

**Instituto Tecnológico de Costa Rica**

**Escuela de Ingeniería Electrónica**



**Implementación de control divisor de carga automático para microcentral hidroeléctrica**

**Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con  
el grado académico de Licenciatura**

**Jhonny Rojas Durán**

**Cartago, Costa Rica  
Noviembre de 2018**

**INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA**

**ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

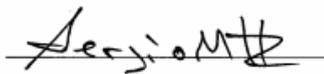
**PROYECTO DE GRADUACIÓN**

**ACTA DE APROBACIÓN**

**Defensa de Proyecto de Graduación  
Requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica  
Grado Académico de Licenciatura  
Instituto Tecnológico de Costa Rica**

El Tribunal Evaluador aprueba la defensa del proyecto de graduación denominado Implementación de control divisor de carga automático para microcentral hidroeléctrica, realizado por el señor Jhonny Rojas Durán y, hace constar que cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Miembros del Tribunal Evaluador



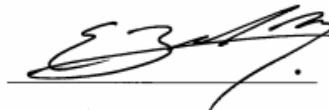
Ing. Sergio Morales Hernández.

Profesor lector



Ing. Carlos Mauricio Segura Quirós.

Profesor lector



Ing. Esteban Baradín Méndez.

Profesor asesor

Cartago, de noviembre de 2018.

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado, en su totalidad, por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos propios.

En los casos en que he utilizado material bibliográfico, he procedido a indicar las fuentes mediante citas.

En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.



---

Jhonny Rojas Durán  
Cédula: 207080739

---

## Resumen

---

El presente informe de proyecto de graduación se desarrolló en la pyme Interdinámica Energía, empresa costarricense dedicada al desarrollo de proyectos con energías renovables. El fin del proyecto fue implementar un controlador divisor de carga automático para el control de los estados de carga de las baterías en pequeñas centrales hidroeléctricas.

Las instalaciones de centrales hidroeléctricas sin conexión a la red eléctrica, requieren del uso de un banco de baterías, como elemento acumulador de energía, y un controlador de carga. Estos controladores son sistemas de seguridad para la turbina, ya que mantiene a la central operando bajo condiciones nominales, maximizando el rendimiento del sistema en general y prolongando la vida útil de los equipos.

Los controladores divisores de carga disponibles en el mercado son costosos y a menudo, presentan dificultad para adaptarse a las características propias de la instalación.

El proyecto consta de la implementación de un controlador divisor de carga automático, capaz de diversar hasta 2kW de potencia para bancos de baterías con tensión nominal de 12V y 24V.

**Palabras clave**— pyme (pequeña y mediana empresa), energías renovables, controlador divisor de carga, pequeñas centrales hidroeléctricas.

---

## Abstract

---

The present graduation project report was developed in the SME Interdinámica Energía, a Costa Rican company dedicated to the development of projects with renewable energies. The aim of the project was to implement an automatic load diversifier controller for the control of battery charge states in small hydroelectric plants.

The installations of hydroelectric power plants without connection to the electric network require the use of a battery bank, as an energy storage element, and a charge controller. These controllers are safety systems for the turbine, as it keeps the plant operating under nominal conditions, maximizing system performance in general and extending the life of the equipment.

The charge controllers available on the market are expensive and often have difficulty adapting to the characteristics of the installation.

The project consists of the implementation of an automatic load diversifier controller, capable of varying up to 2kW of power for battery banks with nominal voltage of 12V and 24V.

**Keywords**— SME (small and medium enterprise), renewable energies, charge diversifier controller, small hydroelectric power plants, power electronics.

*Dedicado a Olga y Alberto*

---

## Agradecimientos

---

A Dios, por darme la salud y las fuerzas para alcanzar este paso tan importante en mi vida.

A mi madre Olga y a mi padre Alberto, con gran sacrificio y su gran amor me han apoyado y motivado a alcanzar mis aspiraciones. Son un ejemplo de vida a para mi.

Agradezco a cada uno de mis hermanos por ser parte importante de mi vida y las diferentes maneras en que han influenciado para formar mi caracter.

A mi tía Lloret y su esposo Manuel, por haber aportado enormemente en esta etapa de mi vida, gracias por la motivación, confianza y paciencia que han tenido para llegar a estas instancias.

A la empresa Interdinámica Energía, por abrirme las puertas para realizar el proyecto en sus instalaciones y a cada uno de sus miembros por el apoyo.

Al profesor y tutor Esteban Baradín, por su paciencia y sus consejos para lograr concluir el proyecto.

# ÍNDICE GENERAL

<b>Resumen</b> . . . . .	<b>I</b>
<b>Abstract</b> . . . . .	<b>II</b>
<b>Agradecimientos</b> . . . . .	<b>IV</b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b> . . . . .	<b>X</b>
<b>ÍNDICE DE TABLAS</b> . . . . .	<b>XI</b>
<b>Capítulo 1 Introducción</b> . . . . .	<b>1</b>
1.1 Generalidades . . . . .	1
1.2 Problema existente . . . . .	2
1.3 Enfoque de la solución . . . . .	2
<b>Capítulo 2 Metas y Objetivos</b> . . . . .	<b>4</b>
2.1 Meta . . . . .	4
2.2 Objetivos . . . . .	4
2.2.1 Objetivo General . . . . .	4
2.2.2 Objetivos Específicos . . . . .	4
<b>Capítulo 3 Marco Teórico</b> . . . . .	<b>5</b>
3.1 Energía hidráulica [4] [5] . . . . .	5
3.2 Microcentrales hidroeléctrica . . . . .	6
3.2.1 Principios básicos de operación de una microcentral hidroeléctrica [5] . . . . .	6
3.2.2 Importancia de las microcentrales hidroeléctricas [5] . . . . .	7
3.3 Acumuladores de energía [8] . . . . .	8
3.3.1 Principios de funcionamiento (batería de Ácido-Plomo) . . . . .	8
3.4 Controlador de dos posiciones [9] . . . . .	10
3.5 Controlador divisores de carga . . . . .	11
3.5.1 Regulación electrónica de carga . . . . .	11

3.6	Cargas diversoras . . . . .	12
3.7	Electrónica de potencia . . . . .	12
3.8	Panorama general de los interruptores semiconductores de potencia . . . . .	14
3.8.1	Diodo . . . . .	14
3.8.2	Transistores de unión unipolar (BJT) . . . . .	16
3.8.3	Transistores de efecto de campo de metal-óxido semiconductor (MOSFET) . . . . .	16
3.8.4	Transistores bipolares de puerta asilada (IGBT) . . . . .	17
3.9	Excitador de puerta para MOSFET de potencia . . . . .	17
3.10	Control de temperatura de componentes y disipadores de calor . . . . .	18
<b>Capítulo 4</b>	<b>Descripción detallada de la solución . . . . .</b>	<b>26</b>
4.1	Análisis de controladores divisores de carga comerciales . . . . .	26
4.1.1	Morningstar-TriStar (TS45 & TS-60) . . . . .	26
4.1.2	Xantrex-Schneider (C40 & C60) . . . . .	26
4.2	Especificaciones de diseño . . . . .	27
4.2.1	Consideraciones de diseño . . . . .	27
4.3	Algoritmo de control . . . . .	28
4.4	Diseño de Hardware . . . . .	31
4.4.1	Adquisición de datos . . . . .	31
4.4.2	Acople de señal . . . . .	35
4.4.3	Conmutador de potencia . . . . .	37
4.4.4	Bloque de control . . . . .	42
4.5	Diseño de Software . . . . .	46
<b>Capítulo 5</b>	<b>Resultados . . . . .</b>	<b>51</b>
5.1	Regulador de tensión . . . . .	51
5.2	Inicialización . . . . .	52
5.3	Adquisición de datos . . . . .	52
5.3.1	Configuración de tensión nominal . . . . .	52
5.3.2	Configuración de umbrales <b>V<sub>min</sub></b> y <b>V<sub>max</sub></b> . . . . .	53
5.4	Medición de la tensión de batería . . . . .	54
5.5	Driver . . . . .	54
5.6	Escenarios de pruebas para el controlador divisor . . . . .	55
<b>Capítulo 6</b>	<b>Conclusiones y recomendaciones . . . . .</b>	<b>57</b>
6.1	Conclusiones . . . . .	57
6.2	Recomendaciones . . . . .	57

<b>Bibliografía</b> . . . . .	<b>59</b>
<b>Anexo A</b> . . . . .	<b>61</b>
<b>Anexo B</b> . . . . .	<b>63</b>
<b>Anexo C</b> . . . . .	<b>65</b>
<b>Anexo D</b> . . . . .	<b>66</b>
<b>Anexo E</b> . . . . .	<b>67</b>
. . . . .	<b>67</b>

# ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1.1</b>	Diagrama de primer nivel. . . . .	2
<b>Figura 1.2</b>	Diagrama de segundo nivel. . . . .	3
<b>Figura 3.1</b>	Principio de funcionamiento de micro central hidroeléctrica. Tomada de [5]. . . . .	7
<b>Figura 3.2</b>	Circuito equivalente de una batería. Adaptado de [8] . . . . .	9
<b>Figura 3.3</b>	Diagrama de un regulador del tipo encendido-apagado. . . . .	10
<b>Figura 3.4</b>	Diagrama de conexión de una central hidroeléctrica. . . . .	12
<b>Figura 3.5</b>	Ejemplo de cargas diversora resistiva. Tomada de [11] . . . . .	13
<b>Figura 3.6</b>	Diagrama de bloques de un sistema de potencia. Adaptado de [12] . . . .	13
<b>Figura 3.7</b>	Diodo: a) símbolo, b) característica $i - v$ , c) característica idealizada. Tomado de [12] . . . . .	15
<b>Figura 3.8</b>	Apagado del diodo. Tomado de [12] . . . . .	15
<b>Figura 3.9</b>	BJT a) símbolo, b) características $i - v$ , c) característica idealizada. Tomado de [12] . . . . .	16
<b>Figura 3.10</b>	MOSFET a) símbolo, b) características $i - v$ , c) característica idealizada. Tomado de [12] . . . . .	17
<b>Figura 3.11</b>	IGBT a) símbolo, b) características $i - v$ , c) característica idealizada. Tomado de [12] . . . . .	18
<b>Figura 3.12</b>	Métodos de transferencia del calor. Tomada de [15] . . . . .	19
<b>Figura 3.13</b>	Circuito equivalente de ley de Ohm para tratamiento térmico. Adaptada de [14] . . . . .	20
<b>Figura 3.14</b>	Disipadores de calor. Adaptada de [12] . . . . .	24
<b>Figura 3.15</b>	Montaje de disipadores térmicos. . . . .	25
<b>Figura 4.1</b>	Tabla con características eléctricas del controlador divisor de carga del fabricante Morningstar-TriStar. . . . .	27
<b>Figura 4.2</b>	Tabla con características eléctricas del controlador divisor de carga del fabricante Xantrex-Schneider. . . . .	28

<b>Figura 4.3</b>	Diagrama de flujo del algoritmo general implementado para el controlador diversor. . . . .	29
<b>Figura 4.4</b>	Diagrama de bloques de tercer nivel. . . . .	30
<b>Figura 4.5</b>	Diagrama de jumper para selección de nivel de tensión de operación nominal. . . . .	31
<b>Figura 4.6</b>	Esquemático para selección de nivel de tensión de operación nominal. . .	31
<b>Figura 4.7</b>	Diagrama para configuración de niveles de estados de carga. . . . .	32
<b>Figura 4.8</b>	Escalamiento de señales para configuración de niveles de activación y desactivación del controlador. . . . .	32
<b>Figura 4.9</b>	Circuito para configuración de niveles de estados de carga. . . . .	32
<b>Figura 4.10</b>	Diagrama de medición de tensión en baterías. . . . .	33
<b>Figura 4.11</b>	Circuito para lectura del nivel de tensión en banco de baterías. . . . .	34
<b>Figura 4.12</b>	Escalamiento de nivel de tensión en banco de baterías. . . . .	34
<b>Figura 4.13</b>	Diagrama de circuitos reguladores. . . . .	35
<b>Figura 4.14</b>	Esquemático de circuitos reguladores. . . . .	36
<b>Figura 4.15</b>	Diagrama de acople de señal. . . . .	36
<b>Figura 4.16</b>	Esquemático de circuito driver para MOSFET. . . . .	37
<b>Figura 4.17</b>	Diagrama de conmutación de potencia. . . . .	37
<b>Figura 4.18</b>	Gráfica de las características de los dispositivos de conmutación. . . . .	39
<b>Figura 4.19</b>	Gráfica de las características de modelos de MOSFET . . . . .	40
<b>Figura 4.20</b>	Esquemático de circuito de conmutación de potencia. . . . .	40
<b>Figura 4.21</b>	Circuito equivalente para el cálculo del disipador. . . . .	42
<b>Figura 4.22</b>	Circuito equivalente para el cálculo del disipador de los 6 dispositivos. .	42
<b>Figura 4.23</b>	Circuito equivalente para el cálculo del disipador de los 6 dispositivos. .	43
<b>Figura 4.24</b>	Gráfica de las características de modelos de microcontroladores. . . . .	44
<b>Figura 4.25</b>	Esquemático de microcontrolador. . . . .	45
<b>Figura 4.26</b>	Diodo emisor de luz como indicador. . . . .	45
<b>Figura 4.27</b>	Pantalla de cristal liquido como indicador. . . . .	46
<b>Figura 4.28</b>	Diagrama de flujo del software para el controlador diversor. . . . .	47
<b>Figura 4.29</b>	Diagrama de flujo de función de inicialización de hardware. . . . .	48
<b>Figura 4.30</b>	Diagrama de flujo de función de medición. . . . .	49
<b>Figura 4.31</b>	Diagrama de flujo de función de función control. . . . .	50
<b>Figura 5.1</b>	Reguladores de tensión. . . . .	51
<b>Figura 5.2</b>	Pantalla de inicio. . . . .	52
<b>Figura 5.3</b>	Circuito de selección de nivel de tensión nominal. . . . .	52

<b>Figura 5.4</b>	Pantalla mostrando configuración seleccionada para tensión nominal de 12V. . . . .	53
<b>Figura 5.5</b>	Pantalla mostrando configuración para tensión nominal de 24V . . . . .	53
<b>Figura 5.6</b>	Pantalla mostrando error en configuración de tensión nominal. . . . .	53
<b>Figura 5.7</b>	Pantalla de configuración para nivel de tensión máximo. . . . .	53
<b>Figura 5.8</b>	Circuito de acople para señal PWM. . . . .	54
<b>Figura 5.9</b>	Señal PWM de microcontrolador y driver. . . . .	55

# ÍNDICE DE TABLAS

<b>Tabla 3.1</b>	Clasificación para pequeños aprovechamientos hidroeléctricos según la capacidad instalada. (fuente: OLADE) . . . . .	6
<b>Tabla 4.1</b>	Parámetros de operación de un controlador divisor de carga. . . . .	27
<b>Tabla 4.2</b>	Especificaciones de diseño. . . . .	28
<b>Tabla 4.3</b>	Características de tecnologías para conmutación de potencia. . . . .	38
<b>Tabla 4.4</b>	Selección de modelos de MOSFET a utilizar . . . . .	39
<b>Tabla 4.5</b>	Características de microcontroladores. . . . .	44
<b>Tabla 5.1</b>	Valores de tensión obtenidos de los reguladores. . . . .	51
<b>Tabla 5.2</b>	Comparación de mediciones del nivel tensión en banco de baterías obtenidas en controlador versus multímetros comerciales. . . . .	54
<b>Tabla 5.3</b>	Pruebas al controlador divisor de carga implementado. . . . .	56

# CAPÍTULO 1

---

## Introducción

---

### 1.1. Generalidades

El crecimiento económico global de los últimos tiempos, ha demandado un incremento en la capacidad generadora de energía para satisfacer las necesidades de las diferentes actividades.

En la actualidad, se buscan alternativas al modelo de producción energética basado en materias fósiles, ya que éstas se encuentran próximas a su fin, además de su notable impacto negativo sobre el medio ambiente. Dentro de las soluciones que se buscan, se encuentran las energías renovables, energía mucho más limpia, inagotable y accesibles para algunos países, ya que no se requiere de alta tecnología ni de la adquisición de materia prima, logrando así reducir la dependencia de otros países.[1] [2]

Otro aspecto importante de las alternativas de producción de energía, es el impacto sobre las zonas rurales. Numerosos estudios demuestran que el mejoramiento de la calidad de vida humana está relacionado linealmente con el consumo energético.[1]

De las diversas fuentes de energía renovable en Costa Rica, el agua, es el recurso más utilizado para la generación de energía eléctrica (99 % de la generación total) [1] [3], sin embargo, el modelo de producción está orientado al desarrollo de grandes proyectos, tendientes a satisfacer necesidades de las grande concentraciones de población y a la interconexión eléctrica nacional.

