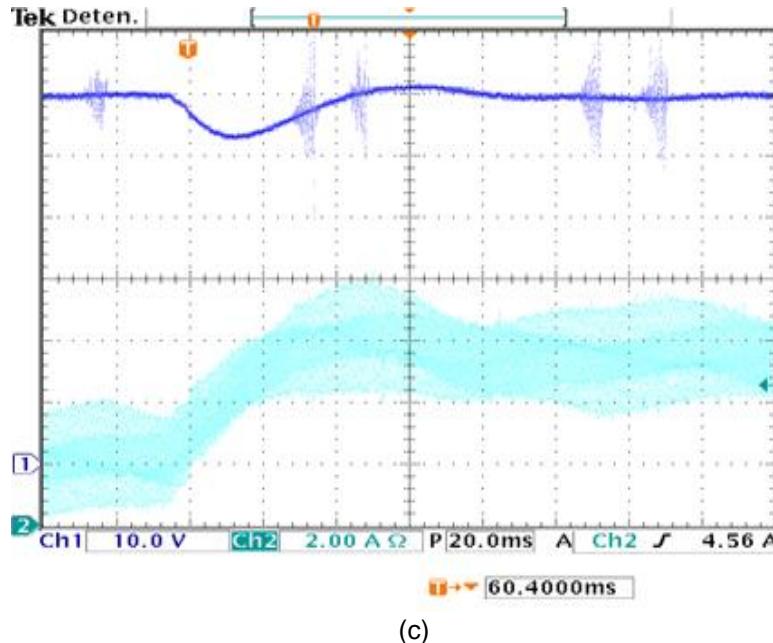


FIGURA 7.11. Respuesta del sistema ante un escalón en la carga de 52Ω a 17Ω . (a) Tensión de salida simulada. (b) Corriente por el inductor simulada. (Continúa)



(c)

FIGURA 7.11. (Continuación) Respuesta del sistema ante un escalón en la carga de 52 a 17 Ω. (c) Pantalla del osciloscopio donde se observan la tensión de salida (arriba) y la corriente por el inductor (abajo) de ensayo.

- TENSION DE ENTRADA $V_S = 20 \text{ V}$.
- Escalón de resistencia de carga de 26 a 52 Ω. (Escalón de potencia de 138 W a 69 W - FIGURA 7.12)

La simulación de la FIGURA 7.12a muestra en la señal de tensión un sobrepico de aproximadamente 9% (5,6 V) luego de producida la perturbación de carga. El tiempo de establecimiento al 2 % del valor final es aproximadamente 134 ms.

La señal de tensión observada en el osciloscopio y mostrada en la FIGURA 7.12c muestra un sobrepico de aproximadamente 11 % (6,8 V) en su valor ante la misma perturbación de carga, es decir que se comporta en forma muy similar a la simulación. Por otro lado, el tiempo de establecimiento al 2% del valor final es de aproximadamente 154 ms, es decir que el control respondió algunos milisegundos más lentamente que la simulación.

Las formas de onda de corriente por el inductor, durante el transitorio en la simulación y en la experiencia, son muy similares.

