

DISEÑO Y DESARROLLO DE UNA PLATAFORMA EXPERIMENTAL DE EVALUACIÓN DE SISTEMAS HÍBRIDOS BASADOS EN PILAS DE COMBUSTIBLE

Proyecto Final

| Tomás Tavella



Ing. Jorge L. Anderson
DIRECTOR

INSTITUTO LEICI
FACULTAD DE INGENIERÍA
UNLP

Dr. Ing. Paul F. Puleston
Co-DIRECTOR

AGRADECIMIENTOS

FALTAN LOS AGRADECIMIENTOS

RESUMEN

Este trabajo consiste del estudio, diseño, implementación y validación de una plataforma experimental para la evaluación de sistemas híbridos de generación energía (SHGE) a partir de pilas o celdas de combustible de tipo PEMFC (*Proton Exchange Membrane Fuel Cell*). Esta plataforma consiste en un sistema de conversión electrónico de tipo CC-CC conmutado y aislado, de topología puente completo; monitoreado mediante la medición de sus estados, y controlado por una excitación de tipo PWM (*Pulse-Width Modulation*) provista por un DSC (*Digital Signal Controller*) de alta performance. Este convertidor es requerido para poder adaptar la tensión variable que entrega una celda de combustible a una tensión de salida fija para conectar a un bus común de corriente continua.

En el desarrollo de este informe se detallan las tareas realizadas para cumplir este objetivo: el estudio y comprensión de las topologías de conversión CC-CC; la simulación de la topología elegida mediante herramientas de simulación circuitales; el diseño de circuitos auxiliares de excitación, sensado y protección; la implementación del sistema en una placa de circuito impreso mediante software EDA (*Electronic Design Automation*); la programación del firmware del sistema; y, finalmente la validación experimental de la plataforma.

ABSTRACT

This work entails the study, design, implementation and validation of an experimental platform for the evaluation of hybrid energy generation systems based on Proton Exchange Membrane Fuel Cells (PEMFC). This platform incorporates a full-bridge isolated switched-mode DC-DC electronic converter, monitored via the measurement of its state variables, and controlled by a pulse-width modulated (PWM) signal, generated using a high-performance Digital Signal Controller (DSC). This converter provides the adaptation from the variable output voltage of the PEMFC to the fixed voltage of the common DC bus at the system output.

This report details the process through which the goals were achieved: study and understanding of the different DC-DC converter topologies, simulation of the selected converter topology using circuit simulation tools, design process of auxiliary circuits, including driver, sensing and protection circuits, implementation of the system PCB (printed circuit board) through the use of electronic design automation (EDA) software, programming of system firmware, and experimental validation of the working platform.

ÍNDICE

1 INTRODUCCIÓN	7
1.1 Sistemas Híbridos de Generación de Energía	8
2 ANÁLISIS DE LA PLATAFORMA	11
2.1 Celdas de Combustible	12
2.1.1 Principio de Funcionamiento.	12
2.1.2 De Celda a Pila de Combustible	13
2.1.3 Aspectos Constructivos.	14
2.1.4 Tipos de Celdas	14
2.1.5 Modelo Eléctrico de las PEMFC	16
2.1.6 Emulador de Celdas de Combustible	19
2.2 Convertidor CC-CC Conmutado.	21
2.2.1 Conceptos Básicos	21
2.2.2 El Convertidor Reductor	22
2.2.3 Convertidores CC-CC Aislados	25
2.2.4 El Convertidor de Puente Completo	29
2.3 Sistema de Control	34
2.3.1 Controlador Digital de Señales.	34
2.4 Carga Electrónica Variable	37
2.5 Resumen	38
3 DISEÑO DE LA PLATAFORMA	39
3.1 Consideraciones Generales.	40
3.1.1 Aislación de Tierras.	40
3.1.2 Selección de Componentes.	40
3.1.3 Herramientas de Software.	41
3.2 Convertidor CC-CC Conmutado.	43
3.2.1 Especificaciones de Diseño	43
3.2.2 Selección de Llaves	44
3.2.3 Selección de Diodos Rectificadores	47
3.2.4 Transformador.	48
3.2.5 Filtro de Salida	49
3.3 Circuito Driver	52
3.3.1 Selección y Diseño	52
3.4 Sistema de Medición	56
3.4.1 Etapa de Sensado	56
3.4.2 Etapa de Acondicionamiento.	65
3.4.3 Etapa de Transmisión	67
3.5 Etapa de Aislación de Señal	69
3.5.1 Aislación de los Drivers	69
3.5.2 Aislación I ² C	70
3.6 Sistema de Control	74
3.7 Circuito de Alimentación	75
3.7.1 Alimentación de Potencia	75
3.7.2 Fuente Aislada	77
3.7.3 Alimentación Digital	78
3.8 Resumen	80
REFERENCIAS	81

INTRODUCCIÓN

CONTEXTO ENERGÉTICO Y CIENTÍFICO GLOBAL PARA LA REALIZACIÓN DEL PROYECTO

El precipitado incremento de la población mundial en las últimas décadas, causado por el acelerado desarrollo tecnológico humano a partir de mediados del siglo XX, ha generado un exponencial aumento de demanda energética para poder satisfacer los constantemente crecientes requerimientos de la población. En respuesta a esta incrementada demanda del sistema energético mundial, los países comenzaron a crecer su capacidad instalada de plantas de generación en base a la quema de combustibles fósiles (petróleo, carbón, gas, etc.), sin tener en cuenta el catastrófico impacto que tienen sobre la biosfera terrestre sus grandes emisiones de gases de efecto invernadero, como dióxido de carbono y metano.

Hoy en día, más de medio siglo después, las consecuencias de este desmedido incremento del consumo global de combustibles fósiles se pueden observar claramente en la temperatura promedio del aire superficial de la Tierra, que ya es más de 1°C mayor a temperaturas medidas a principio del siglo previo (figura 1.1)^[1], con algunos estimados conservadores de más de 2,5°C para finales de siglo.^[2] Los efectos perjudiciales de este incremento de temperatura se pueden ver en muchas partes, como la extinción de especies, el retroceso de los glaciares, el aumento de incidencia e intensidad de fenómenos climatológicos extremos (tormentas, sequías, olas de calor, etc.), entre muchos otros.

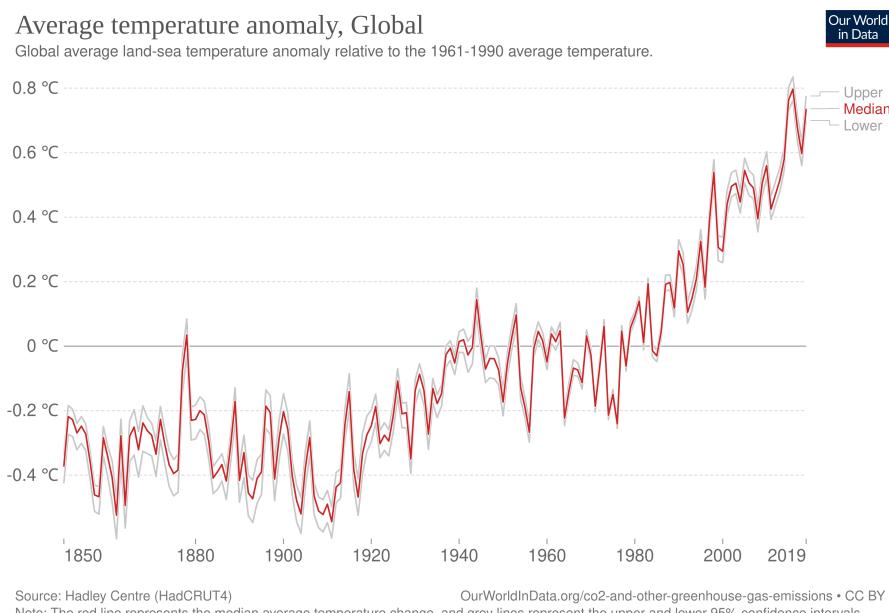


FIGURA 1.1 Temperatura superficial promedio del planeta, relativo a la del período 1961-1990, desde 1850 hasta 2019.

Sin embargo, los combustibles fósiles y fuentes de energía no renovables siguen conformando una mayoría en el panorama de generación energética global: en el año

2019, alrededor del 85 % de la energía producida mundialmente provino de fuentes no renovables (figura 1.2).^[3] Para frenar el avance del cambio climático, se debe acelerar el ritmo de adopción de energías alternativas como reemplazo de los combustibles fósiles, disminuyendo la emisión de CO₂ y metano en la atmósfera.

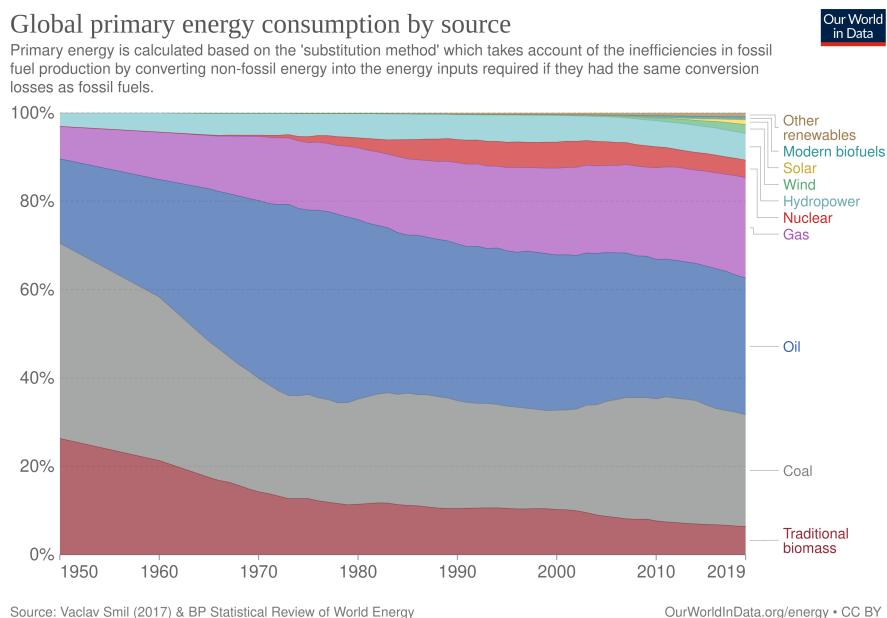


FIGURA 1.2 Consumo global de energía primaria según fuente, desde 1950 hasta 2019.

Con esta motivación, el Instituto de Investigaciones en Electrónica, Control y Procesamiento de Señales (LEICI) de la Facultad de Ingeniería de la UNLP se embarcó en el proyecto “Electrónica de Potencia y Sistemas de Control Avanzado Aplicados a Fuentes de Energía Alternativas”, dentro del cuál se enmarca el presente trabajo, que utiliza celdas de combustible en Sistemas Híbridos de Generación de Energía como fuente de energía alternativa.

1.1 SISTEMAS HÍBRIDOS DE GENERACIÓN DE ENERGÍA

Un Sistema Híbrido de Generación de Energía (SHGE), en su descripción más general, es un sistema que combina distintas fuentes de energía, aprovechando las ventajas y suplementando las falencias de cada una de ellas. Generalmente, estos sistemas suelen combinar múltiples fuentes de energías alternativas, como pueden ser, por ejemplo, generación solar mediante paneles y eólica mediante turbinas.^[4]

En nuestro caso, el sistema consiste en el módulo de generación principal basado en celdas de combustible, un módulo de generación alternativo como podría ser un sistema eólico o solar, un Sistema de Almacenamiento de Energía (SAE) basado en un banco de supercapacitores, y adicionalmente un electrolizador para alimentar combustible a las celdas. Todos estos módulos son adaptados mediante sistemas de conversión eléctrica de potencia y conectados a un bus común de corriente continua (CC) con una tensión fija de 75 V (figura 1.3).^{[5][6]}

En este sistema, el módulo de generación por celdas de combustible se encarga de entregar el nivel de potencia necesario para satisfacer la potencia demandada por la carga en el bus de CC. Mientras tanto, el módulo de generación alternativo tiene el rol de proveer potencia a la carga cuando el módulo de generación principal no es capaz de satisfacer por completo la demanda. El SAE aprovecha la capacidad de rápida

de descarga de los supercapacitores junto con su alta capacitancia (almacena grandes cantidades de energía) para darle al SHGE velocidad de respuesta ante repentinos cambios de potencia demandada, a los que los módulos de generación no son capaces de responder a tiempo (luego, en momentos de menor demanda toma energía del sistema para cargar los supercapacitores). Finalmente, el electrolizador toma energía del sistema para generar el hidrógeno necesario para el funcionamiento de las celdas de combustible a partir de agua, mediante la reacción de electrólisis que se explicará en detalle más adelante.^[6]



FIGURA 1.3 Sistema Híbrido de Generación de Energía (SHGE), con flujos de potencia indicados para cada módulo.

En particular, este trabajo se enfoca en el estudio, diseño, implementación y validación de una plataforma experimental para la evaluación del Módulo de Celdas de Combustible para sistemas híbridos de generación de energía.

Todo lo que refiere a esta plataforma se va a tratar en detalle a lo largo del desarrollo de los siguientes capítulos de este informe. Se comienza por un estudio en profundidad de la teoría de funcionamiento de sus componentes, pasando por una simulación de toda la plataforma para verificar su funcionamiento. Luego, se describe el proceso por el cual se diseñó e implementó el sistema en una placa de circuito impreso (PCB, de *Printed Circuit Board* en inglés); y se concluye el trabajo con la validación del correcto funcionamiento de la plataforma terminada.

ANÁLISIS DE LA PLATAFORMA

PLANTEO Y ESTUDIO DE LA PLATAFORMA DE EVALUACIÓN DE CELDAS DE COMBUSTIBLE

En este capítulo, se realiza un detallado análisis de la Plataforma Experimental de Evaluación de Módulos de Celdas de Combustible de la figura 2.1, la cuál consiste en cuatro subsistemas o bloques distintos:

- Emulador de Celdas de Combustible
- Convertidor CC-CC Conmutado
- Sistema de Control
- Carga Electrónica Variable

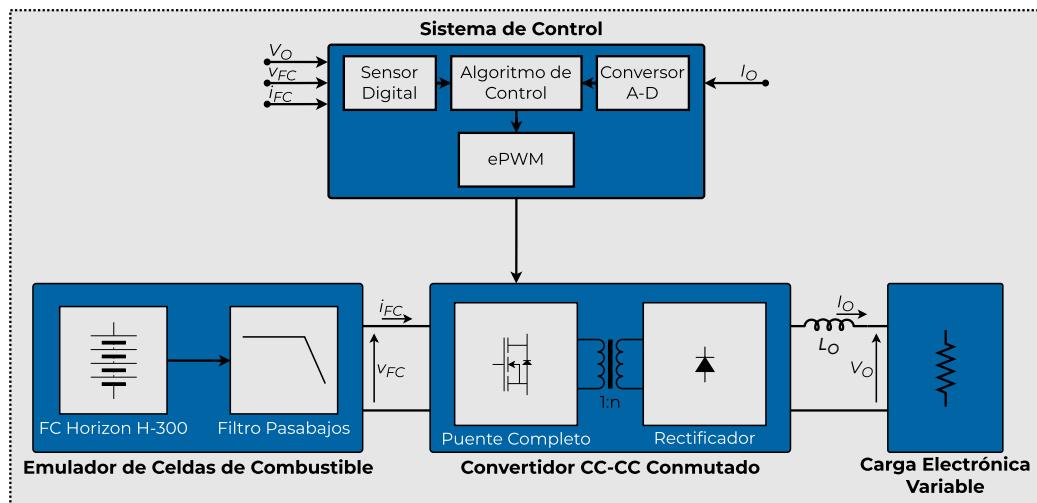


FIGURA 2.1 Diagrama de la plataforma experimental de evaluación, con sus cuatro bloques principales.

Esta plataforma, con sus distintos bloques, se encarga de evaluar la performance de celdas de combustible conectadas a un sistema híbrido de generación. Con este fin, un emulador de celdas de combustible toma el puesto de celdas de combustible reales, y una carga electrónica variable se utiliza para simular cualquier tipo de condiciones de carga que se deseen en el bus de CC. Para poder conectar el emulador a la carga, se debe implementar un subsistema (Convertidor CC-CC Conmutado) que adapte los niveles de tensión de salida del emulador de celdas a la tensión fija de salida en la carga, adicionando un módulo de control que monitoreo los estados del convertidor, y los controla mediante los disparos de las llaves del puente completo.

El principal objetivo de este proyecto es el diseño e implementación de la etapa de adaptación de tensión (es decir, el convertidor con su sistema de control), pero se hace un estudio detallado de todas las componentes de la plataforma, de manera de obtener un entendimiento más completo de todo el sistema. Por esta razón, a continuación

se hace un análisis en profundidad de cada una de las partes individuales, comenzando por el emulador de celdas de combustible.

2.1 CELDAS DE COMBUSTIBLE

A pesar de que las celdas de combustible son una tecnología de hace más de un siglo y medio (desarrollada por primera vez por el físico galés Sir William Grove en 1842), hoy en día despiertan un particular interés en el campo de la generación renovable por su alta eficiencia, su dependencia en recursos obtenibles fácilmente de maneras ambientalmente amigables, y la generación de agua como único deshecho.

Por estas razones se eligió trabajar con esta tecnología, particularmente con el tipo de celda más común hoy en día, las Celdas de Combustible de Membrana de Intercambio Protónico o PEMFC (del inglés *Proton Exchange Membrane Fuel Cell*), cuyo funcionamiento se profundiza más adelante.

2.1.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Esencialmente, una celda de combustible es una celda galvánica o celda volálica en la cual la energía libre de una reacción química redox (entre un combustible y un agente oxidante o *comburente*) se convierte a energía eléctrica mediante una corriente y una diferencia de potencial.^[7] En nuestro caso particular, el combustible es el hidrógeno molecular (H_2), el agente oxidante es el oxígeno (O_2) abundante en la atmósfera, y los productos son la energía eléctrica y el agua (H_2O) según indica la siguiente ecuación química balanceada.



La estructura interna de una celda de combustible, visible en la figura 2.2, consiste de un ánodo (electrodo negativo) al cual ingresan las moléculas de hidrógeno, un cátodo (electrodo positivo) en el que ingresa el oxígeno y se despiden el agua, y un electrolito como interfaz entre ánodo y cátodo. La carga es conectada entre el ánodo y el cátodo.

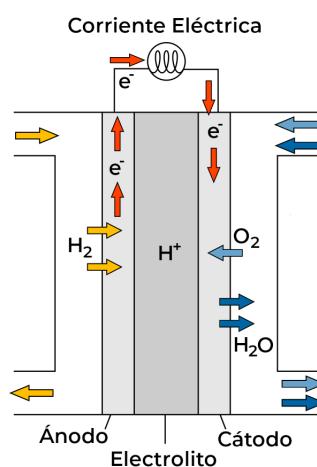


FIGURA 2.2 Esquema ilustrativo de una celda de combustible, con todos sus componentes indicados.

La reacción redox de la ecuación 2.1, dentro de una celda de combustible como la del esquema, en realidad se separa en dos reacciones parciales distintas.





De esta manera, alimentando simultáneamente el terminal negativo con combustible (hidrógeno) y el terminal positivo con oxidante (oxígeno) se producen las dos reacciones en las superficies de contacto del electrolito:

- **En el ánodo ocurre la oxidación:** las moléculas de H_2 pierden sus electrones, bifurcándose los iones positivos de hidrógeno (H^+) por el electrolito y los electrones libres a través de la carga (ecuación 2.2). Es una reacción exotérmica (libera calor) que resulta en el calentamiento de la celda.
- **En el cátodo ocurre la reducción:** los iones H^+ del electrolito, los electrones libres, y las moléculas de oxígeno reaccionan para formar como producto el agua (ecuación 2.3).

Mediante este proceso electroquímico se generan dos corrientes distintas: una corriente interna de iones H^+ (cargas positivas) en el electrolito, desde el ánodo hacia el cátodo; y una corriente externa de electrones e^- (cargas negativas) circulando por la carga, en el mismo sentido que la corriente de iones. Esta última corriente de electrones es la que nos resulta útil para poder alimentar algún tipo de carga.

2.1.2 DE CELDA A PILA DE COMBUSTIBLE

Sin embargo, una celda de combustible individual como en la figura 2.2 no es capaz de entregar una diferencia de potencial lo suficientemente alta para la gran mayoría de las aplicaciones, con una tensión de celda común situada entre 0,7 V y 1,3 V, dependiendo de varios aspectos constructivos específicos de la celda.

Entonces, para obtener un dispositivo con una tensión de salida de niveles utilizables, esta tecnología generalmente se comercializa en forma de pilas o *stacks* de celdas individuales conectadas en serie como se ve en la figura 2.3, generalmente de entre diez y cien celdas, cuya tensión es la suma de la tensión de cada celda que la compone.

Esto se logra, como dice su nombre, apilando todas las celdas de combustible para formar el *stack*, utilizando placas de interconexión para conectar electrodos de polaridad opuesta de dos celdas aledañas (es decir, se conecta el ánodo de una celda con el cátodo de la siguiente); además de cumplir la función de aislar el combustible de una celda del agente oxidante de la celda contigua. Este es el tipo de conexión de celdas más común, llamado *Planar-Bipolar Stacking* o Apilado Planar-Bipolar.^[8]



FIGURA 2.3 Diagrama interno de un stack de celdas conectadas por apilado planar-bipolar.

2.1.3 ASPECTOS CONSTRUCTIVOS

Habiendo repasado el principio básico de funcionamiento de las celdas de combustible, ahora se realizará una breve descripción de los aspectos constructivos de las mismas. La utilización de distintos materiales y composiciones de las partes que las componen derivan en distintos tipos de celdas, que, a pesar de funcionar bajo el mismo principio básico, poseen cada una sus ventajas y desventajas que las hacen más o menos apropiadas para distintas aplicaciones.

Como las reacciones químicas ocurren en superficies microscópicas dónde alguno de los electrodos está en contacto con el electrolito, generalmente los electrodos se fabrican de materiales porosos que aumentan la posible superficie de contacto entre ambas fases, acelerando las reacciones necesarias para producir energía. Sin embargo, en muchos casos, a temperaturas bajas los materiales de los electrodos no son capaces de producir la suficiente actividad electroquímica, por lo que suelen agregarse pequeñas cantidades de catalizador en las zonas de contacto para acelerar la reacción.

En tanto al electrolito, estos suelen estar hechos de materiales en estado líquido o sólido, dependiendo del tipo de celda, pero siempre deben tener una alta conductividad de iones positivos, de manera que los iones H^+ circulen solo por el electrolito y no por el circuito externo. Adicionalmente, este material debe actuar de barrera física para evitar que se mezclen los flujos de combustible y comburente.

En tanto a la geometría de las celdas, se ha experimentado con una gran variedad de formas para los electrodos y electrolitos pero, hoy en día las pilas que se producen son mayormente planas, y en algunos casos tubulares.

2.1.4 TIPOS DE CELDAS

Hay muchas formas de clasificar las distintas tecnologías de celdas, pero en nuestro caso nos vamos a enfocar en la distinción más común, que es la clasificación según el material usado como electrolito. Hoy en día, hay seis tipos distintos de celdas según electrolito, descritas a continuación, con una mayor profundización mayor en las del tipo PEMFC que se mencionaron anteriormente, ya que son este tipo de pilas las que nos interesa en nuestra aplicación particular.

Celda de Combustible Alcalina (AFC)

Las AFC fueron las primeras celdas de combustible en ser desarrolladas, alrededor de 1960, e incluso hoy en día son las celdas de combustible con la mayor eficiencia eléctrica. Sin embargo, resultan poco viables, principalmente porque requieren gases muy puros para funcionar correctamente. Este requerimiento se da por el material electrolítico utilizado, el Hidróxido de Potasio (KOH) (en concentraciones de 85 % para celdas de alta temperatura ($250^\circ C$), y entre 35 % y 50 % para celdas de baja temperatura ($<120^\circ C$)), que reacciona fácilmente con el dióxido de carbono que abunda en el aire, transformándose en K_2CO_3 , destruyendo el electrolito y la celda en el proceso.^{[7][8]}

Celda de Combustible de Membrana de Intercambio Protónico (PEMFC)

Las PEMFC, también llamadas Celdas de Combustible de Electrolito Polimérico Sólido (SPEFC) son las celdas de combustible más utilizadas al día de hoy, habiendo conseguido usos en vehículos de combustible alternativo, lo que resultó en una gran inversión para su desarrollo. Estas celdas operan en rangos bajos de temperatura (entre $65^\circ C$ y $105^\circ C$) y tienen un electrolito de estado sólido.

Este electrolito es una membrana de intercambio protónico: un membrana semi-permeable que permite la conducción de protones y al mismo tiempo funcionando de aislación eléctrica entre los electrodos, y como barrera física para separar el combustible del comburente. Esta membrana solía fabricarse de sulfonato de poliéstereno, pero hoy en día se usan materiales basados en Politetrafluoretileno (PTFE) como el Nafion de DuPont o el Dow de Dow Chemical, que son más estables y poseen mayor conductividad de protones.

Su baja temperatura de operación, uso de materiales no exóticos, capacidad de altas densidades de corriente, resistencia a la corrosión dada por el electrolito sólido y bajo tiempo de arranque han hecho a las PEMFC la opción más popular al elegir un tipo de celda de combustible para utilizar. Sin embargo tiene sus desventajas, como el angosto rango de temperatura en el que requiere operar.^{[7][8]}

Como esta es la tecnología de celda que nos interesa, se va a dedicar una sección para continuar más detalladamente la descripción de este tipo de celdas.

Celda de Combustible de Metanol Directo (DMFC)

Las DMFC son un tipo especial de celdas de baja temperatura basadas en tecnología de las PEMFC, operando a temperaturas ligeramente mayores a estas. A diferencia de otras tecnologías, estas celdas utilizan metanol como combustible directamente, ahorrándose el paso de reformarlo a hidrógeno. El metanol es un combustible atractivo, ya que se puede producir a partir de gas natural o biomasa renovable y tiene una elevada energía específica.^{[7][8]}

Celda de Combustible de Carbonato Fundido (MCFC)

Las MCFC, desarrolladas a mediados del siglo XX, son celdas de combustible de alta temperatura de operación, entre 600 °C y 700 °C. Su electrolito está compuesto de carbonatos fundidos de litio y sodio (Li_2CO_3 y Na_2CO_3) estabilizados por una matriz de fibras de alúmina (Al_2O_3). Suelen tener ánodos de níquel y cátodos de óxido de níquel.

