

# **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 de los algoritmos de control 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 control algorithms, and experimental validation of the working platform.



# ÍNDICE

<b>1</b>	<b>INTRODUCCIÓN</b>	<b>7</b>
1.1	Sistemas Híbridos de Generación de Energía . . . . .	8
<b>2</b>	<b>ANÁLISIS DE LA PLATAFORMA</b>	<b>11</b>
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. . . . .	13
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 . . . . .	26
2.2.4	El Convertidor de Puente Completo . . . . .	30
2.3	Sistema de Control . . . . .	32
2.4	Carga Electrónica Variable . . . . .	33
<b>3</b>	<b>DISEÑO DE LA PLATAFORMA</b>	<b>35</b>
3.1	Consideraciones Generales. . . . .	36
3.1.1	Aislación de Tierras. . . . .	36
3.1.2	Selección de Componentes. . . . .	36
3.1.3	Herramientas de Software. . . . .	37
3.2	Convertidor CC-CC Conmutado. . . . .	39
3.2.1	Especificaciones de Diseño . . . . .	39
3.2.2	Selección de Llaves . . . . .	40
3.2.3	Transformador. . . . .	43
3.2.4	Selección de Diodos Rectificadores. . . . .	43
3.2.5	Inductor de Salida . . . . .	44
3.2.6	Capacitores de Filtro. . . . .	45
3.3	Circuito Driver . . . . .	46
3.3.1	Selección y Diseño . . . . .	46
3.3.2	Dimensionamiento de Componentes . . . . .	48
3.3.3	Esquema Interno del Dispositivo . . . . .	48
3.4	Sistema de Medición . . . . .	50
3.4.1	Etapas de Sensado . . . . .	50
3.4.2	Etapas de Acondicionamiento. . . . .	59
3.4.3	Etapas de Transmisión . . . . .	61
3.5	Etapas de Aislación de Señal . . . . .	63
3.5.1	Tecnologías de Aislación de Señal. . . . .	63
3.5.2	Aislación de los Drivers . . . . .	63
3.5.3	Aislación I <sup>2</sup> C . . . . .	65
3.6	Sistema de Control . . . . .	68
3.7	Circuito de Alimentación . . . . .	69
	<b>REFERENCIAS</b>	<b>70</b>



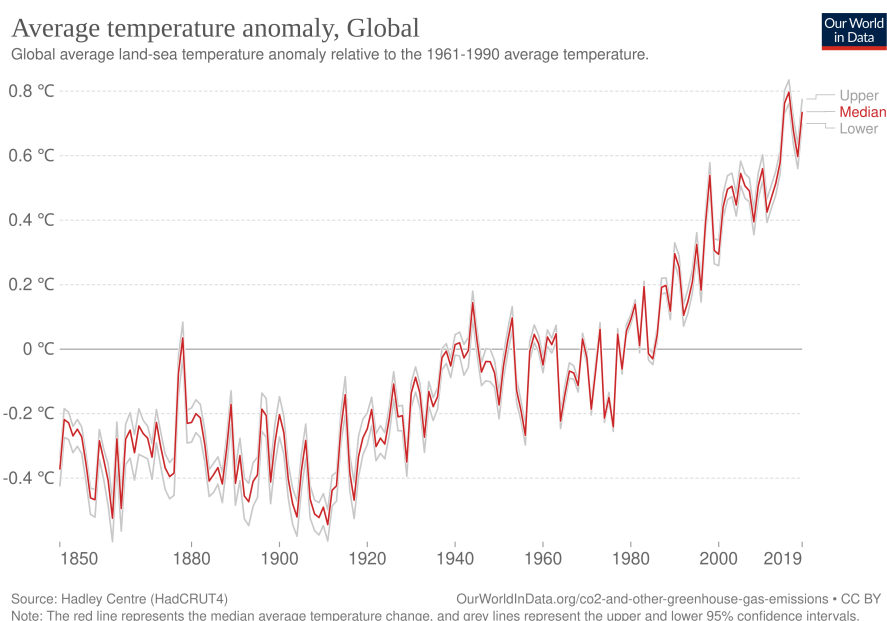


# INTRODUCCIÓN

## 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 biósfera 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)<sup>[1]</sup>, con algunos estimados conservadores de más de 2,5 °C para finales de siglo.<sup>[2]</sup> 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).<sup>[3]</sup> 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 CO<sub>2</sub> 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.<sup>[4]</sup>

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).<sup>[5][6]</sup>

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.<sup>[6]</sup>



**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 monitorea 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 los 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.

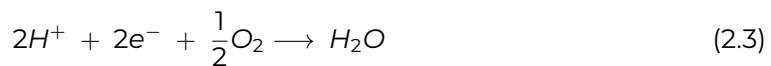
### 2.1.1 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Esencialmente, una celda de combustible es una celda galvánica o celda voltáica 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.<sup>[7]</sup> 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 como interfaz entre ánodo y cátodo. La carga es conectada entre el ánodo y el cátodo.

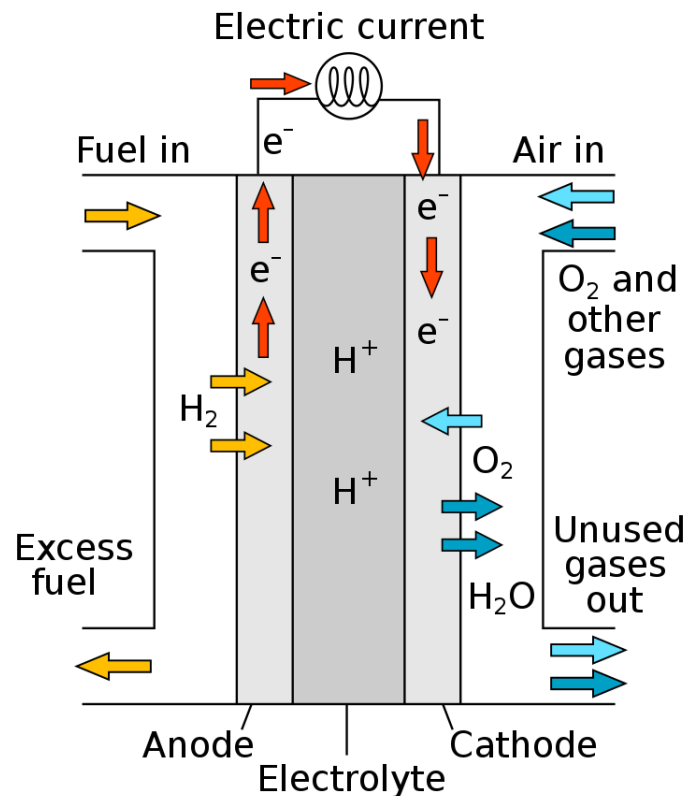
La reacción redox de la ecuación 2.1, dentro de una celda de combustible como la del esquema, en realidad se separa en dos reacciones parciales distintas.