En la región, se cuenta con el suficiente potencial para el desarrollo de pequeñas centrales hidroeléctricas, debido a las condiciones favorables de recurso hídrico y condiciones geográficas. Explotar estos recursos añaden elementos como instalación de pequeñas industrias, y permitiendo el mejoramiento del funcionamiento de centros de salud, escuelas, comercio, etc.

Existen iniciativas para el desarrollo de estas unidades hidroeléctricas, sin embargo, no existe una coordinación interinstitucional y más bien el desarrollo se encuentra aislado para el sector privado y en muchos de los casos, no existe una preocupación o no se cuenta con los recursos para el desarrollo de tecnología propia por lo que se depende de terceros.[1]

Existen aspectos importantes a solucionar en el desarrollo de estas pequeñas unidades hidráu-

licas que pone en contexto la presente investigación.

## 1.2. Problema existente

La instalación de pequeñas centrales hidroeléctricas desconectadas de la red eléctrica local, requieren del uso de un banco de baterías como dispositivo acumulador de energía. Si no se controla los estados de carga del banco de baterías, puede existir una disminución de la vida útil de éstas y además podría causar daños en los equipos de la instalación. Existen controladores diversores de carga en el mercado pero son costosos y en algunos casos, no se adaptan óptimamente a los requerimientos propios de la instalación.

## 1.3. Enfoque de la solución

El controlador divisor de carga a implementar consiste en mantener operando al banco de baterías dentro de los niveles de tensión adecuados (configurados por el usuario). Para ello se hace el uso de resistencias auxiliares destinadas a consumir la potencia no utilizada por las cargas principales del sistema. Estas cargas auxiliares son de naturaleza resistiva y deben ser capaces de consumir toda la potencia generada por la central hidroeléctrica. En la Figura 1.1 se observa un diagrama de bloques de primer nivel.

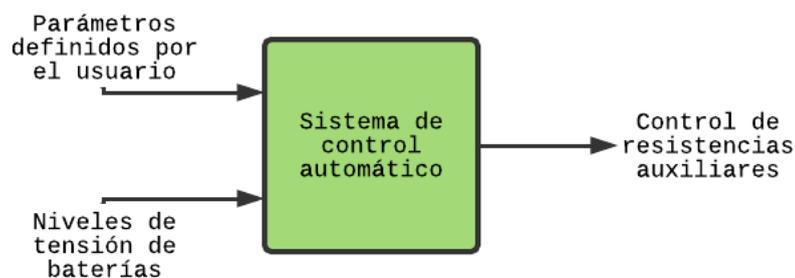


Figura 1.1: Diagrama de primer nivel.

Si se detalla la solución, el sistema a implementar consta de 4 bloques como se muestra en la Figura 1.2. El bloque de **medición** se encarga de medir el nivel de tensión en el banco de baterías, el **sistema de control** establece el modo de operación de los conmutadores de potencia basado en las mediciones de tensión, además de la generación de indicadores para el entorno de usuario. El bloque de **acople de señal** se encarga de adecuar las señales de control a niveles apropiados para la conmutación de los dispositivos de potencia, quienes son los encargados de regular la potencia disipada por las resistencias auxiliares.

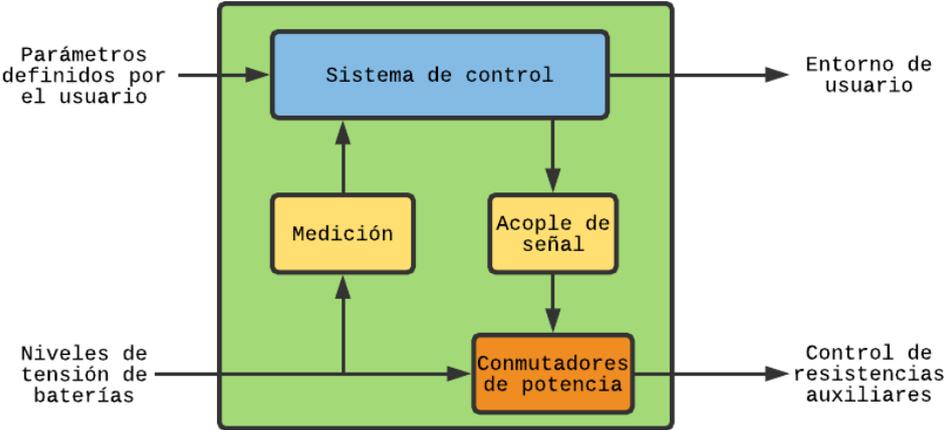


Figura 1.2: Diagrama de segundo nivel.

# CAPÍTULO 2

---

## Metas y Objetivos

---

### 2.1. Meta

Disponer de un modelo de controlador divisor de carga automático para operar pequeñas centrales hidroeléctricas. El dispositivo debe ser capaz de operar bajo niveles de potencia de hasta 10kW además de ser de bajo costo, confiable en cuanto a operación y de uso sencillo.

### 2.2. Objetivos

#### 2.2.1. Objetivo General

Implementar un controlador divisor de carga automático para una microcentral hidroeléctrica.

#### 2.2.2. Objetivos Específicos

- Identificar los parámetros fundamentales de operación de un controlador divisor de carga.
- Establecer un algoritmo de control efectivo para un controlador divisor de carga automático.
- Implementar físicamente las etapas del control digital divisor de carga automático.
- Verificar la funcionalidad del dispositivo.

# CAPÍTULO 3

---

## Marco Teórico

---

En este capítulo se abordan una serie de temas los cuales sirven de introducción para el entendimiento del proyecto, su contexto y el diseño.

### 3.1. Energía hidráulica [4] [5]

Se entiende por energía hidráulica aquella energía que contiene el agua debido a su posicionamiento dentro del campo gravitatorio del planeta, es decir, energía potencial ( $E_p$ ) del agua. De acuerdo a la física está descrita por la Ecuación 3.1.

$$E_p = mgh = \rho_w Vgh \quad (3.1)$$

En donde  $m$  corresponde a la masa del agua,  $\rho_w$  densidad del agua,  $V$  volumen total de agua almacenada,  $g$  es aceleración gravitacional y  $h$  altura a la cual se encuentra la masa de agua.

Si se trata la ecuación 3.1 dividiendo entre el tiempo ( $t$ ) se obtiene potencia en ambos miembros como se muestra en la Ecuación 3.2.

$$\frac{E_p}{t} = \frac{mgh}{t} = Q\left(\frac{m^3}{s}\right) \cdot \rho_w\left(\frac{kg}{m^3}\right) \cdot g(m \cdot s^{-2}) \cdot h(m) = Potencia\left(\frac{kg \cdot m^2 \cdot s^{-2}}{s}\right) = \frac{julio}{s} = watio \quad (3.2)$$

donde  $m/t = V \cdot \rho_w/t = (Q\rho_w)$ ; con  $Q =$  caudal  $= V/t(m^3/s)$ .

Si se sustituye  $\rho_w = 1000kg/m^3$  y el factor de conversión  $10^{-3}kW/W$  se tiene que  $P(kW) = 9,8 \cdot Q(m^3/s) \cdot h(m)$ ; es decir, se puede evaluar la potencia teórica en  $kW$  contenida en un caudal de agua  $Q(m^3/s)$  que cae desde una altura  $h(m)$  multiplicando el producto de ambas cantidades por 9,8. La potencia, en  $kW$ , crece proporcionalmente a la altura (salto) en metros y al caudal en  $m^3/s$ . Las pérdidas de energía que se producen por fricción del agua con las paredes del canal de conducción y la tubería que lleva el agua hacia la turbina hacen que el salto total se reduzca en una cantidad

equivalente a esas pérdidas de energía potencial, expresada en metros, y dé lugar al denominado salto efectivo. Teniendo en cuenta estas pérdidas y que la eficiencia,  $\eta$ , de transformación de energía mecánica en electricidad del turbogenerador nunca es del 100 %, se pueden hacer cálculos muy simples sobre la potencia extraíble de un salto.

La energía potencial del agua proviene indirectamente de la energía solar. Una parte de la radiación solar es absorbida por el agua de mares, lagos y ríos, lo que provoca su evaporación, dando lugar a la formación de las nubes y al inicio del ciclo hidrológico.

La producción de electricidad de origen hidráulico, suministra una parte muy importante de la energía consumida en el mundo. La tecnología asociada a este tipo de transformación energética lleva desarrollándose durante más de 100 años y constituye la fuente principal de energía eléctrica en más de treinta países. En conjunto, la quinta parte del total de la electricidad consumida en el mundo es de origen hidroeléctrico.

## 3.2. Microcentrales hidroeléctrica

Las micro centrales hidroeléctricas son instalaciones que permiten aprovechar bajas cantidades de agua para la generación de energía eléctrica. La Organización Latinoamericana de Energía (OLADE) clasifica las centrales hidroeléctricas según la potencia de generación, en la Tabla 3.1 se muestra la clasificación.

Tabla 3.1: Clasificación para pequeños aprovechamientos hidroeléctricos según la capacidad instalada. (fuente: OLADE)

Tipo	Potencia (kW)
Microcentrales	0.5 y 50
Minicentrales	50 y 500
Pequeñas centrales	500 y 10000

### 3.2.1. Principios básicos de operación de una microcentral hidroeléctrica [5]

En la Figura 3.1 se observa un esquema general de la operación de una central hidroeléctrica, en ella se observa que el proceso de conversión de energía es dinámico, la energía hidráulica es transformada en mecánica por la turbina y ésta a su vez es transformada en energía eléctrica por un generador.

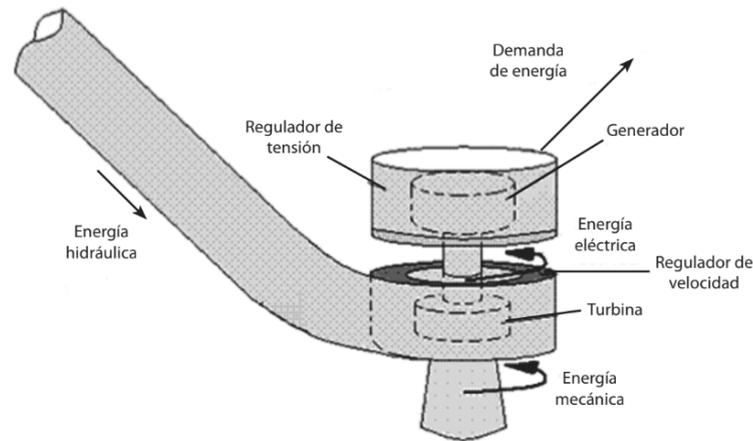


Figura 3.1: Principio de funcionamiento de micro central hidroeléctrica. Tomada de [5]

### 3.2.2. Importancia de las microcentrales hidroeléctricas [5]

La energía eléctrica en el transcurso de la historia, se ha consolidado como un factor decisivo para mejorar la calidad de vida, en la medida que fortalece la productividad económica, es fundamental para la educación, alimentación, salud e igualdad entre géneros, no obstante al ser esta el resultado de un proceso de conversión de energía, causa un impacto en el medio ambiente. El cual en su conjunto forma una sinergia base para el progreso humano, constituida por: energía, desarrollo y medio ambiente. Si bien parece que cada una de estas actividades fuese independiente es claro que la carencia de energía limita las oportunidades de desarrollo y por tanto reduce calidad de vida.

Las centrales hidráulicas a grande escala tienen un impacto ambiental considerable. Los embalses se deben construir en la cuenca de un río, afectando el hábitat, la pérdida de tierra y produciendo la emigración de los habitantes. Los embalses y las presas impactan visualmente, inundan las tierras y obligan a situar en otros lugares a los habitantes de los pueblos inundados. En contraste, las pequeñas centrales hidroeléctricas pueden ayudar al crecimiento de las pequeñas comunidades alejadas o marginadas de las redes eléctricas, a una escala compatible con el entorno, y tienen la ventaja de respetar el cauce sin producir efectos negativos en la cuenca del río. [7]

A continuación se enlistan múltiples ventajas de las pequeñas centrales hidroeléctricas que justifican su importancia.

- Al igual que las grandes centrales hidroeléctricas, las microcentrales, no emiten ningún tipo de gas de efecto invernadero ya que en el proceso de producción de energía no hay ninguna combustión. Son económicamente viables y aceptadas socialmente ofreciendo la posibilidad del trabajo conjunto de todos los usuarios de los ríos.
- Las microcentrales contribuyen al desarrollo sostenible, siendo una energía económicamente rentable. Permite descentralizar la producción total y posibilita el desarrollo de poblaciones

dispersas y alejadas de los principales núcleos de desarrollo.

- Las microcentrales pueden asegurar un caudal mínimo que garantiza la vida aguas abajo de la central.
- La construcción de microcentrales contribuye a la descentralización de la generación eléctrica. De esta forma se puede conseguir que, ante una falta de energía de la red principal, se mantenga el suministro en zonas apartadas de la red.
- La implantación de microcentrales moviliza las economías locales. Esto supone una contribución importante al desarrollo de poblaciones dispersas asegurando un suministro autónomo y seguro durante un período amplio de tiempo. La construcción y la operación normal de la central favorece la creación de puestos de trabajo en la región.

### 3.3. Acumuladores de energía [8]

Por la naturaleza de las microcentrales hidroeléctricas se puede presentar variaciones en el flujo de agua. Por un lado, está sometida al ciclo anual de las estaciones (invierno y verano) y por otro lado a la variación aleatoria de las condiciones climatológicas. Como consecuencia de ello, existen momentos en los que la potencia eléctrica que puede entregar el generador difiere de las condiciones que demande la aplicación. El correcto abastecimiento de energía exige poder almacenar la energía cuando la producción excede a la demanda para utilizarla en situación contraria. El acumulador es el elemento capaz de realizar esta función.

La batería recargable es por mucho el elemento acumulador de energía más utilizado para este tipo de aplicaciones. Las baterías cuando se cargan acumulan energía eléctrica en forma de energía química y cuando se descargan convierten la energía química en eléctrica.

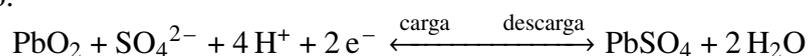
La batería recargable de Plomo-Ácido es las más utilizadas en las aplicaciones de sistemas hidroeléctricos, ya que mantiene un margen de costo-rendimiento aceptable, esto si se compara con las de níquel-cadmio que puede llegar a costar hasta 5 veces para la misma cantidad de energía.

#### 3.3.1. Principios de funcionamiento (batería de Ácido-Plomo)

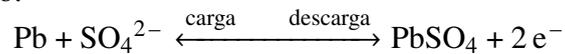
La batería de Plomo-Ácido está constituida por un ánodo de dióxido de plomo, también llamado electrodo o polo positivo; un cátodo de plomo, también llamado electrodo o polo negativo; y un electrolito de ácido sulfúrico diluido en agua.

Las reacciones químicas que tienen lugar durante el funcionamiento de la batería son las siguientes:

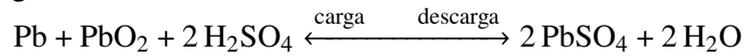
En el ánodo:



En el cátodo:



La reacción global:



Durante el proceso de carga se forma el óxido de plomo en el ánodo, plomo puro en el cátodo y se libera ácido sulfúrico al electrolito, mientras que durante el proceso de descarga se forma sulfato de plomo en ambos electrodos y se absorbe ácido sulfúrico en el electrolito.

Desde el punto de vista eléctrico, esta batería puede asimilarse como una fuente de tensión ideal,  $V_{BI}$  en serie con una resistencia interna,  $R_{BI}$  tal y como se observa en la Figura 3.2

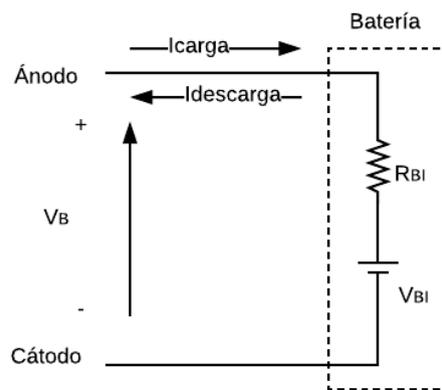


Figura 3.2: Circuito equivalente de una batería. Adaptado de [8]

Durante el proceso de carga, la corriente entra en la batería por el ánodo y la liberación de ácido al electrolito se traduce en un incremento de su densidad y, con ello, aumento de  $V_{BI}$  y en una disminución de  $R_{BI}$ , como consecuencia de la mayor concentración de iones disponibles para las reacciones. Análogamente, durante el proceso de descarga, la corriente sale por el ánodo y la absorción de ácido del electrolito, se traduce en una disminución de su densidad y, con ello, en una disminución de  $V_{BI}$  y un aumento de  $R_{BI}$ .