Estas celdas pueden operar con una amplia variedad de combustibles, y, por su alta temperatura, no son tan susceptibles a contaminación por CO o CO₂. Además, a diferencia del resto de las tecnologías, no son necesarios materiales catalizadores en los electrodos, ya que la combinación del níquel y las altas temperaturas proveen suficiente actividad electroquímica. Sin embargo, estas temperaturas generan problemas con los distintos materiales, reduciendo la vida útil de las celdas. Además tienen un electrolito altamente corrosivo y en estado líquido.^{[7][8]}

Celda de Combustible de Óxido Sólido (SOFC)

Las SOFC son celdas que llevan en continuo desarrollo desde mediados del siglo XX, y como indica su nombre, poseen un electrolito compuesto por un óxido en estado sólido, generalmente dióxido de zirconio (ZrO_2) o dióxido de cerio (CeO_2). Operan en rangos de temperatura muy elevados, de entre 600 °C y 1000 °C.

Estas celdas tienen la ventaja de tener un electrolito sólido, frenando la corrosión y permitiendo la fabricación en distintas geometrías. Además, todos sus materiales son de costo moderado. Como clara desventaja se encuentra la alta temperatura de operación, que trae problemas similares a los de las MCFC.^{[7][8]}

Celda de Combustible de Ácido Fosfórico (PAFC)

Las PAFC utilizan ácido fosfórico (H_3PO_4) con concentración de 100 % estabilizado por una matriz basada en carburo de silicio (SiC) como electrolito, y operan en un rango de temperaturas entre 150 °C y 220 °C. Estas celdas son relativamente modernas y se destacan por su alta potencia, pudiendo llegar hasta 20 MW, suficiente para una planta de generación intermedia.

Estas celdas son poco sensibles a contaminación de CO y CO_2 , y su baja temperatura de operación permite el uso de materiales comunes para su construcción. Sin embargo, su uso de ácido como electrolito requiere materiales más resistentes para sus electrodos.^{[7][8]}

2.1.5 MODELO ELÉCTRICO DE LAS PEMFC

Las celdas del tipo PEM, como se describió en la anterior sección, son celdas de combustible de baja temperatura, con un electrolito sólido compuesto por una membrana de intercambio protónico. Para este trabajo se eligió este tipo de celdas por su extensivo desarrollo, fácil disponibilidad, bajo precio comparado con otras tecnologías, además de las ventajas ya mencionadas en la sección 2.1.4.

Entonces, debemos obtener un modelo eléctrico que caracterice a un stack de celdas tipo PEM, pudiendo luego implementar este modelo (en forma de una ecuación y curva tensión-corriente) en una simulación por computadora para evaluar el comportamiento del sistema completo.

Para comenzar, se debe encontrar una forma de cuantificar la energía química de las reacciones redox que ocurren dentro de la celda, pero esto no es tan sencillo como parece. Con este fin se utiliza el concepto de la *energía libre de Gibbs*, que se podría definir como “la energía disponible para realizar trabajo externo” (en nuestro caso, el “trabajo externo” es mover los electrones por el circuito externo). Se define la *energía libre de Gibbs de formación* G_f como la energía de Gibbs tomando la energía cero a las condiciones normales de presión y temperatura.

Evidentemente, la energía entregada por la reacción es entonces la diferencia entre la energía G_f de los productos y la energía G_f de los reactivos, que por cuestiones de conveniencia se refieren a la energía por mol de producto y reactivo, indicado por una raya sobre la letra minúscula (\bar{g}_f).

$$\Delta\bar{g}_f = \bar{g}_{f_{\text{productos}}} - \bar{g}_{f_{\text{reactivos}}} \quad (2.4)$$

Entonces, teniendo en cuenta la reacción redox de la ecuación 2.1, donde el producto es un mol de H_2O y los reactivos son un mol de H_2 y medio mol de O_2 , para nuestro caso la ecuación anterior resulta

$$\Delta\bar{g}_f = \bar{g}_{f(H_2O)} - \bar{g}_{f(H_2)} - \frac{1}{2}\bar{g}_{f(O_2)} \quad (2.5)$$

Ahora, teniendo en cuenta que el trabajo eléctrico realizado es el producto de la carga por la tensión ($W_E = Q \cdot E$), y considerando un proceso sin irreversibilidades y con combustible y comburente puro, se puede decir entonces que el trabajo eléctrico es aproximadamente igual a la energía química entregada por la reacción de la celda, es decir que $W_E = \Delta\bar{g}_f$.

Lo que hace falta, entonces, es obtener la cantidad de carga que circula a través del circuito externo por cada mol de agua que se produce. Como se puede ver en las dos reacciones parciales de las ecuaciones 2.2 y 2.3, por cada mol de H_2O que se obtiene, dos átomos de hidrógeno pierden su electrón, y en consecuencia, dos electrones circulan a través de la carga. Entonces, si e es la carga de un electrón ($1,602 \times 10^{-19} C$) y N es el número de Avogadro ($6,022 \times 10^{-23}$) que indica la cantidad de partículas en un mol, la carga por cada mol es

$$Q = -2 \cdot Ne = -2 \cdot F = 192\,970 \text{ C} \quad (2.6)$$

Donde F es la constante de Faraday, que indica la carga de un mol de electrones.

Reemplazando la ecuación 2.6 en la expresión del trabajo eléctrico (recordando que es equivalente a $\Delta\bar{g}_f$), se obtiene la siguiente expresión de energía obtenida por mol de producto.

$$W_E = \Delta\bar{g}_f = -2F \cdot E \quad (2.7)$$

Entonces, si despejamos la tensión de circuito abierto E (es decir corriente nula) de la ecuación anterior, podemos obtener una expresión para esta tensión en función de la energía de Gibbs de formación de la reacción, que para una temperatura de 80 °C de una celda tipo PEM típica es de $-228,2 \text{ kJ mol}^{-1}$.^[9]

$$E = -\frac{\Delta\bar{g}_f}{2F} = 1,183 \text{ V} \quad (2.8)$$

Con esta ecuación, por lo tanto, se puede obtener la tensión de circuito abierto de celda teórica de una celda de combustible cualquiera; pero se debe tener en cuenta que este valor es ideal, y no tiene en cuenta múltiples factores que reducen la eficiencia (y la tensión de circuito abierto) del dispositivo: no es posible utilizar el 100 % del combustible disponible, algunas dinámicas de las reacciones utilizan parte de la energía química generada, entre otros. Además, en este desarrollo no se consideró la variación de la energía libre de Gibbs con la presión y concentración de gases.

Modelo Tensión-Corriente

Sin embargo, esto no es suficiente para un análisis eléctrico completo del dispositivo. Ahora se deben describir las distintas partes de una curva típica de tensión-corriente de una celda de combustible de baja presión y temperatura (como las PEMFC), y al mismo tiempo presentar las ecuaciones que la describen para poder obtener el modelo eléctrico completo que se busca. Se puede ver esta curva típica en la figura 2.4.



FIGURA 2.4 Curva de tensión vs. corriente típica de una celda de combustible tipo PEM, con sus tres regiones marcadas.

En esta curva se pueden señalar tres regiones de pérdidas bien marcadas: la región de pérdidas de activación (I) cerca de corriente nula, seguida por la región de pérdidas óhmicas (II), y finalmente, acercándose a la máxima corriente, la región de pérdidas de concentración (III). Estas pérdidas se dan por algunas irreversibilidades de las reacciones que ocurren en la celda, que la alejan de su comportamiento ideal. A continuación se detallan estos componentes y se obtienen sus ecuaciones correspondientes.

Región de Pérdidas de Activación (I) Como se puede ver, en la primera región hay una rápida caída de tensión de características no lineales. Esto ocurre por las llamadas *pérdidas de activación*, que se generan por la lenta velocidad de reacción en las superficies de los electrodos para bajas densidades de corriente. Una porción de la tensión generada se pierde al generar la reacción electroquímica, que transfiere los electrones desde o hacia los electrodos.

La ecuación asociada este comportamiento, formulada empíricamente por el químico suizo Julius Tafel en 1905, es una ecuación que describe la caída de tensión en un electrodo para una gran variedad de reacciones, incluida la rección redox de agua que nos interesa. La ecuación de Tafel relaciona la caída de tensión en un electrodo ΔV_{act} con la densidad de corriente i que circula a través del mismo mediante una forma logarítmica.

$$\Delta V_{act} = A \cdot \ln\left(\frac{i}{i_0}\right) \quad (2.9)$$

La constante i_0 (llamada *densidad de corriente de intercambio*) se puede considerar como la densidad de corriente para la cual la tensión de celda se comienza a alejar de la ideal de la ecuación 2.8, y su valor aumenta mientras más rápida sea la reacción. En contraste, la constante A que multiplica al logaritmo es mayor para una reacción electroquímica lenta.

En el caso particular del hidrógeno como combustible, las pérdidas se concentran casi únicamente en el ánodo (donde ocurre la oxidación), con la densidad i_0 del ánodo generalmente mas de 10 000 veces mayor a la del cátodo, por lo que generalmente las pérdidas de activación de este último se pueden despreciar, teniendo en cuenta únicamente las del ánodo.

Región de Pérdidas Óhmicas (II) Esta región es la que abarca el mayor rango de corrientes de celda, además de ser la más simple de modelar y entender. En este caso, las pérdidas se dan simplemente por la resistencia eléctrica al paso de corriente de ambos electrodos y la resistencia al paso de iones del electrolito, y por lo tanto, la caída de tensión ΔV_{ohm} esta relacionada linealmente con la densidad de corriente i mediante la Ley de Ohm.

$$\Delta V_{ohm} = i \cdot r \quad (2.10)$$

Donde r debe ser la resistencia por unidad de área ($\Omega \text{ m}^2$) si se trabaja con i como densidad de corriente (A m^{-2}).

Región de Pérdidas de Concentración (III) Esta última región de pérdidas viene dada, como dice su nombre, por la reducción de la concentración de combustible y comburiente en el ánodo y cátodo respectivamente, condición que se ve exacerbada al trabajar con corrientes y cargas muy elevadas. Esta reducción en concentración se traduce a una reducción de la tensión de celda ΔV_{conc} .

En general, el consenso es que no existe una única ecuación analítica que sea capaz de describir este comportamiento para cualquier caso. Entonces, hoy en día es muy común el uso de una ecuación de bases empíricas que, con la correcta elección de constantes, se ajusta muy bien al comportamiento real observado experimentalmente, y relaciona ΔV_{conc} exponencialmente con la densidad de corriente i .

$$\Delta V_{conc} = m \cdot e^{ni} \quad (2.11)$$

Donde las constantes m y n suelen estar alrededor de $3 \times 10^{-5} \text{ V}$ y $8 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \text{ mA}^{-1}$ respectivamente.

Habiendo obtenido la ecuación para la tensión irreversible (ecuación 2.8) y las ecuaciones de cada una de las tres regiones (ecuaciones 2.9, 2.10 y 2.11), se pueden combinar

todas en una única expresión que modela la tensión de una celda para cualquier densidad de corriente:

$$\begin{aligned} V_{celda} &= E - \Delta V_{act} - \Delta V_{ohm} - \Delta V_{conc} \\ &= E - A \cdot \ln\left(\frac{i}{i_0}\right) - i \cdot r - m \cdot e^{ni} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Sin embargo, todavía se pueden realizar algunas simplificaciones. Para la ecuación 2.9, que expresa la caída de tensión por activación, la densidad de corriente de intercambio i_0 es muy baja, mucho menor a la densidad de corriente i , por lo que esta ecuación se puede modificar de la siguiente manera:

$$\Delta V_{act} = A \cdot \ln(i) - A \cdot \ln(i_0)$$

Como el último término solo depende de i_0 , que es un valor constante, se lo puede agrupar con la tensión irreversible E , para obtener una tensión de circuito abierto real y reversible E_{oc} .

$$E_{oc} = E + A \cdot \ln(i_0) \quad (2.13)$$

Vale aclarar que, al ser la densidad de corriente de intercambio una magnitud muy chica, al calcular su logaritmo natural se obtiene un número negativo, por lo que la tensión de circuito abierto reversible E_{oc} resulta, como es esperable, menor la la tensión irreversible E . Entonces, la expresión final que describe la relación tensión vs. corriente de una celda de combustible se muestra en la siguiente ecuación.

$$V_{celda}(i) = E_{oc} - A \cdot \ln(i) - i \cdot r - m \cdot e^{ni} \quad (2.14)$$

Para obtener la tensión de una pila, solo es necesario multiplicar la tensión V_{celda} por la cantidad de celdas N del stack.

$$V_{stack}(i) = NV_{celda}(i) = N \cdot (E_{oc} - A \cdot \ln(i) - i \cdot r - m \cdot e^{ni}) \quad (2.15)$$

2.1.6 EMULADOR DE CELDAS DE COMBUSTIBLE

Esta plataforma se basa en la utilización de un modelo comercial particular de pila de combustible: el módulo H-300 de la serie H de pilas de combustible de Horizon Fuel Cell Technologies de la figura 2.5. Esta es una pila de combustible de 300 W enfriada por aire del tipo PEMFC, qur consiste en un stack de 60 celdas. Su desempeño nominal es de 36 V de tensión a 9 A de corriente y tiene una tensión de circuito abierto de aproximadamente 60 V.^[10]



FIGURA 2.5 Pila de combustible tipo PEMFC, modelo Horizon Fuell Cell Technologies H-300.

Sin embargo, dado que este módulo no está presente en el laboratorio, como reemplazo se utiliza un **módulo de emulación de pilas de combustible**. Este módulo

permite la reproducción de una curva tensión-corriente de una pila en condiciones de trabajo controladas.

Este módulo consiste de un convertidor CC-CC comutado de tipo reductor, (que se explicará mas adelante) que impone una tensión de salida en función de la corriente suministrada a través de un lazo de control. El modelo que utiliza para obtener la tensión de salida en función de la corriente es el que se obtuvo en la ecuación 2.15 y en el gráfico de la figura 2.4. El módulo se puede ajustar a distintos modelos de celdas mediante la variación de las constantes N , E_{oc} , A , r , m y n . Los valores de la curva se almacenan en una tabla de *look-up* implementada en un FPGA.

Adicionalmente a la característica tensión-corriente de la celda, este módulo permite simular el filtro pasabajos propio de la pila que se ve en el diagrama de la plataforma de la figura 2.1. Este filtro cumple la función de proteger a las celdas y evitar deterioro de las mismas mediante una reducción del rizado de corriente que puede generar la conmutación del convertidor.^[11]

2.2 CONVERTIDOR CC-CC CONMUTADO

Un convertidor CC-CC es un dispositivo electrónico que tiene como objetivo convertir una tensión continua, generalmente no regulada (es decir que no es fija), V_{in} a la entrada, a una tensión continua regulada V_{out} de distinta magnitud a la salida, transfiriendo la mayor cantidad de energía posible de la entrada hacia la salida. Dependiendo del tipo de convertidor, esta tensión de salida puede ser menor, mayor o tanto menor como mayor a la tensión de entrada.

Estos convertidores son de interés para nuestra aplicación, ya que la tensión V_{stack} que entrega la pila (ecuación 2.15) es una tensión continua no regulada, que varía apreciablemente con la corriente demandada; mientras que a la salida se demanda una tensión fija y regulada V_{bus} para conectar al bus de continua del sistema híbrido de la figura 1.3.

Los convertidores CC-CC se suelen separar en dos principales categorías: los **reguladores lineales**, que consisten en un divisor resistivo con una resistencia variable implementada mediante un transistor (además de un diodo para regular la tensión de salida); y los **convertidores comutados**, en los cuales uno o más transistores, actuando como llaves, son comutados a alta frecuencia y junto con dispositivos que almacenan energía (como inductores y capacitores) producen una tensión continua a la salida.

Dado que para esta plataforma se utiliza un convertidor comutado (principalmente por su gran ventaja en eficiencia energética), se enfocará el análisis únicamente en éstos; comenzando por una explicación de los conceptos básicos necesarios para comprender su funcionamiento.

2.2.1 CONCEPTOS BÁSICOS

Como se detalló más arriba, los convertidores CC-CC comutados consisten, en su forma más básica, en una fuente de continua no regulada a la entrada; y un transistor (que puede ser BJT, MOSFET o IGBT) que, mediante una excitación en su tercer terminal, se conmuta entre los modos de alta impedancia e impedancia nula, actuando como llave abierta y llave cerrada respectivamente. La proporción del tiempo total de ciclo (T_s) en la que el transistor está conduciendo (t_{on}) se denomina **ciclo de trabajo** o **duty cycle** y se suele simbolizar con la letra **D**. Como se verá más adelante, este es un parámetro crucial para el funcionamiento de este tipo de convertidores, ya que controlándolo se puede variar el nivel de tensión y corriente de salida.

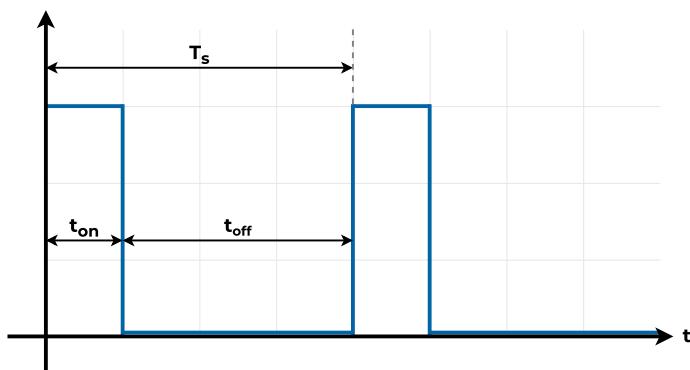


FIGURA 2.6 Una forma de onda cuadrada con ciclo de trabajo D del 25 %.

Los convertidores CC-CC comutados se clasifican en dos grandes grupos, usando como criterio la existencia de aislación galvánica entre la entrada no regulada y la salida regulada:

- **Convertidores No Aislados:** son los convertidores que no tienen aislación galvánica entre entrada y salida, como por ejemplo los convertidores reductores y elevadores (*buck* y *boost*), y por lo tanto son los mas simples de los dos tipos.
- **Convertidores Aislados:** son los convertidores que tienen su entrada y salida aisladas galvánicamente por medio de un transformador de alta frecuencia, por ejemplo los de tipo *flyback* y *forward*. El convertidor de esta plataforma, de tipo puente completo, cae dentro de esta categoría.

En la siguiente sección se va a detallar el funcionamiento del convertidor no aislado más sencillo, el convertidor reductor, a manera de introducir los principios de funcionamiento de convertidores conmutados que van a ser necesarios para luego poder entender las topologías más complejas que se utilizan en esta plataforma.

2.2.2 EL CONVERTIDOR REDUCTOR

La forma más básica posible de un convertidor conmutado tiene un esquema circuital similar al convertidor lineal mencionado más arriba, con la diferencia de que el transistor, (que previamente actuaba como una resistencia variable para conformar el divisor resistivo) en este caso, actúa como el interruptor del circuito, conmutando entre llave abierta y cerrada (figura 2.7). Para este análisis vamos a considerar que el dispositivo semiconductor actúa como una llave ideal, sin impedancia cuando está cerrado y con impedancia infinita cuando está abierto.



FIGURA 2.7 Circuito de un convertidor conmutado básico, y su equivalente con el transistor Q_1 como llave ideal.

Entonces, si se aplica una señal de control como la de la figura 2.6 al interruptor, durante un período T_s de la señal ocurren dos cosas distintas:

- **Durante el tiempo t_{on} ,** el transistor se comporta como una llave cerrada y permite la libre circulación de corriente. Entonces, esta corriente circula por la carga R_L , donde, por la Ley de Ohm, cae una tensión igual a la tensión de entrada, es decir, que la tensión de salida v_o es igual a la tensión de entrada V_s .
- **Durante el tiempo t_{off} ,** el transistor pasa a comportarse como una llave abierta, por lo que restringe completamente la circulación de corriente. Por lo tanto, la caída de tensión en la carga R_L es nula, es decir, que la tensión de salida v_o es nula.

Uniendo estos dos comportamientos, se puede ver que la forma de la tensión de salida es análoga a la forma de onda cuadrada que controla al interruptor (de la figura 2.6), oscilando entre 0 V y V_s .

$$\bar{v}_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_s dt = V_s \cdot D \leq V_s \quad (2.16)$$

Calculando el valor medio de v_o en la ecuación 2.16, este resulta ser directamente proporcional al ciclo de trabajo de la señal de control, variando entre 0 V y la tensión de entrada V_s , para ciclos de trabajo entre 0 y 1 respectivamente. Es decir, la tensión media de salida es menor o igual a la de entrada (esto se puede ver sin necesidad de cálculo, ya que si la salida es igual a la entrada por una proporción del tiempo total, su valor medio necesariamente debe ser menor, o como mucho igual, al valor de la entrada) y

se controla directamente con la variación de D .

En principio, si se considera el transistor como interruptor ideal, la eficiencia de este dispositivo es del 100 %, ya que durante el tiempo t_{off} no circula ninguna corriente (por lo tanto no hay disipación de ningún tipo), y durante t_{on} no hay caída de tensión en el transistor. En la realidad, los transistores no actúan como llaves ideales, si no que tienen ciertas no idealidades que resultan en pérdidas de energía: no tienen impedancia perfectamente nula como llave cerrada, ni impedancia infinita como llave abierta, además de poseer pérdidas a la hora de conmutar.

Sin embargo, en muchos casos y aplicaciones (incluido el de este trabajo) no es suficiente obtener una salida de pulsos y controlar su tensión media, si no que se necesita obtener una tensión puramente continua directamente en la salida, como puede ser el caso para una fuente de alimentación.

Para solucionar este problema, se agrega un filtro pasa-bajos LC a la salida luego del interruptor, que se encarga de eliminar los componentes de alta frecuencia relacionados a la conmutación, dejando pasar únicamente los componentes de continua. El convertidor que resulta es la topología de convertidor CC-CC comutado más sencilla: el **convertidor reductor o buck** de la figura 2.8, que obtiene su nombre porque, como se ve en la ecuación 2.16, reduce la tensión de entrada.



FIGURA 2.8 Circuito de un convertidor reductor o buck, con componentes ideales.

Además del filtro ya mencionado, se agrega un diodo de rueda libre o *flyback* en derivación entre el transistor y el inductor (diodo D_1 de la figura 2.8). Este dispositivo cumple la función de proveer un camino de circulación para la corriente i_L del inductor cuando el interruptor se encuentra abierto, que resulta necesario ya que la corriente sobre un inductor no puede variar abruptamente. Entonces, cuando el interruptor está abierto, el diodo entra en polarización directa y permite la circulación de corriente; mientras que cuando está el interruptor cerrado, el diodo se polariza con una tensión inversa V_s y actúa como un circuito abierto, eliminando su influencia sobre el convertidor durante t_{on} .

Durante su funcionamiento en estado estacionario, los convertidores reductores (y todos los convertidores CC-CC) tienen las siguientes propiedades:

- La corriente i_L sobre el inductor es periódica de período T_s , es decir, $i_L(t+T_s) = i_L(t)$.
- La tensión media \bar{V}_L que cae en el inductor es nula, ya que si no lo fuera su corriente crecería sin límite.
- La corriente media \bar{i}_C que circula por el capacitor es nula, ya que si no lo fuera su tensión crecería sin límite.
- La potencia absorbida por la carga es igual a la potencia entregada por la fuente. Para componentes no ideales, las pérdidas son entregadas por la fuente de entrada.

Análisis Detallado

Ahora se va a realizar un análisis más en profundidad de la topología. Pero antes, es necesario aclarar el conjunto de condiciones que se asumirán, necesarias para simplificar y facilitar la comprensión de esta explicación:

1. El circuito opera en estado estacionario, es decir que todos las respuestas transitorias ya se extinguieron.
2. La corriente del inductor es continua, es decir que circula siempre en la misma dirección.
3. El capacitor C es lo suficientemente grande como para mantener la tensión de salida constante.
4. El período de conmutación es T_s , con $t_{on} = DT_s$ y $t_{off} = (1 - D)T_s$.
5. Todos los componentes son ideales.

Para poder determinar la tensión de salida v_o del sistema, se va a determinar primero la corriente y tensión del inductor L del filtro de salida, para cada uno de los dos estados del circuito: **Llave abierta** y **Llave cerrada**. Para cumplir la condición de funcionamiento en estado estacionario, la corriente i_L debe tener una variación total nula durante un período T_s (es decir que la corriente debe ser la misma al principio y final de un ciclo), y, como se mencionó más arriba, su tensión media debe ser idénticamente nula.

Llave Cerrada Al estar la llave cerrada durante el tiempo $t_{on} = DT_s$, la tensión de entrada V_s cae directamente sobre el diodo D_1 , polarizándolo con una tensión inversa que no permite que circule corriente por el mismo, y en consecuencia, neutralizando su efecto sobre el circuito. Se puede ver el circuito equivalente para este estado en la figura 2.9.

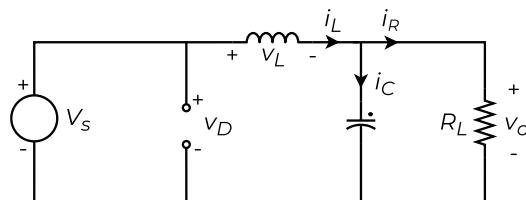


FIGURA 2.9 Circuito equivalente de un convertidor reductor para llave cerrada.

Entonces, recordando que la tensión que cae sobre una bobina es proporcional a la corriente que circula sobre ella (con L como constante de proporcionalidad), la tensión sobre el inductor del circuito resulta

$$v_L = V_s - v_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.17)$$

Como la tensión, y por lo tanto la derivada de la corriente, son valores constantes y positivos, la corriente por el inductor es descrita por una recta de pendiente positiva. El cambio neto de corriente $(\Delta i_L)_{cerrado}$ mientras la llave permanece cerrada es entonces

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{(\Delta i_L)_{cerrado}}{\Delta t} = \frac{(\Delta i_L)_{cerrado}}{DT_s} = \frac{V_s - v_o}{L}$$

Reorganizando:

$$(\Delta i_L)_{cerrado} = \left(\frac{V_s - v_o}{L} \right) DT_s \quad (2.18)$$

Llave abierta Ahora, al abrirse la llave durante el tiempo $t_{off} = (1 - D)T_s$, el diodo entra en modo de polarización directa, permitiendo la circulación de la corriente acumulada en el inductor. La fuente queda desconectada y no entrega energía, conformándose el circuito equivalente de la figura 2.10.

En este intervalo de tiempo, la tensión sobre el inductor es

$$v_L = -v_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.19)$$

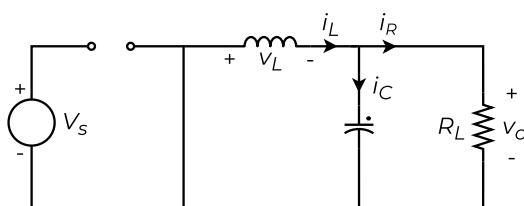


FIGURA 2.10 Circuito equivalente de un convertidor reductor para llave abierta.