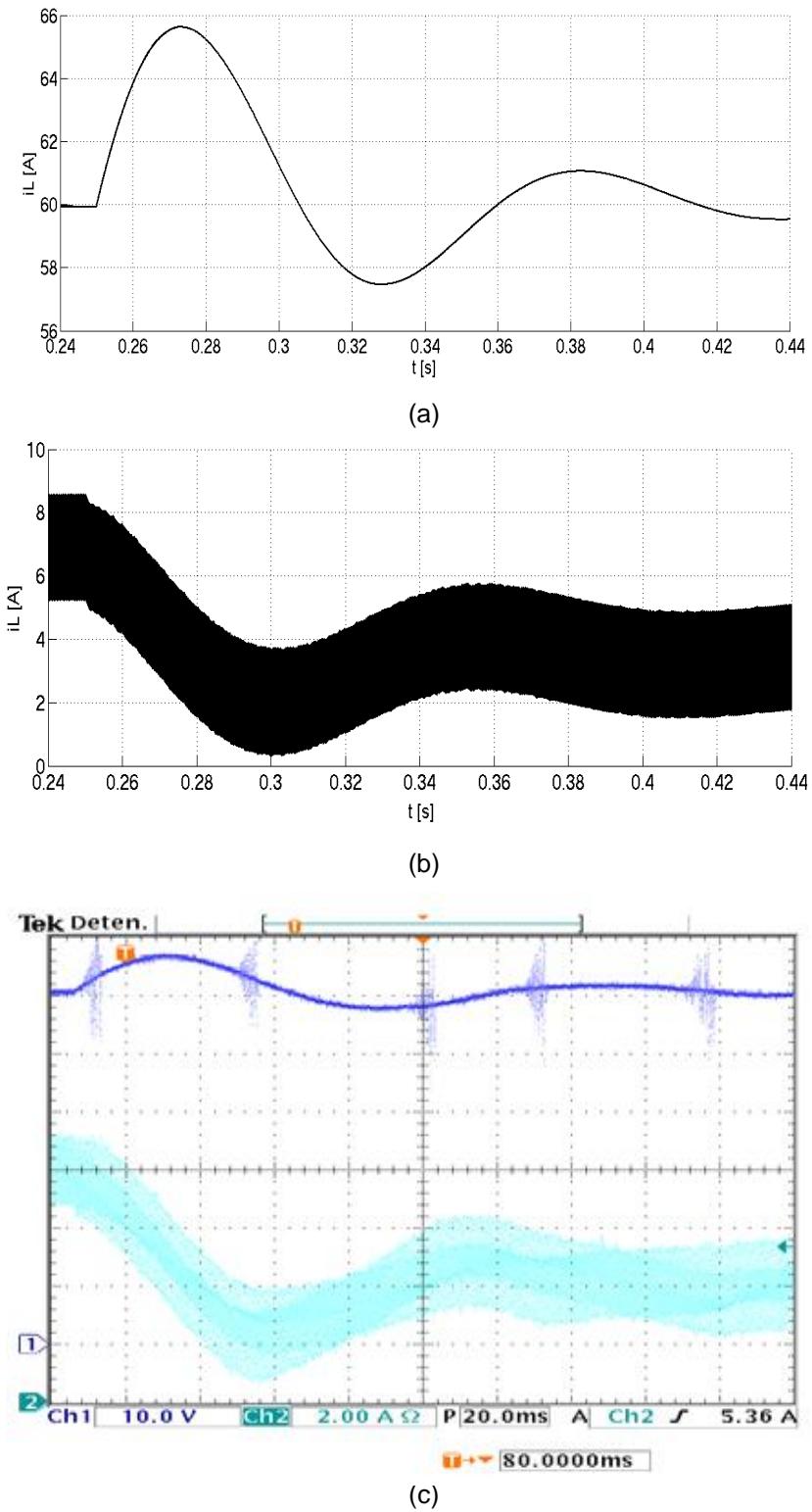


FIGURA 7.12. Respuesta del sistema ante un escalón en la carga de 26 a 52 Ω.
 (a) Tensión de salida simulada. (b) Corriente por el inductor simulada. (c) Pantalla del osciloscopio donde se observan la tensión de salida (arriba) y la corriente por el inductor (abajo) de ensayo.

- Escalón de resistencia de carga de 17 a 13 Ω. (Escalón de potencia de 212 W a 277 W - FIGURA 7.13)

Este ensayo requirió elevar la tensión de entrada V_s a 22 V por razones de saturación en corriente y cuestiones de rendimiento, que serán abordados en la sección 7.4.

La FIGURA 7.13 muestra las respuestas transitorias de tensión de salida y corriente en el inductor obtenidas experimentalmente en este ensayo. El tiempo de establecimiento al 2% de la tensión de salida ronda los 40 ms tanto en la experiencia como en la simulación, mientras que la caída de tensión es de aproximadamente 4 V, luego de producida la perturbación.

Las formas de onda de la corriente en el inductor en la experiencia y en la simulación son muy similares (FIGURA 7.13b y FIGURA 7.13c). Ambas se establecen en un valor final de 14.5 A.

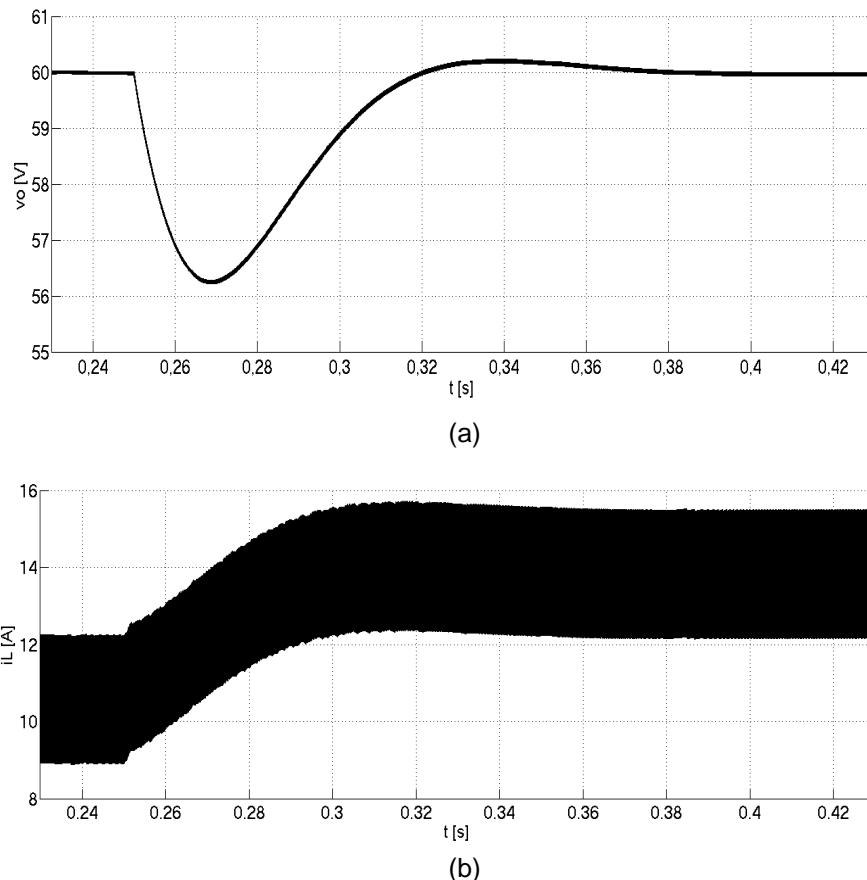


FIGURA 7.13. Respuesta del sistema ante un escalón en la carga de 17 a 13 Ω con tensión de entrada $V_s=22$ V. (a) Tensión de salida simulada. (b) Corriente por el inductor simulada. (continúa)