De esta manera, alimentado 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



**FIGURA 2.2** Esquema de una celda de combustible, con todos sus componentes indicados (Placeholder).

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 conexionado de celdas más común, llamado *Planar-Bipolar Stacking* o Apilado Planar-Bipolar.<sup>[8]</sup>

### 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



**FIGURA 2.3** Figura de un stack de celdas (Placeholder).

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 donde 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 °C), y entre 35 % y 50 % para celdas de baja temperatura (<120 °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.<sup>[7][8]</sup>

## 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 °C y 105 °C) y tienen un electrolito de estado sólido.

Este electrolito es una membrana de intercambio protónico: una membrana semipermeable 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 poliestireno, 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.<sup>[7][8]</sup>

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.<sup>[7][8]</sup>

## 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  $CO_2$ . 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.<sup>[7][8]</sup>

## 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.<sup>[7][8]</sup>

## 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.<sup>[7][8]</sup>

### 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 ( $\bar{g}_f$ ).

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

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 ( $1,602 \times 10^{-19} \text{ C}$ ) 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  $80^\circ \text{C}$  de una celda tipo PEM típica es de  $-228,2 \text{ kJ mol}^{-1}$ .<sup>[9]</sup>

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

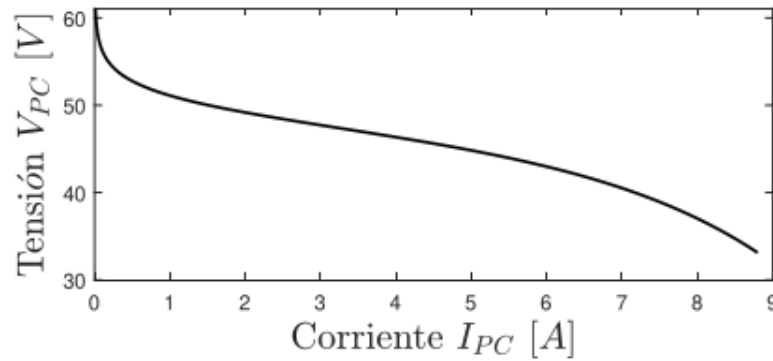
Con esta ecuación, por lo tanto, se puede obtener la **tensión de circuito abierto de celda teórica** de una celda de combustible cualquiera; pero se debe tener en cuenta que este valor es ideal, y no tiene en cuenta múltiples factores que reducen la eficiencia (y la tensión de circuito abierto) del 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.

En esta curva se pueden señalar tres regiones de pérdidas bien marcadas: la región de **pérdidas de activación** cerca de corriente nula, seguida por la región de **pérdidas óhmicas**, y finalmente, acercándose a la máxima corriente, la región de **pérdidas de concentración**. 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** 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



**FIGURA 2.4** Curva de tensión vs. corriente típica de una celda de combustible tipo PEM (Placeholder).

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 reacción redox de agua que nos interesa. La ecuación de Tafel relaciona la caída de tensión en un electrodo  $\Delta V_{act}$  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 más 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** 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  $\Delta V_{ohm}$  está 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 ( $\text{A m}^{-2}$ ).

**Región de Pérdidas de Concentración** Esta última región de pérdidas viene dada, como dice su nombre, por la reducción de la concentración de combustible y comburente 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  $\Delta V_{conc}$ .

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  $\Delta V_{conc}$  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 a 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, que 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.<sup>[10]</sup>

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 conmutado 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



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

tensión de salida en función de la corriente es el que se 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.<sup>[1]</sup>

## 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.

La forma más básica que se podría concebir para un dispositivo que cumpla esta función es la de un simple divisor resistivo, en el cual la tensión  $V_{out}$  depende de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  y la tensión de entrada  $V_{in}$ .

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Entonces, variando la relación entre  $R_1$  y  $R_2$ , se puede variar la tensión  $V_{out}$  entre tensión nula y  $V_{in}$ . Sin embargo, se necesita solo un análisis superficial de esta topología para ver que no es viable para ningún tipo de aplicación, más que nada por su pobre eficiencia energética (para obtener una tensión igual a la mitad de la entrada, se pierde la mitad de la potencia en disipación resistiva).

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

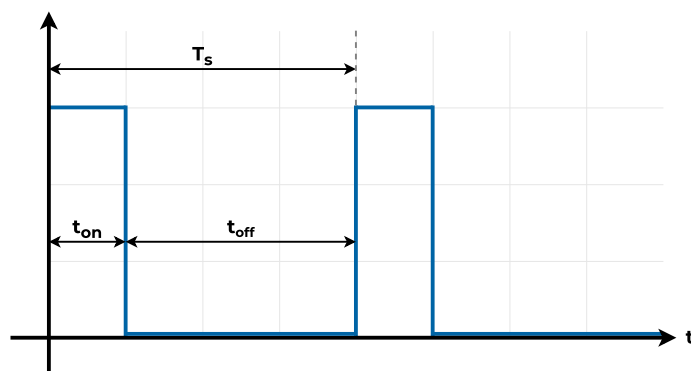
Dado que para esta plataforma se utiliza un convertidor conmutado (principalmente por su gran ventaja en eficiencia energética), se enfocará el análisis únicamente en éstos; comenzando por una explicación de los conceptos básicos necesarios para comprender su funcionamiento.

### 2.2.1 CONCEPTOS BÁSICOS

Como se detalló más arriba, los convertidores CC-CC conmutados 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.

Los convertidores CC-CC conmutados 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.



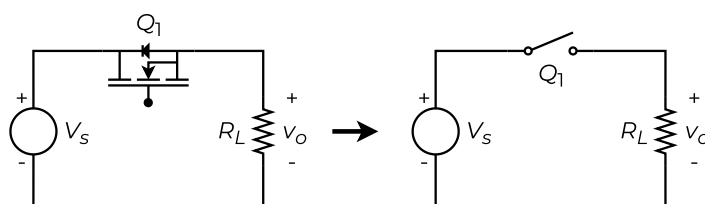
**FIGURA 2.6** Una forma de onda cuadrada con ciclo de trabajo  $D$  del 25 %.

- **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  $V_s$ .

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

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 conmutado 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 todas 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  $(\Delta i_L)_{\text{cerrado}}$  mientras la llave permanece cerrada es entonces

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

Reorganizando:

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

**Llave abierta** Ahora, al abrirse la llave durante el tiempo  $t_{\text{off}} = (1 - D)T_s$ , 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.



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

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

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

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  $(\Delta i_L)_{\text{abierto}}$  mientras la llave está abierta es

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

Reordenando:

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

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.

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

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.

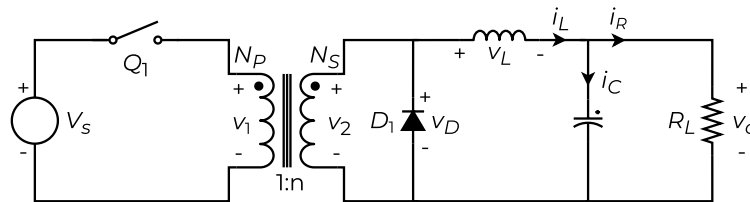
Es claro que el adiciónado de un transformador agrega una mayor complejidad al circuito. Entonces, ¿por qué se busca esta aislación galvánica? Sin la aislación interpuesta, nuestra salida va a compartir la conexión a tierra con la fuente de alimentación, (que suelen tener tierras muy ruidosas) introduciendo 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*<sup>[14]</sup>, 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  $\phi_m$ .

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

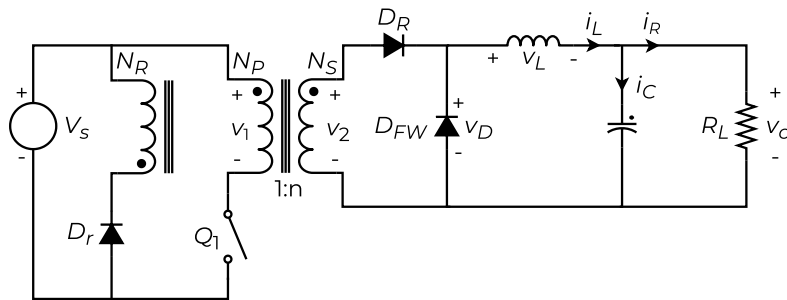
la corriente del transformador se anulen, y por lo tanto, el flujo magnetizante se mantiene constante.