Entonces, aplicando un razonamiento análogo al del período de llave cerrada, con la diferencia que en este caso, al ser la tensión v_L negativa, la recta de la corriente i_L es decreciente, se obtiene que el cambio neto de corriente $(\Delta i_L)_{abierto}$ mientras la llave está abierta es

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{(\Delta i_L)_{abierto}}{(1-D)T_s} = \frac{-V_o}{L}$$

Reordenando:

$$(\Delta i_L)_{abierto} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T_s \quad (2.20)$$

Como se mencionó antes, para este análisis se asumió el funcionamiento en estado estacionario, por lo que la suma de los cambios netos de corriente de las ecuaciones 2.18 y 2.20 para ambos estados del circuito debe ser igual a cero.

$$(\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} = 0 \quad (2.21)$$

Reemplazando ambas variables por sus expresiones, se obtiene

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT_s - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T_s = 0$$

Despejando de la ecuación anterior, se consigue una expresión para la tensión de salida V_o de este convertidor.

$$V_o = V_s D \quad (2.22)$$

Este resultado es idéntico al de la ecuación 2.16 obtenido para el convertidor básico de la figura 2.7. En conclusión, en un convertidor reductor, la tensión de salida siempre es menor o igual a la entrada.

Evidentemente, por el resultado obtenido en la ecuación 2.22, la salida se controla únicamente con el ciclo de trabajo D del transistor. Por ejemplo, si aumenta la tensión de alimentación V_s pero se desea mantener V_o a un nivel constante, se compensa este aumento con una disminución del ciclo de trabajo (o viceversa). Si se agrega un sensor que mida la tensión de salida, se puede implementar un lazo de control automático que mantenga V_o fijada a una referencia mediante la variación de D .

2.2.3 CONVERTIDORES CC-CC AISLADOS

Habiendo entendido el funcionamiento del convertidor reductor en la anterior sección (que cae en la categoría de convertidores CC-CC no aislados), ahora vamos a pasar a los convertidores CC-CC aislados, categoría en la cual se encuentra el convertidor tipo puente completo de esta plataforma.

Los convertidores aislados son generalmente utilizados en fuentes de alimentación de corriente continua, y a diferencia de los no aislados, tienen un transformador de alta frecuencia de por medio, para generar una **aislación galvánica entre la entrada y la salida**. Además, como los transformadores solo conducen corriente alterna, a su salida

debe incluirse algún tipo de circuito rectificador para transformarla a corriente continua para alimentar a la carga.

Es claro que el adicionado de un transformador agrega una mayor complejidad al circuito. Entonces, ¿por qué se busca esta aislación galvánica? Sin la aislación interpuesta, nuestra salida va a compartir la conexión a tierra con la fuente de alimentación, (que suelen tener tierras muy ruidosas) introduciendo ruido no deseado a la salida. En muchas aplicaciones hay una gran sensibilidad al ruido en la carga, por lo que es deseable mantenerlo lo más bajo posible, incluso si agrega complejidad al diseño. Adicionalmente, la presencia de aislación galvánica presenta una ventaja en cuestiones de seguridad, tanto para proteger a quienes operan con el circuito como para protección de los componentes del mismo circuito.

Otra ventaja es la mayor flexibilidad que un transformador en la etapa de continua aporta al diseño, ya que variando la relación de vueltas entre bobinados (por ejemplo con el uso de múltiples bobinados) se puede variar la tensión de salida entre distintos niveles.

Ahora se procederá a derivar las distintas topologías de convertidores aislados, partiendo del convertidor reductor (no aislado) que se explico más arriba. Estos convertidores que obtendremos los vamos a llamar **convertidores aislados derivados del reductor** o *isolated buck-derived converters*^[14], comenzando por el convertidor *forward*.

El Convertidor Forward

Si tomamos el circuito del reductor de la figura 2.8, y le agregamos un transformador de alta frecuencia entre la llave Q_1 y el diodo D_1 , se obtiene la aislación galvánica buscada, como se observa en el circuito de la figura 2.11.



FIGURA 2.11 Convertidor reductor con un transformador interpuesto entre la llave Q_1 y el diodo D_1 .

Cuando la llave está cerrada, la tensión V_s de entrada se aplica sobre el bobinado primario del transformador, traduciéndose a una tensión de la misma polaridad (por la ubicación de los puntos homólogos) pero afectada por la relación de vueltas n . Esto genera que el núcleo ferromagnético del transformador se magnetice, y aumente su flujo de magnetización ϕ_m .

Cuando la llave se abre, la corriente del inductor de filtro circula por el diodo D_1 , cortocircuitando el bobinado secundario del transformador. Esto fuerza que la tensión y la corriente del transformador se anulen, y por lo tanto, el flujo magnetizante se mantiene constante.

Entonces, durante un período de commutación T_s , el flujo ϕ_m del núcleo del transformador tiene un incremento neto. Pasados suficientes períodos, este flujo aumenta lo suficiente como para saturar el transformador, cosa que no es deseable, ya que puede resultar en corrientes elevadas y eventualmente, la destrucción del transistor de potencia que actúa como llave.

Para solucionar este problema, se debe agregar algún circuito auxiliar de restablecimiento del núcleo que, durante el período en el que la llave está abierta, aplique una

tensión negativa en el bobinado primario y permita una circulación inversa de corriente para restablecer el flujo magnetizante a su valor original.

Pero, al aplicar esta tensión negativa en el primario, se refleja en una tensión negativa del secundario que polariza en directa a D_1 , cortocircuitando este bobinado. Para arreglar este inconveniente, se puede agregar un diodo rectificador D_R en serie con el bobinado secundario, que no permita la circulación inversa de corriente.

Teniendo esto en cuenta, se ve en la figura 2.12 el circuito de un **convertidor forward** derivado de un reductor, dónde se agregaron el circuito de restablecimiento de núcleo, compuesto por un bobinado auxiliar y un diodo D_r en serie; en paralelo con el bobinado primario y la llave Q_1 (en posiciones invertidas); y el diodo rectificador D_R en el secundario (respecto a la figura 2.11).

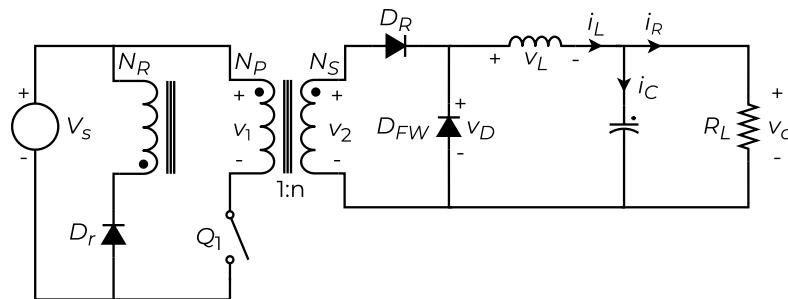


FIGURA 2.12 Circuito de un convertidor aislado tipo forward, desarrollado a partir del circuito de un reductor.

Dado que este circuito es similar a un convertidor reductor, solo que con un transformador de relación de vueltas n interpuesto (y los circuitos auxiliares que no afectan la salida), se puede ver que su relación entrada-salida será similar a la del convertidor en el que se basa (ecuación 2.22) pero afectada por la relación de vueltas del transformador.^[12]

$$v_o = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) v_s d = n v_s d \quad (2.23)$$

Con estos resultados se puede ver la flexibilidad aportada por el transformador: a pesar de ser muy similar a un circuito que solo permite reducir la tensión, con la relación de vueltas se puede obtener cualquier nivel de tensión que se desee a la salida. Sin embargo, al tener que restablecer la magnetización del núcleo, se suele limitar el ciclo de trabajo a 50 % para poder lograr la demagnetización completa.

Además, con el circuito de restablecimiento de flujo, el estrés de tensión sobre la única llave del circuito se duplica respecto al convertidor reductor: al estar la llave abierta, debe soportar una tensión de dos veces la tensión de entrada V_s (para bobinados N_p y N_s iguales). Esto puede ser problemático para aplicaciones de alta tensión, ya que los transistores de alta tensión que se requieren son más caros y suelen tener desempeño degradado a altas frecuencias de conmutación.

Forward de Doble Llave Para solucionar este inconveniente, se puede diseñar un convertidor forward de dos llaves o *double-ended*, que disminuye el estrés de tensión de cada llave a V_s sin cambiar la tensión de salida, que se mantiene igual a la ecuación 2.23 del convertidor forward común.

Entonces, si agregamos una segunda llave Q_2 en serie a la llave original, ambas conmutando al mismo tiempo, la tensión de llave abierta se reparte entre ambas llaves, logrando lo que se buscaba. Para asegurar que en cada llave caiga la tensión V_s correspondiente, se agregan los diodos D_1 y D_2 , conectados entre el terminal negativo del

transformador y V_s , y entre el terminal negativo de V_s y el terminal positivo del transformador respectivamente.

Estos diodos, durante el tiempo en que ninguna llave conduce, permiten el flujo inverso de corriente por el bobinado, cumpliendo el rol adicional de circuito de restablecimiento de ϕ_m . Esto hace redundante al bobinado N_R y su diodo D_r , por lo que se pueden remover, resultando en el circuito de la figura 2.13.



FIGURA 2.13 Circuito de un convertidor aislado tipo forward de doble llave o double-ended.

Una consecuencia que existe para ambos tipos de convertidores forward (normal y double-ended), es que al estar el ciclo de trabajo limitado a la mitad del período, los requerimientos de filtrado aumentan considerablemente. Esto requiere de la utilización de una bobina de mucha mayor inductancia, aumentando su costo y tamaño, además de introducir una gran cantidad de armónicos de la frecuencia de conmutación.^[14]

Entonces, se debe encontrar un circuito que sea capaz de obtener una tensión rectificada de secundario que supere el 50 % de ciclo de trabajo, disminuyendo los requerimientos del filtro y la presencia de armónicos no deseados. Vamos a obtener este circuito partiendo del circuito del convertidor forward de una llave de la figura 2.12.

El Convertidor Push-Pull

Una posible solución podría ser la conexión de dos convertidores forward en paralelo en el primario, que luego comparten el diodo D_1 y el filtro de salida LC del lado secundario. Los interruptores Q_1 y Q_2 deben operar de manera complementaria, con Q_1 conduciendo cuando Q_2 se abre y viceversa (ambos con el mismo ciclo de trabajo); obteniendo una tensión rectificada del doble de ciclo de trabajo de cada llave.

El circuito resultante de la figura 2.14, sin embargo, se puede simplificar. Si hacemos que ambos bobinados primarios comparten su núcleo magnético; entonces, se puede agregar un diodo en antiparalelo a cada llave, de manera que cada uno de estos diodos, junto con los bobinados que tienen en serie, pueden funcionar como circuitos de restablecimiento del núcleo cuando la otra llave esta conduciendo (es decir, cuando Q_2 conduce, el diodo antiparalelo de Q_1 y su bobinado restablecen la magnetización del núcleo, y viceversa).

Entonces, los circuitos de restablecimiento heredados del convertidor forward son redundantes, y por lo tanto se pueden remover para simplificar el circuito, resultando en el convertidor **push-pull** que se observa en la figura 2.15. Además, el diodo de rueda D_{FW} se puede remover, ya que con el rectificador de punto medio conformado por D_{R1} y D_{R2} se forma un camino para la circulación de la corriente del inductor.

Para obtener su tensión de salida no es necesario realizar toda la deducción matemática. Al ser esta topología esencialmente dos convertidores forward que conducen de manera alternada (cada columna del primario es equivalente a un convertidor



FIGURA 2.14 Dos convertidores forward conectados en paralelo en el primario, compartiendo diodo y filtro de salida.

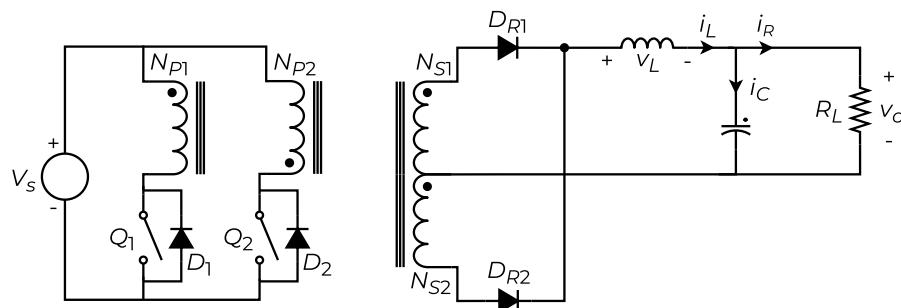


FIGURA 2.15 Circuito de un convertidor aislado tipo push-pull.

forward), el ciclo de trabajo de la onda rectificada es el doble del de cada una de las columnas. Entonces, es razonable decir que su tensión \$v_o\$ es dos veces la del convertidor forward (ecuación 2.23)^[12], siempre que ambos bobinados primarios y secundarios sean iguales.

$$v_o = 2 \left(\frac{N_{S1}}{N_{P1}} \right) V_s D = 2 \left(\frac{N_{S2}}{N_{P2}} \right) V_s D \quad (2.24)$$

Esta topología soluciona los problemas de rectificación que tienen los convertidores forward, pero cada llave debe soportar \$2V_s\$ de tensión cuando está abierta (porque son dos forward intercalados), introduciendo de vuelta la problemática que se solucionó con el forward double-ended. Sería deseable entonces, encontrar una topología aislada que sea capaz de solucionar ambos inconvenientes.

2.2.4 EL CONVERTIDOR DE PUENTE COMPLETO

Este tipo particular de convertidor aislado, que es el elegido para esta plataforma, es el más complejo dentro de su categoría: utiliza cuatro llaves distintas, y por lo tanto tiene un sobresaliente rendimiento para aplicaciones de alta potencia y tensión. Se va a obtener su circuito a partir de las topologías previamente explicadas, detallando sus ventajas y desventajas. Luego se va a desarrollar un modelo matemático para representarlo y se explicará la forma de controlarlo mediante el método *phase-shift*.

Si tomamos el circuito del convertidor forward de dos llaves de la figura 2.13, se puede concebir una conexión alternativa para el mismo, donde intercambiamos los lugares de la llave y el diodo en cada una de las dos columnas, e invertimos la posición del punto homólogo del secundario. Entonces, cuando ambas llaves están cerradas (recordando que en esta topología ambas llaves conmutan en conjunto) el núcleo se magnetiza negativamente, y una vez que se abren, lo corriente (positiva) que circula por los diodos restablece los niveles de magnetización.

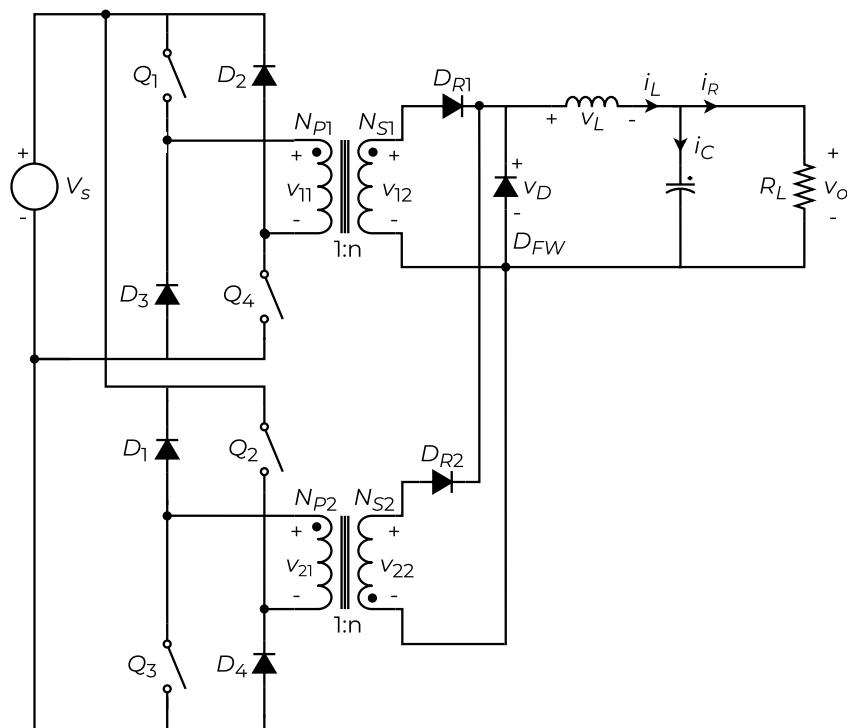


FIGURA 2.16 Dos variantes de convertidores forward de dos llaves conectados en paralelo.

Conectando ambas variantes del forward de dos llaves en paralelo, obtenemos el circuito de la figura 2.16, donde las llaves Q_1 y Q_4 conmutan en sincronía, y desfasadas un tiempo $T_s/2$ de Q_2 y Q_3 (que también conmutan en sincronía).

Siguiendo los pasos de la derivación del push-pull, si hacemos que ambos bobinados primarios comparten un solo núcleo magnético y conectamos diodos antiparalelos a cada una de las llaves, el flujo magnetizante del núcleo puede ser restablecido por los diodos de Q_1 y Q_4 y el bobinado primario N_{p1} , o bien por los diodos de Q_2 y Q_3 y el bobinado primario N_{p2} .

Entonces, los diodos D_1 a D_4 provenientes de los convertidores forward resultan redundantes por la utilización de los diodos antiparalelos, y pueden ser removidos del circuito. Lo que queda entonces, es notar que ahora ambos bobinados primarios tienen formas de onda de tensión y corriente idénticas, por lo que pueden unirse sus terminales positivos y sus terminales negativos, quedando, efectivamente conectados en paralelo. Si ambos bobinados están conectados en paralelo, uno de ellos es redundante y se puede remover sin consecuencias para el funcionamiento del circuito.

Si aplicamos todos estos cambios al circuito de la figura 2.16, obtenemos el circuito de un convertidor aislado de puente completo o *full-bridge* en la figura 2.17. Al igual que en el desarrollo del push-pull, el diodo D_{FW} también se puede eliminar ya que los diodos del rectificador de punto medio ya proveen un camino para la corriente del transistor.



FIGURA 2.17 Circuito de un convertidor aislado tipo puente completo o full-bridge, con un rectificador de onda completa en el secundario.

Sin embargo, esta no es la topología exacta que se utiliza en este trabajo. Para simplificar la construcción del transformador de alta frecuencia y disminuir los requerimientos de desempeño impuestos a los diodos rectificadores del secundario, se utiliza un **rectificador de tipo puente completo** en el secundario como se ve en la figura 2.18. Esta topología utiliza cuatro diodos en vez de dos, pero cada diodo debe soportar la mitad de la tensión inversa. Además, el transformador resulta más sencillo ya que solo tiene un bobinado secundario y no requiere punto medio.

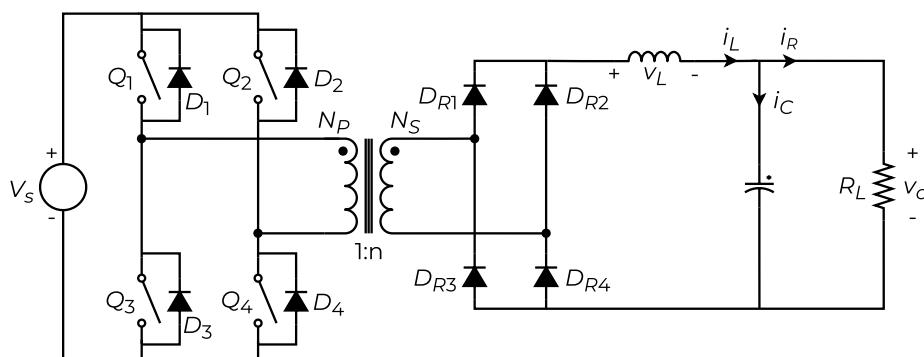


FIGURA 2.18 Circuito de un convertidor aislado tipo puente completo o full-bridge, con un rectificador de puente completo en el secundario.

En este convertidor, las dos llaves de una misma pata (Q_1 y Q_3 o Q_2 y Q_4) conmutan completamente en contrafase, con un desfase de $T_s/2$. Esto se hace de manera de no permitir que se conforme un cortocircuito en paralelo a la fuente de entrada mediante el disparo de ambas llaves simultáneamente. Luego, la fase relativa entre ambas patas (o bien el desfase de la pata derecha respecto a la izquierda) se utiliza para controlar el tiempo o porcentaje del período T_s en el que dos llaves diagonales se activan simultáneamente, momento durante el cuál se energiza el bobinado del transformador.^[16]

El circuito opera de manera similar a la del convertidor push-pull de la figura 2.15, ya que sus formas de onda de tensión rectificada son idénticas: ondas cuadradas unipolares de ciclo de trabajo D . Por este motivo, se deduce que la tensión de salida del puente completo es idéntica a la de la ecuación 2.24.

$$v_o = 2 \left(\frac{N_S}{N_P} \right) V_s D \quad (2.25)$$

En la figura 2.19, se pueden observar las dos importantes formas de onda de tensión que demuestran el mecanismo de funcionamiento del convertidor: la **tensión de bobinado primario v_p** , y la **tensión rectificada de secundario v_x** respectivamente.



FIGURA 2.19 Formas de onda de tensión primaria v_P y tensión rectificada v_x , respectivamente de un convertidor de puente completo, con ciclo de trabajo de 50 %.

- **Tensión de bobinado primario v_P :** tomada como la resta entre la tensión de las patas izquierda y derecha del puente de llaves. Cuando las llaves Q_1 y Q_4 (diagonales) se encuentran activadas, se observa una tensión positiva en el bobinado, dada por la corriente positiva (entrante por el punto homólogo) a través del mismo. Caso contrario, cuando las llaves Q_2 y Q_3 se activan, se presenta una tensión negativa producto de la corriente negativa (saliente por el punto homólogo) que circula por el primario del transformador. En el tiempo restante la tensión medida es nula, ya que al no estar activadas un par de llaves diagonales, no circula ninguna corriente por el transformador.
- **Tensión rectificada de secundario v_x :** es la tensión de salida del rectificador de puente completo del circuito del secundario. Al pasar la forma de onda anterior por el transformador de alta frecuencia, esta incrementa sus valores de tensión proporcionalmente de acuerdo a la relación de vueltas N_S/N_P . Luego, esta señal es rectificada por el puente de diodos del secundario, que invierte el signo de los pulsos negativos del primario y conserva el signo de los pulsos positivos (perdiendo ligeramente tensión según el doble de la caída de tensión directa de cada diodo). Cabe aclarar que luego de la rectificación, la frecuencia fundamental de la señal se duplica ($2f_s$) respecto a la tensión del primario.

Una vez rectificada la tensión del primario, esta forma de onda de frecuencia $2f_s$ y ciclo de trabajo D, si bien es de tensiones puramente positivas, debe ser transformada a una tensión continua constante, para poder ser conectada al bus de continua. Por esta razón se coloca el filtro LC en cascada a la salida, con el inductor en serie y el capacitor en derivación, que actúa como un filtro pasabajos: para frecuencias elevadas, el inductor posee una gran impedancia que bloquea el paso de corriente, y el capacitor una muy baja impedancia, absorbiendo la mayor parte de la corriente de altas frecuencias.

Sin embargo, estos circuitos de filtrado no son ideales: resultan en una salida con elevados contenidos de corriente continua, sumados a pequeñas oscilaciones comúnmente denominadas *ripple* con una frecuencia fundamental de $2f_s$ en este caso. Este ripple suele ser de muy baja magnitud, y con la selección apropiada de valores de filtro se puede atenuar significativamente.

El valor de la tensión de salida rectificada y filtrada v_o , y en consecuencia la corriente de salida, son ajustadas mediante la variación del ciclo de trabajo D de v_x : a mayor ciclo de trabajo, mayor proporción del tiempo con circulación de corriente, por lo que la tensión y corriente medias de salida aumentan. Como se mencionó más arriba, este ciclo de trabajo se controla a través de la sincronización de los disparos de las llaves de potencia, variando el retardo entre los disparos de las dos patas del puente primario.

Como se verá en detalle en un capítulo más adelante, el diseño del convertidor consiste en la selección y dimensionamiento de sus componentes, como los transistores y diodos, capacitores e inductores, etc. Para esta tarea se definen algunos parámetros de rendimiento del circuito como objetivos, como pueden ser la tensión y corriente de salida con sus magnitudes de ripple admisibles, frecuencia de operación, entre algunos otros.

2.3 SISTEMA DE CONTROL

En forma general, el sistema de control es el bloque de la plataforma que se encarga de tomar los datos de las señales medidas por los distintos sensores, convertirlos a una forma utilizable por el sistema, y luego, mediante un análisis de los mismos, generar señales de comando que se envían al convertidor para modificar su comportamiento, buscando llegar a un punto de funcionamiento adecuado para las condiciones existentes.

Todas estas tareas son llevadas a cabo por un dispositivo llamado **controlador digital de señales** o DSC (del inglés *Digital Signal Controller*). Este dispositivo, como indica su nombre, es un microcontrolador convencional, pero que contiene ciertas modificaciones en su arquitectura de hardware y su repertorio de instrucciones (por ejemplo, hardware dedicado para la operación MAC o *Multiply-and-Accumulate*) que lo adecuan para su uso en el procesamiento de señales digitales.

Además, los DSC suelen contar con una gran variedad de periféricos que les brindan flexibilidad para implementar las funcionalidades necesarias para los sistemas en los que se encuentran. Estos periféricos pueden ser módulos de comunicación de datos, contadores y timers, generadores de formas de onda, entre otras cosas. Esta combinación de procesador más periféricos de entrada/salida (y memoria), al implementarse en un sistema más grande y cumpliendo una función dedicada, como es el caso en esta plataforma, resulta en lo que se conoce como **sistema embebido**.

2.3.1 CONTROLADOR DIGITAL DE SEÑALES

Para conformar el sistema embebido de control de la plataforma, se utiliza un controlador digital de señales perteneciente a la línea C2000 de microcontroladores de tiempo real de Texas Instruments. En particular, se eligió el modelo TMS320F28335 de arquitectura de bus tipo Harvard, 150 MHz de frecuencia de reloj, CPU de 32 bits, memoria flash de 256K palabras de 16 bits, conversor analógico-digital de 12 bits y 16 canales, módulos de comunicación serie SPI, I²C, y UART, entre múltiples otras funcionalidades.^[17]



FIGURA 2.20 Controlador digital de señales modelo TMS320F28335 de la línea C2000, en su paquete de evaluación tipo ControlCARD, para inserción en slot DIMM-100.