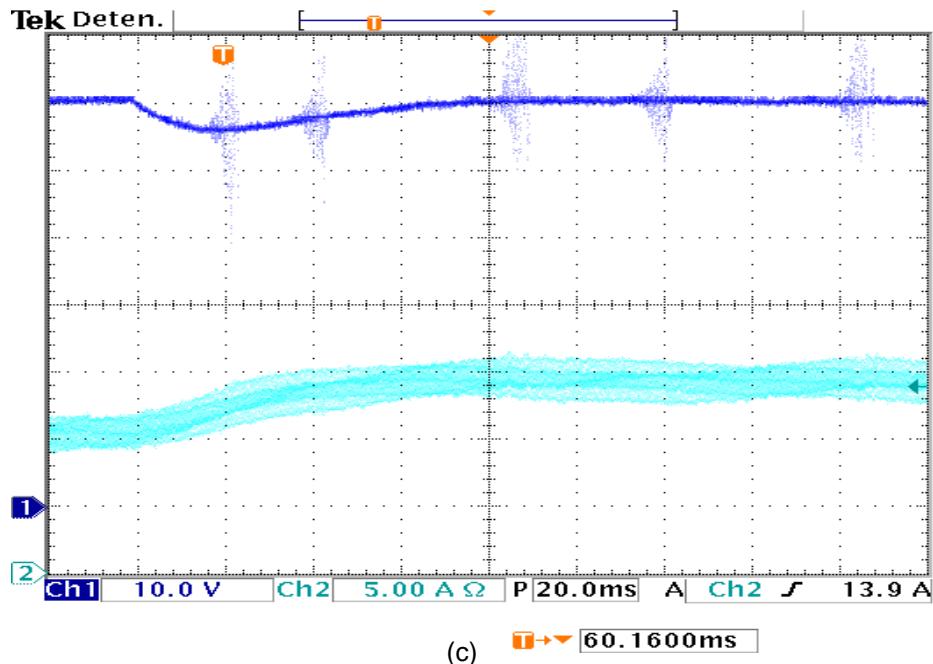


FIGURA 7.13. (Continuación (c) Pantalla del osciloscopio donde se observan la tensión de salida (arriba) y la corriente por el inductor (abajo) de ensayo.

7.3.2. ENSAYO CON CORRIENTE BIDIRECCIONAL

En el capítulo 4 se indicaron los fundamentos para construir un convertidor bidireccional en corriente, resaltando la versatilidad que ofrecía esta característica en cuanto a su aplicación, a pesar de no ser necesaria para cumplir con los objetivos de este trabajo en particular. No obstante se realizaron ensayos que permitieron evaluar al convertidor operando de esta manera, es decir, con inversión en el sentido de la corriente. Se recuerda además que para tal fin es necesario excitar a ambos transistores del convertidor en forma complementaria, a diferencia de lo hecho para el modo de funcionamiento unidireccional. La excitación del segundo transistor se realiza mediante el circuito de bootstrap, como se explicó en el capítulo 4.

En la FIGURA 7.14 se muestra un diagrama en bloques del circuito utilizado para esta experimentación.

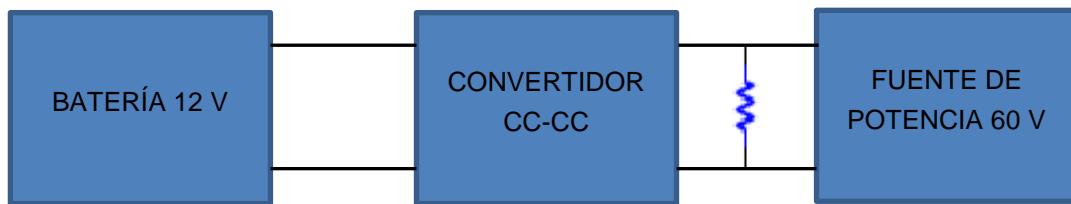


FIGURA 7.14. Diagrama en bloques del circuito de ensayo para funcionamiento bidireccional en corriente.

En la salida se conectó una carga resistiva de 17Ω en paralelo con la fuente de potencia previamente utilizada. Se programó en el DSC el algoritmo de control de flujo de potencia, y modificando la referencia de corriente media de entrada con valores positivos y negativos alternativamente, se logró la inversión del sentido de corriente y de potencia.

La FIGURA 7.15a muestra el resultado obtenido al generar un escalón de variación en la referencia de corriente de $1,5 \text{ A}$ a $-1,5 \text{ A}$. En las FIGURAS 7.15b y 7.15c pueden observarse ampliaciones de esta corriente antes y después del cambio de referencia, logradas mediante la reducción en la base de tiempo del osciloscopio. Se recuerda que un valor negativo de corriente indica que el sentido de la misma es desde la salida hacia la entrada donde se encuentra la batería de 12 V . Por lo tanto en estas condiciones se produce la carga de la misma, a partir de la energía provista por una fuente de potencia de mayor tensión conectada al otro lado del convertidor.