Un incremento de la temperatura conlleva la dilatación del agua del electrolito, de la que se deriva una disminución de la concentración del ácido y, por lo tanto, de la densidad del electrolito y del valor de  $V_{BI}$ . Además, tal incremento de la temperatura aumenta la fluidez del electrolito, es decir, la movilidad de los iones disponibles para la reacción. En lo que al valor de la  $R_{BI}$  se refiere, este fenómeno compensa con creces la disminución de la concentración y, por lo tanto, un incremento de la temperatura disminuye el valor de  $R_{BI}$ .

Generalmente en las baterías usadas en generación es conveniente no sobrepasar ciertos límites, así por ejemplo:

1. La tensión de carga máximo depende del fabricante de la batería pero no suele pasar de valores situados entre los 13.8V o 14.7V (aproximadamente 20 % del valor nominal) para una batería de 6 elementos (12V).
2. El límite inferior de descarga suele ser del orden de los 10.5V (-20 % del valor nominal) para una batería de 6 elementos. A partir de dicha tensión se pueden producir daños irreparables en la batería.

### 3.4. Controlador de dos posiciones [9]

La acción de control de encendido-apagado es también muy conocida por su nombre en inglés on-off. Este tipo de acción de control es tal que el elemento final de control se mueve o conmuta rápidamente a una de dos posiciones, cuando el error alcanza una magnitud predeterminada. Este control es relativamente simple y barato, por lo cual su uso es muy extendido en sistemas de control tanto industriales como domésticos.

Si se tiene una señal de salida del controlador  $u(t)$  y una señal de error  $e(t)$ , en el control de dos posiciones, la señal  $u(t)$  permanece en un valor ya sea máximo o mínimo, dependiendo de si la señal de error es positiva o negativa. De este modo,

$$u(t) = U_1 \quad \text{para } e(t) > 0$$

$$u(t) = U_2 \quad \text{para } e(t) < 0$$

en donde  $U_1$  y  $U_2$  son constantes. Por lo general, el valor mínimo de  $U_2$  es cero o menos  $U_1$ .

La Figura 3.3 muestra el diagrama de bloques de un controlador encendido-apagado

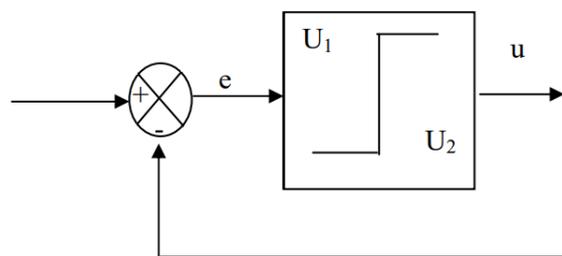


Figura 3.3: Diagrama de un regulador del tipo encendido-apagado.

### 3.5. Controlador divisores de carga

El control de la velocidad en una turbina es un problema importante y complicado; varía con el tamaño, clase de máquina e instalación, tipo de carga eléctrica y el hecho de si la planta está conectada o no a una red eléctrica; gran parte de la tecnología proviene de unidades grandes, el costo de los reguladores es por tanto desproporcionadamente elevado en los tamaños más pequeños; por otra parte, el control de velocidad se obtiene normalmente mediante control de flujo, y para que exista un control adecuado, es preciso tener suficiente inercia de rotación de las piezas rotativas, el tiempo de respuesta del regulador ha de seleccionarse cuidadosamente ya que un tiempo de cierre rápido puede ocasionar presiones excesivas en la cañería de presión.

#### 3.5.1. Regulación electrónica de carga

El control de velocidad del grupo turbo-generator puede efectuarse mediante el control de la energía incidente, esto es, dosificar el caudal para que dicha energía guarde relación con la energía demandada. Este proceso dinámico de control de la potencia absorbida por el grupo incide en la complejidad de la turbina, en el mantenimiento y los costos de los sistemas mecánicos asociados.

La regulación electrónica de carga consiste en mantener prácticamente constante la carga vista por el generador, de esta manera la potencia demandada es constante y puede eliminarse el control de flujo antes mencionado; es evidente que este principio requiere de cargas auxiliares destinadas a consumir la potencia no utilizada por la carga principal.

Las turbinas utilizadas en hidroléctricas o en plantas eólicas generan electricidad al rotar y deben tener una carga en todo momento. Típicamente poseen una batería o una resistencia como carga, en casos de que no posea carga, la turbina puede girar hasta 4 veces más rápido de lo normal lo que implica una sobre tensión y el daño en los equipos de generación.

Cuando se utiliza bancos de batería es necesario mantener los estados de carga para no exceder los niveles permitidos y para ello se utiliza los controladores divisores de carga.

Un controlador divisor de carga es un dispositivo eléctrico/electrónico que monitoriza los estados de carga de un banco de baterías y cuando es necesario envía la energía excedente a cargas auxiliares para ser disipada.

En la Figura 3.4 se observa un diagrama típico de conexión en una microcentral hidroeléctrica. En la figura se puede identificar el bloque de **generación hidroeléctrica** que corresponde a la turbina, generador y rectificador. El **banco de baterías** es el equipo acumulador de energía y que a su vez hace de carga para el sistema de generación. El **controlador** se encuentra conectado directamente a los electrodos de las baterías que constituye el bus de corriente directa (DC). Por lo tanto, el controlador “observa” la tensión de la batería hasta que alcanza la tensión máxima. Cuando esto sucede, el regulador comienza a enviar algo de corriente a la carga auxiliar. A medida que

la batería se está cargando cada vez más, la corriente en la resistencia aumenta, y así la corriente enviada a la batería disminuye. De esta manera, su voltaje permanece constante.

También se puede identificar un **inversor** que tranformar la energía de corriente directa a corriente alterna para alimentar las cargas de usuario normales como: Televisores, radios, cargadores de celulares, entre otros.

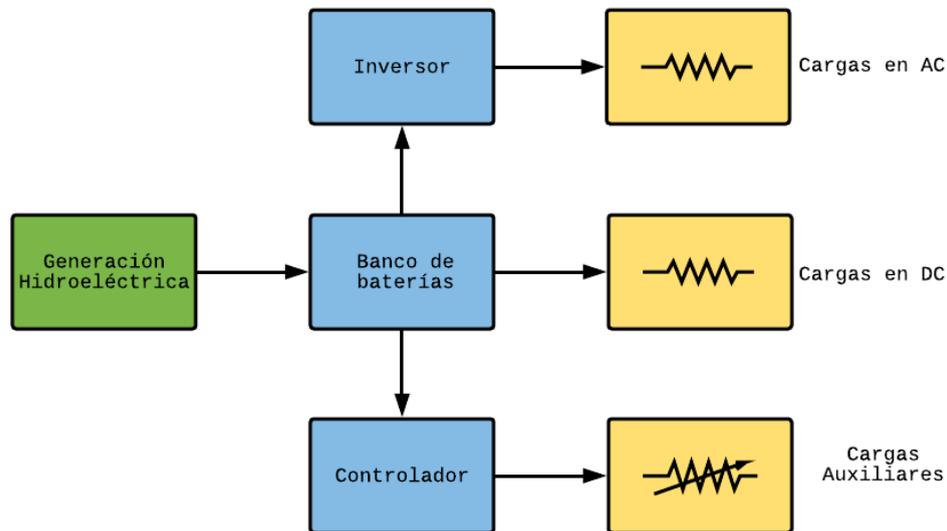


Figura 3.4: Diagrama de conexión de una central hidroeléctrica.

### 3.6. Cargas diversoras

Las cargas diversoras son elementos eléctricos que se utilizan para disipar energía en casos que exista un excedente de potencia. Esto con el fin de proteger sistemas por sobrecarga. Típicamente se utilizan cargas resistivas para sistemas de calefacción de aire/agua. En la Figura 3.5 se observa un ejemplo de cargas diversoras.

Para el dimensionamiento de la carga resistiva se debe tomar en cuenta 2 aspectos

- Nivel de tensión a la cual va operar el sistema.
- Corriente máxima que se desea diversar.

### 3.7. Electrónica de potencia

En términos generales, la tarea de la electrónica de potencia es procesar y controlar el flujo de energía eléctrica mediante el suministro de voltajes y corrientes en una forma óptima para las

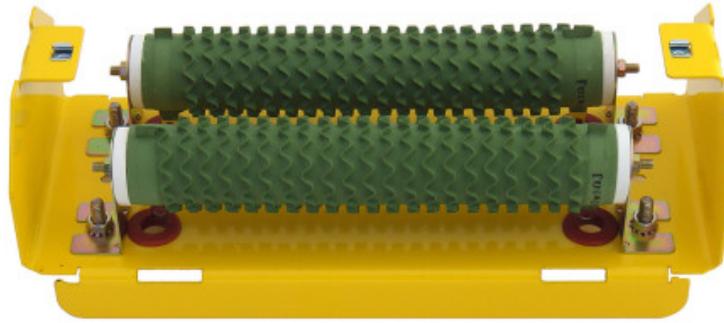


Figura 3.5: Ejemplo de cargas diversora resistiva. Tomada de [11]

cargas de los usuarios. [12]

La electrónica de potencia combina potencia, electrónica y control. El control se ocupa del estado estable y las características dinámicas de los sistemas a lazo cerrado. La potencia se ocupa del equipo de potencia estático y rotatorio para la generación, transmisión y distribución de energía eléctrica. La electrónica se ocupa de los dispositivos de estado sólido y circuitos para procesar señales y así cumplir con los objetivos de control deseados. La *electrónica de potencia* se puede definir como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y conversión de la potencia eléctrica. [13]

La Figura 3.6 muestra un sistema de electrónica de potencia en forma de diagrama de bloques.

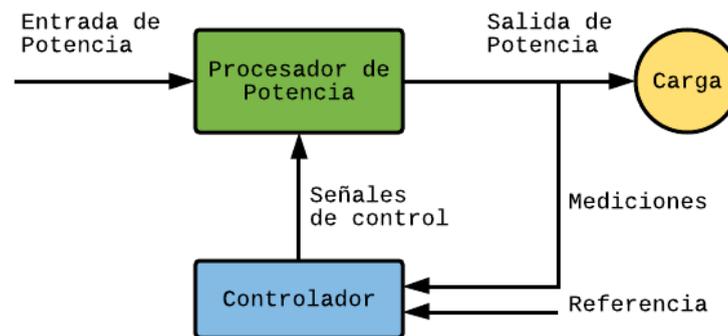


Figura 3.6: Diagrama de bloques de un sistema de potencia. Adaptado de [12]

En los últimos años, el campo de la electrónica de potencia tuvo un crecimiento considerable debido a varios factores. El controlador en el diagrama de bloques de la Figura 3.6 consiste en circuitos lineales integrados y/o procesadores de señales digitales. Estos controladores son gracias a los avances en la microelectrónica, además, los avances en la tecnología de manufactura de semiconductores han hecho posible el manejo elevado de capacidades de tensión y corriente, así

como la velocidad de conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia los cuales constituyen la unidad del procesador de potencia de la Figura 3.6.

Las crecientes capacidades de energía, facilidad de control y los costos reducidos de los dispositivos semiconductores de potencia han abierto una gran variedad de aplicaciones en electrónica de potencia.

Los dispositivos semiconductores de potencia se clasifican en tres grupos de acuerdo a su grado de controlabilidad:

- Diodos
- Tiristores
- Interruptores controlables

Los interruptores controlables abarcan varios tipos de dispositivos, como los transistores de unión bipolar (*bipolar junction transistors*, **BJT**), transistores de efecto de campo óxido metálico semiconductor (*metal-oxide-semiconductor field effect transistors*, **MOSFET**), tiristores desactivables por puerta (*Gate turn-off thyristor*, **GTO**) y transistores bipolares de puerta aislada (*insulated gate bipolar transistors*, **IGBT**).

## 3.8. Panorama general de los interruptores semiconductores de potencia

En esta subsección se hace una breve descripción de los interruptores de potencia y se profundiza en las características del MOSFET de potencia, dispositivo utilizado para la implementación de la solución.

### 3.8.1. Diodo

En la Figura 3.7a se observa el símbolo del circuito para el diodo, 3.7b se observa la característica de estado permanente  $i - v$ . Cuando el diodo está polarizado en directa, empieza a conducir un pequeño voltaje en directo a través de él, que está en el orden de 1V. Cuando el diodo está polarizado en inversa, solo una corriente de fuga muy insignificante fluye a través del dispositivo hasta que alcanza la tensión de ruptura inversa. En la operación normal, el voltaje de polarización en inversa no debe alcanzar el punto de ruptura. En la Figura 3.7c se muestra la gráfica que idealiza la característica  $i - v$  esto en vista de que la corriente de fuga es muy pequeña en polarización inversa (estado de bloqueo) y una pequeña tensión en polarización directa (estado de conducción).

El diodo se puede considerar un interruptor ideal porque se enciende rápido en comparación con los transitorios en el circuito de energía. Sin embargo, al apagarlo, la corriente del diodo se

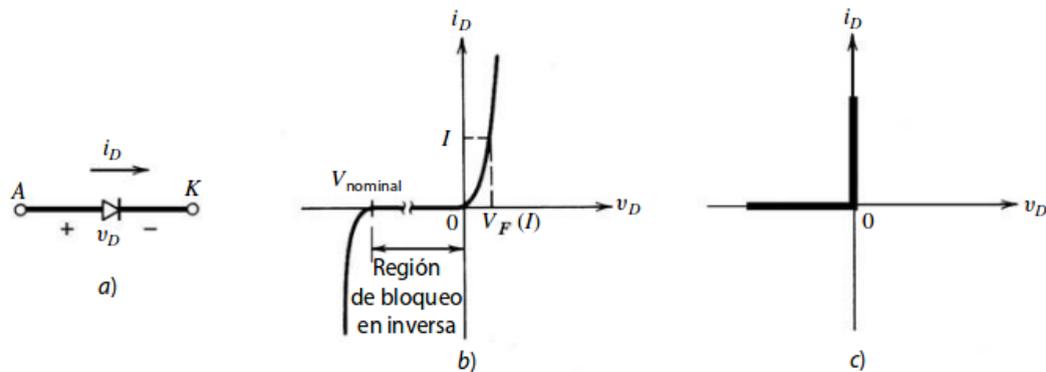


Figura 3.7: Diodo: a) símbolo, b) característica  $i - v$ , c) característica idealizada. Tomado de [12]

invierte para un tiempo de recuperación inversa  $t_{rr}$ , como se observa en la Figura 3.8. Esta corriente de recuperación inversa (negativa) es necesaria para barrer los portadores de exceso en el diodo y permitirle bloquear un voltaje de polaridad negativa.

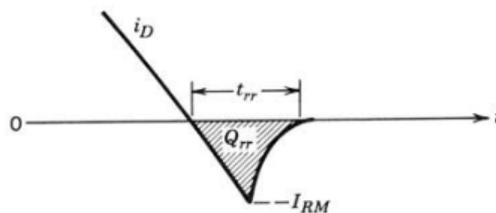


Figura 3.8: Apagado del diodo. Tomado de [12]

Existen varios tipos de diodos:

- *Diodos Shottky*: Se usan donde se requiere una caída baja de tensión directa (normalmente 0.3V) en circuitos de tensión de salida muy baja. Están limitados en su capacidad de tensión de bloqueo a 50 a 100V.
- *Diodos de recuperación rápida*: Están diseñados para el uso en circuitos de alta frecuencia, en combinación con interruptores controlables donde se necesita un tiempo corto de recuperación inversa. En niveles de energía de varios cientos de voltios y varios cientos de amperios, estos diodos tienen un grado de  $t_{rr}$  de menos que unos cuantos milisegundos.
- *Diodos de frecuencia de línea*: El voltaje de estado de encendido de estos diodos está diseñado para ser lo más bajo posible, y en consecuencia tienen tiempos  $t_{rr}$  más grandes, aceptables para aplicaciones de frecuencia de línea. Estos diodos están disponibles con magnitudes de voltaje de bloqueo de varios kilovoltios y magnitudes de corriente de varios kiloamperios. Además, se pueden conectar en serie y paralelo para satisfacer cualquier requisito de corriente.