Según la hoja de datos que provee el fabricante, este es un DSC optimizado para el procesamiento, sensado y actuación enfocado a mejorar el rendimiento en aplicaciones de control en tiempo real. Cuenta con una unidad de aritmética de punto fijo de 32 bits, además de una FPU (*Floating-Point Unit*) de precisión simple de 32 bits, que le provee una flexibilidad para cumplir tareas tanto de microcontrolador convencional como de procesador de señales digitales. Como se mencionó arriba, tiene capacidad de procesamiento de MAC de 32 x 32 bits con resolución de salida de 64 bits.^{[17][18]}

En tanto a los buses, al ser esta una arquitectura tipo Harvard, el dispositivo cuenta con tres buses separados: un bus de lectura de programa, un bus de lectura de datos y otro bus para la escritura de datos, ambos de 32 bits de ancho. Al estar todos separados, esto permite que se realice la lectura del programa, lectura de datos y escritura de datos en un único ciclo de reloj. Adicionalmente, cuenta con un bus de periféricos que se conecta mediante un *bridge* o puente al bus de memoria principal.^{[17][18]}

El DSC fue seleccionado principalmente por su disponibilidad en el laboratorio, además de que ya fue utilizado en otros proyectos que pueden ser usados como referencia a la hora de diseñar el módulo. En cualquier caso, basado en sus especificaciones, este controlador resulta apropiado para ser integrado al sistema, por su capacidad de procesamiento en tiempo real, su enorme cantidad y variedad de periféricos que permiten implementar diversas funcionalidades útiles, y su documentación muy completa por parte del fabricante.

Periféricos Importantes

Entre la gran lista de periféricos de este dispositivo, se pueden destacar varios de ellos que nos van a resultar de particular interés para la implementación de la plataforma. Estos módulos se conectan a la memoria mediante el bus de periféricos, cada uno con su propio vector de interrupción. Estos son los módulos que nos van a servir principalmente para realizar la adquisición de datos de sensores y la generación de formas de onda de control.

Módulo ePWM El módulo ePWM (*Enhanced Pulse Width Modulator*) del TMS320F28335 cuenta con seis distintos canales de generación de formas de onda por modulación de ancho de pulso desde el ePWM1 hasta el ePWM6, cada uno con dos salidas PWM distintas, ePWMxA y ePWMxB. Todos estos módulos pueden ser unidos mediante un esquema de sincronización por reloj si se requiere que operen como un único sistema.

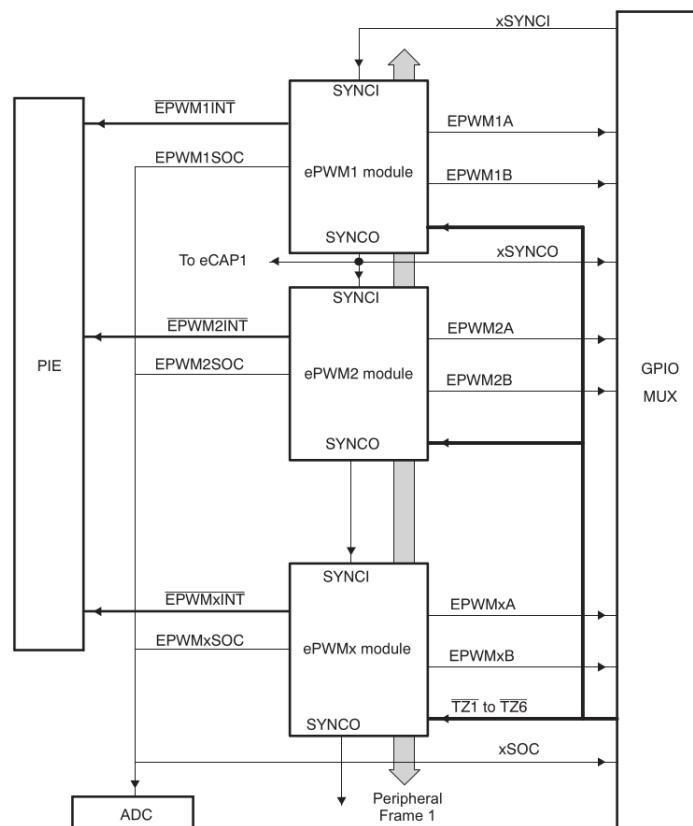


FIGURA 2.21 Diagrama de conexión interna de los módulos ePWM dentro del dispositivo.^[18]

La frecuencia y fase de las ondas de cada uno de los módulos son controladas por un timer de 16 bits de longitud, con un *prescaler* que permite modificar la base de tiempo mediante la división de frecuencia del reloj de entrada. Las salidas A y B de cada módulo se pueden configurar en tres modos: dos salidas independientes de operación flanco simple, dos salidas independientes de operación flanco dual simétricas, y una salida de operación flanco dual asimétrica.

Como se ve en la figura 2.21, cada módulo cuenta con una entrada de sincronización SYNCI y salida de sincronización SYNCO. Esto permite encadenar dos módulos, con la señal de sincronización de un módulo proveniente de otro módulo anterior. Además, cada módulo cuenta con un registro de fase de 16 bits, cuyo contenido define la fase de las ondas generadas respecto a las ondas del módulo del cual esta recibiendo la señal de sincronización (esto va a resultar útil para generar las señales de comando del convertidor full-brigde de la plataforma).

Adicionalmente, cada módulo ePWM cuenta con un submódulo de generación de banda muerta o *dead-band* para flancos de subida y bajada. Esto permite generar un período de tiempo muerto (es decir, un tiempo en el que no se cambia de nivel) entre flancos de las salidas A y B del módulo. Esto resulta útil en convertidores puente, como función de seguridad para evitar el disparo simultáneo de las dos llaves de una pata.^[18]

Módulo ADC El TMS320F28335 cuenta con un conversor analógico-digital de 12 bits (4096 niveles) de resolución y 16 canales, configurables como dos módulos independientes de 8 canales cada uno (ADCINAx y ADCINBx).

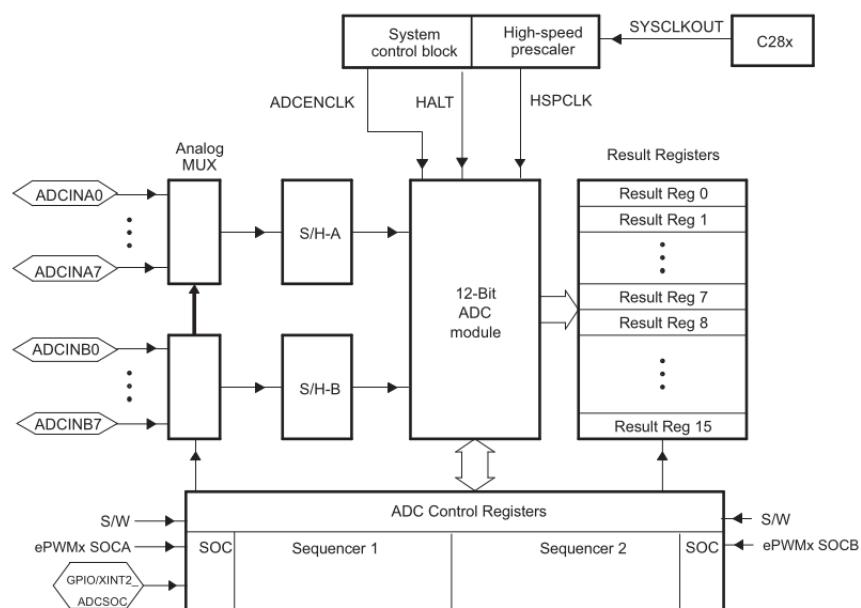


FIGURA 2.22 Diagrama de la conexión interna del módulo de conversor analógico-digital del dispositivo.^[18]

Como se ve en la figura 2.22, existe un único conversor en el cual las entradas analógicas ingresan a través de un circuito multiplexor analógico. Cada uno de estos multiplexores (uno para cada grupo A y B) tiene a continuación un circuito de *Sample and Hold*, que se encarga de mantener el nivel de tensión de entrada fijo en el valor correspondiente al instante en el que se tomó la muestra para que se pueda realizar la conversión. Luego, el conversor toma valores de tensión entre 0,0 V y 3,0 V, convirtiéndolos a una velocidad de 12,5 MSPS (período de conversión de 80 ns).

Además, existen múltiples posibles fuentes para la secuencia de inicio de conversión (SOC): inicio inmediato por software, inicio mediante señal ePWM, e inicio mediante la interrupción externa XINT2.^[17]

2.4 CARGA ELECTRÓNICA VARIABLE

Para la realización de los ensayos necesarios para relevar el funcionamiento de la plataforma, se debe contar con algún tipo de carga a la salida del sistema que se encargue de absorber la potencia entregada en la entrada por el emulador de pilas de combustible. Debe ser una carga programable o variable, que permita evaluar el funcionamiento del sistema en las distintas condiciones de carga que se puedan encontrar en un sistema híbrido.

El modelo seleccionado para cumplir este rol es la carga programable de corriente continua disponible en el laboratorio, modelo IT8514B+ del fabricante ITECH Electronic, que se puede observar en la figura a continuación.



FIGURA 2.23 Carga electrónica variable disponible en el laboratorio, modelo ITECH IT8514B+.

Esta carga programable cuenta con cuatro modos distintos de emulación de carga: corriente constante (CC) hasta 60 A, tensión constante (CV) hasta 500 V, resistencia constante (CR) y potencia constante (CW) hasta 1500 W. Como se puede ver en la figura 2.23, el dispositivo cuenta con un display en el cuál se indican los valores de tensión, corriente y potencia absorbidos por la carga con alta precisión, evitando la necesidad de utilizar un dispositivo de medida separado para obtener estas figuras.^[19]

Adicionalmente cuenta con modo transitorio, que permite comutar periódicamente entre dos niveles de carga distintos; y modo de lista, que da la opción de generar una secuencia compleja de niveles de carga, con opciones de sincronización externa e interna.^[19]

Todas estas funcionalidades, junto con su capacidad de tensión, corriente y potencia elevadas, hacen a este un dispositivo ideal para la evaluación del funcionamiento de la plataforma en todas las condiciones de carga necesarias.

2.5 RESUMEN

En este capítulo se planteó un análisis exhaustivo de cada uno de los componentes que integran la plataforma: las celdas de combustible, el convertidor CC-CC conmutado, el sistema de control, y finalmente la carga electrónica variable. Se trató cada uno de estos temas en profundidad, pero poniendo un énfasis particular en los primeros dos, que son el foco principal de este proyecto.

Para las celdas de combustible, se partió de una explicación de su principio básico de funcionamiento, para luego pasar a un listado y breve explicación de cada uno de los distintos tipos de celdas disponibles. Habiendo establecido el tipo de celda a utilizar, se derivó la ecuación para el modelo eléctrico de una PEMFC, y se cerró la sección con una breve descripción del emulador de celdas.

Luego se pasó al convertidor CC-CC conmutado, encargado de convertir la tensión variable de la celda de combustible a la tensión continua fija de la salida. Se partió de algunas nociones básicas de convertidores de continua-continua, para luego describir el convertidor CC-CC conmutado más básico: el reductor. En base al circuito reductor, se fue desarrollando y agregando componentes hasta llegar al convertidor de puente completo que utiliza la plataforma.

Se dedicaron unas breves páginas a la descripción de las funciones más importantes del sistema embebido que conforma nuestro sistema de control, para luego cerrar el capítulo con unos párrafos dedicados a la carga electrónica de laboratorio que se va a utilizar para simular las condiciones de carga.

Estas descripciones generales que se llevaron a cabo durante el capítulo van a ser de utilidad para comprender los criterios de selección de componentes que se utilizan en el siguiente capítulo.

DISEÑO DE LA PLATAFORMA

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS PRINCIPALES Y AUXILIARES DE LA PLATAFORMA

Si bien con el análisis del anterior capítulo se pudo conseguir un panorama general del funcionamiento de la plataforma, se presentan otras complejidades a la hora de plasmarlo en un sistema real: se requieren múltiples circuitos auxiliares además de los bloques principales (por ejemplo circuitos de adquisición de señales); aparecen consideraciones de diseño que no existen en el plano teórico; entre otras cuestiones. Este capítulo está dedicado al diseño real de la plataforma completa para luego implementar en una placa de circuito impreso o PCB, teniendo en cuenta estas complicaciones.

En la siguiente figura se muestra un diagrama detallado de la plataforma, dónde se presentan todos los distintos bloques funcionales, incluyendo los bloques auxiliares que no se trataron en el análisis del anterior capítulo.

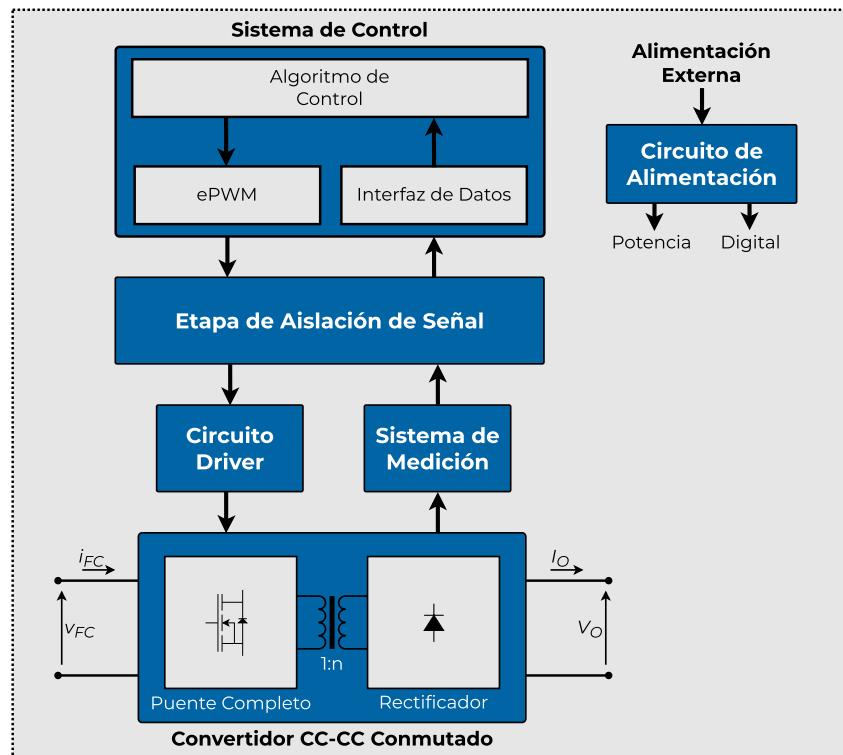


FIGURA 3.1 Diagrama detallado de la plataforma de evaluación, incluyendo los distintos circuitos auxiliares.

Cada uno de estos seis bloques cumplen una función específica que se detalla a continuación:

- **Convertidor CC-CC Comutado:** Este es el convertidor de tipo puente completo que se trató en el capítulo anterior. En este capítulo se va a realizar el dimensionamiento de todos sus componentes teniendo en cuenta sus especificaciones.

- **Círculo Driver:** Este circuito se encarga de entregar la corriente y tensión necesaria para disparar los transistores de potencia y conmutarlos correctamente.
- **Sistema de Medición:** Este bloque contiene todos los circuitos y componentes necesarios para realizar las mediciones de todos los parámetros de interés de la plataforma. Esto incluye, además de sensores, los circuitos de acondicionamiento de señal donde se requieran.
- **Etapa de Aislación de Señal:** Esta etapa se encarga de generar una barrera de aislación eléctrica entre los componentes de potencia y los componentes de señal del circuito.
- **Sistema de Control:** Este es el bloque de control que se explicó en el anterior capítulo. Obtiene información de distintos parámetros por medio del sistema de medición, y ejerce la acción de control disparando las llaves mediante el driver.
- **Círculo de Alimentación:** Es el circuito que se encarga de proveer las corrientes y tensiones necesarias para los componentes que requieren alguna alimentación externa para funcionar (por ejemplo el controlador digital de señales).

A lo largo de este capítulo se va a tratar uno por uno el diseño de los circuitos que componen a cada uno de los bloques, utilizando múltiples diseños como referencia (ya sean de otros trabajos de investigación o diseños sugeridos de los propios fabricantes). Se van a elegir y dimensionar los componentes que forman parte de ellos, hasta obtener un esquemático circuital detallado de la plataforma experimental de evaluación completa.

Pero antes de comenzar con el primer bloque, se van a plantear algunas consideraciones y criterios generales que se van a utilizar para la selección de todos los componentes y diseño de todos circuitos de la plataforma.

3.1 CONSIDERACIONES GENERALES

3.1.1 AISLACIÓN DE TIERRAS

En toda la plataforma se va a trabajar con tres puestas a tierra distintas y aisladas entre sí: GND_1 es la tierra del primario del convertidor, GND_2 es la tierra del secundario del convertidor, y GND_D es la tierra de las partes de señal y digitales, como los sensores y el DSC.

Esto, si bien agrega una mayor complejidad al diseño, es ventajoso por múltiples razones. Primero, evita la generación de interferencia de modo común entre las tierras del convertidor (GND_1 y GND_2) que manejan altas corrientes y por lo tanto son más ruidosas; y la tierra de señal GND_D de más bajas corrientes que es más sensible al ruido. Además, dadas las altas corrientes del convertidor, esta separación permite la protección de los circuitos de señal ante picos de corriente y tensión inesperados en la parte de potencia.

Es por estas razones que además de la tierra, también los circuitos de señal y potencia se encuentran separados por la etapa de aislación entre potencia y señal. Adicionalmente, las fuentes de alimentación externas se encuentran separadas para los componentes de potencia y señal, manteniendo la aislación deseada.

3.1.2 SELECCIÓN DE COMPONENTES

En líneas generales, a la hora de elegir un circuito para el diseño de los distintos bloques, si es posible se trata de elegir una solución más integrada (es decir utilizar un circuito integrado que haga esta tarea en vez de diseñar un circuito discreto). Esto

simplifica los circuitos y disminuye la cantidad de componentes necesarios a la hora de implementarlos. Además, al estar toda la solución integrada, el rendimiento es más predecible y se encuentra acotado a los parámetros dados por el fabricante del circuito integrado.

En todos los casos, se utilizan como guía para el diseño de todas las partes los parámetros de rendimiento y las recomendaciones de diseño especificadas en las hojas de datos y notas de aplicación de los fabricantes de cada circuito integrado.

3.1.3 HERRAMIENTAS DE SOFTWARE

Software EDA

Para realizar el diseño de todos los esquemas circuitales del sistema, y luego plasmarlos a una placa de circuito impreso se debe utilizar un herramienta de automatización de diseño electrónico o EDA (del inglés *Electronic Design Automation*). Existe una gran variedad de programas que cumplen este propósito, estando entre los más conocidos el *Altium Designer* de Altium, el *EAGLE* de Autodesk, el *KiCad* y el *Proteus Design Suite* de Labcenter Electronics.

Para este proyecto se eligió utilizar la plataforma *KiCad* (que se encuentra en la versión 6.0.7 al momento de escribir este informe), una suite de software libre, gratuita y de código abierto que incluye todas la funcionalidades necesarias para el diseño electrónico. Cuenta con herramientas de captura de esquemático, diseño de PCB, simulación mediante SPICE o Ngspice, visualización de archivos de fabricación y cálculos de diseño de PCB.



FIGURA 3.2 Logotipo de la plataforma *KiCad EDA*.

El programa también cuenta con una extensa biblioteca de componentes y *footprints* (son las “huellas” de los componentes en el circuito impreso) y la capacidad de crear o importar bibliotecas. Además tiene la capacidad de generar archivos de fabricación, modelos tridimensionales de la PCB y una *bill of materials* (lista de componentes).

Software de Simulación

Para todo lo que se refiere a la simulación de la plataforma; más particularmente las simulaciones del funcionamiento del convertidor CC-CC para su comprensión, estudio, diseño y dimensionamiento; se utilizó la herramienta *Simulink* dentro de la suite de software de *MATLAB-Simulink*.

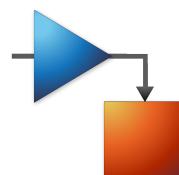


FIGURA 3.3 Logotipo de la plataforma de simulación *Simulink*.

Especificamente, para simulaciones circuitales se hizo uso de el paquete *Simscape Electrical* dentro de Simulink, que permite trabajar con tensiones y corrientes, a diferencia de las herramientas estándar que trabajan con diagramas de bloques.

Otras Herramientas

Adicionalmente, para llevar un control de versiones completo del diseño de la plataforma sobre el que se trabaja, además de mantener un historial completo de todos los cambios, se trabajó con la herramienta de software de control de versiones *Git*.



FIGURA 3.4 Logotipo del software de control de versiones *Git*.

Con este software se crea un *repositorio* donde se almacenan los archivos que se quiere controlar, manteniendo un control de la historia de cada uno de los archivos del repositorio. Para mantener los archivos sincronizados entre varias computadoras y mantener copias de seguridad, se utiliza adicionalmente la plataforma web *GitHub* para hostear el repositorio en la nube, manteniendo una copia segura que se puede copiar a cualquier computadora.

3.2 CONVERTIDOR CC-CC CONMUTADO

Para llevar a cabo el diseño del convertidor, primero debemos establecer los objetivos de rendimiento del mismo (como por ejemplo, la tensión que debe tener a la salida). Con estos valores establecidos, y junto con otras consideraciones del diseño, se van a obtener todos los parámetros que definen al convertidor, como las llaves y diodos a utilizar, tamaño de capacitores e inductores, etc.

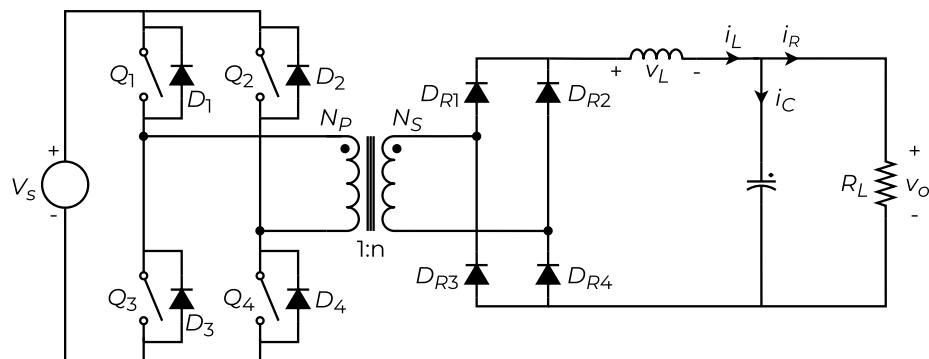


FIGURA 3.5 Diagrama del convertidor CC-CC de tipo puente completo a utilizar, con todos sus componentes.

3.2.1 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

La plataforma experimental va a ser utilizada para la evaluación de un módulo de pilas de combustible de 300 W de potencia nominal, entregando 36 V a 8,3 A de corriente. La tensión de salida varía desde 65 V a circuito abierto hasta 30 V para la máxima corriente de 9,5 A.^[10]

Esta potencia debe ser transferida por el convertidor hacia la carga variable a la salida, que emula distintas condiciones de carga del bus común de corriente continua de 75 V fijos. Dada la potencia de 300 W, y si la tensión de salida es la del bus común, entonces el sistema debe soportar una corriente de salida máxima de alrededor de 4 A. Adicionalmente, las llaves del primario van a comutar a una frecuencia de conmutación de 20 kHz, y se debe reducir lo más posible las pérdidas de energía por conmutación, para darle una mayor escalabilidad al diseño.

- **Potencia nominal P_N :** 300 W
- **Tensión de salida v_o :** 75 V
- **Corriente de salida i_o :** 4 A
- **Tensión de entrada v_{FC} :** 45 V_{máx}, 28 V_{mín}
- **Corriente de entrada i_{FC} :** 9,5 A
- **Frecuencia de conmutación f_s :** 20 kHz

Entonces, con todas estas características quedan definidas las especificaciones necesarias para comenzar la selección y dimensionamiento de componentes del convertidor. Se va a tratar el diseño de cada componente uno por uno, comenzando por los cuatro transistores de potencia que se encargan de la conmutación.

3.2.2 SELECCIÓN DE LLAVES

Las cuatro llaves ideales que conforman el circuito puente del lado primario son implementadas por algún dispositivo electrónico de tres terminales (los dos terminales de potencia, y un tercer terminal de control con el que se comanda la conmutación de la llave). Existen dentro de estas llaves dos categorías distintas: las *llaves semicontroladas*, donde la llave no se puede controlar completamente (por ejemplo se puede comandar el cierre pero no la apertura) y las *llaves completamente controladas* que, como su nombre dice, pueden ser cerradas y abiertas mediante su tercer terminal.

En nuestro caso, la topología de puente completo exige la apertura y cierre de las cuatro llaves a la frecuencia de conmutación, por lo que se requieren **llaves completamente controladas**, dentro de las cuales se pueden elegir una serie de transistores o tiristores.

Tecnologías de Transistores

En nuestro caso, nos vamos a enfocar únicamente en los tres tipos distintos de transistores de potencia, evaluandolos para su uso en la plataforma: el transistor bipolar o BJT (*Bipolar Junction Transistor*), el transistor IGBT (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*) y el transistor de efecto de campo o MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*).

Transistor Bipolar El transistor bipolar de la figura 3.6 cuenta con su terminal de control, la *base* (B), y sus dos terminales de potencia, el *colector* (C) y *emisor* (E). Este dispositivo se controla mediante la inyección de corriente por la base, por lo que se puede decir que es una llave controlada por corriente.

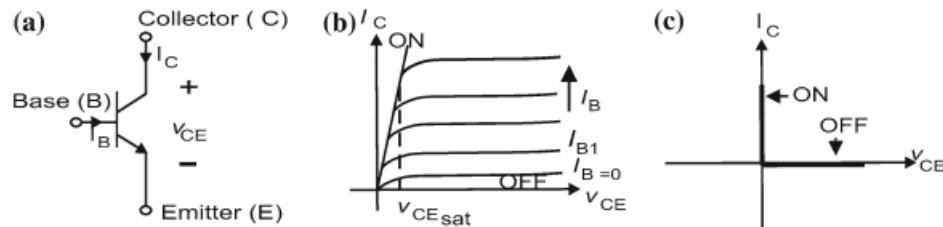


FIGURA 3.6 El transistor bipolar (a) su símbolo eléctrico, (b) su curva característica, (c) su curva como llave ideal.

Su funcionamiento viene dado por las curvas de corriente de colector I_C contra tensión colector-emisor V_{CE} en el primer cuadrante. El transistor se encuentra en su estado apagado (región de corte) en el área debajo de la curva de corriente de base I_B nula; mientras que se encuentra encendido (región de saturación) en el área donde la tensión V_{CE} es menor a la tensión de saturación ($V_{CE} \leq V_{CEsat}$).

Hoy en día, los BJT rara vez son utilizados como llaves de potencia, ya que las otras dos tecnologías tienen grandes ventajas frente a este tipo de dispositivo. Primero, al ser un dispositivo controlado por corriente, estos transistores pierden mucha energía de forma disipativa al ser conmutados. Además, al ser un dispositivo de portadores minoritarios, su tiempo de conmutación se ve afectado, cayendo en el orden de los μs . Sin embargo, como ventaja tienen su baja impedancia de salida, lo que les da una muy baja pérdida de conducción.^{[12][15]}

MOSFET El MOSFET de la figura 3.7 tiene al *gate* (G) como terminal de control, y los terminales de *drain* (D) y *source* (S) como terminales de potencia. Este transistor se

controla mediante la variación de la tensión gate-source V_{GS} , por lo que, a diferencia del BJT, es un dispositivo controlado por tensión.