La FIGURA 7.16a permite observar no sólo la corriente negativa por el inductor sino también la forma de onda de la tensión del capacitor de bootstrap utilizado para excitar a uno de los transistores del convertidor. Se observa que no se produce una descarga significativa del mismo en funcionamiento, como era deseado. En la FIGURA 7.16b se muestra solamente la tensión en el capacitor de bootstrap en forma ampliada, sin su valor medio, para una mejor apreciación de su forma.

Por último, la FIGURA 7.17 muestra a la señal de corriente por el inductor tomando tanto valores positivos como negativos, a partir de una referencia de corriente de -300 mA .

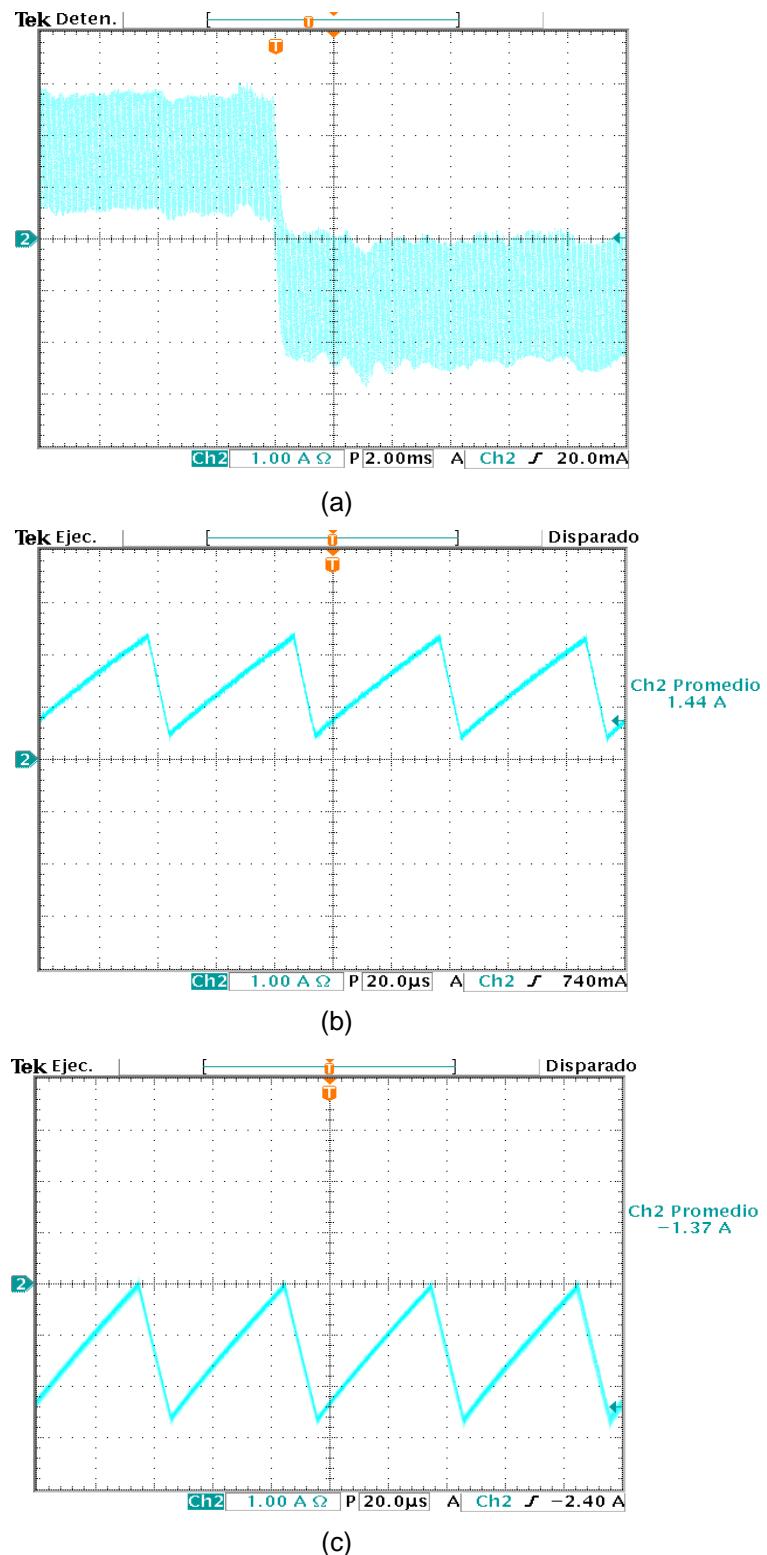


FIGURA 7.15. Ensayo de bidireccionalidad en corriente. (a) Escalón de corriente logrado mediante un cambio en la referencia de corriente de 1,5 A a -1,5 A. (b) Corriente previa a producirse el escalón de referencia. (c) Corriente luego de producido el escalón en la referencia.