### 3.8.2. Transistores de unión unipolar (BJT)

En la Figura 3.9a se muestra el circuito para un BJT NPN. En la Figura 3.9b muestra su característica de estado permanente. Como se observa en la característica  $i - v$ , resulta una corriente de base lo bastante grande cuando el dispositivo está completamente encendido. Esto requiere que el circuito de control de base proporcione la suficiente corriente, de modo que:

$$I_B > \frac{I_C}{h_{FE}} \quad (3.3)$$

donde  $h_{FE}$  es la ganancia de corriente de corriente continua del dispositivo.

La característica idealizada  $i - v$  del BJT al operar como interruptor se muestra en la Figura 3.9c.

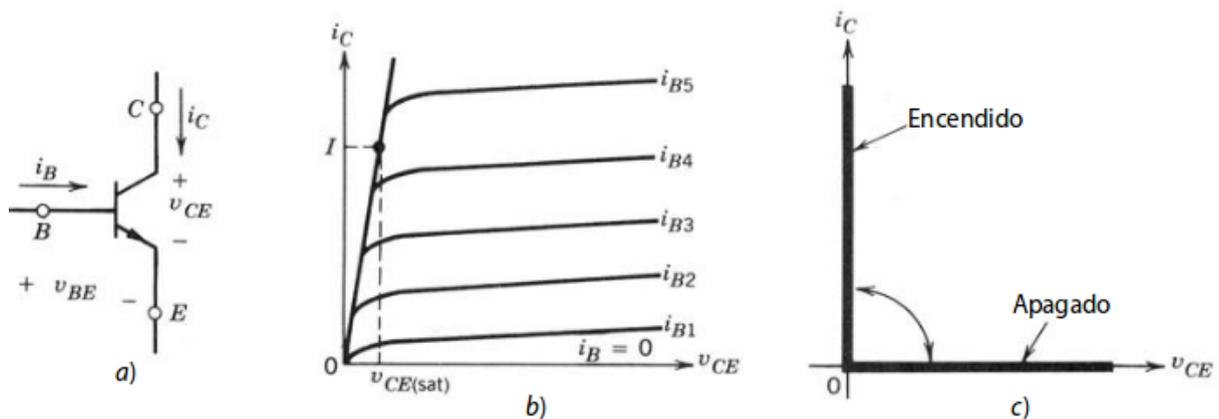


Figura 3.9: BJT a) símbolo, b) características  $i - v$ , c) característica idealizada. Tomado de [12]

### 3.8.3. Transistores de efecto de campo de metal-óxido semiconductor (MOS-FET)

En la Figura 3.10a se observa el símbolo de circuito de un MOSFET de canal  $n$ . Es un dispositivo controlado por tensión, tal y como se puede ver de la característica  $i - v$  de la Figura 3.11b. Las características idealizadas del dispositivo en operación como interruptor se muestran en la Figura 3.11c.

Los MOSFET requieren la aplicación continua de tensión puerta-fuente ( $V_{GS}$ ) de magnitud correspondiente a fin de estar en el estado activo. No hay flujo de corriente de puerta, excepto durante las transiciones de encendido a apagado, o viceversa, cuando la capacitancia de la puerta se está cargando o descargando. Los tiempos de conmutación son muy cortos y se encuentran en el rango de unas cuantas decenas de nanosegundos a unos cientos de nanosegundos, lo que depende

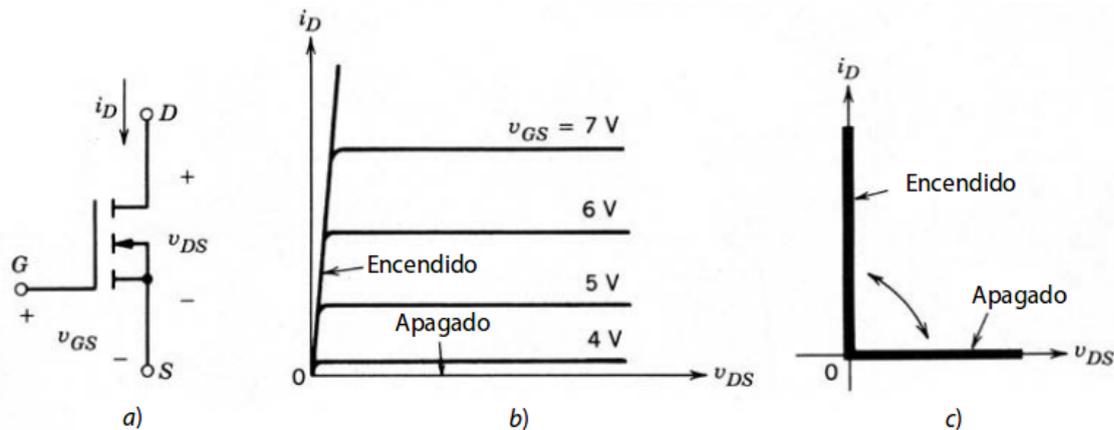


Figura 3.10: MOSFET a) símbolo, b) características  $i - v$ , c) característica idealizada. Tomado de [12]

del tipo de dispositivo.

### 3.8.4. Transistores bipolares de puerta asilada (IGBT)

En la Figura 3.11a se muestra el símbolo de circuito para un IGBT y su característica  $i - v$  en la Figura 3.11b. El IGBT tiene una puerta de alta impedancia que solo requiere una pequeña cantidad de energía para conmutar al dispositivo, además posee un pequeño voltaje de estado activo al igual que el BJT. Posee la característica de bloquear tensiones negativas. Su característica idealizada se observa en la Figura 3.11c.

## 3.9. Excitador de puerta para MOSFET de potencia

Como se mencionó en la sección 3.7, el MOSFET es un dispositivo controlado por tensión. Se debe aplicar una tensión entre la compuerta y los terminales de la fuente para producir un flujo en el drenaje.

Un excitador de puerta para MOSFET es un circuito de comando de la puerta *gate* del MOSFET (*gatedriver* o *driver*). Convierte la señal del circuito de control, señal de baja potencia (típicamente proveniente de un microcontrolador) y suministra los niveles de corriente y tensión adecuados para el encendido y apagado de un MOSFET de potencia.

El circuito debe garantizar que no se excedan los niveles indicados por el fabricante, además debe conmutar en los tiempos requeridos y también evitar que el *gate* quede e circuito abierto.

Los *driver* se pueden implementar como circuitos integrados dedicados, transistores discretos o transformadores. También pueden integrarse dentro de un controlador IC (circuito integrado). La implementación de un adecuado *driver* permite que el controlador funcione más frío y sea más

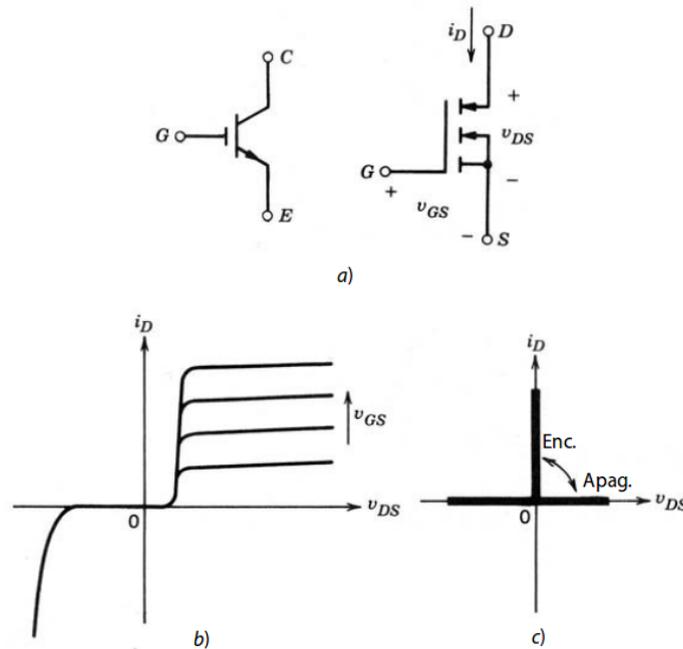


Figura 3.11: IGBT a) símbolo, b) características  $i - v$ , c) característica idealizada. Tomado de [12]

estable al eliminar las altas corrientes pico y la disipación de calor necesarias para impulsar un MOSFET de potencia a frecuencias muy altas.

### 3.10. Control de temperatura de componentes y disipadores de calor

Cuando en un elemento conductor circula una corriente eléctrica se generan pérdidas de potencia que elevan la temperatura del mismo. Estas pérdidas cobran especial protagonismo en los elementos semiconductores de potencia, puesto que por ellos circulan elevadas intensidades, y por tanto el incremento de temperatura que se produce pone en peligro la vida del dispositivo. El calor que se produce en el interior del semiconductor debe ser disipado rápidamente, con el fin de evitar que la temperatura interna llegue al límite máximo permitido.[14]

La capacidad de evacuación del calor al medio ambiente puede variar según el tipo de encapsulado pero es, en cualquier caso, demasiado pequeña, por lo que es necesario facilitar la transferencia de calor generado al ambiente mediante alguna ayuda adicional consistente en un dispositivo de mayor volumen y superficie conocido como radiador o disipador de calor, el cual hace de puente para evacuar el calor del encapsulado al medio ambiente.

### Formas de transmisión del calor [15]

El calor producido por un foco calorífico se propaga por todo el espacio que lo rodea. Esta transmisión de calor puede producirse de tres formas:

- **Conducción:** Transferencia de energía que tienen lugar mediante un soporte físico (sólido o fluido) de manera que la energía interna de las zonas de mayor temperatura se desplaza hacia las de menor temperatura. Se trata de un intercambio molecular de energía cinética, a la que suma el flujo libre de electrones (caso de metales) y el estado vibracional (caso de un sólido cristalino).
- **Convección:** Mecanismo de transmisión de calor basado en el desplazamiento de masa en el seno de un fluido lo que origina la mezcla de unas zonas con otras y, por consiguiente, el intercambio de calor entre ellas. Obviamente también se produce en el sentido de las temperaturas decrecientes. A diferencia de la conducción de calor, aunque la convección requiere un soporte físico (un fluido) este no es fijo sino en movimiento.
- **Radiación:** Todo cuerpo a temperatura por encima del cero absoluto emite radiación electromagnética. Esta radiación es emitida en todas direcciones y puede ser interceptada por otros cuerpos dando lugar a un intercambio radiante entre las superficies de dichos cuerpos. Si la radiación emitida está en un rango de longitudes de onda adecuado (rango térmico) es susceptible de afectar al contenido energético de un cuerpo y de variar la temperatura.

En la Figura 3.12 se observa gráficamente los tres mecanismos de transferencia del calor.

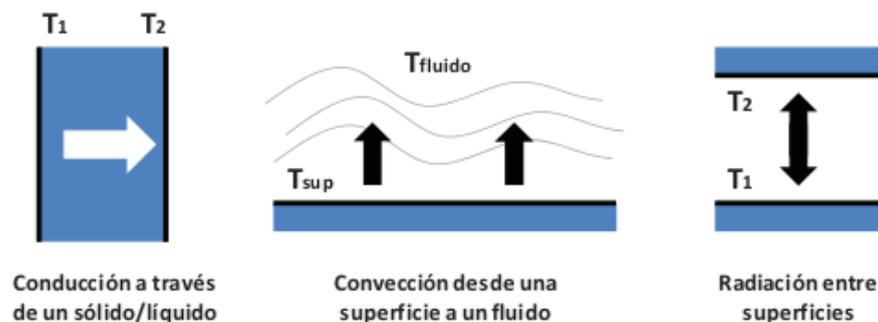


Figura 3.12: Métodos de transferencia del calor. Tomada de [15]

### Características térmicas de los semiconductores [14]

Un semiconductor de potencia montado en un disipador puede analizarse con analogía a los circuitos eléctricos, de forma que el flujo de corriente se reemplaza por transferencia de calor y

las impedancias eléctricas por resistencias térmicas. La unidad de transferencia de calor se mide en  $J/s$  o  $W$ , y la unidad de resistencia térmica en  $^{\circ}C/W$ . Por lo tanto, si  $Q$  es la potencia térmica que se está disipando en un componente, en vatios, y  $dT$  es la diferencia de temperatura en el componente de grados centígrados, entonces la resistencia térmica  $R_{th}$  del componente está dada por  $R_{th} = dT/Q(^{\circ}C/W)$ .

Para que un semiconductor disipe la potencia adecuada, es necesario mantener la temperatura de la unión por debajo del máximo indicado por el fabricante. El paso de la corriente eléctrica produce un aumento de la temperatura de la unión ( $T_j$ ). Si ésta se quiere mantener a un nivel seguro, debemos evacuar al exterior la energía calorífica generada por la unión. Para que se produzca un flujo de energía calorífica de un punto a otro, debe existir una diferencia de temperatura. El calor pasará del punto más caliente al más frío, pero aparecen factores que dificultan este paso, llamados resistencias térmicas y que vienen a indicar el grado de dificultad para evacuar el calor de un dispositivo ( $^{\circ}C/W$ ).

Por lo tanto, utilizando la analogía de la ley de Ohm se realiza la siguiente comparación eléctrica mostrada en la Figura 3.13. Las tensiones equivalen a temperaturas, las resistencias térmicas a las resistencias óhmicas y el flujo de calor o potencia disipada a la corriente eléctrica.

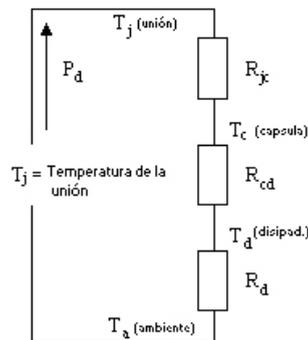


Figura 3.13: Circuito equivalente de ley de Ohm para tratamiento térmico. Adaptada de [14]

Al igual que un circuito eléctrico se puede decir que:

$$T_j - T_a = P_D \cdot R_{ja} \tag{3.4}$$

donde  $T_j$  = temperatura de la unión del semiconductor,  $T_a$  = temperatura ambiente,  $P_D$  = potencia que disipa el dispositivo y  $R_{ja}$  = resistencia térmica entre la unión y el ambiente.

De la Figura 3.13 se obtiene la expresión para cuando existe elemento disipador:

$$P_D = \frac{T_j - T_a}{R_{jc} + R_{cd} + R_{da}} \tag{3.5}$$

y la expresión cuando no existe disipador:

$$P_D = \frac{T_j - T_a}{R_{jc} + R_{ca}} \quad (3.6)$$

### Resistencia unión-encapsulado ( $R_{jc}$ )

El foco calorífico se genera en la unión del propio cristal semiconductor, de tal forma que el calor debe pasar desde este punto al exterior del encapsulado.

Generalmente este dato lo suministra el fabricante y dependerá del tipo de encapsulado del dispositivo. La fórmula utilizada para calcular esta resistencia es:

$$R_{jc} = \frac{T_{jmax} - T_c}{P_d} \quad (3.7)$$

donde  $T_c$  normalmente es  $25^\circ\text{C}$ .  $P_d$  es la proporcionada por el fabricante y no la disipada por el dispositivo.

### Resistencia encapsulado-disipador ( $R_{cd}$ )

Es la resistencia térmica entre el semiconductor y el disipador. Este valor depende del sistema de fijación entre el disipador y el componente y del estado de planitud y paralelismo de las superficies de contacto, puesto que a nivel microscópico, solo contactan por unos puntos, quedando huecos de aire que entorpecen la transmisión del calor. También depende del tipo de material que se interponga entre ambas superficies de contacto. Para mejorar este contacto y/o aislar eléctricamente las dos superficies, se suelen interponer materiales, entre el encapsulado y el disipador, que suelen ser de dos tipos:

- Pastas conductoras de calor, que pueden ser o no ser conductoras de la electricidad.
- Láminas aislantes eléctricas que se pueden emplear conjuntamente con pastas de siliconas conductoras de calor, comúnmente mica. También las hay conductoras de calor que no precisan pasta de silicona.