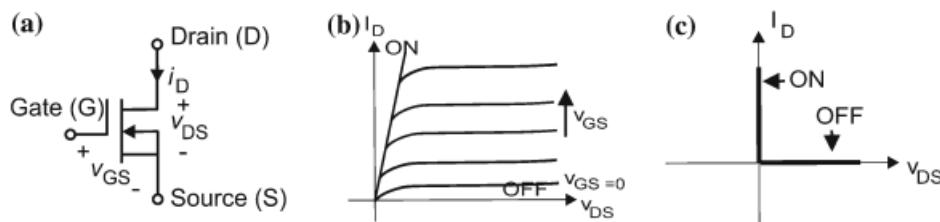


FIGURA 3.7 El MOSFET (a) su símbolo eléctrico, (b) su curva característica, (c) su curva como llave ideal.

Su funcionamiento es caracterizado por las curvas de corriente de drain I_D versus tensión drain-source V_{DS} en el primer cuadrante. Para encontrarse en estado apagado o región de corte, la tensión de control V_{GS} debe ser menor a una tensión umbral o *threshold* v_T que depende del dispositivo (esto corresponde a la región debajo de la marca OFF en la figura). Cuando la tensión de control supera este umbral, el dispositivo entra en conducción, con una resistencia drain-source R_{DSon} baja de orden de $\text{m}\Omega$.

Los MOSFET tienen varias características que los hacen deseables como interruptores electrónicos de potencia: al ser controlados por tensión, la pérdida disipativa de potencia para la comutación es muy baja; como el dispositivo trabaja con portadores mayoritarios, su velocidad de comutación es muy rápida, con tiempos de conmutación en el orden de los ns; y tienen una alta impedancia de entrada. Además, por su construcción, tienen un diodo antiparalelo incluido entre D y S, cosa que es deseable para muchas topologías de convertidores.

Sin embargo, tienen como desventaja una limitación en tensión y corriente, ya que no soportan corrientes que excedan los 200 A ni tensiones por encima de 1 kV; además de tener una elevada impedancia de salida, generando pérdidas de conducción.^{[12][15]}

IGBT Los transistores del tipo IGBT podrían ser considerados como un híbrido entre las dos tecnologías anteriores, combinando las ventajas de ambos. Este dispositivo tiene un terminal de control llamado gate (G) al igual que el MOSFET, y dos terminales de potencia, el colector (C) y emisor (E), al igual que el BJT. Se controla mediante la tensión gate-emisor V_{GE} , por lo que es controlado por tensión al igual que el MOSFET.

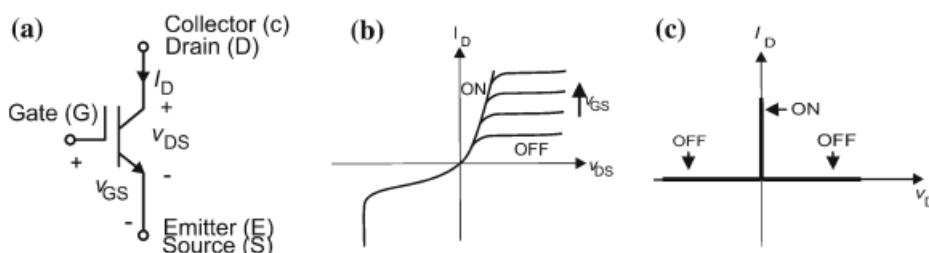


FIGURA 3.8 El IGBT (a) su símbolo eléctrico, (b) su curva característica, (c) su curva como llave ideal.

Se caracteriza por la curva de corriente de colector i_C contra tensión gate-emisor V_{GE} de la figura 3.8, y a diferencia de los anteriores dos transistores, opera en los cuadrantes primero y segundo, es decir que puede bloquear tensión bidireccionalmente y conducir corriente de forma unidireccional.

Este transistor combina las ventajas de los BJT y los MOSFET, es decir que tiene una alta impedancia de entrada como el MOSFET, disminuyendo las pérdidas disipativas de la conmutación; una baja impedancia de salida como el BJT, disminuyendo las pérdidas de conducción; y soporta muy altas tensiones, por encima de 1kV, y corrientes mayores a 500 A. Sin embargo, si bien su velocidad de conmutación es superior a la del transistor bipolar, pero no alcanza los cortos tiempos del orden de ns de los MOSFET, además de ser la tecnología más costosa dentro de las presentadas.^{[12][15]}

Selección de MOSFET

Como las llaves de la plataforma de evaluación nunca excederán los 15 A, y la tensión sobre las llaves no puede superar los 70 V, los transistores del tipo MOSFET son la elección más lógica. Sus límites de tensión y corriente están muy por encima de los requerimientos de este diseño, tienen la velocidad de conmutación más rápida y son más económicos que los IGBT. Si bien sus pérdidas de conducción son elevadas, para aplicaciones de relativamente baja potencia como la de este proyecto, se pueden conseguir modelos con muy bajara resistencia de salida R_{DSon} , mitigando la mayor desventaja de esta tecnología.

Entonces, habiendo seleccionado una tecnología de llave, ahora debemos elegir un modelo particular de MOSFET que satisfaga los parámetros necesarios para ser utilizado en el puente de transistores del convertidor. Las características que debe cumplir son:

- Tensión drain-source $V_{DS} > 65$ V, dado que cada transistor debe soportar tensión igual a v_{FCmax} .
- Corriente de drain continua $I_D > 10$ A, que es la corriente máxima que es capaz de entregar el modulo de pila de combustible.
- Potencia de disipación $P_D > 75$ W, ya que la potencia nominal de 300 W se distribuye entre las cuatro llaves.
- Tiempo de *rise* t_r y *fall* t_f mucho menor al tiempo de un período $T_s = 1/f_s = 50$ μ s.
- Resistencia de salida R_{DSon} lo más baja posible.
- Encapsulado *through-hole* capaz de manejar altas disipaciones de potencia.

Con esto en cuenta, se debe buscar en catálogos y leer especificaciones en hojas de datos para elegir un modelo que cumpla con estas características. Consultando en comerciantes locales y en páginas internacionales como Mouser o DigiKey, se llegó a la familia IRFP de MOSFETs de potencia, con una amplia selección de corrientes y tensiones máximas.

Particularmente, se eligió el modelo **IRFP150N** de International Rectifier (hoy en día parte de Infineon Technologies), cuyas especificaciones se muestran en la siguiente tabla. Estos dispositivos se eligieron por su bajo tiempo de conmutación y resistencia de salida, además fue un factor adicional la disponibilidad de los mismos en el instituto, eliminando la necesidad de comprarlos.

Modelo	V_{DS} [V]	I_D [A]	P_D [W]	R_{DSon} [$m\Omega$]	t_{on} [ns]	t_{off} [ns]	V_{GSth} [V]
IRFP150N	100	42	160	36	67	85	4

TABLA 3.1 Especificaciones del MOSFET de potencia IRFP150N de International Rectifier.^[20]

Donde V_{DS} es la tensión de ruptura drain-source, I_D es la máxima corriente continua de drain, P_D es la máxima disipación de potencia, R_{DSon} la resistencia drain-source en estado encendido, t_{on} y t_{off} el tiempo de encendido y apagado, y V_{GSth} la tensión umbral para el encendido del transistor.

Este transistor es un nMOSFET (canal N) de enriquecimiento de tecnología HEXFET, que tiene incluido en su interior el diodo antiparalelo necesario para la topología de convertidor en uso. Como se puede ver en las especificaciones, cumple con todos nuestros requerimientos: soporta tensiones, corrientes y potencias muy por encima de las requeridas (dando un buen margen de seguridad); una resistencia de conducción muy baja, resultando en pérdidas de menos de 0,5 W en cada transistor para 10 A de corriente; y tiempos de encendido y apagado más de cien veces menor al T_s de 50 μ s.

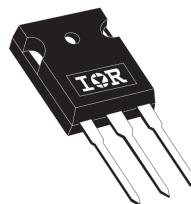


FIGURA 3.9 MOSFET IRFP150N con su encapsulado THT de potencia tipo TO-247AC.

El encapsulado es del tipo TO-247AC, visible en la figura 3.9. Este es un encapsulado through-hole o THT utilizado para dispositivos de alta disipación de potencia, por su tamaño y su superficie metálica que facilita la utilización de un disipador para mantener la temperatura bajo control.

3.2.3 SELECCIÓN DE DIODOS RECTIFICADORES

Ahora debemos seleccionar los cuatro diodos que conforman el rectificador de puente completo en el secundario del convertidor. Al igual que los transistores de la sección anterior, estos deben ser diodos de potencia capaces de manejar la potencia de 300 W que circulará a través de ellos. Se enumeran a continuación los requerimientos que deben cumplir los diodos seleccionados:

- Tensión inversa $V_R > 150$ V.
- Corriente directa $I_F > 4,5$ A.
- Tiempo de recuperación de inversa t_{rr} mucho menor al período de comutación T_s de 50 μ s.
- Encapsulado THT capaz de manejar altas disipaciones de potencia.

Con estas especificaciones en cuenta, se eligieron los diodos ultrafast recovery de la serie MUR, particularmente el modelo MUR860 por su corto tiempo de recuperación inversa, baja caída de tensión en conducción y alta tensión inversa máxima. Se detallan sus especificaciones importantes en el siguiente cuadro.

Fabricante	Modelo	V_{RRM} [V]	$I_{F(AV)}$ [A]	V_F [V]	t_{rr} [ns]
ON Semiconductor	MUR860	600	8	1,5	60

TABLA 3.2 Especificaciones del diodo rectificador ultrafast recovery MUR860 de ON Semiconductor.^[21]

Donde V_{RRM} es la máxima tensión inversa repetitiva, $I_{F(AV)}$ es la máxima corriente rectificada promedio, V_F es la tensión directa instantánea y t_{rr} el máximo tiempo de recuperación de inversa.

Estos son diodos rectificadores de potencia de la gama ultrafast recovery, pensados para aplicaciones en fuentes de corriente continua conmutadas, como es el caso de este convertidor. Como se ve en el cuadro 3.2, este diodo tiene una tensión inversa máxima muy por encima de los requerimientos, al igual que la máxima corriente directa, que es cerca del doble de lo requerido, dando buenos márgenes de seguridad. Su tiempo de recuperación es similar a los tiempos de conmutación de los transistores IRFP150N de la tabla 3.2, y su caída de tensión en directa de 1,5V es adecuadamente baja.

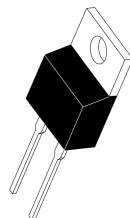


FIGURA 3.10 Diodo rectificador MUR860 con su encapsulado THT de potencia tipo TO-220AC.

Se observa este diodo en su encapsulado THT de potencia tipo TO-220AC en la figura 3.10. Al igual que el encapsulado de los transistores IRFP150N, el TO-220AC posee una superficie metálica en contacto directo con el semiconductor interno que facilita la transferencia de calor hacia un disipador metálico.

3.2.4 TRANSFORMADOR

Habiendo seleccionado los transistores de potencia y rectificadores, corresponde ahora dimensionar el transformador que separa galvánicamente el puente de transistores del puente de diodos. Para todos los convertidores CC-CC conmutados y aislados, este transformador debe ser de alta frecuencia, que tiene algunas características particulares, necesarias reducir la inductancia parásita y las corrientes Eddy de pérdida en el núcleo, ya que estos parámetros se tornan más significativos a las altas frecuencias de conmutación de los convertidores.

La relación de vueltas n del transformador de la figura 3.5, definida en este caso como la relación entre las vueltas del bobinado secundario N_S y el bobinado primario N_P , viene dada por la siguiente ecuación, que resulta de calcular el cociente entre la tensión de secundario V_S y la mínima tensión de primario $V_{P(min)}$.^{[14][22]}

$$n = \frac{N_S}{N_P} = \frac{V_S}{V_{P(min)}} = \frac{(V_{out} + 2V_F) / D_{sec(max)}}{V_{in(min)} - 2V_{RDS(on)}} \quad (3.1)$$

La tensión equivalente del secundario, en el numerador, viene dada por la suma de la tensión fija de salida V_{out} de 75V y la caída de tensión en directa de los rectificadores V_F , que según la tabla 3.2 es de unos 1,5V, todo dividido por el ciclo de trabajo máximo en el secundario $D_{sec(max)}$, tomado en este caso como 0,8 u 80%.

Luego, en el denominador, se encuentra la expresión de la mínima posible tensión en el primario. Esta condición ocurre cuando la tensión que entrega la pila de combustible es la más baja en su curva V-I ($V_{in(min)}$), alrededor de 28V, coincidente con la máxima corriente de pila de 10A. Luego, a esta tensión mínima se le resta la tensión de conducción $V_{RDS(on)}$ de ambos transistores que conforman un lazo con la pila y el bobinado primario, definida como la máxima caída de tensión sobre la resistencia

drain-source de $0,036 \text{ m}\Omega$ detallada en la tabla 3.1 para el transistor IRFP150.

Resumiendo, los datos para calcular el valor de la relación de vueltas en base a la ecuación anterior son los siguientes:

- $V_{out} = 75 \text{ V}$
- $V_F = 1,5 \text{ V}$
- $D_{sec(max)} = 0,8$
- $V_{in(min)} = 28 \text{ V}$
- $V_{RDS(on)} = 10 \text{ A} \cdot 0,036 \Omega = 0,36 \text{ V}$

Con estos datos en cuenta, el valor necesario para la relación de vueltas del transformador de alta frecuencia del convertidor resulta:

$$n = \frac{(V_{out} + 2V_F) / D_{sec(max)}}{V_{in(min)} - 2V_{RDS(on)}} = 3,57 \approx 3,6 \quad (3.2)$$

3.2.5 FILTRO DE SALIDA

Con los diodos del rectificador de puente completo seleccionados, solo queda dimensionar el filtro LC de salida, compuesto por un inductor L_f en serie y un capacitor C_f en derivación (figura 3.5), que se encarga de transformar la onda rectificada a la salida del puente de diodos en una tensión continua para que se pueda conectar la plataforma al bus de continua del sistema híbrido.

Para poder asignarle valores a estos componentes, se deben definir dos parámetros de rendimiento del filtro: el ripple de corriente máximo del inductor ΔI_{L_f} en ampere, y el ripple de tensión pico a pico de salida $\Delta V_{out,pp}$. La selección de estos parámetros presenta una relación de compromiso, ya que a medida que se hacen más exigentes los requerimientos, genera valores de inductancia y capacidad más grandes. Esto resulta en componentes más grandes y difíciles de colocar en una PCB compacta como la que se busca obtener.

El ripple de corriente en el inductor viene dado por los ciclos de carga-descarga de L_f : cuando la salida del rectificador es no nula, el inductor se carga con una pendiente fija; al conmutar a una tensión nula, se comienza a descargar a través de los diodos del rectificador, que actúan como rueda libre. Como el capacitor C_f no puede tener una corriente continua (si fuese el caso, su tensión crecería sin límite), absorbe únicamente las variaciones de corriente con valor medio nulo, llegando a la carga únicamente la componente de corriente continua. El ripple de tensión que cae sobre la carga viene dado mayormente por la resistencia serie equivalente (ESR) del capacitor electrolítico.^[14]

Teniendo esto en cuenta, asignamos las siguientes cotas para el ripple de corriente de inductor y de tensión de salida:

- $\Delta I_{L_f(max)} = 0,8 \text{ A}$
 - Es un ripple de corriente equivalente al 20 % de la máxima corriente de salida de 4 A.
- $\Delta V_{out,pp(max)} = 75 \text{ mV}$
 - Es un ripple de tensión equivalente al 0,1 % de la tensión fija de salida del bus de 75 V.

Cálculo del Inductor

La ecuación 3.3 relaciona el valor de inductancia de salida L_f con múltiples parámetros, de los cuales el más importante para nosotros es el ripple de corriente del inductor $\Delta I_{L_f(max)}$.^[14]

$$L_f = \frac{V_{out}}{2f_s \cdot \Delta I_{L_f}} \left(1 - \frac{V_{out}}{nV_{in(max)} - 2V_F} \right) \quad (3.3)$$

Dónde V_{out} es la tensión continua de salida, de 75 V en nuestro caso; f_s es la frecuencia de conmutación en el primario, 20 kHz en esta plataforma; ΔI_{L_f} es el ripple ya mencionado; n es la relación de vueltas del transformador, de valor 3,6 según la ecuación 3.2; $V_{in(max)}$ es la máxima tensión que entrega la pila, de unos 45 V como se estableció al principio de la sección 3.2; y V_F la caída de tensión en directa de los rectificadores, de 1,5 V para los MUR860.

Reemplazando los valores en la ecuación, nos queda el siguiente valor para el inductor de filtro:

$$L_f = \frac{75 \text{ V}}{2 \cdot 20 \text{ kHz} \cdot 0,8 \text{ A}} \left(1 - \frac{75 \text{ V}}{3,6 \cdot 45 \text{ V} - 2 \cdot 1,5 \text{ V}} \right) = 1,24 \text{ mH} \approx 1,2 \text{ mH} \quad (3.4)$$

Cálculo del Capacitor

Cómo se mencionó en la explicación del funcionamiento del filtro, la mayor parte del ripple de tensión, alrededor del 90 %, viene dado solo por la caída de tensión en la resistencia serie equivalente del capacitor electrolítico.^[14] El máximo valor de la resistencia serie equivalente viene dado por el cociente entre el ripple de tensión de salida y el ripple de corriente del inductor:

$$ESR_{max} = \frac{\Delta V_{out_{pp(max)}}}{\Delta I_{L_f(max)}} = \frac{75 \text{ mV}}{0,8 \text{ A}} = 93,75 \text{ m}\Omega$$

Habiendo obtenido el máximo valor admisible de resistencia serie del capacitor, podemos usar la siguiente relación entre el valor de capacidad y ESR del capacitor.^[14]

$$C_f \cdot ESR = 60 \times 10^{-6} \quad (3.5)$$

Despejando C_f de la ecuación anterior, y utilizando el máximo valor admisible de resistencia serie equivalente que obtuvimos, podemos calcular el mínimo valor admisible de capacidad de filtro de salida para cumplir los requerimientos de ripple establecidos.

$$C_{f(min)} = \frac{60 \times 10^{-6}}{ESR_{max}} = \frac{60 \times 10^{-6}}{93,75 \text{ m}\Omega} = 640 \mu\text{F} \quad (3.6)$$

Ahora, solo queda la selección de algún modelo comercial de capacitor electrolítico de valor nominal mayor a la cota mínima establecida por la ecuación anterior. Como en el secundario pueden llegar a existir tensiones transitorias muy elevadas que superan los 100 V (esto sin tener en cuenta los posibles sobrepicos de tensión en el sistema real), se debe seleccionar un capacitor electrolítico con un nivel de tensión elevado.



FIGURA 3.11 Capacitor electrolítico blindado de 680 µF y 200 V, similar al utilizado en la plataforma.

En base a disponibilidad de proveedores locales de componentes eléctricos, se seleccionó un capacitor electrolítico blindado de 200 V de tensión, y de un valor de capacidad de 680 µF, que es el valor de capacidad comercial superior al resultado de 3,6

más cercano a la cota. Se puede observar en la figura 3.11 un modelo similar al que se utilizó en la placa.

3.3 CIRCUITO DRIVER

Como se explicó más arriba, para excitar un transistor MOSFET y encenderlo, es necesario mantener una tensión V_{GS} entre gate y source mayor a una tensión umbral dependiente del modelo. En nuestro caso, esta tensión umbral del IRFP150N es de 4 V, como se ve en la tabla 3.1. Entonces, se debe diseñar algún circuito que sea capaz de proveer estos pulsos de tensión al gate de cada transistor, entregando también la corriente necesaria para cargar y descargar sus capacitancias de gate suficientemente rápido (llamadas corrientes de *source* y *sink*).

Este es el llamado **circuito driver** o **circuito de excitación** y debe existir uno para cada uno de los cuatro transistores del puente. Ahora debemos establecer algunos requerimientos que debe cumplir el circuito:

- Tensión de operación mayor a 100 V, por encima de la máxima tensión de la pila de combustible.
- Tiempos de encendido y apagado mucho menores al período T_s de 50 μ s de la excitación.
- Corrientes de sink y source mayores a 2 A para cargar rápidamente las capacidades de los transistores, calculado según la nota de aplicación de [23].
- Se busca utilizar una solución integrada, ya que suelen ser más compactas y sencillas.
- Es deseable el uso de componentes de montaje superficial o SMD.

Con estos datos vamos a seleccionar y diseñar un circuito de excitación y explicar brevemente el funcionamiento de todas sus partes.

3.3.1 SELECCIÓN Y DISEÑO

Existen diversos tipos de soluciones integradas para circuitos de excitación de transistores MOSFET. Se pueden encontrar circuitos de uno o múltiples canales; existen circuitos que incluyen una aislación entre las entradas y salidas; entre otras funcionalidades. También se consiguen con distintas funciones de seguridad y protección, como el *dead-time*, que permite forzar un tiempo fijo entre la activación de dos transistores de la misma rama, evitando situaciones de cortocircuito; y el *undervoltage lockout* (UVLO), que evita daños por condiciones de baja tensión.

Entre todas las opciones, originalmente se había decidido por el modelo UCC21540 de Texas Instruments, un driver de doble canal, con aislación incluida, funcionalidades de dead-time y UVLO, alta capacidad de corriente y un encapsulado SMD de tipo SOIC-16.

Sin embargo, este dispositivo no se pudo obtener por falta de disponibilidad, por lo que se tuvo que buscar una alternativa de características similares que esté en disponibilidad. Se terminó decidiendo por el integrado 2ED21834-S06J de Infineon Technologies, cuyas especificaciones básicas se muestran a continuación.

Donde V_S es la máxima tensión común de operación, I_{OH} e I_{OL} son las corrientes máximas de source y sink, t_{on} y t_{off} son los tiempos de encendido y apagado, y V_{cc} es el rango de tensiones de alimentación.

El 2ED21834-S06J es un driver de doble canal para medios puentes de transistores de tipo MOSFET e IGBT, con diodo y resistencia de bootstrap incluidos además de funcionalidad de dead-time y UVLO para circuitos del lado bajo y alto, todo contenido en un encapsulado SMD de catorce pines del tipo DSO-14 (figura 3.12). Sus corrientes sink

Fabricante	Modelo	V_S [V]	I_{OH}/I_{OL} [A]	t_{on}/t_{off} [ns]	V_{cc} [V]
Infineon Technologies	2ED21834-S06J	650	2,5	200	10-20

TABLA 3.3 Especificaciones del driver modelo 2ED21834-S06J de Infineon Technologies.^[24]

y source de 2,5 A superan la corriente necesaria calculada para los IRFP150N de la tabla 3.1, su tensión de operación se encuentra cómodamente por encima de la tensión de operación del primario del convertidor, además de tener muy bajos tiempos de conmutación.



FIGURA 3.12 Driver 2ED21834-S06J con su encapsulado SMD tipo DSO-14.

En nuestro caso, se deben utilizar dos de estos dispositivos, uno para cada columna del puente completo. Vamos a utilizar la función de dead-time, configurable mediante una resistencia conectada al pin DT, para proteger contra posibles cortocircuitos causados por la activación errónea de ambos transistores de una columna simultáneamente (*shoot-through*). El resto de la conexión de componentes del driver se realizó de acuerdo a las recomendaciones del fabricante encontradas en la hoja de datos [24], que se puede ver en la figura 3.13.

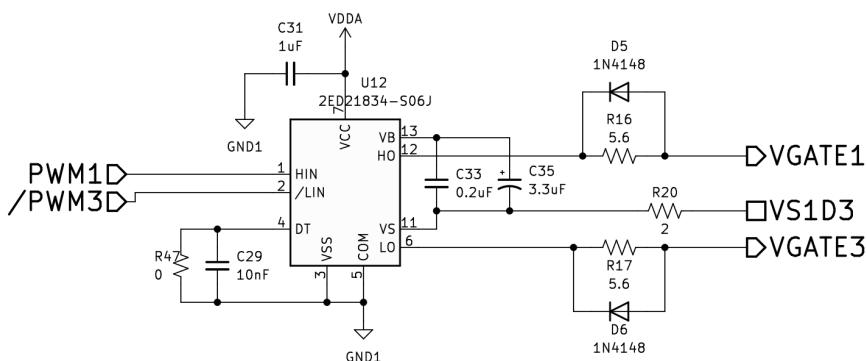


FIGURA 3.13 Circuito de conexión del driver 2ED21834-S06J. El circuito del driver para la otra columna es idéntico.

Aquí se puede ver el driver, indicado por la referencia U12, al que le llegan las señales de comando PWM a sus pines HIN y /LIN para el transistor del lado alto y bajo de la columna respectivamente (al estar negada la entrada para el transistor bajo, la señal que le llega debe estar invertida). Luego, conectado entre el pin DT y tierra se encuentra la resistencia de dead-time, que cuyo valor define el dead-time o tiempo muerto t_{DT} . En la salida, se conecta a los pines HO (alto) y LO (bajo) una resistencia limitadora en paralelo con un diodo que permite la descarga de las capacitancias de los transistores, y entre los pines VB y VS se coloca el capacitor que completa el circuito de bootstrap, que se explicará mas adelante. En lo que hace referencia a conexiones a tierra, este circuito, al estar del lado primario del convertidor, se conecta a la referencia GND1. Según la hoja de datos, la tensión de alimentación debe ser de entre 10 V y 20 V, por lo que se

alimenta con una tensión no regulada de 12-18 V.

El dimensionamiento de todos estos componentes se va a tratar a continuación siguiendo las recomendaciones del fabricante disponibles en hojas de datos y notas de aplicación.

Dimensionamiento de Componentes

Resistencia de Dead-Time (R47) La resistencia de dead-time R_{DT} , con el identificador R47 en el diagrama circuital de la figura, es una resistencia conectada entre el pin DT y tierra, cuya funcionalidad es configurar la duración del dead-time t_{DT} entre los disparos del transistor superior e inferior conectados al driver. El dead-time es un pequeño intervalo de tiempo luego de la desactivación de cada llave, en el cual el integrado no permite que se dispare el otro transistor, con el objetivo de no permitir la activación accidental de ambos transistores y evitar cortocircuitar la pila de combustible.