Entonces, durante un período de conmutación  $T_s$ , el flujo  $\phi_m$  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.<sup>[12]</sup>

$$v_o = \left( \frac{N_S}{N_P} \right) V_s D = n V_s D \quad (2.23)$$

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  $N_R$  iguales). Esto puede ser problemático para aplicaciones de alta tensión, ya que los transistores de alta tensión que se requieren son mas 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  $\phi_m$ . 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*.

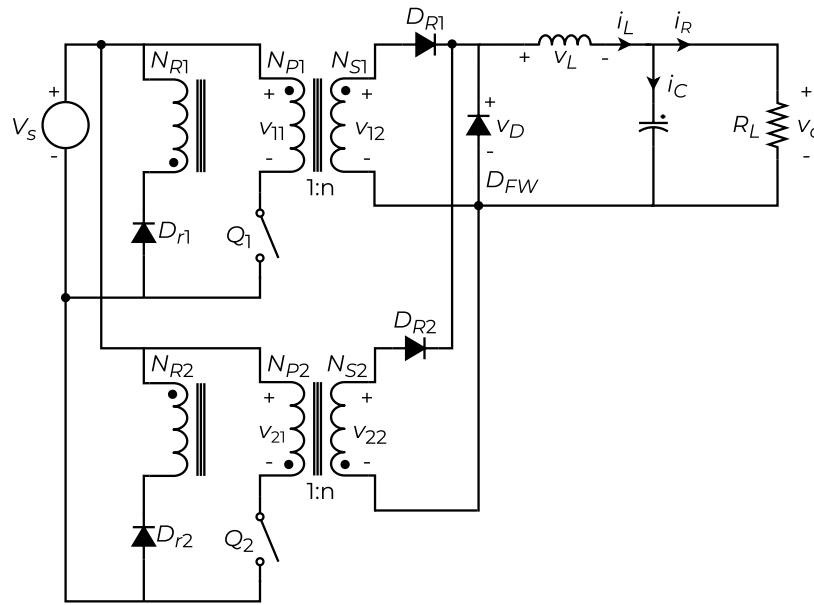
Una consecuencia que existe para ambos tipos de convertidores forward (normal y *double-ended*), es que al estar el ciclo de trabajo limitado a la mitad del período, los requerimientos de filtrado aumentan considerablemente. Esto requiere de la utilización de una bobina de mucha mayor inductancia, aumentando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

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

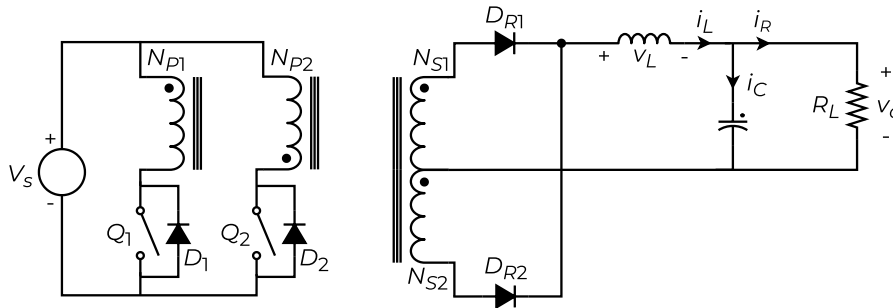
Una posible solución podría ser la conexión de dos convertidores forward en paralelo en el primario, que luego compartan el diodo  $D_1$  y el filtro de salida LC del lado secundario. Los interruptores  $Q_1$  y  $Q_2$  deben operar de manera complementaria, con  $Q_1$  conduciendo cuando  $Q_2$  se 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 compartan 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).



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

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 libre  $D_{FW}$  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.



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

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 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)<sup>[12]</sup>, 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 desable 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 conxión 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, la 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 (Placeholder).

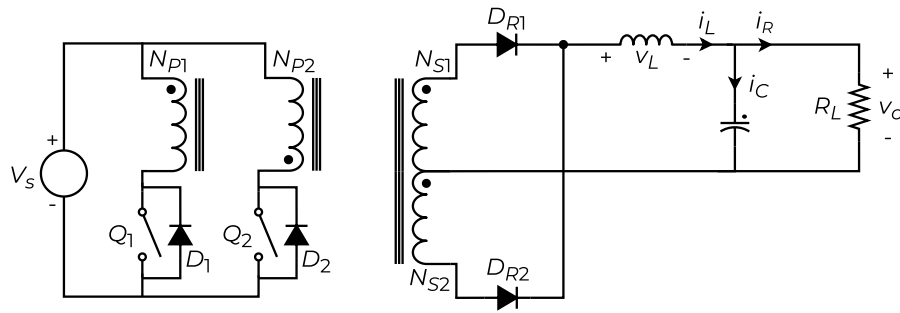
Si conectamos ambas variantes del forward de dos llaves en paralelo, obtenemos el circuito de la figura 2.16, donde las llaves  $Q_1$  y  $Q_4$  conmutan en sincronía, y desfasadas un tiempo  $T_s/2$  de  $Q_2$  y  $Q_3$  (que también conmutan en sincronía).

Siguiendo los pasos de la derivación del push-pull, si hacemos que ambos bobinados primarios compartan 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 punto medio en el secundario (Placeholder).

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 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 tener 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 (Placeholder).

## 2.3 SISTEMA DE CONTROL

### FALTA COMPLETAR ESTA SECCIÓN.

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur 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.

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.

## 2.4 CARGA ELECTRÓNICA VARIABLE

ITECH IT8514B+ - 500 V/60 A/1500 W

### FALTA COMPLETAR ESTA SECCIÓN.

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur 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.

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.

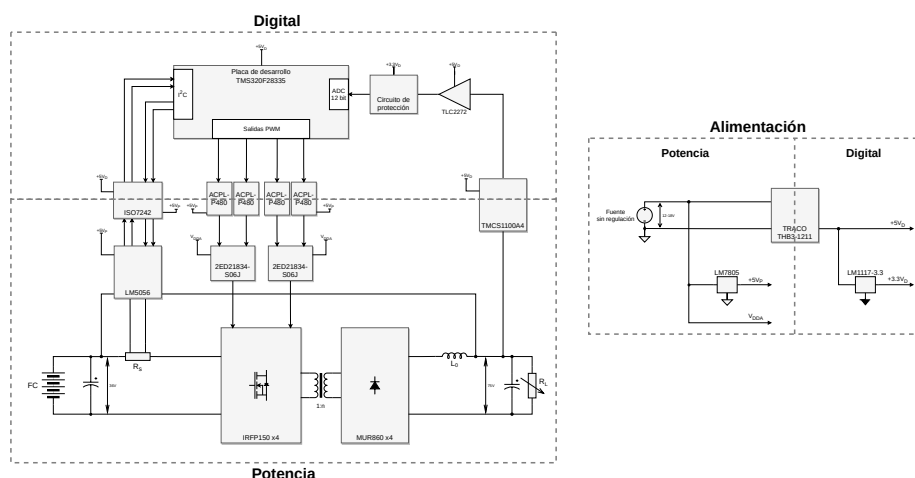


# DISEÑO DE LA PLATAFORMA

## 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 (Placeholder).

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

- **Convertidor CC-CC Conmutado:** 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.
- **Circuito 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.

- **Etapas de Aislación de Señal:** Esta etapa se encarga de generar una barrera de aislamiento eléctrico 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.
- **Circuito 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 aislamiento 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*.