### Resistencia del disipador ( $R_d$ )

Representa la oposición al paso por convección del flujo calorífico al aire a través del elemento disipador. Este dato será, en la práctica, la incógnita principal del problema, puesto que según el valor que resulte del cálculo, así será el tipo de aleta que se empleará. Depende de muchos factores como son la potencia a disipar, las condiciones de la superficie, la posición de montaje y en el caso de disipadores planos factores como el grosor del material y el tipo de encapsulado. Para el cálculo de la resistencia se pueden utilizar las siguientes fórmulas

$$R_d = \frac{T_j - T_a}{P_d} - (R_{jc} + R_{cd}) \quad (3.8)$$

$$R_d = \frac{T_d - T_a}{P_d} \quad (3.9)$$

$$R_d = R_{ja} - (R_{jc} + R_{cd}) \quad (3.10)$$

Una vez calculada la  $R_d$  se pasa a elegir el disipador. Para la elección habrá que tener en cuenta que el tipo de encapsulado del dispositivo a refrigerar sea el adecuado para su montaje en la aleta disipadora que se haya elegido así como la longitud y superficie necesaria del disipador.

### Resistencia unión-ambiente ( $R_{ja}$ )

Como su nombre indica es la resistencia que existe entre la unión del semiconductor y el ambiente. Pueden existir dos casos, el de resistencia unión-ambiente con disipador y sin disipador. Cuando se habla de resistencia unión-ambiente sin disipador, se refiere a la resistencia unión-encapsulado junto con la resistencia encapsulado-ambiente:

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{ca} \quad (3.11)$$

Dicho valor es indicado por el fabricante en función del tipo de encapsulado.

Cuando se habla de la resistencia unión-ambiente con disipador se hace referencia a la suma de la resistencia unión-encapsulado ( $R_{jc}$ ), la resistencia encapsulado-disipador ( $R_{cd}$ ) y la resistencia disipador-ambiente ( $R_d$ ):

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_d \quad (3.12)$$

### Temperatura de la unión ( $T_j$ )

La temperatura máxima de la unión representa el límite superior de temperatura a la que no se debe llegar y no sobrepasar ya que significaría la destrucción de la unión o del dispositivo. Este dato es un valor que normalmente es suministrado en los manuales de los fabricantes de semiconductores.

El objetivo del diseño es mantener la temperatura de la unión por debajo de la máxima. Para ello se utiliza un coeficiente de seguridad,  $K$ , cuyo valor dará una temperatura de la unión comprendida entre el 50 % y el 70 % de la máxima ( $K = 0.5 \dots 0.7$ ). Se le asigna el valor según el margen de seguridad que se desea que tenga el dispositivo. La temperatura de la unión que se utilizará en los cálculos será:  $T_j = K \cdot T_{jmax}$

**Temperatura del encapsulado ( $T_c$ )**

Este dato no se suministra en los manuales ya que depende del valor de la potencia que disipa el dispositivo, de la resistencia del disipador y de la temperatura ambiente. Por lo tanto sólo se puede calcular cuando se conozcan todos los datos reflejados en alguna de las siguientes expresiones:

$$T_c = P_d \cdot (R_{cd} + R_d) + T_a \quad (3.13)$$

$$T_c = T_j - (P_d \cdot R_{jc}) \quad (3.14)$$

**Temperatura del disipador ( $T_d$ )**

Este valor se obtiene a partir de la potencia disipada,  $P_d$ , de la resistencia térmica del disipador,  $R_d$ , y, finalmente, de la temperatura ambiente,  $T_a$ . Se calculará con cualquiera de las siguientes expresiones:

$$T_d = (P_d \cdot R_d) + T_a \quad (3.15)$$

$$T_d = T_c - (P_d \cdot R_{cd}) \quad (3.16)$$

**Temperatura ambiente ( $T_a$ )**

Este dato corresponde a la temperatura ambiente *del entorno donde está ubicado el disipador*, en la interpretación de este dato puede existir confusión ya que se puede tomar su valor como la temperatura del medio ambiente.

**Potencia disipada ( $P_d$ )**

La potencia máxima es un dato que nos dará el fabricante. Este dato es para las mejores condiciones de funcionamiento del dispositivo, es decir, para una temperatura del encapsulado de 25 °C y un disipador adecuado. La máxima potencia que puede disipar un semiconductor sin disipador viene dada por el cociente entre el incremento de la temperatura y la resistencia térmica unión ambiente:

$$P_{dmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{ja}} \quad (3.17)$$

Donde  $R_{ja}$  es la que nos suministra el fabricante que no incluye  $R_d$ . Cuando se utiliza un disipador, la resistencia térmica se divide en tres parámetros, como se indicó anteriormente, la resistencia entre la unión-encapsulado ( $R_{jc}$ ), entre el encapsulado-disipador ( $R_{cd}$ ) y entre el disipador-ambiente ( $R_d$ ):

$$P_{dmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{jc} + R_{cd} + R_d} \quad (3.18)$$

## Disipadores

Los disipadores están disponibles en una gran variedad de formas y tamaños, para acoplarse a los distintos tipos existentes de encapsulados de semiconductores de potencia, normalmente están hechos de extrusión de una aleación de aluminio, ya que el aluminio es un buen conductor del calor, fácilmente maleable, de extrusionar y con un acabado de superficie suave. El aluminio proporciona un disipador inferior al construido de cobre, pero es mucho más barato.

Los disipadores están diseñados con una gran área superficial, para la radiación y conducción de calor, y con un peso minimizado. Pueden dejarse brillantes, pero son más eficientes las superficies mates coloreadas. El negro no es necesariamente el mejor color, ya que a las temperaturas que se están considerando tiene lugar la radiación de calor en la región infrarroja, y todos los esmaltes, superficies anodizadas, barnices y pinturas oleosas tienen altas emisividades sin tener en cuenta el color.

Los disipadores normalmente se diseñan con aletas, y cuanto mayor sea el número de aletas, mayor es el área de enfriamiento por convección, pero si las aletas están demasiado juntas entre sí, se produce menos radiación de calor, por lo que existe un compromiso. En la Figura 3.14 se observa algunos disipadores.

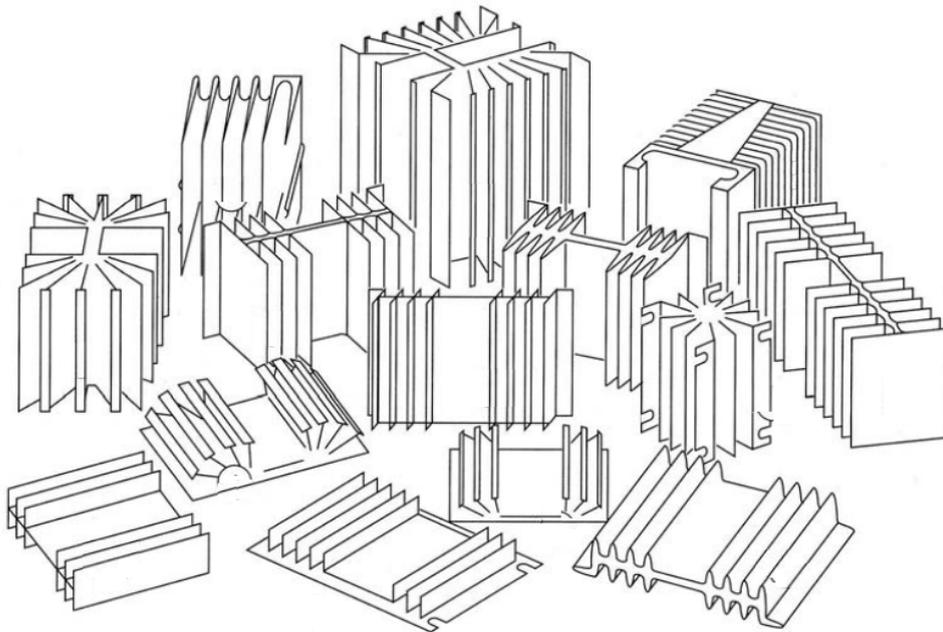


Figura 3.14: Disipadores de calor. Adaptada de [12]

A menudo se precisa aislamiento eléctrico al montar un componente sobre un disipador, y puede conseguirse mediante arandelas de aislamiento. Pueden utilizarse varios materiales para estas arandelas: la glucina es el más caro pero tiene la mayor conductividad térmica y rigidez

dieléctrica, seguida de las arandelas de aluminio anodizado templado con una buena conductividad térmica y rigidez dieléctrica. El enlace entre la carcasa del componente por refrigerar y el disipador tiene una resistencia térmica relativamente pequeña comparada con otras partes del sistema. Sin embargo, la resistencia puede incrementarse durante el montaje en un factor de diez veces si no se tiene cuidado. Esto se realiza manteniendo limpias las superficies de unión aplicando una presión adecuada de acoplamiento y utilizando grasa térmica entre ellas. Esta grasa, o compuesto disipador, es un material de silicona lleno de óxidos metálicos conductores de calor. En la Figura 3.15 se muestra un ejemplo de montaje típico de disipadores.

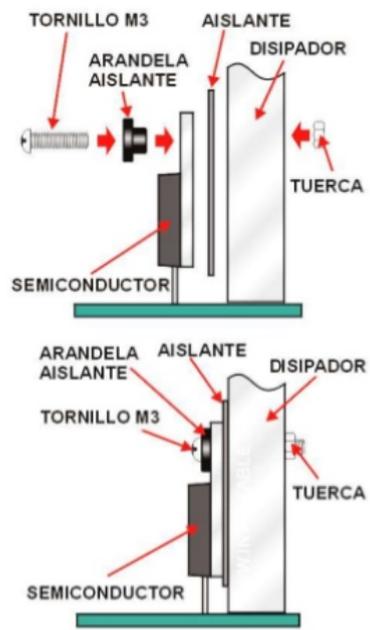


Figura 3.15: Montaje de disipadores térmicos.

# CAPÍTULO 4

---

## Descripción detallada de la solución

---

En este capítulo se definen los requerimientos del controlador basado en el análisis de dispositivos comerciales así como en las especificaciones de la empresa. Además, se detalla el diseño de las etapas y los criterios de selección de componentes para la implementación.

### 4.1. Análisis de controladores divisores de carga comerciales

En el mercado se puede encontrar una gama de controladores que cumplen con la función de divisores de carga, a continuación se muestran las especificaciones eléctricas de dos controladores divisores de carga comerciales y se enlistan los parámetros fundamentales para el diseño del controlador divisor de carga implementado.

#### 4.1.1. Morningstar-TriStar (TS45 & TS-60)

El controlador TriStar de Morningstar es un controlador programable de tres funciones que proporciona carga confiable de la batería solar, control de carga o regulación de desviación. El controlador opera en uno de estos modos a la vez y se pueden usar dos o más controladores para proporcionar múltiples funciones. En la Figura 4.1 se muestra una tabla con las características eléctricas del controlador divisor del fabricante Morningstar-TriStar.

#### 4.1.2. Xantrex-Schneider (C40 & C60)

Este controlador tienen la capacidad de ser un controlador de carga solar, un controlador de carga de corriente continua o un controlador de carga de desvío. En la Figura 4.2 se muestra una tabla con las características eléctricas del controlador divisor del fabricante Xantrex-Schneider.

En la Tabla 4.1 se enlistan los parámetros extraídos del análisis de los controladores mencionados anteriormente.

<b>Versions</b>	TrStar-45, TriStar-60 and TriStar-60M
<b>Electrical</b>	
Rated solar, load or diversion current	TriStar-45 45A TriStar-60 60A TriStar-60M 60A
System Voltage	12, 24, 48V
Accuracy	12/24V $\leq 0.1\% \pm 50\text{mV}$ 48V $\leq 0.1\% \pm 100\text{mV}$
Minimum voltage to operate	9V
Maximum solar voltage (Voc)	125V
Self-consumption	
Controller	<20mA
Meter	7.5mA

Figura 4.1: Tabla con características eléctricas del controlador divisor de carga del fabricante Morningstar-TriStar.

Tabla 4.1: Parámetros de operación de un controlador divisor de carga.

Parámetro	Descripción
Tensión de operación del sistema	Este parámetro especifica el nivel de tensión nominal al cual opera el banco de baterías. Regularmente se utiliza para niveles de 12VDC, 24VDC y 48VDC.
Corriente máxima	Indica la corriente máxima a través del dispositivo.
Tensión máxima	Indica la tensión máxima de operación del dispositivo.
Tensión mínima	Indica la tensión mínima de operación del dispositivo.
Parámetros ajustables	Se puede ajustar los parámetros para determinar los umbrales de operación.

## 4.2. Especificaciones de diseño

Se desea implementar un controlador divisor de carga que cumpla con las especificaciones de la Tabla 4.2

### 4.2.1. Consideraciones de diseño

Algunas consideraciones que deben ser tomadas en cuenta en su diseño final son las siguientes:

- Debe ser de costo reducido.
- Amigable al usuario.

Model	C35		C40			C60	
	12 Vdc	24 Vdc	12 Vdc	24 Vdc	48 Vdc	12 Vdc	24 Vdc
Voltage Configuration	12 Vdc	24 Vdc	12 Vdc	24 Vdc	48 Vdc	12 Vdc	24 Vdc
Maximum PV Array Open Circuit Voltage	55 Vdc	55 Vdc	125 Vdc	125 Vdc	125 Vdc	55 Vdc	55 Vdc
Charging Load Current	35 amps DC continuous		40 amps DC continuous			60 amps DC continuous	
Recommended Breaker Size with recommended Wire Size in Conduit	60 amps DC #6 AWG		60 amps DC #6 AWG			60 amps DC (100% continuous duty cycle), #6 AWG (90 ° C rated)	
Maximum Short Circuit Current	85 amps intermittently		85 amps intermittently			85 amps intermittently	
Maximum Voltage Drop	0.30 volts - charge control mode						
Total Current Consumption	While operating - 15 mA (typical), at idle - 3 mA (tare)						
Charger Regulation Method	Solid state, 3-stage (bulk, absorption and float) Pulse Width Modulation (PWM)						
Charging Control Settings:							
Lead Acid Battery	12 Volt System: Float 12.5 - 14.5 Vdc Bulk 13.0 - 15.0 Vdc EQ = +1 above Bulk		24 Volt System: Float 25.0 - 29.0 Vdc Bulk 26.0 - 30.0 Vdc EQ = +2 above Bulk			48 Volt System: Float 50.0 - 58.0 Vdc Bulk 52.0 - 60.0 Vdc EQ = +4 above Bulk	
NiCad battery	12 Volt System: Float 14.5 - 16.5 Vdc Bulk 15.0 - 17.0 Vdc EQ = not recommended		24 Volt System: Float 29.0 - 33.0 Vdc Bulk 30.0 - 34.0 Vdc EQ = not recommended			48 Volt System: Float 58.0 - 66.0 Vdc Bulk 60.0 - 68.0 Vdc EQ = not recommended	

Figura 4.2: Tabla con características eléctricas del controlador divisor de carga del fabricante Xantrex-Schneider.

Tabla 4.2: Especificaciones de diseño.

Parámetro	Símbolo	Valor
Tensión nominal	$V_{nom}$	12V - 24V
Potencia	$P$	2kW
Máxima corriente	$I_{max}$	167 A
Máxima tensión	$V_{max}$	40 V
Umbrales de operación	$V_{min} - V_{max}$	$\pm 20\% V_{nom}$

### 4.3. Algoritmo de control

En la Figura 4.3 se observa un diagrama de flujo que muestra el algoritmo general del controlador divisor de carga implementado.