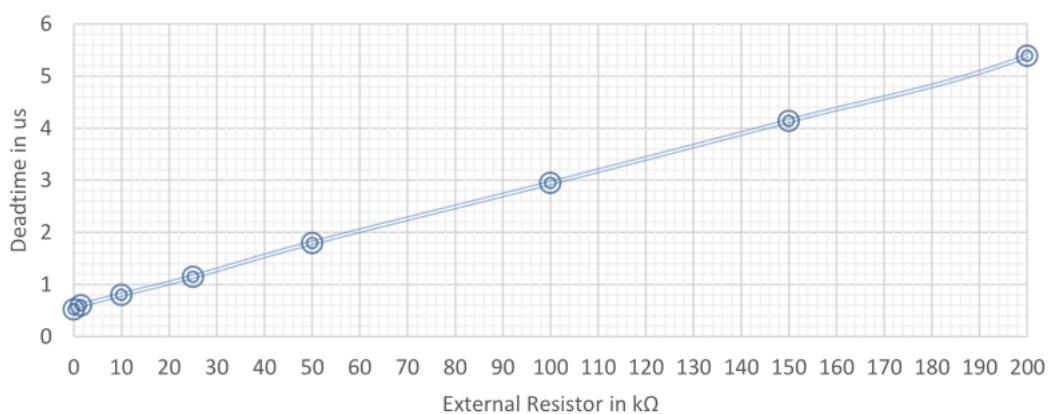


FIGURA 3.14 Curva de dead-time contra resistencia para el integrado 2ED21834-S06J.^[24]

En la figura 3.14 se presenta la curva que relaciona el dead-time t_{DT} con el valor de la resistencia R_{DT} , donde se puede ver que existe una relación altamente lineal, variando entre un tiempo de 400 ns para 0 Ω de resistencia y 5 μs para 200 kΩ.

La duración de t_{DT} debe ser seleccionada de manera de ser cómodamente mayor al tiempo de apagado t_{on} de los transistores, de 85 ns para los IRFP150 (tabla 3.1). Al mismo tiempo, también debe ser mucho menor a la duración de un semicírculo de la señal PWM de excitación, cuya duración es de 25 μs. Por esta razón, se eligió cortocircuitar el pin DT a tierra (colocar una resistencia de 0 Ω), obteniendo un dead-time de 400 ns, que es cinco veces mayor al tiempo de apagado de un IRFP150 y más de 60 veces más corto que un semicírculo de la señal de excitación.

Finalmente, en paralelo con R_{DT} se colocó un capacitor cerámico C_{DT} (C29 en la figura 3.13) de desacoplo de 10 nF, de acuerdo a la recomendación del fabricante de colocar un capacitor de valor mayor a 1 nF.

Circuito Bootstrap El circuito de bootstrap es un circuito compuesto por tres elementos en serie: un capacitor de bootstrap C_{BS} , un diodo de bootstrap D_{BS} y una resistencia de bootstrap R_{BS} . En el caso del circuito del dirver de la figura 3.13, se pueden ver los capacitores C33 y C35 que conforman la capacidad C_{BS} , mientras que la resistencia y el diodo se encuentran integrados dentro de 2ED21834-S06J, como se observa en la figura 3.15, tomada de la hoja de datos del integrado.

Este circuito se utiliza en drivers para configuraciones de medio puente, con la funcionalidad de proveer la polarización necesaria para poder disparar el MOSFET del lado

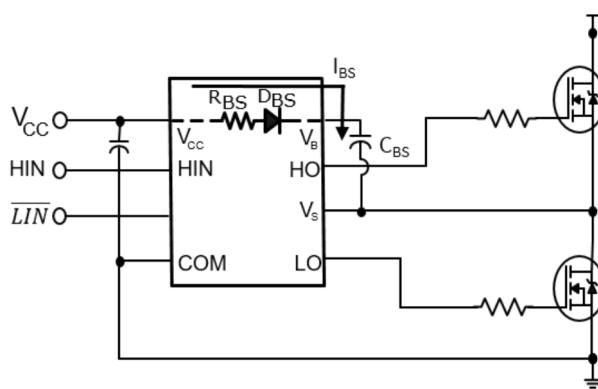


FIGURA 3.15 Circuito bootstrap con diodo y resistencia serie internos del 2ED21834-S06J.^[24]

alto. Cuando el MOSFET del lado bajo se encuentra encendido (y por lo tanto el MOSFET del lado alto apagado), el pin VS se conecta a tierra y circula una corriente a través del diodo D_{BS} y resistencia R_{BS} que carga el capacitor de bootstrap externo C_{BS} . Cuando la situación se invierte, con el MOSFET superior encendido y el inferior apagado, el pin VS se conecta a la tensión superior, y C_{BS} descarga su tensión acumulada durante la fase previa sobre la compuerta del MOSFET superior mediante el pin HO.

Entonces, solo hace falta dimensionar el capacitor C_{BS} , ya que tanto la resistencia como el diodo se encuentran integrados dentro del dispositivo y no es posible ajustar sus valores. Como una regla general, este capacitor debe almacenar una cantidad de carga lo suficientemente grande como para no perder más del 10 % de su carga durante el disparo y activación del MOSFET superior, o también, su capacidad debe ser al menos 10 veces mayor que la capacidad de gate C_g del MOSFET a disparar.^[25]

$$C_{BS} \gg C_g$$

Esta capacidad de gate se puede calcular en base a la carga de gate total Q_g , que se puede encontrar en la hoja de datos del IRFP150 con un valor de 110 nC.

$$C_g = \frac{Q_g}{V_{CC} - V_{D_{BS}}} = \frac{110 \text{ nC}}{12 \text{ V} - 1,2 \text{ V}} \approx 10 \text{ nF} \quad (3.7)$$

Por lo tanto, la cota mínima del capacitor de bootstrap resulta:

$$C_{BS} > 0,1 \mu\text{F} = 10 \cdot C_g \quad (3.8)$$

Como este valor es muy pequeño, y la hoja de datos del driver indica que se pueden utilizar capacidades C_{BS} de hasta 4,7 μF , se decidió utilizar un capacitor electrolítico de montaje through-hole, 3,3 μF de capacidad y tensión máxima de 50 V. Adicionalmente, según recomendación del fabricante, se agregó un capacitor cerámico de mucho menor valor (C33 en el circuito) en paralelo a C_{BS} para obtener una solución óptima.

Resistencia de VS La resistencia colocada en serie al pin VS, identificador R20 en el diagrama de la figura 3.13, según la hoja de datos del fabricante, cumple el objetivo de reducir los picos negativos de tensión al momento de la conmutación, inducidos en VS por elementos parásitos de la placa de circuito impreso. Se indica que esta debe ser una resistencia con un valor máximo de 5 Ω ^[24], por lo que se decidió por colocar un pequeño resistor SMD 1206 de 2 Ω .

3.4 SISTEMA DE MEDICIÓN

Con lo tratado en la sección del sistema de control del capítulo 2, se estableció que para realizar un adecuado control de la plataforma, se debe tomar información de cuatro variables de estado del sistema: la tensión y corriente de la pila de combustible (v_{FC} e i_{FC}) y la tensión y corriente de salida (v_o e i_o). En esta sección se va a tratar el diseño del sistema de medición de datos de la figura 3.16, que incluye el sensado de los parámetros del convertidor, el acondicionamiento de las señales, y la transmisión de las mismas al sistema de control.

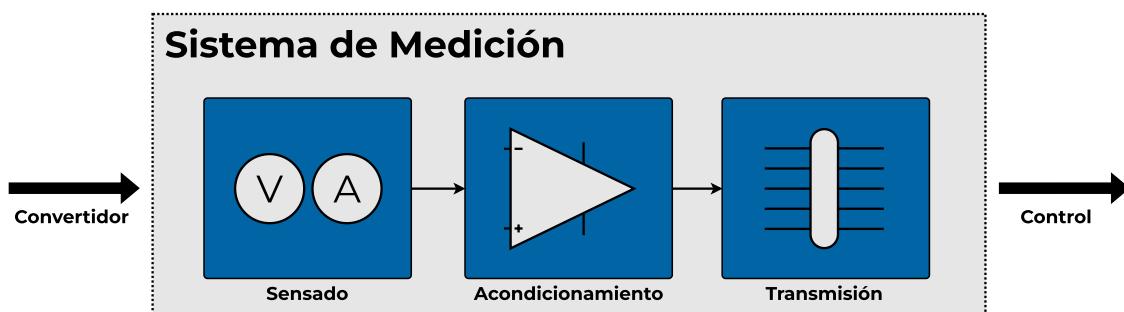


FIGURA 3.16 Sistema de medición de la plataforma, con las tres etapas que lo conforman.

Este sistema comienza con la adquisición de los parámetros de interés provenientes del convertidor, tarea llevada a cabo por los sensores de tensión y corriente que conforman la **etapa de sensado**. Sin embargo, estos datos obtenidos no se presentan en una forma que nuestro sistema de control sea capaz de procesar, por lo que se necesita la siguiente etapa del sistema, la **etapa de acondicionamiento**, que se encarga de adecuar los datos obtenidos por los sensores para que puedan ser utilizados por el controlador. Finalmente, necesitamos una forma de llevar estos datos desde el sistema de medición hasta el controlador, función que es llevada a cabo por el último bloque de la figura, la **etapa de transmisión**.

Vamos a tratar el diseño de este sistema en el orden que se observa en la figura, por lo que se comenzará por la etapa de sensado o adquisición de datos.

3.4.1 ETAPA DE SENSADO

En este sistema, los únicos parámetros a medir son tensiones y corrientes, tanto de la pila de combustible a la entrada como de la carga variable a la salida. Previamente a la selección de los sensores a utilizar, vamos a realizar una breve categorización y explicación de los métodos de sensado disponibles para ambos parámetros, comenzando por las tensiones.

Tecnologías de Sensado de Tensión

Este es el más simple de los dos casos, ya que los sistemas de control ya trabajan con señales expresadas en tensiones, por lo que no es requerido ningún tipo de transductor, únicamente una adaptación de niveles que es llevada a cabo por la etapa de acondicionamiento. Por esta razón, lo único necesario en este caso es la obtención directa de la tensión buscada, siempre minimizando la perturbación que esta medición introduce al sistema.

Tecnologías de Sensado de Corriente

A diferencia del caso de las tensiones, para poder obtener una medición de corriente se debe realizar algún tipo de transducción que transforme la información de corriente en valores de tensión que puedan ser utilizados por el sistema de control. Existen múltiples tecnologías de sensado y transucción de corriente fundamentalmente distintas, cada una con sus propias características, ventajas y desventajas. Vamos a dedicar algunos párrafos a su clasificación y descripción.

Resistencia Shunt Es el método conceptualmente más sencillo de todos, y consiste en interponer al camino de la corriente un resistor *shunt* R_S , es decir una resistencia de muy bajo valor (generalmente en las decenas y unidades de $m\Omega$), y luego medir la caída de tensión en el mismo. Esta corriente se encuentra directamente relacionada con la tensión mediante la Ley de Ohm, que luego de reordenar resulta:

$$I = \frac{1}{R_S} V_S \quad (3.9)$$

Entonces, con este método se obtiene una relación perfectamente lineal entre entre la tensión medida directamente y la corriente que se quiere obtener, siendo el inverso del valor del resistor (o su conductancia) la constante de proporcionalidad. Al tener la Ley de Ohm como su principio de funcionamiento, este método es capaz de medir todo tipo de corrientes, tanto continua (CC) como alterna (CA). Además, al necesitar únicamente una resistor, es sumamente sencillo de implementar.

Sin embargo, al estar circulando toda la corriente a través del resistor, se genera una **pérdida de energía significativa**, ya que la potencia disipada depende del cuadrado de la corriente. Si tomamos la plataforma como ejemplo, donde la corriente de pila i_{FC} en el primario puede llegar a un máximo de 10 A, una resistencia shunt de 50 $m\Omega$ puede llegar a disipar una potencia de 5 W. Por esta razón, este método no es factible para mediciones de grandes corrientes.

La precisión de este método también se **deteriora con la frecuencia**, ya que para frecuencias suficientemente altas, los efectos de la inductancia parásita L_S y el efecto skin generan un aumento de la impedancia que afecta a la medición.

Dadas las altas potencias que puede llegar a disipar un resistor shunt, la temperatura puede presentar un problema si su coeficiente de temperatura no es adecuado. Los fabricantes de estas resistencias tienen esto en cuenta y fabrican los componentes con materiales de bajo coeficiente de temperatura.

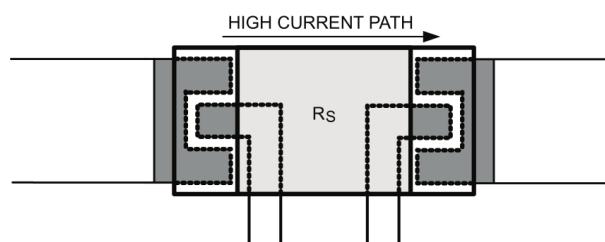


FIGURA 3.17 Conexión Kelvin de cuatro cables para el sensado de corriente con un resistor shunt de montaje superficial.

Sin embargo, esto no puede solucionar el error introducido por el coeficiente de temperatura de las soldaduras, que se exacerbaban particularmente para valores bajos de resistencia. Para solventarlo, se debe utilizar la conexión de cuatro cables o Kelvin, que separa el camino de alta corriente de las conexiones de sensado, como se ve en la figura 3.17.^[26]

Bobina de Rogowski Este es un método de medición de corriente basado en la Ley de Inducción de Faraday, y por lo tanto, provee aislamiento eléctrico por su propio principio funcionamiento, a diferencia del método anterior. Este dispositivo consiste, fundamentalmente, en una bobina de forma toroidal y núcleo no ferromagnético a través de la cual se hace pasar el conductor del que se quiere medir la corriente.

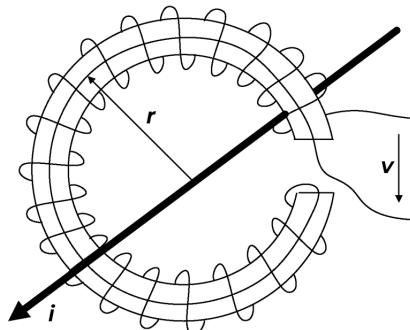


FIGURA 3.18 Esquema de una bobina de Rogowski utilizada para medir la corriente i que circula por el conductor.

Utilizando las leyes de Ampere (que relaciona la integral de un campo magnético en un camino cerrado con la corriente que este encierra) y Faraday (que relaciona la velocidad de cambio de un flujo magnético con la tensión o fuerza electromotriz) se puede obtener una expresión para la tensión medida en bornes de la bobina en función de la corriente de interés. Siguiendo el desarrollo de [26], se obtiene la siguiente expresión para la tensión de salida.

$$v = -\frac{NA\mu_0}{2\pi r} \cdot \frac{di}{dt}$$

Donde N es la cantidad de vueltas de la bobina, A es el área de un corte de la bobina, y r es el radio de la bobina. Sin embargo, en esta ecuación la tensión de salida depende de la velocidad de cambio de la corriente que nos interesa. Entonces, se debe agregar un integrador de constante de integración k a la salida de la bobina, para obtener la tensión v_o dependiente de la corriente que nos interesa.

$$v_o = -k \cdot \frac{NA\mu_0}{2\pi r} \cdot i + v_o(0) \quad (3.10)$$

Una gran ventaja de esta tecnología, es que al no utilizar un núcleo ferromagnético, tiene un rango de medición altamente lineal, comparable con el de una medición por shunt. Además de esto, al no tener que conectar nada al circuito en estudio, prácticamente no introduce perturbaciones, existiendo únicamente pequeños efectos causados por la inductancia de la bobina.

Comparado con el resistor shunt, este método presenta muy bajas pérdidas energéticas, al no tener circulación de altas corrientes. Por esta razón, este método es capaz de medir muy grandes corrientes, del orden de los MA, presentando una clara ventaja respecto al shunt.

Sin embargo, al estar su funcionamiento basado en la detección de un cambio de flujo magnético, este sensor es incapaz de detectar corrientes continuas, y tiene dificultades con la detección de componentes de baja frecuencia (es común la utilización de estas bobinas en conjunto con otros sensores capaces de detectar continua).

Otra desventaja que dificulta su implementación para nuestra aplicación, es que estas bobinas ocupan un gran espacio y no resulta sencillo integrarlas de forma compacta en una placa de circuito impreso. Además, por esto y por la necesidad de implementar un integrador, su costo es considerable frente al shunt.

Transformador de Corriente Al igual que la bobina de Rogowski, este método se aprovecha de los principios establecidos por la ley de inducción de Faraday, por lo que también tiene **aislación intrínseca**. Su construcción es similar a las bobinas, con una vuelta de bobinado en el primario y una gran cantidad de vueltas en el secundario, pero a diferencia de estas, tiene un núcleo de material ferromagnético. Luego, conectada al secundario se encuentra una resistencia de sensado R_S por la que circula la corriente de secundario i_s , generando una caída de tensión v_s . Se mide esta tensión, al igual que en el caso del shunt, y se obtiene la corriente del primario en función de esta.

$$i = Ni_s + \frac{N}{L_m} \int_t v_s \cdot dt$$

Donde N es la cantidad de vueltas del transformador y L_m es la inductancia magnetizante del transformador. Si reemplazamos la corriente del secundario i_s por la expresión del shunt de la ecuación 3.9, obtenemos la expresión de la corriente en función de la tensión medida.

$$i = N \frac{v_s}{R_S} + \frac{N}{L_m} \int_t v_s \cdot dt \quad (3.11)$$

El término integral de esta ecuación indica que este método es **incapaz de medir corrientes continuas**: si la corriente i del primario contiene componentes de CC, la corriente magnetizante aumenta hasta que todo el componente de corriente circula únicamente por la inductancia magnetizante L_m .

Como las vueltas N del secundario pueden ser muy elevadas, se puede obtener una corriente de secundario muy baja, y en consecuencia unas **bajas pérdidas de energía**. Además, si el término integrador es pequeño (que es el caso para altas frecuencias), las corrientes de primario y secundario son prácticamente proporcionales, resultando en un sensor con **buenas linealidades**.

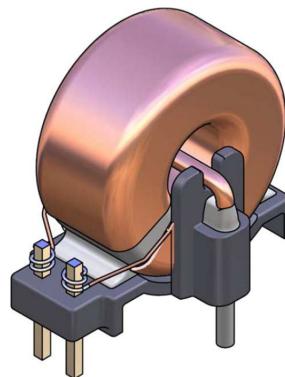


FIGURA 3.19 Transformador de corriente con una vuelta de primario y múltiples vueltas de secundario.

La inductancia L_m introduce errores de medición, ya que la corriente que circula por ella no circula por la resistencia de sensado, y por lo tanto esto disminuye la caída de tensión v_s . Este es un fenómeno conocido como *droop*, y se exacerba particularmente para pulsos de corriente de tiempos largos de encendido en el primario (esto es de interés para nuestra aplicación, dados los pulsos generados por la comutación de las llaves).

Además, como se ve en la figura 3.19, su integración en una placa puede ser problemático por su **gran tamaño**. Sin embargo, hoy en día son muy populares en aplicaciones de convertidores, dado su **bajo costo** y su salida que suele ser directamente compatible con conversores analógico-digitales.

Efecto Hall Finalmente, una tecnología que se utiliza mucho hoy en día son los sensores por efecto Hall, del tipo de medición de campo magnético, basados en el efecto homónimo descubierto por Edwin Hall en 1879. Este efecto consiste en una fina placa metálica sobre la que circula una corriente I , atravesada perpendicularmente por un campo magnético B , genera una diferencia de potencial v perpendicular a ambos.

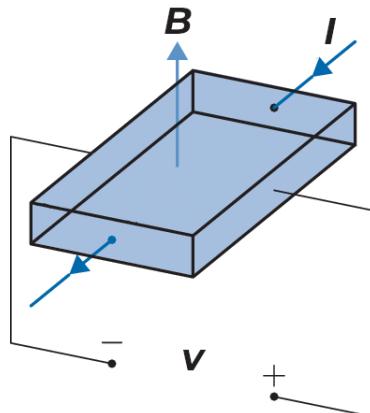


FIGURA 3.20 Diagrama que muestra el principio de funcionamiento de un sensor de corriente por efecto Hall.

Entonces, generando un campo magnético que atravesese una placa por la que circula la corriente de interés i , se puede medir la tensión que cae en ellas y obtener por medio de esta el valor de la corriente según la ecuación de Hall.

$$I = v \cdot \frac{nqd}{B} \quad (3.12)$$

Dónde q es la carga de los portadores, n la densidad de portadores y d el grosor de la placa. Como n y q son parámetros que dependen exclusivamente del material utilizado, se suelen consolidar en un parámetro llamado coeficiente de Hall R_H , que se define como la inversa del producto de n y q . Entonces, la ecuación del sensor resulta:

$$I = v \cdot \frac{d}{R_H B} \quad (3.13)$$

Como se puede ver por la ecuación, este método posee una buena linealidad, y además, como la corriente circula por un simple conductor, la perturbación introducida es mínima y tiene bajas pérdidas de potencia.

Al igual que los métodos de bobina de Rogowski y transformador de corriente, este método, por su principio de funcionamiento, ya incluye aislación galvánica. Pero, a diferencia de los otros métodos magnéticos e inductivos, los sensores de efecto Hall son perfectamente capaces de realizar mediciones de corriente continua.

En tanto a sus problemas, los materiales utilizados para las placas metálicas de los sensores suelen tener elevadas constantes de temperatura, por lo que pueden resultar muy susceptibles a cambios de temperatura por sobrecalentamiento. También, para un campo magnético nulo existe una tensión de salida de offset no nula, por lo que se requiere electrónica adicional para compensar por este error.

Sin embargo, hoy en día existen soluciones integradas en pequeños empaquetados de montaje superficial como los SOIC o SOP, que incluyen un sensor de efecto hall con toda la electrónica asociada necesaria para compensar la tensión de offset y las variaciones por temperatura. Estas son soluciones compactas y de alta precisión, a pesar de su precio mayor comparado con otros métodos.

Resumen A modo de resumen de todo lo explicado, se presenta la tabla 3.4 que contiene las principales características de interés de las tecnologías de medición de corriente explicadas.

	Ancho de Banda	Precisión	Medición de CC	Aislación	Pérdidas
Shunt	kHz-MHz	0,1% - 2 %	Sí	No	mW-W
Bobina de Rogowski	kHz-MHz	0,1% - 1%	No	Sí	mW
Transformador	kHz-MHz	0,1% - 1%	No	Sí	mW
Efecto Hall	kHz	0,5 % - 5 %	Sí	Sí	mW

TABLA 3.4 Resumen de las características principales de cada tecnología de sensado de corriente.^[26]

Con la información de los distintos tipos de sensores de corriente que se explicaron, se deben seleccionar los modelos de los sensores de la tecnología adecuada para la medición de las variables, buscando en catálogos de sensores.

Sensor de Corriente i_o

La corriente de salida i_o es la variable a medir más importante, ya que es la que directamente controla la potencia de salida que se entrega al bus de continua del sistema híbrido. Por esta razón, debe cumplir algunos requerimientos que se enumeran a continuación.

- Capacidad de corriente mayor a 4,5A.
- Tensión de operación mayor a 100 V.
- Precisión de medición debajo del $\pm 1\%$.
- Ancho de banda BW por encima de 40 kHz, el doble de la frecuencia de comunicación.
- Capacidad de medir componentes de CC.
- Es deseable que el sensor esté galvánicamente aislado del circuito del convertidor.

La necesidad de medir componentes de corriente continua elimina automáticamente la posibilidad de usar una bobina de Rogowski o un transformador de corriente. Por lo tanto, nos quedan como opciones únicamente la resistencia shunt y el sensor de efecto Hall, que dado que ambos son capaces de precisiones debajo del 1% y anchos de banda de kHz, se decide utilizar un **sensor de efecto Hall**, por la presencia de aislación galvánica.

Entonces, buscando sensores de corriente de efecto Hall en catálogos online, se llegó al modelo TMCS1100A4 de Texas Instruments, un sensor Hall de medición bidireccional (corrientes positivas y negativas) de alta precisión y aislamiento básico, todo en un encapsulado de montaje superficial de ocho pines tipo SOIC-8. Según la hoja de datos del fabricante, este dispositivo está pensado para ser utilizado en la medición de corrientes de inversores y puentes completos. Sus especificaciones se presentan en la tabla 3.5.

Fabricante	Modelo	I_{in} [A]	V_{in} [V]	BW [kHz]	e_i	Sens. [mVA^{-1}]
Texas Instruments	TMCS1100A4	12	600	80	$\pm 0,9\%$	400

TABLA 3.5 Especificaciones del sensor de corriente por efecto Hall, modelo TMCS1100A4 de Texas Instruments.^[28]

Dónde I_{in} es la máxima corriente unidireccional medible, V_{in} es la máxima tensión de operación en la entrada, BW es el ancho de banda de la medición, y e_i es la precisión o error relativo de la medición.

La variante A4 tiene una sensibilidad de 400 mVA^{-1} , poniendo la tensión de salida en el rango de 0 a 1,8V para una corriente de salida i_o máxima de 4,5A. Además, si tomamos el error relativo máximo de $\pm 0,9\%$, se obtiene que la precisión absoluta es de $\pm 40 \text{ mA}$, más que suficiente para ser aplicado en la plataforma.

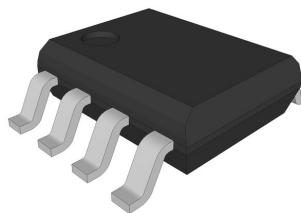


FIGURA 3.21 Sensor de corriente por efecto Hall, modelo TMCS1100A4 de Texas Instruments, en su encapsulado tipo SOIC-8.

El sensor tiene cuatro pines para el sensado de corriente, dos llamados IN+ y dos llamados IN-. Como se trata de medición de corriente, se debe conectar el sensor en serie al camino de corriente, con la corriente entrando por los pines IN+ y saliendo por los pines IN-.

Luego, el pin de tensión de referencia VREF se conecta a masa, que de esta manera configura el sensor para utilizar un rango de medición unidireccional (configurando la tensión de salida nula para corriente nula)^[28], ya que en nuestro caso la corriente solo puede circular hacia la carga.

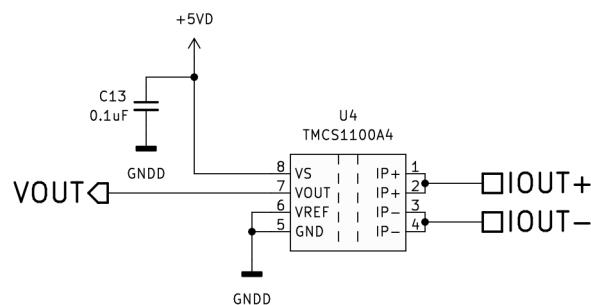


FIGURA 3.22 Conexión del sensor TMCS1100A4, según recomendaciones del fabricante.