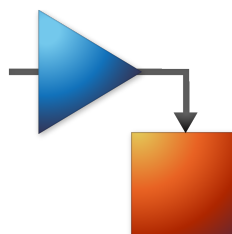


FIGURA 3.3 Logotipo de la plataforma de simulación Simulink.

Específicamente, 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*.



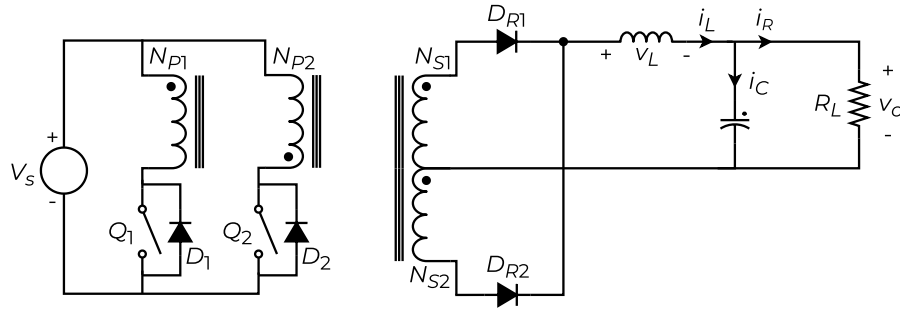
**FIGURA 3.4** Logotipo del software de control de versiones *Git*.

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 (Placeholder).

### 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.<sup>[10]</sup>

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 conmutar 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  $v_{FC}$ :** 65 V<sub>máx</sub>, 30 V<sub>mín</sub>
- **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

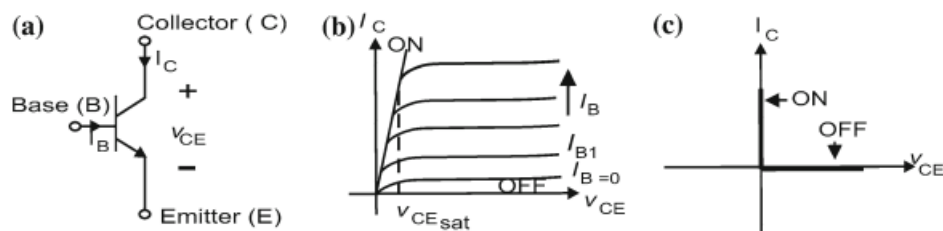
Las cuatro llaves ideales que conforman el circuito puente del lado primario son implementadas por algún dispositivo electrónico de tres terminales (los dos terminales de potencia, y un tercer terminal de control con el que se comanda la conmutación de la llave). Existen dentro de estas llaves dos categorías 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, evaluándolos 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.



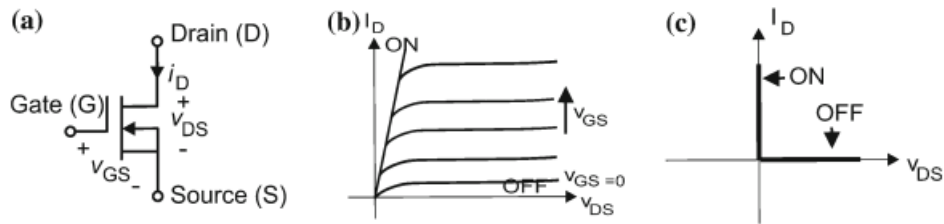
**FIGURA 3.6** El transistor bipolar (a) su símbolo eléctrico, (b) su curva característica, (c) su curva como llave ideal (Placeholder).

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 ( $V_{CE} \leq V_{CE(sat)}$ ).

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  $\mu s$ . Sin embargo, como ventaja tienen su baja impedancia de salida, lo que les da una muy baja pérdida de conducción.<sup>[12][15]</sup>

**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.



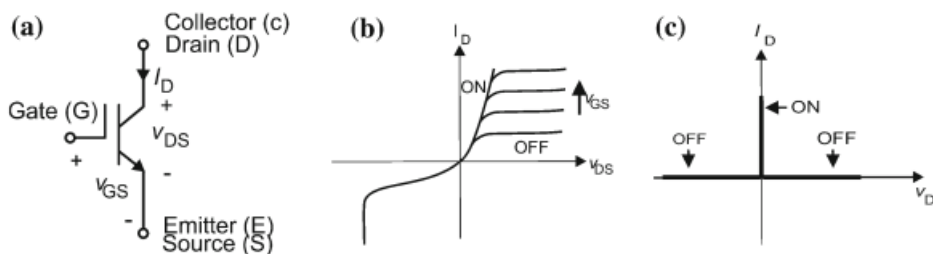
**FIGURA 3.7** El MOSFET (a) su símbolo eléctrico, (b) su curva característica, (c) su curva como llave ideal (Placeholder).

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  $m\Omega$ .

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 conmutación es muy baja; como el dispositivo trabaja con portadores mayoritarios, su velocidad de conmutación 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.<sup>[12][15]</sup>

**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 (Placeholder).

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 1 kV, 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.<sup>[12][15]</sup>

## 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 baja 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  $T_s = 1/f_s = 50$   $\mu$ 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.

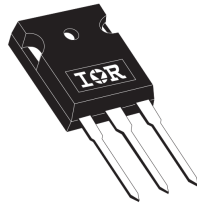
Particularmente, se eligió el modelo **IRFP150N de International Rectifier** (hoy en día parte de Infineon Technologies), cuyas especificaciones se muestran en la siguiente tabla. Estos dispositivos se eligieron por su bajo tiempo de conmutación y resistencia de salida, además fue un factor adicional 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.<sup>[16]</sup>

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,  $R_{DS(on)}$  la resistencia drain-source en estado encendido,  $t_{on}$  y  $t_{off}$  el tiempo de encendido y apagado, y  $V_{GS(th)}$  la tensión umbral para el encendido del transistor.

Este transistor es un nMOSFET (canal N) de enriquecimiento de tecnología HEX-FET, 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  $\mu$ 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 TRANSFORMADOR

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.

Quisque ullamcorper placerat ipsum. Cras nibh. Morbi vel justo vitae lacus tincidunt ultrices. Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. In hac habitasse platea dictumst. Integer tempus convallis augue. Etiam facilisis. Nunc elementum fermentum wisi. Aenean placerat. Ut imperdiet, enim sed gravida sollicitudin, felis odio placerat quam, ac pulvinar elit purus eget enim. Nunc vitae tortor. Proin tempus nibh sit amet nisl. Vivamus quis tortor vitae risus porta vehicula.

### 3.2.4 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  $I_F > 4.5\text{ A}$ .
- Tiempo de recuperación de inversa  $t_{rr}$  mucho menor al período de conmutación  $T_s$  de  $50\text{ }\mu\text{s}$ .
- Encapsulado THT capaz de manejar altas disipaciones de potencia.

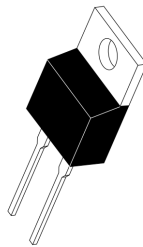
Con estas especificaciones en cuenta, se eligieron los diodos ultrafast recovery de la serie MUR, particularmente el modelo MUR860 por su corto tiempo de recuperación inversa, baja caída de tensión en conducción y alta tensión inversa máxima. Se detallan sus especificaciones importantes en el siguiente 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.<sup>[17]</sup>

Donde  $V_{RRM}$  es la máxima tensión inversa repetitiva,  $I_{F(AV)}$  es la máxima corriente rectificadora promedio,  $V_F$  es la tensión directa instantánea y  $t_{rr}$  el máximo tiempo de recuperación 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  $1.5\text{ V}$  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.