Como se muestra en el algoritmo primeramente se configura el nivel de tensión nominal (12V o

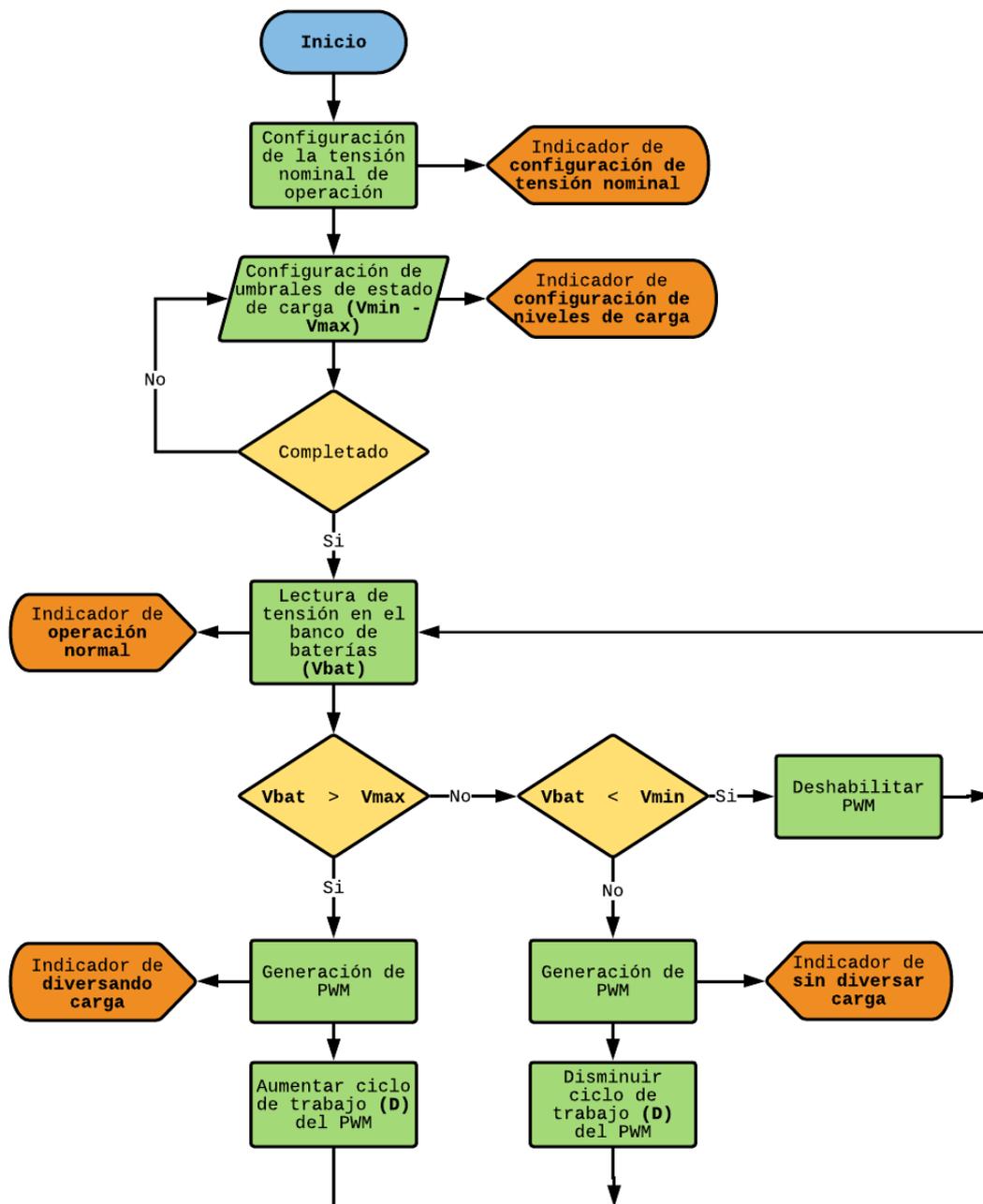


Figura 4.3: Diagrama de flujo del algoritmo general implementado para el controlador diversor.

24V), seguidamente se configuran los umbrales de operación ( $V_{max}$  y  $V_{min}$ ). Una vez finalizada la etapa de configuración por el usuario, el controlador monitoriza constantemente el nivel de tensión del banco de baterías. En casos que se haya alcanzado el nivel máximo del estado de carga, el controlador diversará el excedente de energía en la carga auxiliar. Esto mediante la generación de una señal de modulación por ancho de pulso (PWM). Para determinar el ciclo de trabajo  $D$  se parte

de 0 y se irá incrementando hasta que la medición sea menor al nivel máximo. Se utiliza este método D, se modifica la cantidad de energía que diversa la carga, por lo que partiendo de una misma carga diversora, se puede disipar distintos valores de potencia según se requiera. El controlador dejará de diversar cuando se alcance un nivel que se encuentre entre el rango de  $V_{min}$  y  $V_{max}$ . En casos de se realice una medición y sea menor al umbral mínimo se procede a desconectar la carga auxiliar por completo. El ciclo se repetirá cuantas veces sea necesario para monitorizar el estado de carga de las baterías. Es importante contar con indicadores para determinar el estado de operación del controlador, esto con el fin de que el usuario conozca en todo momento el estado de operación de la central hidroeléctrica.

En la Figura 4.4 se observa el diagrama de bloques de tercer nivel de la solución implementada y la cual se explicará en las siguientes secciones.

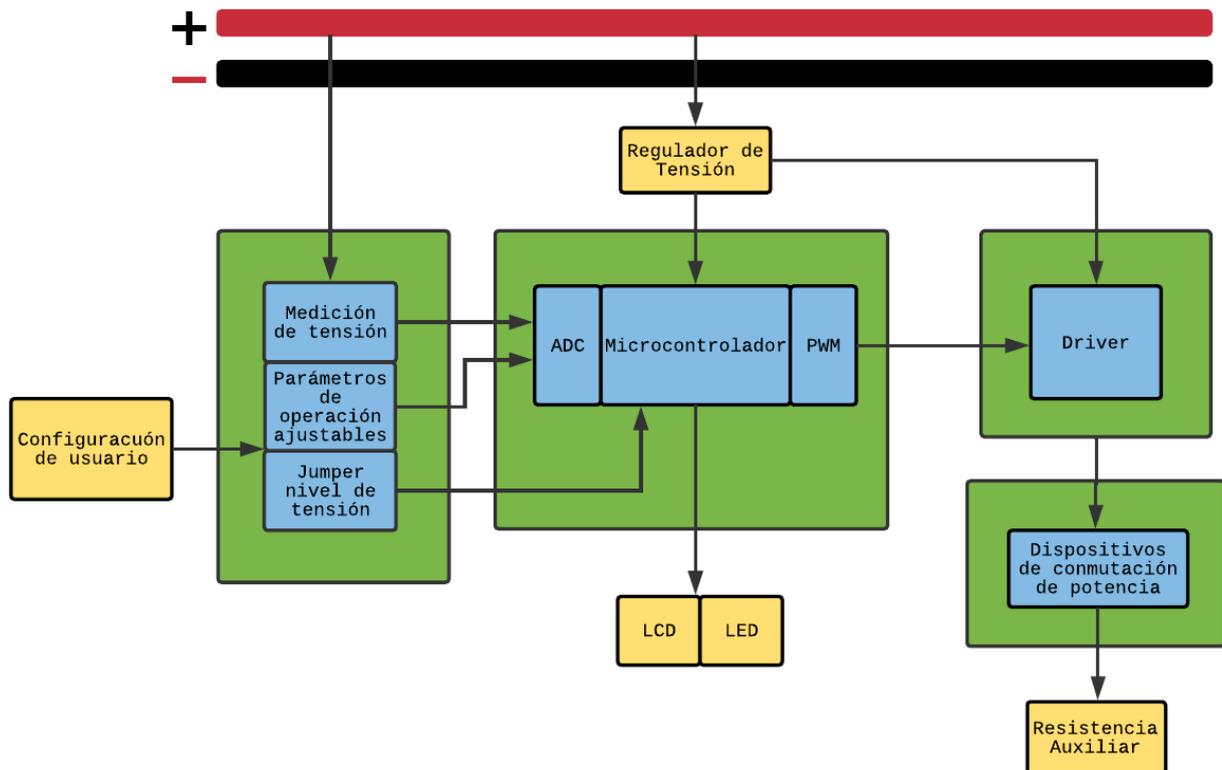


Figura 4.4: Diagrama de bloques de tercer nivel.

Se requiere que el dispositivo sea capaz de diversar hasta 2kW de potencia para tensiones nominales de 12V y 24V. La corriente máxima del dispositivo se calcula mediante la Ley de Ohm como se muestra en la Ecuación 4.1.

$$I = \frac{P}{V} \Rightarrow I = \frac{2kW}{12V/24V} \Rightarrow I = 167A/84A \quad (4.1)$$

Estos valores de corriente y tensión deberán ser considerados para el correcto diseño.

## 4.4. Diseño de Hardware

Como se observa en el diagrama de segundo nivel en la Figura 1.2 y en la Figura 4.4 la solución está compuesta por 4 bloques (adquisición de datos, control, acople de señal y conmutadores de potencia) los cuales se detallan a continuación.

### 4.4.1. Adquisición de datos

#### Jumper para selección del nivel de tensión nominal (12V-24V)

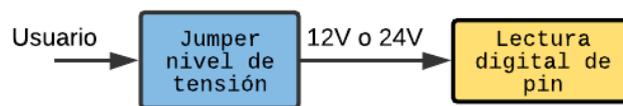


Figura 4.5: Diagrama de jumper para selección de nivel de tensión de operación nominal.

Para determinar el nivel de tensión nominal de operación (configurable por el usuario) se optó por la utilización de un puente de conexión conocido como **jumper**. Se eligió esta opción ya que disminuye la posibilidad de error y es un método utilizado en los controladores analizados en la subsección 4.1.

En la Figura 4.6 se observa el esquemático del circuito implementado. Los pines con los nombres V12 y V24 van al microcontrolador. Se hace una lectura digital de pines para determinar el modo de operación.

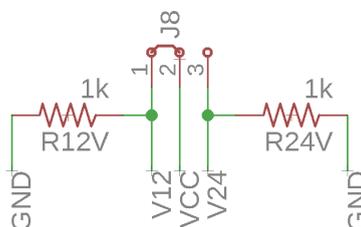


Figura 4.6: Esquemático para selección de nivel de tensión de operación nominal.

#### Niveles de estados de carga configurables

Para establecer los umbrales de tensión máximo y mínimo se realiza mediante un potenciómetro. Para la configuración se muestra en la pantalla LCD el nivel deseado, cuando se ha seleccionado el

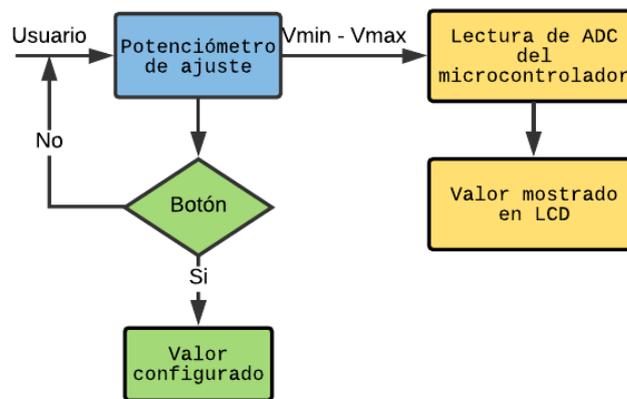


Figura 4.7: Diagrama para configuración de niveles de estados de carga.

valor se debe presionar el botón que define la configuración. Para determinar los rangos se utiliza un valor del  $\pm 20\%$ , determinado en [8]. El escalamiento se realiza como se observa en las Figura 4.8. En la Figura 4.9 se muestra el circuito utilizado para la configuración.

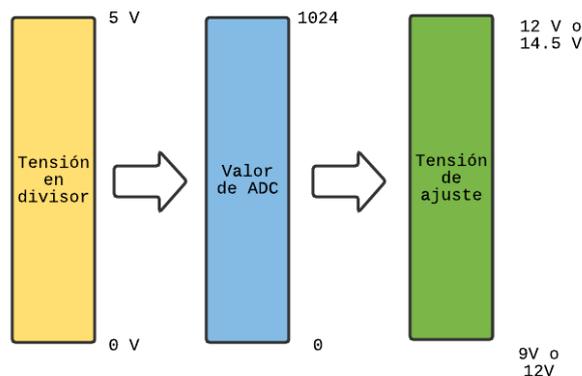


Figura 4.8: Escalamiento de señales para configuración de niveles de activación y desactivación del controlador.

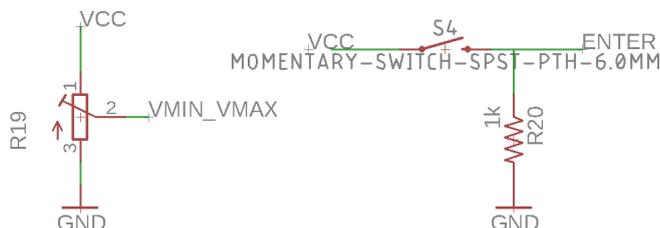


Figura 4.9: Circuito para configuración de niveles de estados de carga.

### Medición de tensión en banco de baterías



Figura 4.10: Diagrama de medición de tensión en baterías.

Se desea medir el nivel de tensión en un banco de baterías de 12V y 24V. El caso extremo sería el banco de baterías a 24V, a carga completa el nivel de tensión se encuentra cercano a los 30V. Si se considera un factor de seguridad del 30 % se obtiene un valor aproximado de 40V como nivel máximo a medir.

Para la monitorización del banco de baterías (baterías de Plomo-Ácido) se requiere una precisión de dos decimales según [8] además en [19] se establece que un cambio significativo en los niveles de tensión corresponde a  $\pm 0,05V$ .

Un microcontrolador de 5V (Nivel de tensión típico en microcontroladores) con ADC de 8 bits se obtiene la siguiente resolución:

$$\Delta V_{ADC} = \frac{5}{2^8} = \frac{5}{256} \approx 0,019V \quad (4.2)$$

Con esa precisión se aseguraría la medición requerida para cambios significativos en las baterías de Ácido-Plomo, sin embargo, se utilizó uno de 10 bits para mejorar la precisión, obteniendo así pasos de 0,0049V.

En la Figura 4.11 se observa el circuito utilizado para la medición de tensión banco de baterías. Como se observa, consiste en un divisor de tensión donde la resistencia  $R_{12}$  está en paralelo con un capacitor, dando estabilidad a la señal ante pequeñas variaciones de tensión en el banco de baterías y un diodo del tipo zener que sirve de protección para el pin del microcontrolador.

En la Figura 4.12 se observa el escalamiento de la señal, el rango de 0V-40V se convierte a un rango de 0V-5V, nivel permitido por el microcontrolador.

Para calcular los valores de las resistencias a utilizar se hace uso de la Ecuación 4.3

$$V_{adc} = \frac{V_{bat} \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.3)$$

Si se sustituye los valores máximos para  $V_{adc}$  y  $V_{bat}$  de 40V y 5V respectivamente, se obtiene la Ecuación 4.4.

$$5 = \frac{40 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.4)$$

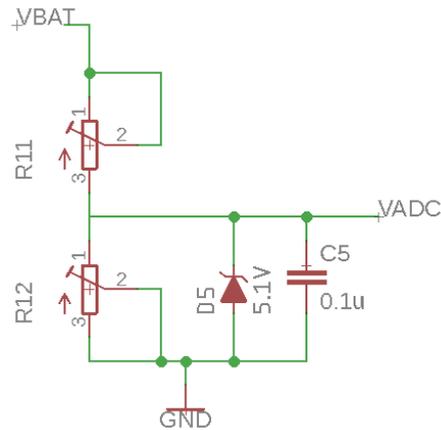


Figura 4.11: Circuito para lectura del nivel de tensión en banco de baterías.

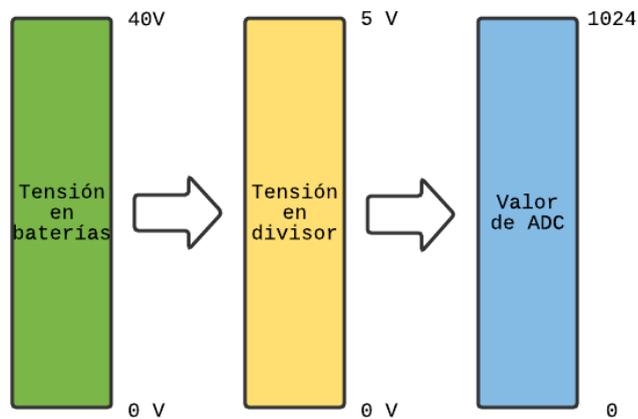


Figura 4.12: Escalamiento de nivel de tensión en banco de baterías.

Despejando, se obtiene el resultado de la ecuación 4.5

$$R_1 = 7 \cdot R_2 \tag{4.5}$$

Si se selecciona un valor de  $5k\Omega$  para  $R_2$  se obtiene un valor de  $35k\Omega$  para  $R_1$ , con esto se obtiene una alta impedancia, reduciendo el consumo de energía. Para obtener una medida de resistencia precisa se utiliza potenciómetros de precisión. El capacitor para filtrar las pequeñas variaciones de tensión en el banco de baterías seleccionado es de  $0,1\mu F$  y el diodo zener de  $5,1V$  para proteger las entradas del microcontrolador.

## Reguladores de tensión

El microcontrolador y los componentes de control operan a 5V, además el circuito excitador de compuerta requiere de al menos 10V constantes para su operación. La tensión de entrada proveniente del banco de baterías es variable en el rango de 9V a 40V por lo que es necesario disminuir estos niveles.