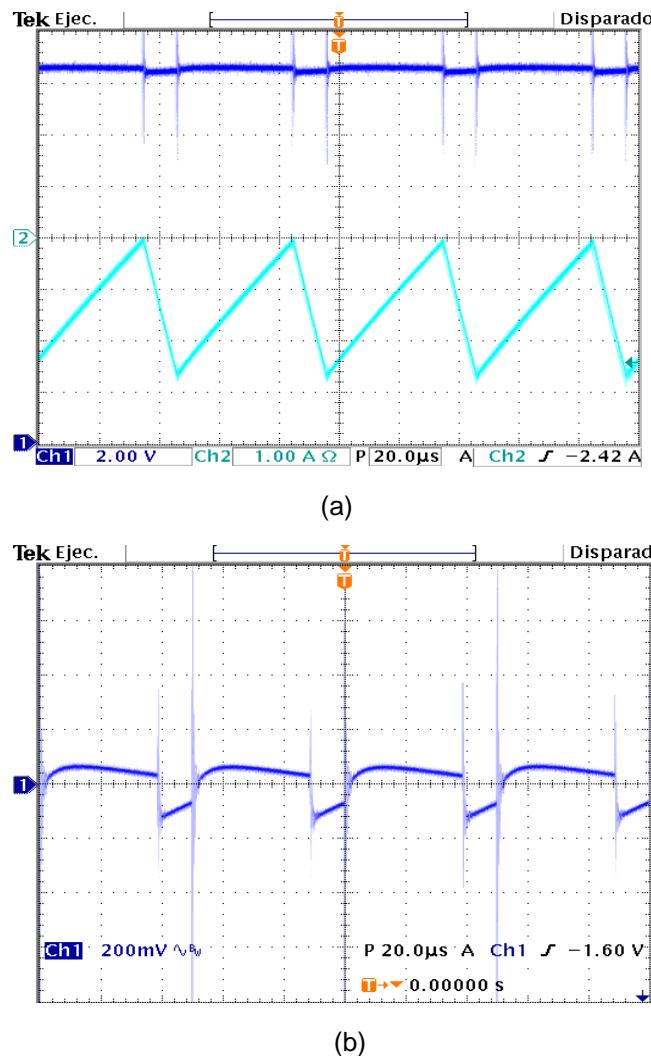


FIGURA 7.16. (a) Tensión en el capacitor de bootstrap (arriba) y corriente por el inductor (abajo). (b) Ampliación de la tensión de bootstrap, sin su valor medio.

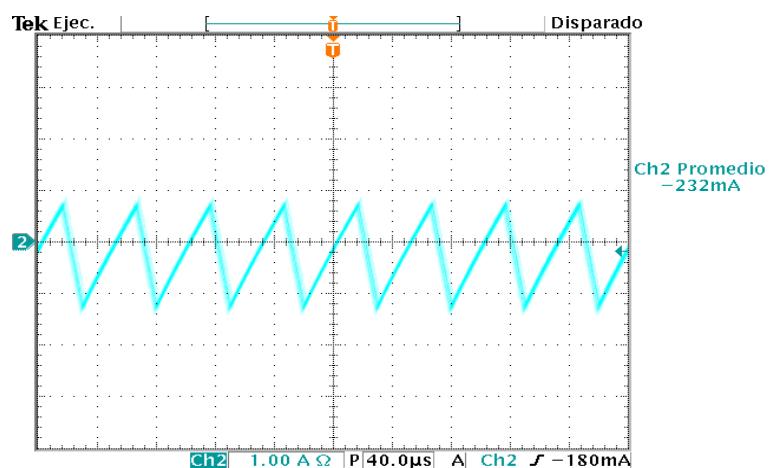


FIGURA 7.17. Corriente por el inductor observada en el osciloscopio, para una referencia de -300 mA

7.4. RENDIMIENTO

Resulta interesante calcular el rendimiento obtenido del sistema de potencia en condiciones nominales de funcionamiento. Para esto, primero debe tenerse en cuenta que:

- Dado que la fuente de potencia utilizada en la entrada del convertidor ofrece una corriente máxima de 17 A, se implementó una limitación de corriente en forma digital dentro del sistema de control en 15,2 A.
- El convertidor diseñado está construido con componentes reales, por lo tanto el rendimiento del mismo no será 100% sino algo menor, debido a las pérdidas por potencia disipada.

Teniendo en cuenta lo anterior, para el cálculo del rendimiento se utilizan los datos experimentales obtenidos del ensayo en condiciones nominales de funcionamiento (FIGURA 7.13):

$$\eta = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}} \cdot 100$$

$$\eta = \frac{(60 \text{ V})^2 / 13 \Omega}{14,5 \text{ A} \cdot 22 \text{ V}} \cdot 100$$

$$\boxed{\eta = 87\%}$$

Este valor de rendimiento se obtiene debido a que existen pérdidas que pueden ser expresadas de la siguiente manera:

$$P_{perdida} = P_L + P_Q + P_D + P_R + P_F$$

Donde:

P_L es la potencia media disipada en el inductor;

P_Q es la potencia media disipada en el transistor Q_2 en conducción;

P_D es la potencia media disipada en el diodo D_1 en conducción, correspondiente al transistor Q_1 ;

P_R es la potencia disipada en las resistencias adicionales de seguridad;

P_F es la potencia disipada en la conmutación de los transistores que se estima en 10 W [16].