### 3.2.5 INDUCTOR DE SALIDA

Fusce mauris. Vestibulum luctus nibh at lectus. Sed bibendum, nulla a faucibus semper, leo velit ultricies tellus, ac venenatis arcu wisi vel nisl. Vestibulum diam. Aliquam pellentesque, augue quis sagittis posuere, turpis lacus congue quam, in hendrerit risus eros eget felis. Maecenas eget erat in sapien mattis porttitor. Vestibulum porttitor. Nulla facilisi. Sed a turpis eu lacus commodo facilisis. Morbi fringilla, wisi in dignissim interdum, justo lectus sagittis dui, et vehicula libero dui cursus dui. Mauris

tempor ligula sed lacus. Duis cursus enim ut augue. Cras ac magna. Cras nulla. Nulla egestas. Curabitur a leo. Quisque egestas wisi eget nunc. Nam feugiat lacus vel est. Curabitur consectetur.

Suspendisse vel felis. Ut lorem lorem, interdum eu, tincidunt sit amet, laoreet vitae, arcu. Aenean faucibus pede eu ante. Praesent enim elit, rutrum at, molestie non, nonummy vel, nisl. Ut lectus eros, malesuada sit amet, fermentum eu, sodales cursus, magna. Donec eu purus. Quisque vehicula, urna sed ultricies auctor, pede lorem egestas dui, et convallis elit erat sed nulla. Donec luctus. Curabitur et nunc. Aliquam dolor odio, commodo pretium, ultricies non, pharetra in, velit. Integer arcu est, nonummy in, fermentum faucibus, egestas vel, odio.

### 3.2.6 CAPACITORES DE FILTRO

Sed commodo posuere pede. Mauris ut est. Ut quis purus. Sed ac odio. Sed vehicula hendrerit sem. Duis non odio. Morbi ut dui. Sed accumsan risus eget odio. In hac habitasse platea dictumst. Pellentesque non elit. Fusce sed justo eu urna porta tincidunt. Mauris felis odio, sollicitudin sed, volutpat a, ornare ac, erat. Morbi quis dolor. Donec pellentesque, erat ac sagittis semper, nunc dui lobortis purus, quis congue purus metus ultricies tellus. Proin et quam. Class aptent taciti sociosqu ad litora torquent per conubia nostra, per inceptos hymenaeos. Praesent sapien turpis, fermentum vel, eleifend faucibus, vehicula eu, lacus.

Pellentesque habitant morbi tristique senectus et netus et malesuada fames ac turpis egestas. Donec odio elit, dictum in, hendrerit sit amet, egestas sed, leo. Praesent feugiat sapien aliquet odio. Integer vitae justo. Aliquam vestibulum fringilla lorem. Sed neque lectus, consectetur at, consectetur sed, eleifend ac, lectus. Nulla facilisi. Pellentesque eget lectus. Proin eu metus. Sed porttitor. In hac habitasse platea dictumst. Suspendisse eu lectus. Ut mi mi, lacinia sit amet, placerat et, mollis vitae, dui. Sed ante tellus, tristique ut, iaculis eu, malesuada ac, dui. Mauris nibh leo, facilisis non, adipiscing quis, ultrices a, dui.

### 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  $\mu$ s de la excitación.
- Corrientes de sink y source mayores a 2 A para cargar rápidamente las capacitancias de los transistores, calculado según la nota de aplicación de [18].
- 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 3.11). 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

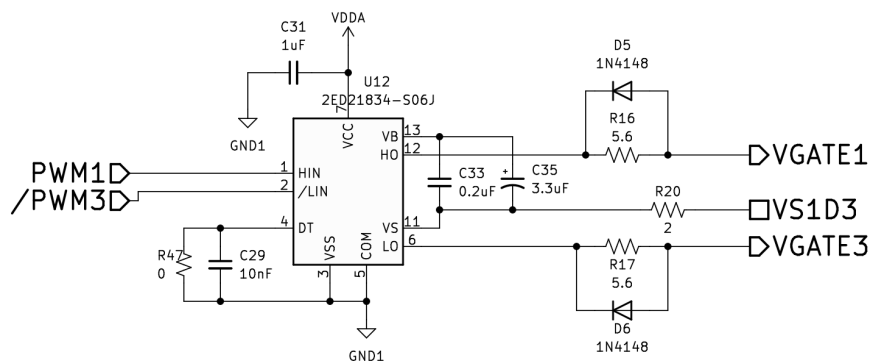
**TABLA 3.3** Especificaciones del driver modelo 2ED21834-S06J de Infineon Technologies.<sup>[19]</sup>

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 3.11** 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 [19], que se puede ver en la figura 3.12.



**FIGURA 3.12** 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  $GND_1$ . 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.

### 3.3.2 DIMENSIONAMIENTO DE COMPONENTES

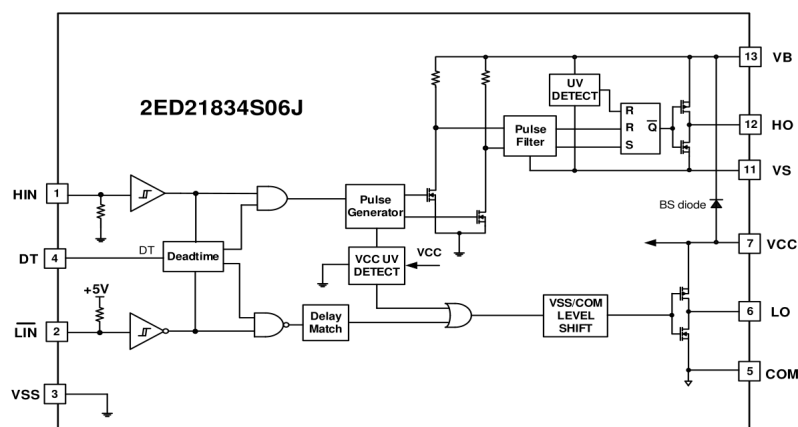
Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur id, vulputate a, magna. Donec vehicula augue eu neque. Pellentesque habitant morbi tristique senectus 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.

### 3.3.3 ESQUEMA INTERNO DEL DISPOSITIVO

**FALTA COMPLETAR ESTA SECCIÓN.**

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur 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.



**FIGURA 3.13** Diagrama de bloques interno del driver 2ED21834-S06J de Infineon Technologies.

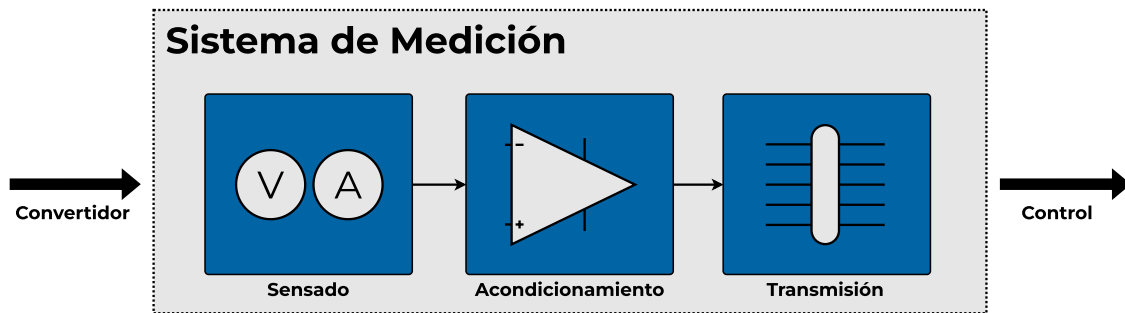
Nam dui ligula, fringilla a, euismod sodales, sollicitudin vel, wisi. Morbi auctor lorem non justo. Nam lacus libero, pretium at, lobortis vitae, ultricies et, tellus. Donec aliquet, tortor sed accumsan bibendum, erat ligula aliquet magna, vitae ornare odio metus a mi. Morbi ac orci et nisl hendrerit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

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.