Todas las conexiones a tierra del sensor se realizan en la tierra de señal o digital GND_D , ya que se encuentran todas del segundo lado del dispositivo, aislados del circuito de potencia del convertidor. El pin VS se conecta a la alimentación digital del sistema requiriendo una tensión de 5V positivos, con un capacitor de filtro conectado en derivación según recomendación del fabricante.

El pin de salida VOUT, como se verá mas adelante, se debe conectar primero a un circuito que acondicione la señal que el sensor arroja, para luego poder ser conectado a la entrada del conversor analógico-digital (ADC) del controlador que convertirá los datos analógicos de corriente en datos digitales que pueda procesar.

Sensor de v_{FC} , i_{FC} y v_o

Por una cuestión de simplicidad, se eligió buscar una única solución integrada que sea capaz de medir múltiples variables, en nuestro caso una corriente y dos tensiones. Dado que las variables restantes son de menor importancia, limitar el requerimiento de ancho de banda respecto a la corriente de salida. A continuación se detallan algunos requerimientos.

- Capacidad de medición de corriente por arriba de 11 A.
- Capacidad de medición de tensión por arriba de 75 V.
- Precisión mejor o igual al $\pm 2\%$.
- Capacidad de medir componentes de CC.
- Ancho de banda BW lo más alto posible.
- Es deseable que el sensor esté galvánicamente aislado del circuito del convertidor.

Buscando en catálogos online de distintos fabricantes se encontró el **circuito integrado LM5056A** de Texas Instruments, descrito por el fabricante como un “Dispositivo de Administración de Potencia de Sistemas de Alta Tensión”.

Consiste en un sensor de corriente de tipo shunt, junto con un sensor de tensión a la entrada del shunt y una medición de tensión secundaria, con la capacidad adicional de calcular la potencia en base a las mediciones. Al usar medición de tipo shunt, tiene la capacidad de medir componentes de CC, pero no posee aislación galvánica. Se detallan algunas especificaciones a continuación.

Fabricante	Modelo	$V_{in/out}$ [V]	f_m [kHz]	$I_{in(FSR)}$ [mV]	e_i	e_v
Texas Instruments	LM5056A	100	1	27/54,4	$\pm 1,25\%$	$\pm 1\%$

TABLA 3.6 Especificaciones del sensor combinado de tensión, corriente y potencia por shunt, modelo LM5056A de Texas Instruments.^[29]

Donde $V_{in/out}$ es la máxima tensión de entrada y salida medible, f_m es la frecuencia de muestreo del sensor, $I_{in(FSR)}$ es la tensión de fondo de escala de medición de corriente, e_i es la precisión de la medida de corriente, y e_v es la precisión de la medida de tensión.

Los parámetros analógicos de tensión y corriente medidos por el LM5056A son muestreados y convertidos a información digital mediante un conversor analógico-digital interno de 12 bits de resolución, (es decir $2^{12} = 4096$ niveles distintos) con frecuencia de muestreo f_m de 1 kHz como muestra la tabla. Una vez convertidos, se pueden transmitir mediante la interfaz de bus I²C que provee el integrado, con pines SDAO para salida de datos, SDAL para entrada de datos y SCL para entrada de reloj. Esta interfaz se explica más adelante en la sección 3.4.3, sobre la etapa de transmisión.

Este dispositivo viene en un empaquetado de montaje superficial del tipo HTSSOP-28 de veintiocho pines (figura 3.23), que también incluye un contacto plano en la parte inferior, de conexión opcional para la disipación de calor.



FIGURA 3.23 Sensor de tensión, corriente y potencia, modelo LM5056A de Texas Instruments, en su encapsulado tipo HTSSOP-28.

Además de lo ya mencionado, el LM5056A tiene un pin al que se puede conectar un circuito que permite la medición de temperatura mediante la utilización de un transistor NPN modelo MMBT3904 conectado al pin DIODE, y medición de una tensión auxiliar de bajo valor mediante el pin VAUX.

En la figura 3.24, se puede ver el esquema circuital del LM5056A dentro de la plataforma de evaluación. Los pines de medición principales son OUT, SENSE, VIN_K y VIN. Al pin OUT se conecta la tensión de medición secundaria, que en nuestro caso es la tensión de carga v_o fija de 75 V. Luego, entre VIN_K y SENSE se conecta la resistencia shunt R_{shunt} para la medición de la corriente i_{FC} de máximo de 10,5 A, con un capacitor C_{shunt} de bypass en paralelo a R_{shunt} según indicación del fabricante. Finalmente, el pin VIN se conecta al mismo punto circuital que VIN_K, para poder medir la tensión de celda v_{FC} , variable entre 30 V y 65 V, con un capacitor de bypass para mejorar rendimiento en situaciones ruidosas, según recomendación de fabricante.

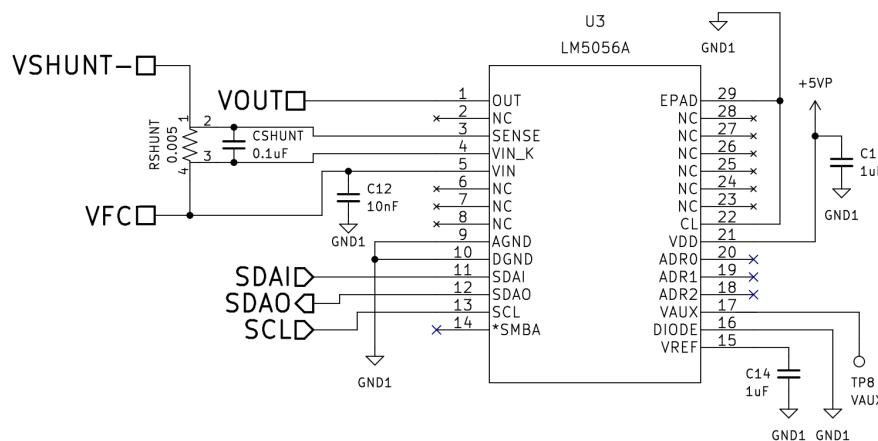


FIGURA 3.24 Conexión del sensor LM5056A para medir tensión y corriente de entrada y tensión de salida, según especificaciones del fabricante.

Como el dispositivo no tiene aislación incluida, todas sus tierras se conectan al punto común del primario del convertidor, GND_1 . Luego, el pin CL se utiliza para la selección de rango de medición para la corriente, que puesto a tierra como en la figura, resulta en un fondo de escala de 54,4 mV. El pin VAUX se deja abierto en caso de ser necesario la medición de una tensión auxiliar, DIODE se deja conectado a masa ya que no se necesita una medición de temperatura. Según el fabricante, al pin VREF se debe conectar un capacitor de bypass desde este pin a GND_1 . La alimentación del LM5056A, conectado al pin VDD, es de 5V, con un capacitor de bypass en derivación entre alimentación y tierra.

Finalmente, para calcular el valor que debe tener el resistor shunt R_{shunt} se toma en

cuenta el valor máximo de corriente a medir i_{FC} con algún margen de seguridad, que en nuestro caso es 11 A. Después, utilizando la tensión de fondo de escala de 54,4 mV elegida para la medición de corriente, se puede obtener el valor de R_{shunt} realizando el cociente entre tensión y corriente, que resulta en un valor de shunt de 5 mΩ.

$$R_{shunt} = \frac{I_{in(FSR)}}{i_{FC(max)}} = \frac{54,4 \text{ mV}}{11 \text{ A}} \approx 5 \text{ m}\Omega \quad (3.14)$$

3.4.2 ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO

Una vez seleccionados los sensores, muchas veces es necesario agregar a la salida de los mismos un circuito de acondicionamiento, cuyo objetivo es adecuar los niveles de tensión y/o corriente que provee la salida del sensor a los niveles que son requeridos en la entrada de la siguiente etapa. En nuestro caso, esta etapa siguiente es el sistema de control de la plataforma, cuyo diseño se va a profundizar más adelante.

Para el sensor LM5056A de la figura 3.24 no es necesario implementar ninguna etapa de acondicionamiento, ya que el mismo transmite sus datos a través de su módulo de comunicación sincrónica I^2C , actuando como esclavo y el controlador como maestro. Esta dinámica se explica en detalle en la siguiente sección.

Acondicionamiento de i_o

El sensor de corriente de salida TMCS1100A4 de la figura 3.22 tiene una salida de tensión analógica, variable linealmente entre 0 V y 1,8 V para corriente i_o desde nula hasta 4,5 A. Esta señal debe ingresar al conversor analógico-digital de 12 bits y 4096 niveles del DSC, que toma tensiones de entrada desde 0 V hasta 3 V.

Entonces, como tanto la salida del sensor y la entrada de ADC tienen su origen en tensión nula y solo difieren en la máxima tensión que aceptan, se debe diseñar un circuito de acondicionamiento con una **ganancia positiva** que lleve los 1,8 V del sensor al fondo de escala del ADC, de manera de aprovechar la resolución completa del conversor. Entonces, la ganancia G_{cc} que debemos obtener del circuito se puede obtener con el cociente de las tensiones máximas.

$$G_{cc} = \frac{V_{max(ADC)}}{V_{max(Sensor)}} = \frac{3 \text{ V}}{1,8 \text{ V}} \approx 1,67 \quad (3.15)$$

Y como ambas escalas comienzan en cero, no es necesario que el circuito tenga ningún tipo de tensión de offset. Además, la salida del sensor y entrada al ADC del controlador son señales **single-ended** (es decir que solo tiene un conductor para la señal y otro para la tensión de referencia de tierra), por lo que solo es relevante la amplificación single-ended del circuito.

Para este propósito, se eligió un **amplificador diferencial** basado en un amplificador operacional, con una red de resistencias y capacitores que definen su ganancia A_d y ancho de banda BW , que observa en la figura 3.25. Este circuito, además de proveer la adaptación de niveles, actúa como un filtro pasabajos que le da al sistema una mayor inmunidad al ruido.

Como el amplificador es diferencial pero la tensión a la entrada es single-ended, y no se busca un amplificador inversor, se conecta la tensión de salida del sensor al pin positivo de entrada del operacional, con el pin negativo conectado a tierra. En este amplificador, se deben cumplir un par de condiciones, particularmente, las resistencias R_1 y R_2 deben ser iguales, al igual que las impedancias Z_3 y Z_4 , que resultan del paralelo de las resistencias y las impedancias de los capacitores C_3 y C_4 a la frecuencia f_s de interés de 20 kHz.

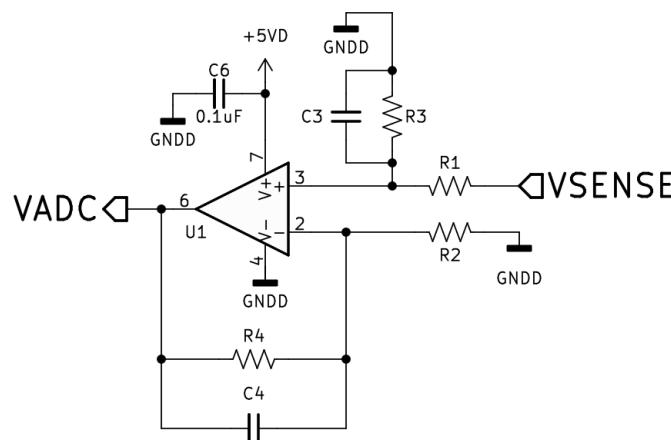


FIGURA 3.25 Circuito del amplificador diferencial de acondicionamiento, utilizando un amplificador operacional.

Con estas condiciones, y asumiendo las características de un amplificador operacional ideal (tensiones v_+ y v_- idénticas, y corrientes i_+ e i_- nulas), se obtienen las siguientes dos expresiones para la ganancia y el ancho de banda del circuito.^{[27][30]}

$$G_{cc} = \frac{Z_3}{R_1} = \frac{Z_4}{R_2} \quad (3.16)$$

$$BW = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} = \frac{1}{2\pi R_4 C_4} \quad (3.17)$$

Entonces, si tomamos como requerimientos la ganancia G_{cc} de 1,67 de la ecuación 3.15 y un ancho de banda BW (frecuencia de -3 dB) de 100 kHz mucho mayor a la frecuencia de comutación del convertidor, y elegimos (arbitrariamente) resistencias R_1 y R_2 de $16,5\text{ k}\Omega$, podemos despejar entonces la impedancia Z_3 de la ecuación 3.16.

$$Z_3 = Z_4 = G_{cc} R_1 = 27,55\text{ k}\Omega \quad (3.18)$$

Con este valor y los requerimientos más arriba, tenemos que calcular los valores de ambos componentes del paralelo de Z_3 (o Z_4), R_3 y C_3 (o R_4 y C_4). Con este objetivo, planteamos la ecuación este paralelo.

$$Z_3 = \frac{R_3 \cdot X_{C3}}{R_3 + X_{C3}} = 27,55\text{ k}\Omega \quad (3.19)$$

Donde X_{C3} es la impedancia capacitiva del paralelo, definido como el inverso del producto de la frecuencia angular de interés por la capacidad del capacitor C_3 . Reemplazando por esta expresión, obtenemos la siguiente ecuación.

$$Z_3 = \frac{R_3}{2\pi f C_3 R_3 + 1} = 27,55\text{ k}\Omega \quad (3.20)$$

Con esta ecuación y la ecuación 3.17 del ancho de banda de la topología, podemos conformar un sistema de ecuaciones de dos variables y dos ecuaciones no lineales.

$$\begin{aligned} \frac{R_3}{2\pi f C_3 R_3 + 1} &= 27,55\text{ k}\Omega \\ \frac{1}{2\pi R_3 C_3} &= 100\text{ kHz} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Entonces, si despejamos R_3 y C_3 de este sistema de ecuaciones, obtenemos los siguientes valores para los mismos (recordar que R_4 y C_4 deben ser idénticos).

$$\begin{aligned} R_3 &= R_4 = 33,06\text{ k}\Omega \\ C_3 &= C_4 = 48,1\text{ pF} \end{aligned}$$

Ahora solo falta redondear estos parámetros a los valores comerciales más cercanos para cada uno de los componentes, que se observan en la siguiente tabla.

R_1 [kΩ]	R_2 [kΩ]	R_3 [kΩ]	R_4 [kΩ]	C_3 [pF]	C_4 [pF]
16,5	16,5	33	33	47	47

TABLA 3.7 Valores comerciales de todas las resistencias y capacitores del circuito de acondicionamiento.

Si usamos estos valores finales para calcular las especificaciones de las ecuaciones de ganancia y ancho de banda, se obtienen los siguientes valores:

$$G_{cc} = 1,673$$

$$BW = 102,6 \text{ kHz}$$

Selección del Amplificador Operacional

Con el circuito de acondicionamiento diseñado y dimensionado ahora solo queda la elección de un amplificador operacional para utilizar en el circuito, que cumpla los siguientes requerimientos.

- Debe ser un amplificador *rail-to-rail*, es decir que sea capaz de amplificar hasta la tensión de alimentación.
- Ancho de banda mucho mayor a 100 kHz.
- Encapsulado pequeño de montaje superficial.

Buscando en los dispositivos disponibles en el laboratorio, se eligió utilizar el modelo OPA365 de Texas Instruments, un amplificador operacional rail-to-rail de encapsulado SMD tipo SOIC-8, idéntico al del sesnor TMCS1100A4 de la figura 3.21. Se marcaron algunas de sus especificaciones más importantes en la siguiente tabla.

Fabricante	Modelo	$V_{in(max)}$ [V]	$V_{DD(max)}$ [V]	A_{OL} [dB]	GBW [MHz]
Texas Instruments	OPA365	$V_{DD} + 0,5$		5,5	120

TABLA 3.8 Especificaciones del amplificador operacional modelo OPA365 de Texas Instruments.^[3]

Al ubicarse el circuito de acondicionamiento a continuación de la salida del sensor de efecto Hall TMCS1100A4 (que provee su propia aislación galvánica), las conexiones a tierra de todas las partes deben ser conectadas a la tierra digital o de señal GND_D .

3.4.3 ETAPA DE TRANSMISIÓN

FALTA COMPLETAR ESTA SECCIÓN.

Nam dui ligula, fringilla a, euismod sodales, sollicitudin vel, wisi. Morbi auctor lorem non justo. Nam lacus libero, pretium at, lobortis vitae, ultricies et, tellus. Donec aliquet, tortor sed accumsan bibendum, erat ligula aliquet magna, vitae ornare odio metus a mi. Morbi ac orci et nisl hendrerit mollis. Suspendisse ut massa. Cras nec ante.

Pellentesque a nulla. Cum sociis natoque penatibus et magnis dis parturient montes, nascetur ridiculus mus. Aliquam tincidunt urna. Nulla ullamcorper vestibulum turpis. Pellentesque cursus luctus mauris.



FIGURA 3.26 Logotipo del protocolo de bus comunicación serie I²C.

Nulla malesuada porttitor diam. Donec felis erat, congue non, volutpat at, tincidunt tristique, libero. Vivamus viverra fermentum felis. Donec nonummy pellentesque ante. Phasellus adipiscing semper elit. Proin fermentum massa ac quam. Sed diam turpis, molestie vitae, placerat a, molestie nec, leo. Maecenas lacinia. Nam ipsum ligula, eleifend at, accumsan nec, suscipit a, ipsum. Morbi blandit ligula feugiat magna. Nunc eleifend consequat lorem. Sed lacinia nulla vitae enim. Pellentesque tincidunt purus vel magna. Integer non enim. Praesent euismod nunc eu purus. Donec bibendum quam in tellus. Nullam cursus pulvinar lectus. Donec et mi. Nam vulputate metus eu enim. Vestibulum pellentesque felis eu massa.

3.5 ETAPA DE AISLACIÓN DE SEÑAL

Ahora se debe implementar un circuito auxiliar que provea una aislación galvánica entre los componentes que se sitúan del lado de potencia de la plataforma (como los transistores, diodos, circuito driver, etc.), y los componentes de la parte digital del sistema (como el controlador digital de señales, el circuito de acondicionamiento, etc.).

Existen tres partes principales de la plataforma, donde se pasa de la parte digital a la de potencia, donde se requiere algún tipo de aislación:

1. Entre las salidas PWM del controlador y las entradas de comando de los drivers 2ED21834-S06J de la figura 3.13.
2. Para las líneas del bus I²C que comunican al sensor LM5056A de la figura 3.24 (lado de potencia) con el módulo I²C del controlador.
3. Para la medición de corriente de salida mediante el sensor de efecto Hall TMCS1100A4 de la figura 3.22.
4. Para generar fuentes de alimentación aisladas para los circuitos del lado digital.

En este capítulo vamos a tratar las soluciones de aislación para los primeros dos casos. En el tercer caso, el TMCS1100A4, al ser un dispositivo que funciona por medio del efecto Hall, ya tiene aislación incluida en su diseño, por lo que la salida del mismo ya se encuentra aislada del convertidor. Para el cuarto ítem, esto se va a tratar propiamente y en profundidad en la sección de este capítulo dedicada a los circuitos de alimentación de la plataforma.

3.5.1 AISLACIÓN DE LOS DRIVERS

Cómo los drivers están conectados directamente a terminales de los transistores de potencia del convertidor, estos se encuentran dentro de la etapa de potencia de la plataforma. Sin embargo, las señales PWM que definen el tiempo y secuencia de conmutación de los transistores provienen del módulo PWM del controlador digital, todo dentro del área digital de la plataforma. Entonces, previo a las entradas de señal de los 2ED21834-S06J se debe interponer algún circuito de aislación de señal, para mantener la separación entre las partes de potencia y digitales.

Los requerimientos que la aplicación exige del circuito aislador se presentan en la siguiente lista.

- Retardo de propagación mucho menor al período T_s de 50 µs de las ondas PWM de excitación.
- Tensión pico máxima de aislación superior a los 100 V.
- Niveles lógicos de salida compatibles con las entradas de los drivers.
- Es deseable la utilización de encapsulados pequeños de montaje superficial.

Para este propósito se eligió utilizar el modelo ACPL-P480 de Broadcom, un optoacoplador de un solo canal de alta velocidad, con un *Schmitt trigger* que elimina la necesidad de circuitos externos para acondicionamiento de formas de onda. Algunos de sus parámetros más importantes se muestran en la tabla 3.9.

Fabricante	Modelo	V_{ISO} [V _{RMS}]	t_{PHL} [ns]	t_{PLH} [ns]	PWD [ns]
Broadcom	ACPL-P480	3750	150	110	250

TABLA 3.9 Especificaciones del optoacoplador modelo ACPL-P480 de Broadcom.^[33]

Dónde V_{ISO} es la máxima tensión momentánea soportada entre entrada y salida, t_{PHL} es el retardo de propagación para una transición a nivel lógico bajo, t_{PLH} es el retardo de propagación para una transición a nivel lógico alto, y PWD es la distorsión de ancho de pulso, definida como $|t_{PHL} - t_{PLH}|$.

Este dispositivo viene en un empaquetado SMD de seis pines tipo *stretched SO-6* o SO-6 estirado, como el de la figura 3.27. Opera de forma no inversora, es decir que una entrada en alto resulta en una salida en alto, y su etapa de salida está en configuración *totem-pole*, eliminando la necesidad de resistencias de pull-up a la salida. Según el fabricante, la principal aplicación de este modelo es para drivers aislados par gate de MOSFET e IGBT.



FIGURA 3.27 Optoacoplador modelo ACPL-P480 de Broadcom, en su encapsulado SMD tipo SO-6 stretched.

Internamente, el dispositivo consiste de un LED de tipo GaAsP (fosfuro de arseniuro de galio) a la entrada, por el cuál se ingresa la señal. Luego, un detector fotoeléctrico (fotodiodo) junto con un Schmitt trigger (como se mencionó más arriba) capturan la señal luminosa del LED, y la traducen a una señal eléctrica a la salida. Interpuesto entre el LED y el fotodiodo existe un *shield* para reforzar la aislación.

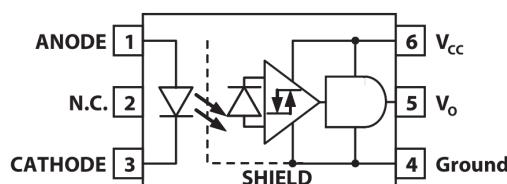


FIGURA 3.28 Circuito interno del optoacoplado ACPL-P480 de Broadcom.

Entonces, la onda PWM de entrada se conecta al ánodo del LED, con el cátodo conectado a la tierra de señal GND_D . La salida del Schmitt trigger en el pin V_O se conecta directamente a la entrada de un dirver, con el pin *Ground* conectado a la tierra de potencia del primario GND_1 . El pin de alimentación V_{cc} se conecta a una fuente de 5 V como indica la hoja de datos, con un capacitor de bypass entre alimentación y tierra. Como cada optoacoplador es de un solo canal, se deben utilizar cuatro ACPL-P480, uno para cada MOSFET del puente, y dos por cada driver.

3.5.2 AISLACIÓN I²C

Como se vió más arriba, el bus I²C es un bus bidireccional *half-duplex* de dos cables: uno para la transmisión de datos bidireccional (SDA) y otro que lleva la señal de reloj

(SCL), también de manera bidireccional. Sin embargo, los aisladores de señal son dispositivos unidireccionales, por lo que ambas líneas se debe separar en dos líneas, una para cada dirección.

En el caso del LM5056A de la figura 3.24, la linea de reloj SCL es unidireccional, ya que solo es necesario que el sensor reciba el reloj del controlador; y, para facilitar la aislación, la linea de datos ya se encuentra dividida en dos líneas de entrada y salida (SDAI y SDAO respectivamente). Más adelante, luego del aislador, se debe utilizar algún método para unir las dos líneas de datos en una única linea bidireccional como especifica el protocolo. Con esta información, podemos plantear los requerimientos que debe cumplir el aislador de señal del bus de datos.

- Debe tener al menos tres canales, con dos en una misma dirección y otro en la dirección opuesta.
- Tiempo de propagación mucho menor al período del reloj del bus I²C de 100 kHz o 10 µs.
- Tensión pico máxima de aislación superior a los 100 V.
- Niveles lógicos de salida y entrada compatibles con el LM5056A y el controlador.
- Es deseable la utilización de encapsulados pequeños de montaje superficial.

Con estas especificaciones, existen modelos como la serie ISO164x de Texas Instruments, que son aisladores de múltiples canales diseñados específicamente para la aislación de buses I²C: se conecta a sus entradas las líneas bidireccionales y la separación, transmisión a través de la barrera de aislación y unión de las líneas ocurre todo internamente en el circuito integrado. Estos dispositivos ahorrarían la necesidad de implementar un circuito externo para unir las dos líneas de datos del LM5056A, sin embargo, a la hora de adquirir los componentes, y al momento de escribir este informe, se encuentran todos fuera de existencias.

Por esta razón, se tuvo que optar por el aislador modelo ISO7242C de Texas Instruments, un aislador de barrera de dióxido de silicio (SiO_2) de cuatro canales, con dos canales en cada dirección. Se presenta una tabla con sus principales especificaciones.

Fabricante	Modelo	V_{ISO} [V _{RMS}]	t_{PHL}/t_{PLH} [ns]	t_{PLH} [ns]	Canales
Texas Instruments	ISO7242C	2500	42	2.5	2 por dirección

TABLA 3.10 Especificaciones del aislador de barrera de SiO_2 , modelo ISO7242C de Texas Instruments.^[34]

Dónde V_{ISO} es la máxima tensión momentánea soportada entre entrada y salida, t_{PHL} es el retardo de propagación para una transición a nivel lógico bajo, t_{PLH} es el retardo de propagación para una transición a nivel lógico alto, y PWD es la distorsión de ancho de pulso, definida como $|t_{PHL} - t_{PLH}|$.

Este dispositivo tiene un encapsulado SMD de diecisésis pines de tipo SOIC-16 como el de la figura 3.29. Tiene la capacidad de ser utilizado con tierras y alimentación aisladas (ya sea de 5 V o 3.3 V), ya que tiene un pin de tierra y uno de alimentación a cada lado de la barrera de aislación. Además, cuenta con fuciones de habilitación y deshabilitación de canales mediante los pines EN1 y EN2.

En nuestro caso, vamos a utilizar tres de los cuatro canales que el dispositivo tiene disponible: un canal en un sentido para SDAO y dos canales en el otro sentido para



FIGURA 3.29 Aislador de barrera de SiO_2 modelo ISO7242C de Texas Instruments, en su encapsulado SMD tipo SOIC-16.

SDAI y SCL. Para el cuarto canal no utilizado, su entrada se conecta a masa y su salida se deja flotante, como especifica el fabricante. En el lado 1 (lado del LM5056A), se conectan las masas a GND_1 al estar del lado de potencia, con la alimentación de 5 V conectada al pin VCC1 con su capacitor de bypass en derivación, según especifica el fabricante. Las resistencias de pull-up de $4.7\text{ k}\Omega$ para las líneas de I^2C se conectan a la tensión de alimentación de 5 V.