Luego:

$$P_{perdida} = \bar{I}_L^2 \cdot r_L + \bar{I}_Q^2 \cdot R_{DS,ON} + \bar{I}_D \cdot V_{SD} + \frac{V_o^2}{R_R} + P_F$$

Considerando las relaciones existentes entre la corriente media en el inductor, en el diodo y en el transistor estudiadas en el capítulo 2, los valores de $R_{DS,ON}$, R_R y V_{SD} establecidos en el capítulo 4, y el valor de resistencia de inductor $r_L = 50 \text{ m}\Omega$ obtenido experimentalmente, se tiene:

$$P_{perdida} = (14.5 \text{ A})^2 \cdot 0.05 \Omega + \left(\frac{2}{3} \cdot 14.5 \text{ A} \right)^2 \cdot 0.085 \Omega + \frac{1}{3} \cdot 14.5 \text{ A} \cdot 2 \text{ V} + \frac{60^2 \text{ V}^2}{1100 \Omega} + 10 \text{ W}$$

$$P_{perdida} \cong 42 \text{ W}$$

En síntesis, si se desea mantener el límite de corriente en el valor especificado, para poder regular 60 V en la salida, se requiere aumentar la tensión de entrada de manera de poder proveer a la carga de 13 ohm la potencia demandada. Como se mencionó anteriormente, esto puede lograrse llevando la tensión de entrada a un valor aproximado de 22 V.

La FIGURA 7.18 muestra como, luego de la perturbación de carga, la corriente se establece en el límite propuesto (15.2 A) y la tensión de salida no logra estabilizarse en 60 V, debido a que la tensión de entrada se dejó en 20 V.

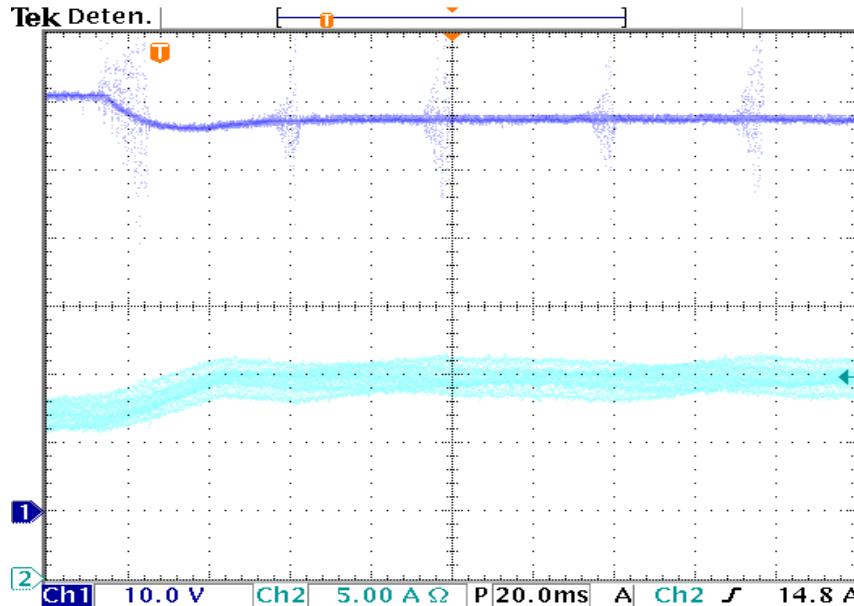


FIGURA 7.18. Respuesta experimental del sistema ante un escalón en la carga de 17 a 13 Ω con tensión de entrada $V_S = 20$ V y límite de corriente en 15.2 A.

7.5. RESUMEN

En este capítulo se han expuesto los resultados de las pruebas experimentales llevadas a cabo sobre el sistema terminado. Cada una de ellas ha mostrado una gran concordancia entre el comportamiento real del sistema y el comportamiento esperado, representado por las simulaciones. Este hecho implica la confirmación de que tanto la etapa de potencia como la de control fueron diseñadas e implementadas adecuadamente, permitiendo cumplir con las especificaciones de diseño recibidas al comenzar el trabajo.

Existen pequeñas diferencias en ciertas características de las señales experimentales medidas, en comparación con las simuladas. Las mismas pueden atribuirse a componentes disipativas en las partes constitutivas del convertidor, no representadas en el modelo utilizado para simular. También a tolerancias en los valores de resistencias, inductancias, capacitancias y en otros parámetros de los componentes utilizados, no sólo en el convertidor sino también en el resto de los circuitos implementados. Sin embargo estas discrepancias entre simulaciones y ensayos han probado ser suficientemente

pequeñas, permitiendo afirmar que el sistema terminado se comporta dentro de parámetros normales de funcionamiento.

Por último, si bien el rendimiento de 87 % obtenido al operar emulando condiciones nominales de pila resultó ser apenas algo menor al deseable, resulta un número atractivo tratándose de un prototipo experimental, que como tal es susceptible de mejoras.

RESUMEN FINAL Y CONCLUSIONES

Como conclusión fundamental puede afirmarse que todos los objetivos propuestos en la introducción del proyecto han sido cumplidos exitosamente.

El trabajo realizado consistió en la implementación de un módulo de adaptación versátil, para la conexión de diversas fuentes de energía al bus de continua de un generador híbrido, actualmente en desarrollo en el LEICI. En particular, el sistema de potencia diseñado permite adaptar el nivel de tensión variable de salida de una pila de combustible tipo PEM al mencionado bus.

El módulo desarrollado se divide en dos etapas bien diferenciadas, una etapa de potencia y una de control. La etapa de potencia está compuesta principalmente por un convertidor CC-CC elevador, para el cual fue necesario diseñar los circuitos de excitación y adaptación de niveles que posibilitan la conmutación de los transistores del mismo. El conjunto ofrece gran versatilidad, permitiendo bidireccionalidad en el flujo de potencia en función del tipo de dispositivos conectados en sus puertos. En este sentido, quedó demostrado en los capítulos finales que el sistema puede no sólo elevar niveles de tensión sino también reducirlos, en función del sentido de establecimiento de la corriente.