Quisque ullamcorper placerat ipsum. Cras nibh. Morbi vel justo vitae lacus tincidunt ultrices. Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. In hac habitasse platea dictumst. Integer tempus convallis augue. Etiam facilisis. Nunc elementum fermentum wisi. Aenean placerat. Ut imperdiet, enim sed gravida sollicitudin, felis odio placerat quam, ac pulvinar elit purus eget enim. Nunc vitae tortor. Proin tempus nibh sit amet nisl. Vivamus quis tortor vitae risus porta vehicula.

## 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 3.14, 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 3.14** 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:

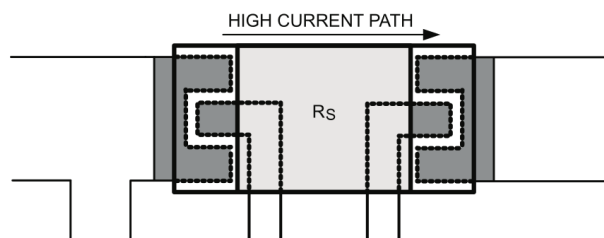
$$I = \frac{1}{R_S} V_S \quad (3.1)$$

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.

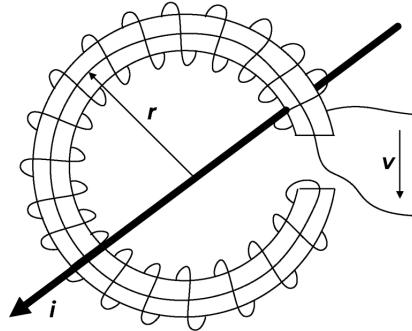
Dadas las altas potencias que puede llegar a disipar un resistor shunt, la temperatura puede presentar un problema si su coeficiente de temperatura no es adecuado. Los fabricantes de estas resistencias tienen esto en cuenta y fabrican los componentes con materiales de bajo coeficiente de temperatura.



**FIGURA 3.15** 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 exacerban 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 3.15.<sup>[21]</sup>

**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 3.16** 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 [21], 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.

$$v_o = -k \cdot \frac{NA\mu_0}{2\pi r} \cdot i + v_o(0) \quad (3.2)$$

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.

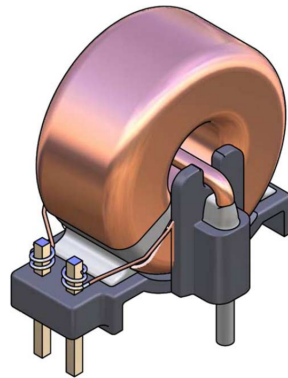
$$i = Ni_s + \frac{N}{L_m} \int_t v_s \cdot dt$$

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 3.1, obtenemos la expresión de la corriente en función de la tensión medida.

$$i = N \frac{v_s}{R_s} + \frac{N}{L_m} \int_t v_s \cdot dt \quad (3.3)$$

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 **buena linealidad**.

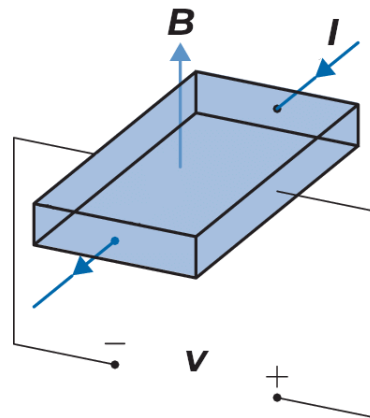


**FIGURA 3.17** Transformador de corriente con una vuelta de primario y múltiples vueltas de secundario.

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 exagera 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 conmutación de las llaves).

Además, como se ve en la figura 3.17, su integración en una plaqueta 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 3.18** Diagrama que muestra el principio de funcionamiento de un sensor de corriente por efecto Hall.

Entonces, generando un campo magnético que atraviese 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.

$$I = v \cdot \frac{nqd}{B} \quad (3.4)$$

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:

$$I = v \cdot \frac{d}{R_H B} \quad (3.5)$$

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.<sup>[21]</sup>

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 4.5 A.
- 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 conmutación.
- 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.

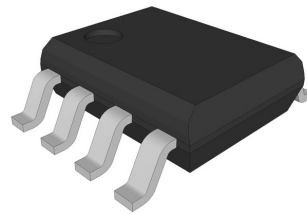
Entonces, buscando sensores de corriente de efecto Hall en catálogos online, se llegó al modelo **TMCS1100A4** de Texas Instruments, un sensor Hall de medición bidireccional (corrientes positivas y negativas) de alta precisión y aislamiento básico, todo en un encapsulado de montaje superficial de ocho 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. [ $\text{mVA}^{-1}$ ]
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.<sup>[23]</sup>

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.

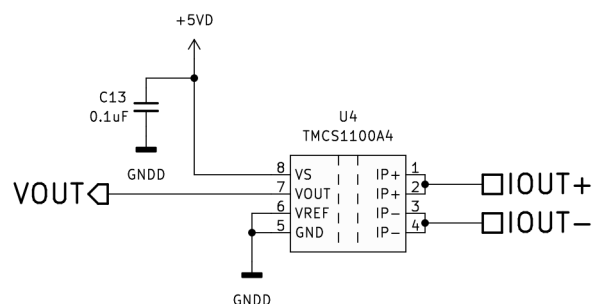
La variante A4 tiene una sensibilidad de  $400 \text{ mVA}^{-1}$ , poniendo la tensión de salida en el rango de 0 a 1.8 V para una corriente de salida  $i_o$  máxima de 4.5 A. Además, si tomamos el error relativo máximo de  $\pm 0.9\%$ , se obtiene que la precisión absoluta es de  $\pm 40 \text{ mA}$ , más que suficiente para ser aplicado en la plataforma.



**FIGURA 3.19** 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)<sup>[23]</sup>, ya que en nuestro caso la corriente solo puede circular hacia la carga.



**FIGURA 3.20** 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.

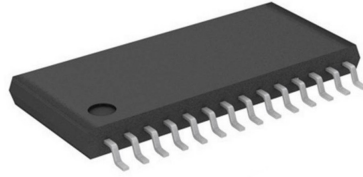
Fabricante	Modelo	$V_{in/out}$ [V]	$f_m$ [kHz]	$I_{in(FSR)}$ [mV]	$e_i$	$e_v$
Texas Instruments	LM5056A	100	1	27/54.4	$\pm 1.25\%$	$\pm 1\%$

**TABLA 3.6** Especificaciones del sensor combinado de tensión, corriente y potencia por shunt, modelo LM5056A de Texas Instruments.<sup>[24]</sup>

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 I<sup>2</sup>C que provee el integrado, con pines SDAO para salida de datos, SDAI 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.