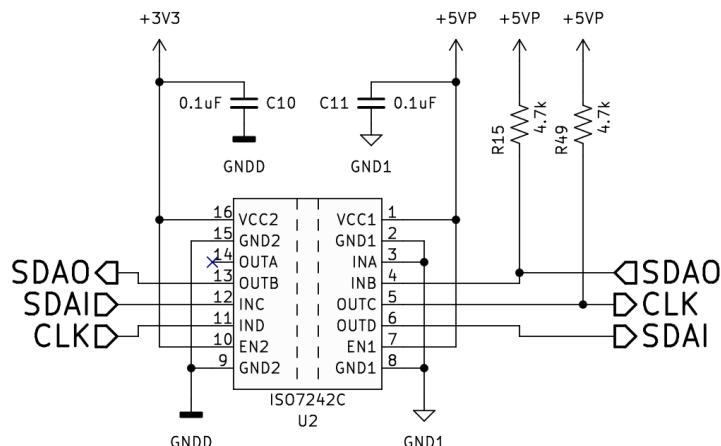


FIGURA 3.30 Conexión del aislador de señal modelo ISO7242C de Texas Instruments para la aislación de un bus I^2C .

En el lado 2 (lado del controlador), se conectan las masas a GND_D al estar del lado digital, con la alimentación de 3.3 V conectada al pin VCC2, con su capacitor de bypass idéntico al del lado 1. Se eligió alimentar este lado con 3.3 V para mantener la compatibilidad con los niveles de tensión de señal del controlador. En ambos lados, los pines de habilitación de canal se conectan a la alimentación, para activar todos los canales (solo se pueden deshabilitar o habilitar todos los canales de una dirección a la vez).

Separación de la Línea de Datos

Como se dijo más arriba, el protocolo I^2C define una única línea de datos bidireccional (half-duplex), pero dado que los aisladores de señal son dispositivos unidireccionales (y el LM5056A tiene un pin de entrada y otro de salida de datos), se debe interponer entre el controlador y el aislador de la figura 3.30 algún tipo de circuito que desglose la única línea de datos SDA proveniente del controlador en dos líneas de entrada y salida, SDAI y SDAO (en nuestro caso el reloj solo va del controlador al sensor, por lo que no es necesaria ninguna separación).

Además, el bus I^2C es un protocolo con salida open-drain (u open-collector si se trabaja con lógica TTL), requiriendo una resistencia de pull-up para definir el estado alto

de señal, y el aislador es de salida push-pull (no es necesario ningún circuito externo para la señalización). Entonces, este circuito también se debe encargar de convertir la salida push-pull del ISO7242C en una salida open-drain compatible con el protocolo.

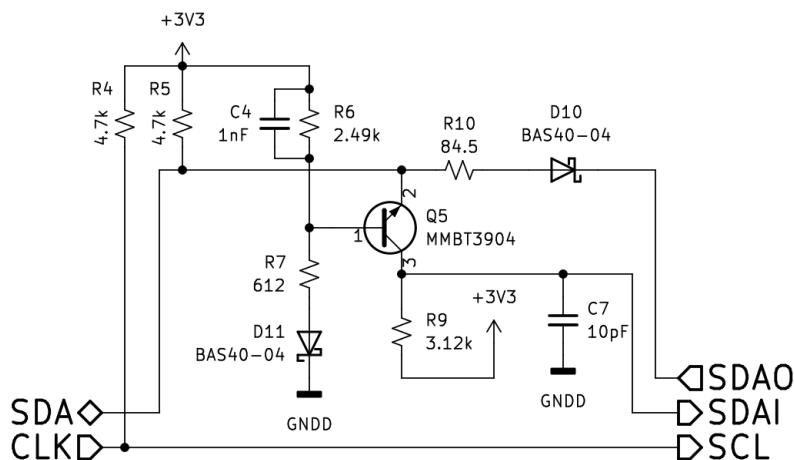


FIGURA 3.31 Circuito implementado para la separación de la línea de datos en dos líneas unidireccionales.^[35]

El circuito implementado para cumplir estas funcionalidades es el de la figura 3.31, tomado del desarrollo encontrado en [35]. Consiste en un único transistor bipolar y dos diodos Schottky, rodeados por una red pasiva de resistencias y capacitores. Este circuito implementa una función de comparación que detecta la dirección de la señal y cambia los caminos de la señal de acuerdo a esto, evitando que una señal transmitida pueda volver a su fuente. Los diodos Schottky D_{10} y D_{11} de la figura se encargan de convertir las salidas a open-drain.

Los valores y componentes del circuito de la figura son idénticos a los del desarrollo de [35], ya que el transistor MMBT3904 (transistor NPN de propósito general) y los diodos BAS40-04 (diódos Schottky de propósito general y conmutación rápida) se pueden conseguir fácilmente y vienen en encapsulados pequeños de montaje superficial tipo SOT-23 de tres pines. Los únicos componentes que se cambiaron fueron las resistencias de pull-up R_4 y R_5 , que se eligieron de $4.7\text{ k}\Omega$ al igual que en el circuito de la figura 3.30.

3.6 SISTEMA DE CONTROL

FALTA COMPLETAR ESTA SECCIÓN.

 Lorem ipsum dolor sit amet, consectetuer adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetuer id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi, congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget orci sit amet orci dignissim rutrum.

 Nam dui ligula, fringilla a, euismod sodales, sollicitudin vel, wisi. Morbi auctor lorem non justo. Nam lacus libero, pretium at, lobortis vitae, ultricies et, tellus. Donec aliquet, tortor sed accumsan bibendum, erat ligula aliquet magna, vitae ornare odio metus a mi. Morbi ac orci et nisl hendrerit mollis. Suspendisse ut massa. Cras nec ante. Pellentesque a nulla. Cum sociis natoque penatibus et magnis dis parturient montes, nascetur ridiculus mus. Aliquam tincidunt urna. Nulla ullamcorper vestibulum turpis. Pellentesque cursus luctus mauris.

3.7 CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN

La única parte de la plataforma de la figura 3.1 que hace falta implementar entonces, es el circuito de alimentación, que se encarga de proveer las tensiones y corrientes necesarias para el funcionamiento de todos los circuitos auxiliares de la plataforma. Al estar la plataforma dividida en circuitos de potencia y circuitos de señal o digitales, ambos aislados galvánicamente entre sí, va a ser necesario implementar fuentes de alimentación separadas y aisladas para cada una de estas partes.

Por este motivo, se presenta la tabla 3.11 que resume los requerimientos de alimentación de cada dispositivo de la plataforma, separando entre dispositivos de la parte de potencia y digital y por tensión de alimentación.

Tipo	Dispositivo	Tensión [V]	Corriente [mA]	Total [mA]
Potencia	2ED21834-S06J (x2)	10-20	2200	2200
	ACPL-P480 (x4)	5	12	
	LM5056A	5	7.5	43.5
	ISO7242C (Lado 1)	5	24	
Digital	TMCS1100A4	5	6	
	TMS320F28335	5	300	331
	FT232BL	5	25	
	ISO7242C (Lado 2)	3.3	24	24

TABLA 3.11 Resumen de requerimientos de alimentación de todos los dispositivos de la plataforma, separado por tipo y tensión de alimentación.

Para este proyecto, se va a conectar a la plataforma un circuito de alimentación externo no regulado, con nivel de tensión variable entre 12 V y 18 V aproximadamente, que vamos a llamar V_{DDA} . Dado que esta fuente es considerablemente ruidosa y los circuitos de señal son más sensibles al ruido (manejan niveles de tensión mucho menores), la fuente no regulada se conecta del lado de potencia de la plataforma, referenciado a la tierra del lado primario del convertidor, GND_1 .

3.7.1 ALIMENTACIÓN DE POTENCIA

Como se ve en la sección superior de la tabla 3.11, en los circuitos de potencia se necesitan únicamente dos niveles de tensión de alimentación para cuatro dispositivos distintos:

- **Circuito de 10-20 V:** Alimentación de ambos drivers para MOSFET (2ED21834-S06J), que consumen 2.2 A entre los dos, por cortos períodos de tiempo.
- **Circuito de 5 V:** Alimentación de los cuatro optoacopladores (ACPL-P480) que requieren 12 mA en total, del sensor de tensión/corriente (LM5056) que requiere 7.5 mA, y del lado de potencia del aislador para I²C (ISO7242C) que requiere 24 mA de corriente. 43.5 A de consumo total en el circuito.

Circuito de 10-20 V

Según su hoja de datos, el driver 2ED21834-S06J requiere una tensión de entre 10 V y 20 V en su pin de alimentación VCC, con corrientes transitorias de alrededor de 1.1 A

por cada driver para nuestra aplicación. Por esta razón, la alimentación para este dispositivo viene directamente de la fuente externa no regulada, con el agregado de un capacitor de bypass de $4.7 \mu\text{F}$ en derivación para filtrar la corriente ruidosa que entrega la fuente externa.

Círculo de 5 V

El resto de los dispositivos del circuito de potencia requieren algún tipo de tensión regulada (es decir que tiene una muy baja variación en el nivel de tensión que entrega). Por una cuestión de simplicidad de diseño, es preferible alimentar a todo con el mismo nivel de tensión, obviando la necesidad de circuitos adicionales. Entonces, observando los niveles de tensión de alimentación permitidos para estos tres dispositivos, se eligió una tensión estándar de 5 V que es compatible con todos los dispositivos.

Para lograr esta tensión regulada de 5 V se debe tomar la tensión no regulada V_{DDA} y bajar su nivel de tensión. Para esto se utiliza un **regulador lineal**, que toma una tensión de entrada y entrega a la salida una tensión (regulada) de menor valor. Es esencialmente un convertidor CC-CC lineal, que funciona bajo el principio de un divisor resistivo, utilizando un transistor como resistencia variable como se explicó en la sección 2 del capítulo 2. Los requerimientos que este regulador debe cumplir son los siguientes:

- Tensión de salida de 5 V.
- Regulación de tensión de salida menor a 500 mV.
- Tensión de entrada máxima mayor a 20 V.
- Corriente de salida mayor a 90 mA.
- Es deseable la utilización de encapsulados pequeños de montaje superficial.

Cumpliendo estas especificaciones, se eligió el regulador lineal modelo LM7805 de Fairchild Semiconductor, de tres terminales y 1 A de corriente máxima de salida. Se presenta a continuación una tabla con sus especificaciones.

Fabricante	Modelo	V_O [V]	Regulación [mV]	V_I [V]	V_{Drop} [V]	I_O [A]
Fairchild Semiconductor	LM7805	5	100	35	2	1

TABLA 3.12 Especificaciones del regulador lineal LM7805 de 5 V de Fairchild Semiconductor.^[38]

Dónde V_O es la tensión de salida (regulada) nominal, la regulación es la máxima variación de tensión de salida, V_I es la máxima tensión de entrada, V_{Drop} es la tensión de dropout, es decir la mínima diferencia de tensión que puede haber entre entrada y salida, e I_O es la máxima corriente de salida.



FIGURA 3.32 Regulador lineal LM7805 de Fairchild Semiconductor, en su encapsulado de montaje superficial tipo D-PAK o TO-252.

Este regulador se consigue con el empaquetado SMD de tres pines de tipo D-PAK o TO-252 de la figura 3.32. Incluye funcionalidades de seguridad como protección por sobre elevación térmica y cortocircuito, además de protección de operación en región segura del transistor de salida. Según recomendación del fabricante, se conectan dos capacitores por fuera del regulador: un capacitor de bypass de $0.33 \mu\text{F}$ entre el pin de entrada y tierra, y otro capacitor de bypass de $0.1 \mu\text{F}$ entre el pin de salida y tierra.

3.7.2 FUENTE AISLADA

Estando solucionada la alimentación de la parte de potencia de la plataforma, ahora se debe divisar una forma de obtener alimentación para la parte digital del circuito. Esta alimentación debe provenir de la alimentación externa no regulada V_{DDA} , pero al mismo tiempo estar aislada galvánicamente de la misma, utilizando la tierra GND_D como referencia. Como ya se estableció, esto es necesario para evitar daños y prevenir la introducción de ruido no deseado a través de los pines de alimentación de los dispositivos.

Para este propósito, vamos a utilizar un convertidor CC-CC regulado con aislación galvánica entre entrada y salida integrada en un único encapsulado. Esto reduce enormemente la complejidad de los circuitos de alimentación, pasando a ocupar mucho menos espacio y reduciendo su dependencia de tolerancias de circuitos de componentes discretos.

Particularmente, vamos a hacer uso de la fuente aislada THB 3-1211 de Traco Power (una marca de Traco Electronic AG), un regulador lineal aislado de 5 V y hasta 600 mA de salida. En la tabla 3.13 se presentan sus especificaciones más importantes.

Fabricante	Modelo	V_O [V]	Regulación	V_I [V]	V_{ISO} [V_{RMS}]	I_O [mA]
Traco Power	THB 3-1211	5	0.5 %	18	1000	600

TABLA 3.13 Especificaciones de la fuente CC-CC aislada THB 3-1211 de Traco Power.^[36]

Dónde V_O es la tensión de salida (regulada) nominal, la regulación es la máxima variación de tensión de salida, V_I es la máxima tensión de entrada, V_{ISO} es la máxima tensión momentánea soportada entre entrada y salida, e I_O es la máxima corriente de salida.



FIGURA 3.33 Fuente CC-CC aislada THB 3-1211 de Traco Power, en su encapsulado de montaje THT con patas en configuración DIP-24.

La fuente viene en un encapsulado de montaje through-hole, con una configuración de pines compatible con un encapsulado de tipo DIP-24, como se ve en la figura 3.33. El dispositivo cuenta con protecciones para conservar su integridad y proteger el resto de los circuitos, como protección contra cortocircuitos y función de undervoltage lockout, que detiene el funcionamiento de la fuente ante la detección de baja tensión de salida.

Para una buena inmunidad al ruido, se conectan externamente a la fuente una serie de capacitores de bypass que se encargan de filtrar los ruidos de altas frecuencias que se introducen por interferencia. Estos incluyen un capacitor de $4.7\ \mu F$ en derivación entre la entrada de la fuente y GND_1 , y luego un paralelo de dos capacitores entre la salida aislada de 5V y GND_D , de $0.1\ \mu F$ y $10\ \mu F$, para filtrar un amplio rango de frecuencias de interferencia.

3.7.3 ALIMENTACIÓN DIGITAL

En la mitad inferior de la tabla 3.11 se encuentran todos los requerimientos de alimentación de la parte digital, que se dividen en dos niveles de tensión:

- **Circuito de 5 V:** Alimentación del sensor de efecto Hall que consume 6 mA, del controlador TMS320F28335 con consumo de 300 mA, y del circuito FTDI para USB FT232BL que requiere 25 mA. Consumo total de 331 mA.
- **Circuito de 3.3 V:** Únicamente necesario para la alimentación del lado digital del aislador para I²C (ISO7242C), que consume un máximo de 24 mA.

A diferencia de los drivers de MOSFETs del lado de potencia, que reciben en su alimentación una tensión no regulada, todos los dispositivos del lado digital de la plataforma, tanto los de 5V como los de 3.3V, requieren en sus pines de alimentación una tensión regulada con poca variación, la cuál ya es provista directamente por la fuente aislada de la sección anterior.

Circuito de 5 V

Para el circuito de 5V del lado digital de la plataforma, no es necesario utilizar un regulador. La fuente aislada THB 3-1211 de la figura 3.33 ya provee a su salida esta tensión, aislada de la parte de potencia, con una muy baja regulación y una capacidad de corriente de 600 mA como se ve en la tabla 3.13, cómodamente por encima de los 300 mA que son demandados por los componentes.

Circuito de 3.3 V

Para implementar el circuito de alimentación de 3.3V aislado, se deben tomar los 5V a la salida de la fuente aislada, y mediante un regulador de tensión fija obtener los 3.3V regulados a la salida. Por este motivo, además por el bajo consumo de este circuito, los requerimientos de este regulador van a ser distintos a los del regulador de 5V de la figura 3.32, ya que tiene una distinta tensión de salida y una mucho menor diferencia entre salida y entrada. Los requerimientos se plantearon de la siguiente manera:

- Tensión de salida de 3.3V.
- Regulación de tensión de salida menor a 500 mV.
- Tensión de dropout menor a 1V.
- Corriente mínima de salida por debajo de 10 mA, para poder sostener el bajo consumo del ISO7242C.
- Es deseable la utilización de encapsulados pequeños de montaje superficial.

Con estos requerimientos no es posible utilizar alguna variante de LM7805 utilizado para la alimentación del lado de potencia, ya que no existe ninguna con una salida de 3.3V, además de tener tensiones de dropout de alrededor de los 2V. Por estos motivos,

es necesario buscar reguladores de tipo *low-dropout*, que tienen tensiones de dropout del orden de los mV.

Luego de buscar en catálogos online y en los dispositivos disponibles en el instituto, se decidió por el modelo LP2985-3.3 de Texas Instruments, un regulador low-dropout de 3.3V de tensión de salida. Se presenta abajo la tabla con sus principales especificaciones.

Fabricante	Modelo	V_O [V]	Regulación [mV]	V_{Drop} [mV]	$I_{O(min)}$ [mA]
Texas Instruments	LP2985-3.3	3.3		1	90

TABLA 3.14 Especificaciones del regulador lineal low-dropout LP2985-3.3 de 3.3V de Texas Instruments.^[39]

Donde V_O es la tensión de salida (regulada) nominal, la regulación es la máxima variación de tensión de salida, V_{Drop} es la tensión de dropout, e $I_{O(min)}$ es la mínima corriente de salida bajo la cual el dispositivo sigue regulando la tensión.



FIGURA 3.34 Regulador lineal low-dropout LP2985-3.3 de Texas Instruments, en su encapsulado SMD de tipo SOT-23-5.

El LP2985-3.3 se produce con un encapsulado de montaje superficial de cinco pines del tipo SOT-23-5 como se observa en la figura 3.34. Además de los tres pines de entrada, tierra y salida normales, tiene un terminal para su activación y desactivación (ON/OFF), y un pin adicional (BYPASS) de utilización opcional.

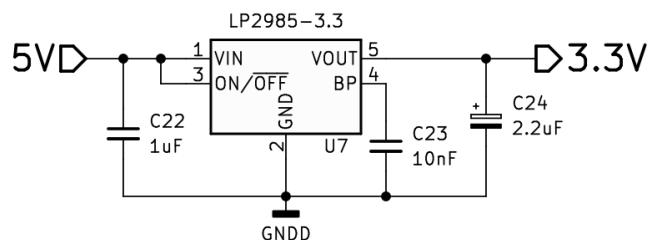


FIGURA 3.35 Esquema de conexión del regulador lineal LP2985-3.3, según recomendaciones del fabricante.

En la figura 3.35 se puede ver el circuito externo conectado al regulador, con capacitores conectados según la recomendación del fabricante en la hoja de datos. Los capacitores conectados entre el pin de entrada y tierra, y entre el pin salida y tierra son capacitores de bypass dimensionados según indicaciones. Luego se utiliza el terminal de BYPASS, conectando un capacitor en derivación entre este terminal y tierra, para disminuir el nivel de ruido en el pin de salida de 3.3V. El pin de activación ON/OFF se deja conectado a la entrada, dado que no se va a utilizar la función de desactivación. Todas las conexiones a tierra se realizan en la masa digital GND_D , al estar el regulador del lado aislado de los circuitos de alimentación.

3.8 RESUMEN

FALTA COMPLETAR ESTA SECCIÓN.

 Lorem ipsum dolor sit amet, consectetuer adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetuer id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Mauris ut leo. Cras viverra metus rhoncus sem. Nulla et lectus vestibulum urna fringilla ultrices. Phasellus eu tellus sit amet tortor gravida placerat. Integer sapien est, iaculis in, pretium quis, viverra ac, nunc. Praesent eget sem vel leo ultrices bibendum. Aenean faucibus. Morbi dolor nulla, malesuada eu, pulvinar at, mollis ac, nulla. Curabitur auctor semper nulla. Donec varius orci eget risus. Duis nibh mi, congue eu, accumsan eleifend, sagittis quis, diam. Duis eget orci sit amet orci dignissim rutrum.

 Nam dui ligula, fringilla a, euismod sodales, sollicitudin vel, wisi. Morbi auctor lorem non justo. Nam lacus libero, pretium at, lobortis vitae, ultricies et, tellus. Donec aliquet, tortor sed accumsan bibendum, erat ligula aliquet magna, vitae ornare odio metus a mi. Morbi ac orci et nisl hendrerit mollis. Suspendisse ut massa. Cras nec ante. Pellentesque a nulla. Cum sociis natoque penatibus et magnis dis parturient montes, nascetur ridiculus mus. Aliquam tincidunt urna. Nulla ullamcorper vestibulum turpis. Pellentesque cursus luctus mauris.

REFERENCIAS

- [1] Colin P. Morice et al. «Quantifying uncertainties in global and regional temperature change using an ensemble of observational estimates: The HadCRUT4 data set». En: *Journal of Geophysical Research: Atmospheres* 117.D8 (2012). doi: 10.1029/2011JD017187.
- [2] UNEP Copenhagen Climate Centre (UNEP-CCC) UNEP. «Emissions Gap Report 2021: The Heat Is On – A World of Climate Promises Not Yet Delivered – Executive Summary». En: *United Nations Environment Programme* (2021).
- [3] V. Smil. *Energy Transitions: Global and National Perspectives, 2nd Edition*. ABC-CLIO, LLC., 2016. ISBN: 978-1440853241.
- [4] Asmae Berrada y El Rachid Mrabet. *Hybrid Energy System Models*. Amsterdam: Academic Press, 2020. ISBN: 978-0-12-821403-9.
- [5] J.J. Tulpone et al. «Experimental platform for development and Evaluation of hybrid generation systems based on fuel cells». En: *International Journal of Hydrogen Energy* 37 (2012), págs. 10346-10353.
- [6] Jorge L. Anderson, Paul F. Puleston y Pedro Fornaro. «Control de Sistema Híbrido de Energía Basado en Pilas de Combustible y Supercapacitores». En: () .
- [7] L. Carrette, K.A. Friedrich y U. Stimming. «Fuel Cells - Fundamentals and Applications». En: (2001).
- [8] EG&G Technical Services Inc. *Fuel Cell Handbook (Seventh Edition)*. 2004.
- [9] Andrew L. Dicks y David A.J. Rand. *Fuel Cell Systems Explained*. John Wiley & Sons, Ltd, 2018. ISBN: 9781118706992. doi: 10.1002/9781118706992.
- [10] Horizon Educational. *H-Series Fuel Cell Stacks - Open-cathode PEM fuel cells*.
- [11] J.L. Anderson, J.J. Moré y P.F. Puleston. «Diseño y validación experimental de un Controlador Super-Twisting aplicado a un Módulo de Pila de Combustible». En: (2018).
- [12] Daniel W. Hart. *Power Electronics*. McGraw Hill, 2011. ISBN: 978-0-07-338067-4.
- [13] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics Handbook*. Academic Press, 2007. ISBN: 978-0-12-088479-7.
- [14] Xinbo Ruan. *Soft-Switching PWM Full-Bridge Converters - Topologies, Control and Design*. John Wiley & Sons, Ltd, 2014. ISBN: 978-1-118-70220-8.
- [15] Sudipta Chakraborty, Marcelo G. Simões y William E. Kramer. *Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems - A Sourcebook of Topologies, Control and Integration*. 2013. ISBN: 978-1-4471-5104-3. doi: 10.1007/978-1-4471-5104-3.
- [16] Oladimeji Ibrahim et al. «Design and Simulation of Phase-Shifted Full Bridge Converter for Hybrid Energy Systems». En: () .
- [17] Texas Instruments. *TMS320F2833x, TMS320F2823x Real-Time Microcontrollers*. 2022.
- [18] Texas Instruments. *TMS320x2833x, TMS320x2823x Technical Reference Manual (SPRU107)*. 2020.
- [19] ITECH ELECTRONICS. *IT8500+ Programmable DC Electronic Load*.
- [20] International Rectifier. *IRFP150N - HEXFET® Power MOSFET*.
- [21] ON Semiconductor. *MUR805G, MUR810G, MUR815G, MUR820G, MUR840G, MUR860G, MURF860G, SUR8820G, SUR8840G - Switched-mode Power Rectifiers*.
- [22] E. Baghaz et al. «Study and Design of a Full Bridge DC / DC Power Converter». En: *Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering* 6.2 (2019), págs. 31-45. doi: 10.13189/ujeee.2019.060201.
- [23] Mateo Begue. «Understanding Peak Source and Sink Current Parameters - Texas Instruments». En: *TI TechNotes* (2020).
- [24] Infineon Technologies. *2ED2183 (4) S06F (J) - 650 V half-bridge gate driver with integrated bootstrap diode*. 2021.

- [25] Mamadou Diallo. *Application Report: Bootstrap Circuitry Selection for Half-Bridge Configurations - SLUA887* - Texas Instruments. Inf. téc. 2018.
- [26] Silvio Ziegler et al. «Current Sensing Techniques: A Review». En: *IEEE Sensors Journal* 9.4 (2009), págs. 354-376. doi: 10.1109/JSEN.2009.2013914.
- [27] Emanuel Caravelli y Gonzalo M. Irusta. «Diseño y Control de una Etapa de Potencia para una Pila de Combustible Tipo PEM». En: (2011).
- [28] Texas Instruments. *TMCS1100 1% High Precision, Basic Isolation Hall-Effect Current Sensor With $\pm 600\text{-V}$ Working Voltage*. 2021.
- [29] Texas Instruments. *LM5056, LM5056A - High-Voltage System Power Management Device with PMBusTM*. 2013.
- [30] Harry Holt. *A Deeper Look into Difference Amplifiers - Analogo Devices*. Inf. téc. 2014.
- [31] Texas Instruments. *OPAx365 50-MHz, Zero-Crossover, Low-Distortion, High CMRR, RRI/O, Single-Supply Operational Amplifier*. 2020.
- [32] Jonathan Valdez y Jared Becker. *Understanding the I²C Bus - Texas Instruments*. Inf. téc. 2015.
- [33] Broadcom. *ACPL-P480 and ACPL-W480 - High CMR Intelligent Power Module and Gate Drive Interface Optocoupler*. 2020.
- [34] Texas Instruments. *ISO724x High-Speed, Quad-Channel Digital Isolators*. 2017.
- [35] Thomas Kugelstadt. *Analogo Design Journal - Designing a reinforced isolated I²C-Bus interface by using digital isolators*. Inf. téc. 2018.
- [36] TRACO POWER. *DC/DC Medical Converter - THB 3 Series, 3 Watt*. 2022.
- [37] TRACO POWER. *THB 3 Series - Application Note*. Inf. téc. 2020.
- [38] Fairchild Semiconductor. *MC78XX/LM78XX/MC78XXA - 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator*. 2001.
- [39] Texas Instruments. *LP2985 150-mA, Low-Noise, Low-Dropout Regulator With Shutdown*. 2022.