La información del estado de las señales de interés del convertidor es provista al sistema de control mediante circuitos de instrumentación diseñados especialmente para esta aplicación. Los mismos operan con gran precisión y eficiencia, midiendo y acondicionando señales para adaptarlas a los requerimientos del DSC sobre el que se programó la estrategia de control.

Se destaca que ciertas consideraciones realizadas en materia de seguridad, prevención de incidentes e inmunidad a señales espurias, plantearon importantes desafíos en el diseño de las etapas y su interconexión. Fue necesaria la utilización de circuitos de aislación, tierras de referencia separadas e incluso la construcción de una fuente de switching tipo push-pull, que provee alimentación a los circuitos de potencia en forma aislada de los de control.

Todos los circuitos del trabajo se diseñaron a partir de diagramas esquemáticos realizados mediante el software Altium Designer, y con

excepción del inductor del convertidor, fueron implementados sobre un único soporte físico. Este consiste en un circuito impreso bicapa de 20 x 20 cm, diseñado también con el software mencionado. El mismo cuenta con puertos de comunicación con el DSC y terminales especiales para la entrada y salida del convertidor, la conexión del inductor, y la entrada de alimentación auxiliar de 24 V CC.

En consistencia con la versatilidad mencionada para la etapa de potencia, se diseñó un sistema de control digital a lazo cerrado que permite al operador seleccionar entre dos objetivos de control diferentes, es decir, tensión de salida o flujo de potencia. Los algoritmos de control se programaron en el entorno Simulink provisto por el software de cálculo Matlab. Este software posibilitó además simular el comportamiento del sistema completo y ensayar distintas modificaciones al controlador durante su diseño, hasta obtener el más adecuado.

El cumplimiento de las especificaciones técnicas por parte del sistema terminado se confirmó mediante ensayos experimentales. Cada una de las pruebas realizadas arrojó resultados muy satisfactorios, verificándose la robustez y las características de respuesta dinámica y estática obtenidas en las simulaciones.

En síntesis, el presente trabajo ha permitido aplicar una amplia variedad de conocimientos de la ingeniería electrónica obtenidos a lo largo de la carrera. No obstante, fue necesario también el estudio adicional de distintas tecnologías, cuyo tratamiento escapa al programa de la misma. El desarrollo de este proyecto implicó además la aplicación de criterios ingenieriles en una constante toma de decisiones, afectadas por la disponibilidad de componentes en el mercado local y por la búsqueda del mejor equilibrio entre costos y beneficios. Finalmente, se desea mencionar que participar en el desarrollo de un proyecto de ingeniería mediante la concreción de una de sus etapas constitutivas ha resultado ser una experiencia muy gratificante.

Como lineamientos a futuro se propone:

- Estudiar la posibilidad de incrementar el rendimiento del convertidor, mediante la búsqueda de transistores de menor disipación y conductores de cobre de mayor calidad para el bobinado del inductor. Se estima que es posible lograrlo a expensas de mayores costos

económicos y el empleo de materiales y componentes de escasa disponibilidad en el mercado.

- Ensayar estrategias de control más complejas, como por ejemplo control por modos deslizantes, que permitan obtener mayor robustez y tiempos de convergencia finitos.
- Ampliar el rango de funcionamiento del convertidor en términos de tensión y corriente, empleando una tecnología diferente para los transistores del mismo, por ejemplo transistores IGBT.

APÉNDICE

Convertidor elevador	Convertidor reductor - elevador
$\Delta i_L = \frac{V_S \cdot D_{CE} \cdot T}{L}$ (2.5)	$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \left(\frac{D_{CRE}}{R \cdot C \cdot f} \right)$ (2.18)
$\bar{I}_L = \frac{V_S}{(1 - D_{CE})^2 \cdot R}$ (2.10)	$I_{Cef} = I_O \cdot \sqrt{\frac{D_{CRE}}{1 - D_{CRE}}}$ (2.32)
$I_{L\max} = \frac{V_S}{(1 - D_{CE})^2 \cdot R} + \frac{V_S \cdot D_{CE} \cdot T}{2 \cdot L}$ (2.12)	$\Delta i_L = \frac{V_S \cdot D_{CRE} \cdot T}{L}$ (2.39)
$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \left(\frac{D_{CE}}{R \cdot C \cdot f} \right)$ (2.18)	$\bar{I}_L = \frac{V_S \cdot D_{CRE}}{R \cdot (1 - D_{CRE})^2}$ (2.45)
$V_{Q,off} = V_O + V_{D,on}$ (2.25)	$I_{L\max} = \frac{V_S \cdot D_{CRE}}{(1 - D_{CRE})^2 \cdot R} + \frac{V_S \cdot D_{CRE} \cdot T}{2 \cdot L}$ (2.46)
$\bar{I}_Q = D_{CE} \cdot \bar{I}_L$ (2.26)	$V_{Q,off} = V_S + V_{D,on} + V_O$ (2.53)
$I_{Q\max} = I_{L\max}$ (2.27)	$\bar{I}_Q = D_{CRE} \cdot \bar{I}_L$ (2.54)
$V_{KA} = -V_D = V_O - V_{Q,on}$ (2.28)	$I_{Q\max} = I_{L\max}$ (2.55)
$I_{D\max} = I_{L\max}$ (2.30)	$V_{KA} = -V_D = V_S + V_O - V_{Q,on}$ (2.56)
$I_{Cef} = I_O \cdot \sqrt{\frac{D_{CE}}{1 - D_{CE}}}$ (2.32)	$I_{D\max} = I_{L\max}$ (2.58)

REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA

- [1] L. Carrette, K. A. Friedrich, U. Stimming. Fuel Cells: Fundamentals and Applications, 2005.
- [2] F. Barbir. PEM Fuel Cells: Theory and Practice, 2005.
- [3] EG&G Technical Services. Inc. Fuel Cell Handbook (7th Edition), 2004.
- [4] J.J. Moré. Automatización de Sistemas de Celdas de Combustible tipo PEM, 2007.
- [5] Ballard Power Systems. <http://www.ballard.com>.
- [6] Horizon Fuel Cell Technologies. <http://horizonfuelcell.com>.
- [7] D. W. Hart. Electrónica de potencia, (1^a Edición), 1997
- [8] M. H. Rashid. Electrónica de potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones, (3^a Edición), 2004
- [9] N.Mohan, T.M.Undeland, W.P.Robbins. Power Electronics: Converters, Applications, and Design, (2nd Edition), 2001.
- [10] R.W. Erickson, D. Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics, (2nd Edition), 2001.
- [11] T. McLyman. Transformer and Inductor Design Handbook (3rd Edition), 2004.
- [12] T. McLyman. Transformer and Inductor Design Handbook (3rd Edition), 2004, Chapter 3.
- [13] Cosmo Ferrites Limited. <http://www.cosmoferrites.com>.
- [14] Bootstrap Component Selection For Control IC's. International Rectifier.
- [15] AB-9 Suppressing MOSFET Gate Ringing in Converters.
- [16] Datasheet IRFP250. N Channel Power MOSFET – International Rectifier.
- [17] Cátedra Circuitos Electrónicos II, UNLP. Apunte: “Rectificación y Filtros”
- [18] J. I. Talpone. Emulador de turbinas eólicas.
- [19] Datasheet SR Series Capacitors – TREC.

- [20] Datasheet IR2110 IGBT. MOSFET Drivers – International Rectifier.
- [21] Datasheet MUR 460 Switchmode Power Rectifiers – On Semiconductor.
- [22] Datasheet MM74HC00 Quad 2 Input NAND Gate - Fairchild Semiconductor.
- [23] Datasheet 1N4148 Fast Signal Diodes – National Semiconductor.
- [24] Datasheet 6N137 Logic Gate Optocouplers – Fairchild Semiconductor.
- [25] Datasheet TC4424 Power MOSFET Drivers – Maxim.
- [26] Shunt de Corriente de Baja Resistencia. <http://www.tecnicaindustrial.es>.
- [27] Datasheet ACS709, High Bandwidth, Fast Fault Response Current Sensor IC – Allegro MicroSystems.
- [28] Datasheet HCPL-788J, Isolation Amplifier with Short Circuit and Overload Detection – Avago Technologies.
- [29] Ing. Jorge L. Dampé. Medidas eléctricas, guía de estudios.
- [30] Datasheet TLC2272, Operational Amplifiers - Texas Instruments.
- [31] Datasheet MBR0520, Schottky Power Rectifier - On Semiconductor.
- [32] Datasheet BAS28, High-speed double diode - Philips.
- [33] Datasheet L7800 Series, Positive Voltage Regulators - ST.
- [34] Datasheet LM336BZ-5.0, 5.0V Reference Diode - National Semiconductor.
- [35] Datasheet MAX845 - Maxim.
- [36] Datasheet IRF520, N-Channel Power Mosfet - Fairchild Semiconductor.
- [37] Datasheet MBRS1100, Schottky Power Rectifier - On Semiconductor.
- [38] R.W. Erickson. Fundamentals of power electronics, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [39] R.W. Erickson, D. Maksimovic. Fundamentals of power electronics, Dordrecht Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [40] Jian Sun, Daniel M. Mitchell, Matthew F. Greuel, Philip T. Krein, Fellow, and Richard M. Bass. Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode.
- [41] S. A. Barnes, P. W. Lefley. Finite state machine brings high frequency, adaptive control to power electronics applications, Applied Power Electronics.
- [42] K. Miyashita, H. Hara, S. Simogata, T. Yokoyama. Multirate deadbeat control for PWM inverters using FPGA based hardware controller,

International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON), Noviembre 2002, vol. 1, págs. 95-100. Conference and Exposition (APEC), Marzo 1999, vol.2, págs. 974-979.

[43] F. Ricci, H. Le-Huy. An FPGA based rapid prototyping platform for variable-speed drives, International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON), Noviembre 2002, vol. 2, págs. 1156-1161.

[44] J. Van den Keybus, B. Bolsens, K. De Brabandere, J. Driesen, R. Behnans. DSP and FPGA based platform for rapid prototyping of power electronic converters and its application to a sampled-data three-phase dual-band hysteresis current controller, Power Electronics Specialists Conference (PESC), Junio 2002, vol. 4, págs. 1722-1727.

[45] Technical Reference eZdsp F28335 - Spectrum Digital.

[46] Data Manual, TMS320F28335 Digital Signal Controllers - Texas Instruments.

[47] Digital Phosphor Oscilloscopes User Manual TDS3000C Series - Tektronix.

[48] Datasheet DC Coupled Current Probe TCP202 - Tektronix.