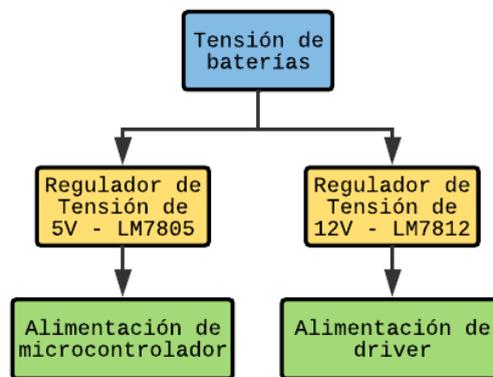


Figura 4.13: Diagrama de circuitos reguladores.

Una familia de circuitos ampliamente utilizados para la regulación son los LM78XX. Para la regulación de 5V a la cual opera el microcontrolador se hace uso del LM7805, este integrado opera en el rango de 5V a 40V por lo que cumple satisfactoriamente con el rango de tensiones en el banco de baterías. Este integrado entrega hasta 1.5A de corriente, cantidad de corriente suficiente ya que el consumo aproximado del circuito con los indicadores operando se encuentra cercano a los 150mA.

Para alimentar al circuito de excitacion de puerta se utiliza el regulador LM7812. Este integrado proporciona un nivel de tensión de 12V.

En ambos circuitos se agregó un diodo emisor de luz para mostrar la correcta operación de estos reguladores, en la Figura 4.14 se observa el esquemático.

### 4.4.2. Acople de señal

Como se explicó en la sección 3.9, se requiere de un circuito de acople para la señal de control de *gate* de los circuitos conmutadores de potencia (MOSFET). En la Figura 4.15 se observa el diagrama.

Los MOSFET de potencia requieren de un nivel de 10V a 20V entre la compuerta y la fuente ( $V_{GS}$ ) para activarse completamente, es por ello que se debe generar un nivel de tensión apropiado. El circuito recibe la señal PWM proveniente del microcontrolador con niveles de tensión de 0V-5V

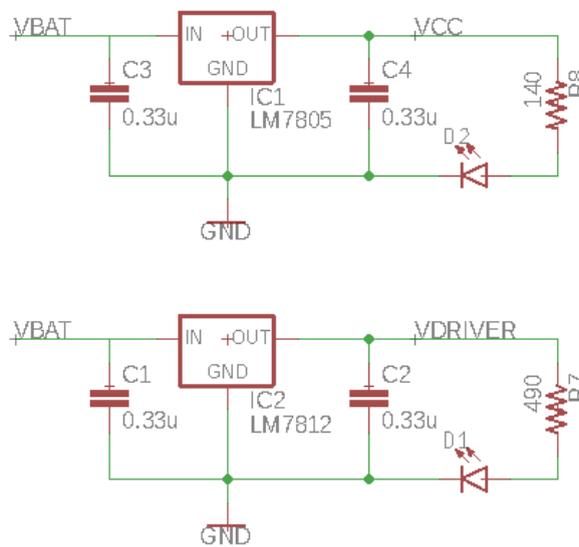


Figura 4.14: Esquemático de circuitos reguladores.

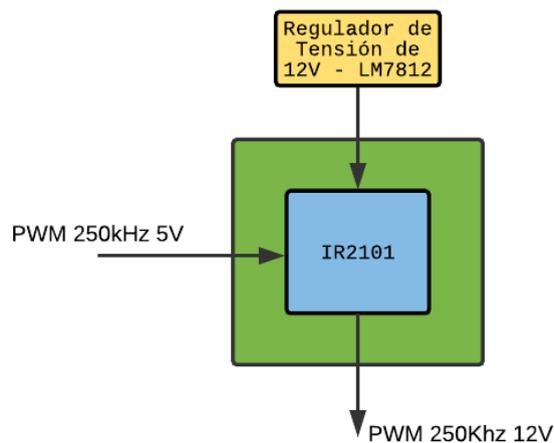


Figura 4.15: Diagrama de acople de señal.

a una frecuencia de 250KHz y es convertida a niveles de 0V-12V.

Existen circuitos integrados que realizan esta función. Un ejemplo es el integrado IR2101, controlador de puerta de MOSFET de alta velocidad que proporciona salidas con referencia de lado alto o bajo, se puede conseguir en las tiendas locales y a un costo reducido por lo que representa una buena opción.

En la Figura 4.16 se muestra el esquemático del circuito driver implementado.



- **Pérdidas de potencia:** Se requiere que el consumo de potencia en estos dispositivos sea lo menor posible. A menor consumo de potencia mayor será su puntaje.
- **Complejidad del circuito de mando:** El circuito de mando o de activación puede significar complejidad en el diseño por lo que a menor complejidad mayor será la puntuación.
- **Potencia del circuito de mando:** La potencia disipada por los dispositivos de mando representan pérdidas en la eficiencia del dispositivo por lo que a menor potencia mayor será la puntuación.

En la Tabla 4.3 se analizan las características mencionadas anteriormente para los diferentes dispositivos considerados para realizar la tarea de conmutación.

Tabla 4.3: Características de tecnologías para conmutación de potencia.

Dispositivo	Relé	BJT	MOSFET	IGBT
Rango de tensión	Medio	Alto	Alto	Muy alto
Rango de corriente	Bajo	Alto	Bajo	Alto
Frecuencia	Muy bajo	Bajo	Alto	Medio
Tamaño-Peso	Muy alto	Bajo	Bajo	Medio
Costo	Medio	Bajo	Bajo	Alto

Establecidas las características se implementó la gráfica de la Figura 4.18 donde se asignó un valor del 1 al 5 (donde el 5 representa las mejores características) para determinar el dispositivo a seleccionar.

Como se observa en el gráfico de la Figura 4.18 el relé es descartado debido a su baja potencia de conmutación, esto se debe a que es un dispositivo mecánico. El BJT aunque es una buena opción en cuanto a costo no es eficiente debido a sus pérdidas de potencia y la complejidad del circuito de mando. El IGBT y el MOSFET representan las mejores opciones de conmutación, sin embargo, para un mismo manejo de potencia el IGBT puede alcanzar hasta 3 veces el costo de un MOSFET, de ahí la elección del MOSFET para utilizarlo como dispositivo de conmutación.

Existe el MOSFET del tipo P y tipo N. El MOSFET de tipo N posee ventajas en cuanto a rendimiento ya que posee valores mas bajos en la resistencias de encendido  $R_{DS(ON)}$ , capacidad para manejar corrientes mas altas y precios mas bajas comparados con los MOSFET del tipo P.

Para determinar el modelo de MOSFET se tomaron en cuenta las siguientes características:

- **Tensión entre drenador y fuente ( $V_{DS}$ ) :** El dispositivo debe poseer el valor máximo de la tensión en el banco de baterías, como se mencionó anteriormente, cercano a los 40V.

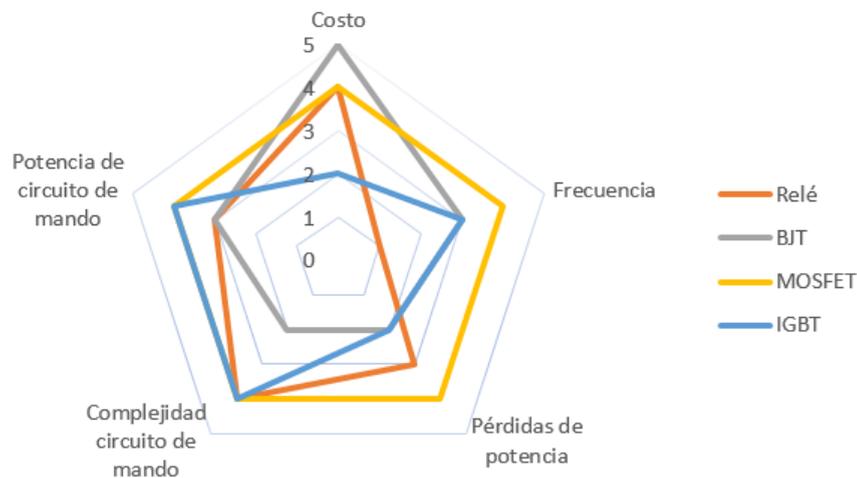


Figura 4.18: Gráfica de las características de los dispositivos de conmutación.

- **Corriente del drenador ( $I_D$ )** : El dispositivo debe soportar la totalidad de la corriente utilizada para diversar en las cargas, se pueden añadir dispositivos en paralelo para disminuir esta cantidad de corriente. El nivel máximo se calculó en la Ecuación 4.1.
- **Resistencia de encendido ( $R_{DS(ON)}$ )** : Esta característica se desea que sea lo menor posible para minimizar las pérdidas de potencia en el dispositivo.
- **Precio** : Se requiere que el controlador divisor de carga sea de bajo costo por lo que se desea que esta característica sea lo mas baja posible.

Establecidas las características se desarrolla la Tabla 4.4 para determinar el dispositivo óptimo para el controlador divisor de carga, los dispositivos a evaluar fueron seleccionados debido a su facilidad de ser adquiridos y tiempos de entrega.

Tabla 4.4: Selección de modelos de MOSFET a utilizar

MOSFET	$V_{DS}[V]$	$I_{DS}[A]$	$R_{DS(ON)}[m\Omega]$	Precio [ \$ ]
IRF3710	100	57	23.0	1.83
FDP2532	150	79	14.0	3.84
IRF1407	75	92	7.8	2.44
IRF2807	75	58	13.0	1.71
IRF540	100	22	7.7	1.30

Partiendo de la Tabla 4.4 se asignó un valor del 1 al 5 por cada característica para determinar el modelo mas apropiado. En la Figura 4.19 se observa una gráfica del tipo araña donde se observan

las características.

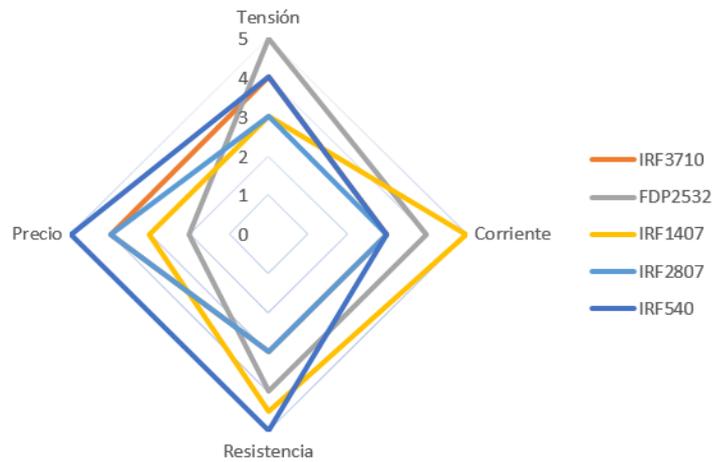


Figura 4.19: Gráfica de las características de modelos de MOSFET

Como se puede observar el MOSFET modelo FDP2532 presenta la solución mas factible para implementar. Si bien el IRF540 es una buena opción debido a su baja resistencia y precio, es descartado por su baja capacidad de manejo de corriente.

En la Figura 4.20 se observa el esquemático del circuito de conmutación implementado con MOSFETs.

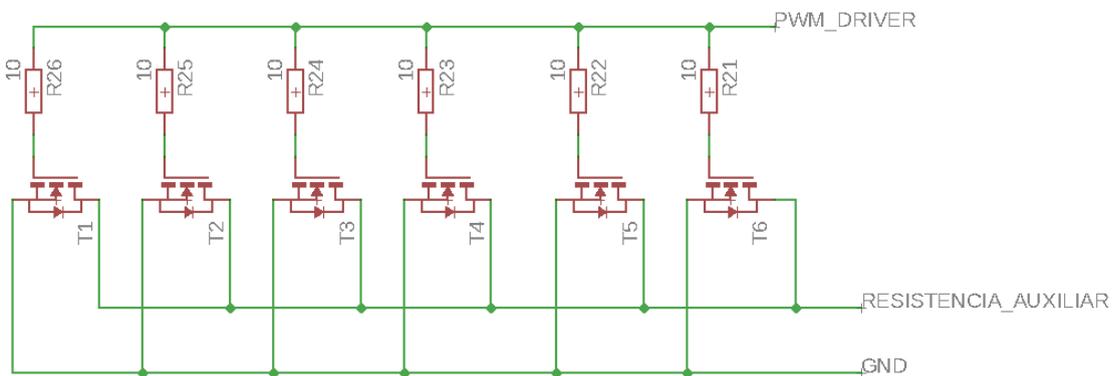


Figura 4.20: Esquemático de circuito de conmutación de potencia.

## Disipador de calor

Uno de los aspectos mas importantes en el diseño del controlador es el manejo de la temperatura en el conmutador de potencia.

### Cálculo de potencia disipada en el MOSFET

Se debe calcular cuánta potencia se disipa en cada dispositivo, la potencia se calcula con la Ecuación 4.6.

$$P_d = I^2 \cdot R_{DS(ON)} \quad (4.6)$$

Como se mostró en la sección 4.4.3 se seleccionó un MOSFET con una baja resistencia de encendido, el valor que se extrae de la hoja de datos del FDP2532 para la resistencia de encendido corresponde a  $R_{DS(ON)} = 16m\Omega$ .

Como se mostró en la Ecuación 4.1 la mayor corriente a través de las resistencias diversoras es de aproximadamente 167A. Este valor puede ser reducido en los dispositivos conmutadores colocándolos en paralelo. Colocando 6 dispositivos conmutadores la corriente aproximada a través de cada uno es de 30A, un valor que se encuentra al menos un 50 % debajo del valor de corriente nominal de cada MOSFET.

A partir de la corriente máxima a través de cada dispositivo, se puede calcular la potencia disipada, haciendo uso de la Ecuación 4.6, obteniendo el resultado de la Ecuación 4.7

$$P_d = 25^2 \cdot 0,016 = 10W \quad (4.7)$$

Además existen las pérdidas por conmutación, estas pérdidas no serán consideradas para el cálculo ya que no representan un valor significativo con respecto a la potencia disipada calculada en la Ecuación 4.7.

Para el diseño del disipador hará uso de la Ecuación 3.8, representado por la Figura 4.21. Si se sustituye los valores conocidos y extraídos de la hoja de datos ( $T_j = 100$  aunque la hoja de datos indica  $175^\circ\text{C}$  es conveniente utilizar un valor menor por seguridad,  $T_a = 30^\circ\text{C}$ ,  $P_d = 10W$ ,  $R_{jc} = 0,48^\circ\text{C/W}$  y  $R_{cd} = 0,8^\circ\text{C/W}$ ) se obtiene el resultado de la Ecuación 4.8

$$R_{da} = \frac{100 - 30}{10} - (0,48 + 0,8) = 5,72 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (4.8)$$

El valor del disipador por dispositivo debe ser menor a  $5,72 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$ , sin embargo, al estar conectados en paralelo, es conveniente que operen a la misma temperatura para mantener un valor de resistencia de encendido  $R_{DS(ON)}$  similar en todos los dispositivos. Colocar los componentes sobre un mismo disipador es una solución para ello.

Para calcular el valor de resistencia térmica del disipador para los 6 dispositivos conmutadores, se plantea el circuito de la Figura 4.22 y su equivalente en la Figura 4.23 .

Para el cálculo se modifica la ecuación como se muestra en la Ecuación 4.9

$$R_{da} = \frac{100 - 30}{60} - 0,21 = 0,95 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (4.9)$$

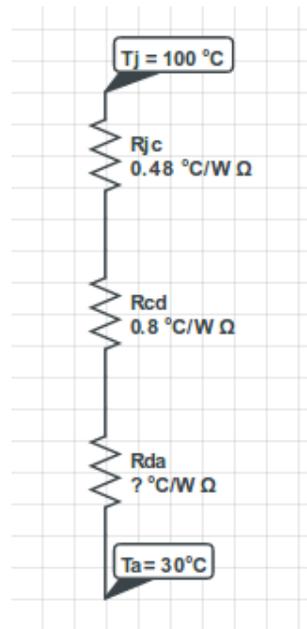


Figura 4.21: Circuito equivalente para el cálculo del disipador.