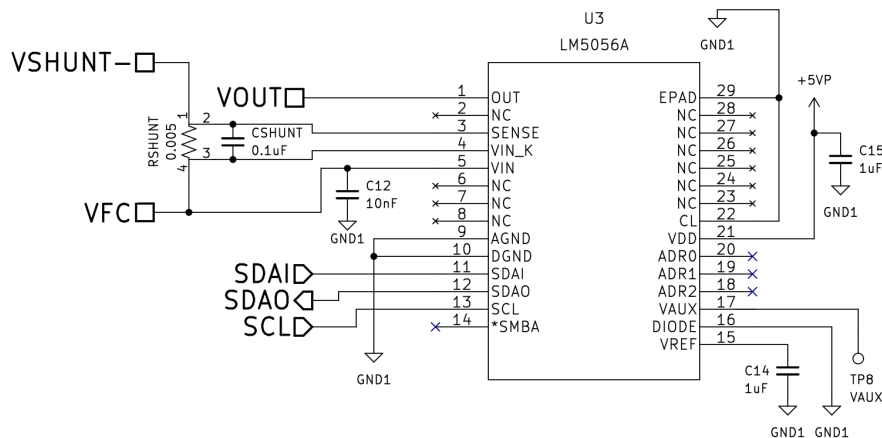
Este dispositivo viene en un empaquetado de montaje superficial del tipo HTSSOP-28 de veintiocho pines (figura 3.21), que también incluye un contacto plano en la parte inferior, de conexión opcional para la disipación de calor.



**FIGURA 3.21** 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 3.22, 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 3.22** 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 5 V, 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.

$$R_{shunt} = \frac{I_{in(FSR)}}{i_{FC(max)}} = \frac{54.4 \text{ mV}}{11 \text{ A}} \approx 5 \text{ m}\Omega \quad (3.6)$$

### 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 3.22 no es necesario implementar ninguna etapa de acondicionamiento, ya que el mismo transmite sus datos a través de su módulo de comunicación síncrona  $I^2C$ , 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 3.20 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.

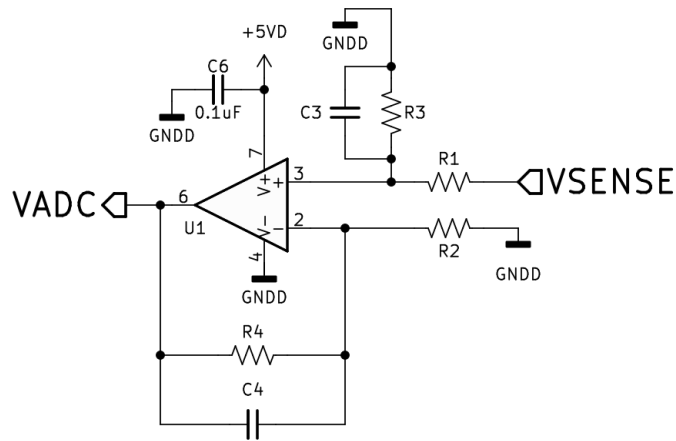
Entonces, como tanto la salida del sensor y la entrada de ADC tienen su origen en tensión nula y solo difieren en la máxima tensión que aceptan, se debe diseñar un circuito de acondicionamiento con una **ganancia positiva** que lleve los 1.8 V del sensor al fondo de escala del ADC, de manera de aprovechar 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.

$$G_{cc} = \frac{V_{max(ADC)}}{V_{max(Sensor)}} = \frac{3 \text{ V}}{1.8 \text{ V}} \approx 1.67 \quad (3.7)$$

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 3.23. 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 3.23** 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.<sup>[22][25]</sup>

$$G_{cc} = \frac{Z_3}{R_1} = \frac{Z_4}{R_2} \quad (3.8)$$

$$BW = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} = \frac{1}{2\pi R_4 C_4} \quad (3.9)$$

Entonces, si tomamos como requerimientos la ganancia  $G_{cc}$  de 1.67 de la ecuación 3.7 y un ancho de banda  $BW$  (frecuencia de  $-3$  dB) de 100 kHz mucho mayor a la frecuencia de conmutación del convertidor, y elegimos (arbitrariamente) resistencias  $R_1$  y  $R_2$  de 16.5 k $\Omega$ , podemos despejar entonces la impedancia  $Z_3$  de la ecuación 3.8.

$$Z_3 = Z_4 = G_{cc} R_1 = 27.55 \text{ k}\Omega \quad (3.10)$$

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.

$$Z_3 = \frac{R_3 \cdot X_{C3}}{R_3 + X_{C3}} = 27.55 \text{ k}\Omega \quad (3.11)$$

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.

$$Z_3 = \frac{R_3}{2\pi f C_3 R_3 + 1} = 27.55 \text{ k}\Omega \quad (3.12)$$

Con esta ecuación y la ecuación 3.9 del ancho de banda de la topología, podemos conformar un sistema de ecuaciones de dos variables y dos ecuaciones no lineales.

$$\begin{aligned} \frac{R_3}{2\pi f C_3 R_3 + 1} &= 27.55 \text{ k}\Omega \\ \frac{1}{2\pi R_3 C_3} &= 100 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (3.13)$$

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 señor TMCS1100A4 de la figura 3.19. 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	50

**TABLA 3.8** Especificaciones del amplificador operacional modelo OPA365 de Texas Instruments.<sup>[26]</sup>

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 3.24** Logotipo del protocolo de bus comunicación serie I<sup>2</sup>C.

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 3.12.
2. Para las líneas del bus I<sup>2</sup>C que comunican al sensor LM5056A de la figura 3.22 (lado de potencia) con el módulo I<sup>2</sup>C del controlador.
3. Para la medición de corriente de salida mediante el sensor de efecto Hall TMCS1100A4 de la figura 3.20.
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 TECNOLOGÍAS DE AISLACIÓN DE SEÑAL

#### FALTA COMPLETAR ESTA SECCIÓN.

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur 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.

### 3.5.2 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  $\mu\text{s}$  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 <sub>RMS</sub> ]	$t_{PHL}$ [ns]	$t_{PLH}$ [ns]	$PWD$ [ns]
Broadcom	ACPL-P480	3750	150	110	250

**TABLA 3.9** Especificaciones del optoacoplador modelo ACPL-P480 de Broadcom.<sup>[28]</sup>

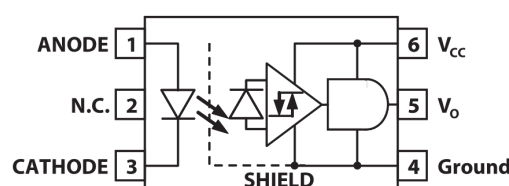
Dónde  $V_{ISO}$  es la máxima tensión momentánea soportada entre entrada y salida,  $t_{PHL}$  es el retardo de propagación para una transición a nivel lógico bajo,  $t_{PLH}$  es el retardo de propagación para una transición a nivel lógico alto, y  $PWD$  es la distorsión de ancho de pulso, definida 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 3.25. 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 3.25** 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 3.26** 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 driver, 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 5V 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.

3.5.3 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 3.22, la línea de reloj SCL es unidireccional, ya que solo es necesario que el sensor reciba el reloj del controlador; y, para facilitar la aislación, la línea 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 línea 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  $\mu$ s.
- 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.

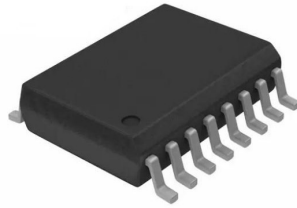
Por esta razón, se tuvo que optar por el aislador modelo ISO7242C de Texas Instruments, un aislador de barrera de dióxido de silicio ( $SiO_2$ ) de cuatro canales, con dos canales en cada dirección. Se presenta una tabla con sus principales especificaciones.

Fabricante	Modelo	$V_{ISO}$ [V <sub>RMS</sub> ]	$t_{PHL}/t_{PLH}$ [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<sub>2</sub>, modelo ISO7242C de Texas Instruments.<sup>[29]</sup>

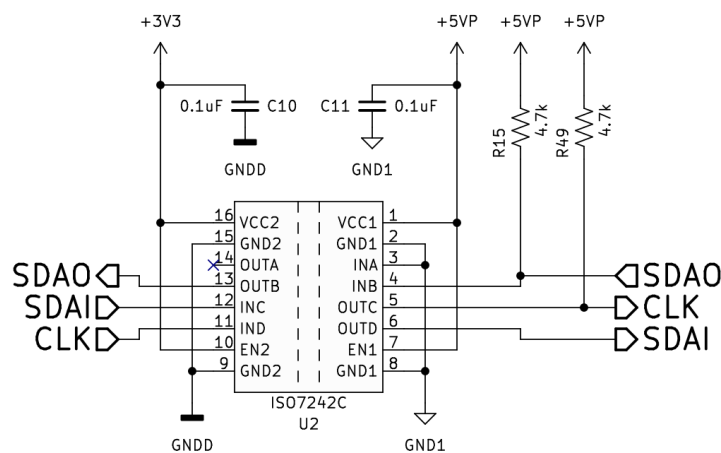
Dónde  $V_{ISO}$  es la máxima tensión momentánea soportada entre entrada y salida,  $t_{PHL}$  es el retardo de propagación para una transición a nivel lógico bajo,  $t_{PLH}$  es el retardo de propagación para una transición a nivel lógico alto, y  $PWD$  es la distorsión de ancho de pulso, definida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

Este dispositivo tiene un encapsulado SMD de dieciséis pines de tipo SOIC-16 como el de la figura 3.27. Tiene la capacidad de ser utilizado con tierras y alimentación aisladas (ya sea de 5V o 3.3V), ya que tiene un pin de tierra y uno de alimentación a cada lado de la barrera de asilación. Además, cuenta con funciones de habilitación y deshabilitación de canales mediante los pines EN1 y EN2.



**FIGURA 3.27** Aislador de barrera de  $\text{SiO}_2$  modelo ISO7242C de Texas Instruments, en su encapsulado SMD tipo SOIC-16.

En nuestro caso, vamos a utilizar tres de los cuatro canales que el dispositivo tiene disponible: un canal en un sentido para SDA0 y dos canales en el otro sentido para SDA1 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 5V conectada al pin VCC1 con su capacitor de bypass en derivación, según especifica el fabricante. Las resistencias de pull-up de 4.7 k $\Omega$  para las líneas de I<sup>2</sup>C se conectan a la tensión de alimentación de 5V.



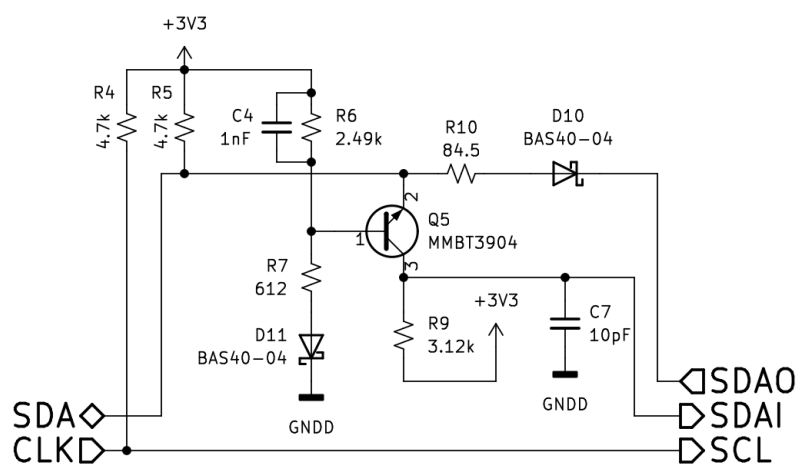
**FIGURA 3.28** Conexión del aislador de señal modelo ISO7242C de Texas Instruments para la aislación de un bus I<sup>2</sup>C.

En el lado 2 (lado del controlador), se conectan las masas a  $GND_D$  al estar del lado digital, con la alimentación de 3.3V conectada al pin VCC2, con su capacitor de bypass idéntico al del lado 1. Se eligió alimentar este lado con 3.3V 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<sup>2</sup>C 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 3.28 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<sup>2</sup>C 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 3.29** Circuito implementado para la separación de la línea de datos en dos líneas unidireccionales.<sup>[30]</sup>

El circuito implementado para cumplir estas funcionalidades es el de la figura 3.29, tomado del desarrollo encontrado en [30]. 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 [30], ya que el transistor MMBT3904 (transistor NPN de propósito general) y los diodos BAS40-04 (diodos 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 k $\Omega$  al igual que en el circuito de la figura 3.28.

## 3.6 SISTEMA DE CONTROL

Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. Ut purus elit, vestibulum ut, placerat ac, adipiscing vitae, felis. Curabitur dictum gravida mauris. Nam arcu libero, nonummy eget, consectetur 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

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.

Quisque ullamcorper placerat ipsum. Cras nibh. Morbi vel justo vitae lacus tincidunt ultrices. Lorem ipsum dolor sit amet, consectetur adipiscing elit. In hac habitasse platea dictumst. Integer tempus convallis augue. Etiam facilisis. Nunc elementum fermentum wisi. Aenean placerat. Ut imperdiet, enim sed gravida sollicitudin, felis odio placerat quam, ac pulvinar elit purus eget enim. Nunc vitae tortor. Proin tempus nibh sit amet nisl. Vivamus quis tortor vitae risus porta vehicula.

# 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. Talpone 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] International Rectifier. *IRFP150N - HEXFET® Power MOSFET*.
- [17] ON Semiconductor. *MUR805G, MUR810G, MUR815G, MUR820G, MUR840G, MUR860G, MURF860G, SUR8820G, SUR8840G - Switched-mode Power Rectifiers*.
- [18] Mateo Begue. «Understanding Peak Source and Sink Current Parameters - Texas Instruments». En: *TI TechNotes* (2020).
- [19] Infineon Technologies. *2ED2183 (4) S06F (J) - 650 V half-bridge gate driver with integrated bootstrap diode*. 2021.
- [20] Mamadou Diallo. *Application Report: Bootstrap Circuitry Selection for Half-Bridge Configurations - SLUA887 - Texas Instruments*. Inf. téc. 2018.
- [21] 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.
- [22] Emanuel Caravelli y Gonzalo M. Irusta. «Diseño y Control de una Etapa de Potencia para una Pila de Combustible Tipo PEM». En: (2011).
- [23] Texas Instruments. *TMCS1100 1% High Precision, Basic Isolation Hall-Effect Current Sensor With  $\pm 600$ -V Working Voltage*. 2021.
- [24] Texas Instruments. *LM5056, LM5056A - High-Voltage System Power Management Device with PMBus™*. 2013.



- [25] Harry Holt. *A Deeper Look into Difference Amplifiers - Analgo Devices*. Inf. téc. 2014.
- [26] Texas Instruments. *OPAx365 50-MHz, Zero-Crossover, Low-Distortion, High CMRR, RRI/O, Single-Supply Operational Amplifier*. 2020.
- [27] Jonathan Valdez y Jared Becker. *Understanding the I<sup>2</sup>C Bus - Texas Instruments*. Inf. téc. 2015.
- [28] Broadcom. *ACPL-P480 and ACPL-W480 - High CMR Intelligent Power Module and Gate Drive Interface Optocoupler*. 2020.
- [29] Texas Instruments. *ISO724x High-Speed, Quad-Channel Digital Isolators*. 2017.
- [30] Thomas Kugelstadt. *Analogo Design Journal - Designing a reinforced isolated I<sup>2</sup>C-Bus interface by using digital isolators*. Inf. téc. 2018.