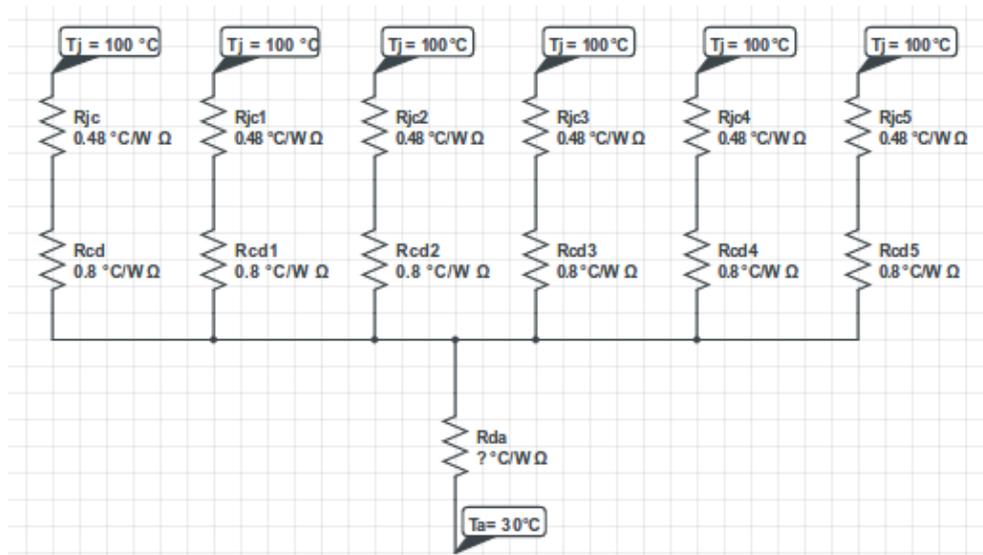


Figura 4.22: Circuito equivalente para el cálculo del disipador de los 6 dispositivos.

Por lo tanto para la selección del disipador se debe encontrar un dispositivo con una resistencia térmica menor a  $0.95 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$  y con suficiente espacio para colocar los 6 dispositivos.

#### 4.4.4. Bloque de control

Para la selección correcta del microcontrolador se evaluarán las siguientes características:

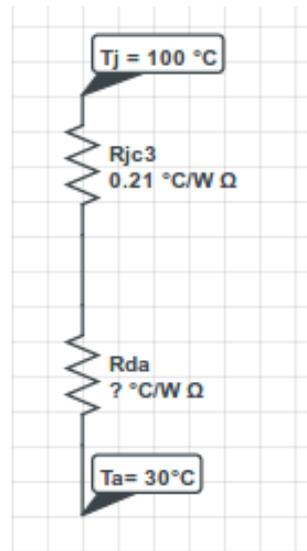


Figura 4.23: Circuito equivalente para el cálculo del disipador de los 6 dispositivos.

- **ADC:** Deberá poseer un ADC integrado de al menos 10 bits para cumplir con los requerimientos mencionados en la sección de adquisición de datos.
- **PWM:** Debe poseer una salida PWM con una frecuencia superior a los 125kHz.
- **Número de pines:** La cantidad de pines es importante ya que se debe controlar señales de indicación.
- **Memoria de programa:** Debe poseer suficiente capacidad para almacenar el programa.
- **Precio:** Se desea un microcontrolador que cumpla con los requerimientos anteriores y que posea un costo reducido.

Además de las características anteriores es importante que las herramientas para desarrollo sean libres.

La Tabla 4.5 muestra los microcontroladores que son evaluados para determinar el óptimo para la aplicación. Existen variedad de microcontroladores de diversos fabricantes, los que se muestran en la tabla son seleccionados debido a su facilidad para ser adquiridos en tiendas locales.

Basado en la Tabla 4.5 se asigna un valor del 1 al 5 por cada característica y se desarrolla la gráfica de la Figura

De la Figura 4.24 se puede determinar que el microcontrolador seleccionado es el Atmega328P, otra ventaja que posee este microcontrolador es la facilidad de programación ya que se encuentra integrado a la placa de desarrollo Arduino UNO lo cual facilita la programación y las pruebas.

En la Figura 4.25 se observa el esquemático de l circuito implementado .

Tabla 4.5: Características de microcontroladores.

Característica	ATtiny85	Atmega328P	PIC16F877A	S3F9454BZZ
ADC	4 ch de 8 bits	6 ch de 10 bits	8 ch de 10 bits	9 ch de 10 bits
PWM	4 ch de 8 bits	6 ch de 8 bits	6 ch de 8 bits	1 ch de 8 bits
Pines	8	28	40	18
Memoria [Kb]	8	32	8	4
Precio [\$]	2.99	5.95	7.95	4.5

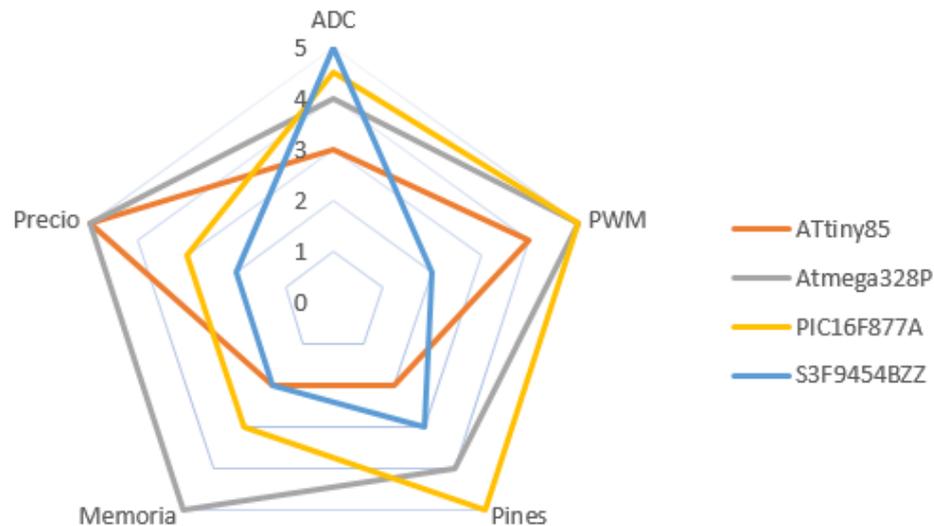


Figura 4.24: Gráfica de las características de modelos de microcontroladores.

## Indicadores de operación

Como especificaciones de diseño es necesario indicar en todo momento el estado de operación del controlador, para ello se hizo uso de diodos emisores de luz (LED) y una pantalla de cristal líquido (LCD). Con estos indicadores se guía al usuario para la correcta configuración del dispositivo y mostrar el estado de operación.

En las Figura 4.26 se observa el circuito correspondientes al LED. La fuente (V) corresponde a un pin del microcontrolador el cual proporciona una salida de 5V, el LED utilizado es de 2.2V, se desea limitar la corriente a 20mA por lo que se hace uso de la Ley de Ohm como se muestra en la Ecuacion 4.10 para determinar el valor de la resistencia.

$$V = I \cdot R = V_{fuente} - V_{LED} = I_{LED} \cdot R \quad (4.10)$$

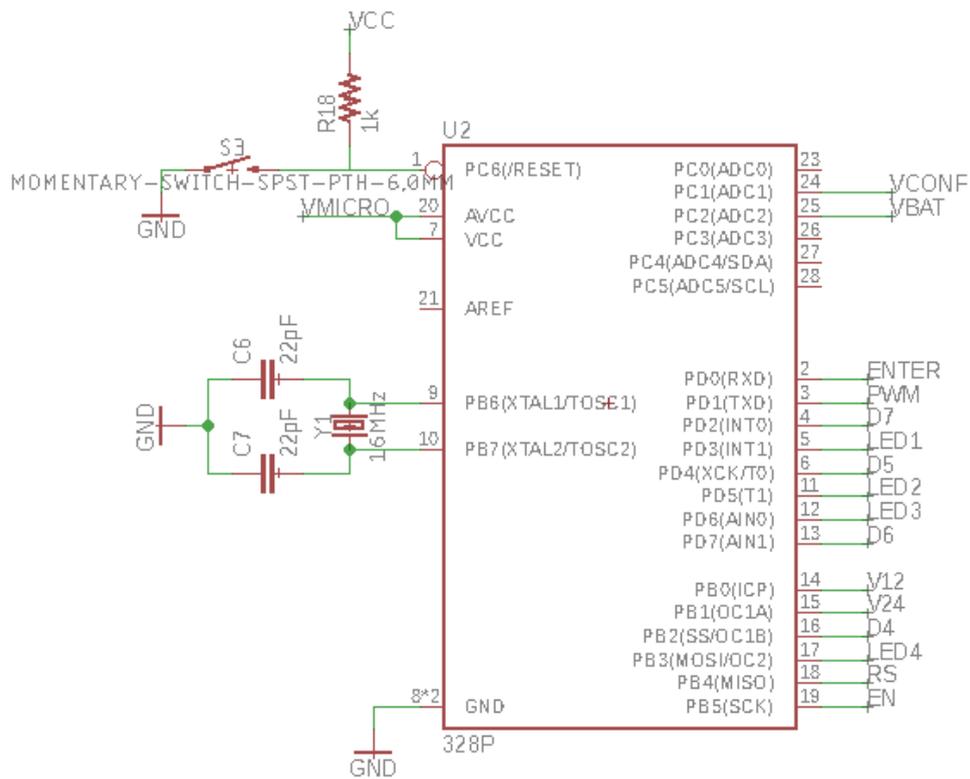


Figura 4.25: Esquemático de microcontrolador.

Sustituyendo los valores

$$5V - 2,2V = 20mA \cdot R \Rightarrow R = 140\Omega \quad (4.11)$$

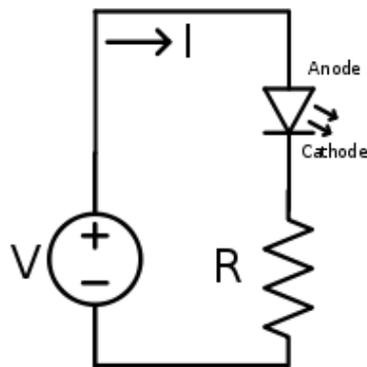


Figura 4.26: Diodo emisor de luz como indicador.

El circuito de la Figura 4.27 muestra el esquema de conexión de la pantalla LCD.

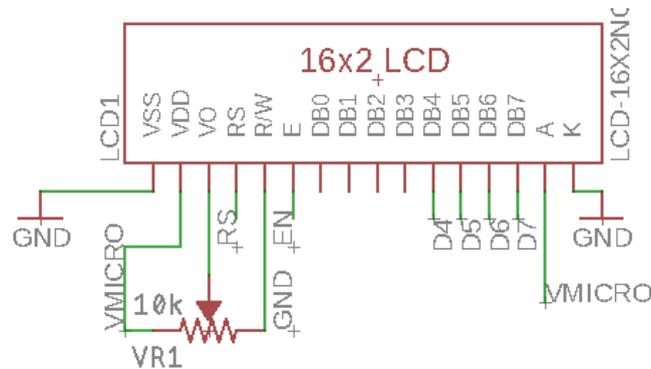


Figura 4.27: Pantalla de cristal liquido como indicador.

## 4.5. Diseño de Software

En la Figura 4.28 se muestra el diagrama de flujo general de la operación del controlador divisor de carga. En ellos se pueden identificar los bloques: `inicialización_hardware()`: esta función tiene como objetivo inicializar el hardware, inicializar los registros y definir las variables y librerías a utilizar; `medicion()`: Se hace uso del ADC para las lecturas de los niveles de los umbrales a configurar y las lecturas de tensión del banco de baterías; `control()`: en esta función se compara los niveles de tensión del banco de baterías para las tomas de decisiones del controlador.

### **inicializacion\_hardware()**

Como se observa en la Figura 4.29 en esta función se inicializan los módulos utilizados por el microcontrolador, primeramente LCD en la cual se mostrará el estado de operación del dispositivo, seguidamente se definen las variables a utilizar durante la ejecución del programa, luego se inicializan los registros correspondientes a los módulos del ADC y PWM y por último se definen los puertos del microcontrolador utilizados como Entradas y Salidas E/S.

### **medición()**

En la Figura 4.30 se observa el diagrama de flujo de la función `medicion()`; en ésta se puede apreciar la lectura del nivel de tensión de operación nominal, luego el algoritmo hace lectura de los parámetros de umbrales por medio del ADC (**V<sub>min</sub>** y **V<sub>max</sub>**); hasta que el usuario no haya completado la configuración de estos parámetros (por medio de un botón) no salta a la lectura del nivel de tensión en el banco de baterías (**V<sub>bat</sub>**) donde de igual manera verifica si se ha completado la conversión.

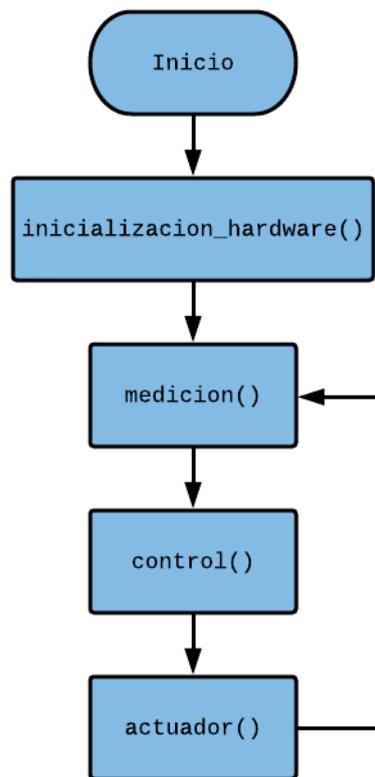


Figura 4.28: Diagrama de flujo del software para el controlador divisor.

### **control()**

En esta función el controlador compara el nivel de tensión del banco de baterías (**V<sub>bat</sub>**) con los parámetros configurados como tensión máxima (**V<sub>max</sub>**) y tensión mínima (**V<sub>min</sub>**); en casos de que **V<sub>bat</sub>** sea mayor a **V<sub>max</sub>** el microcontrolador activa el PWM (señal de 250kHz) y aumenta su ciclo de trabajo en 1 unidad; el algoritmo realiza esta acción hasta que no se cumpla la condición que  $V_{bat} < V_{bat}$ , cuando no se cumple esta condición el controlador verifica el nivel mínimo en el banco de la batería, si es menor desactiva la señal del PWM y si no disminuye gradualmente el ciclo de trabajo hasta alcanzar el valor de 0.

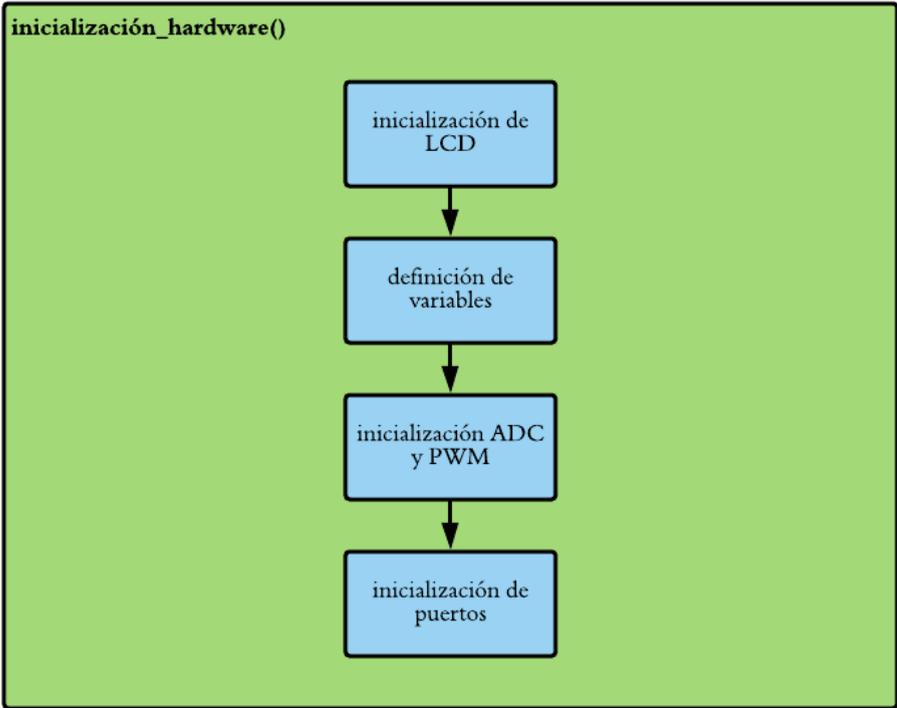


Figura 4.29: Diagrama de flujo de función de inicialización de hardware.

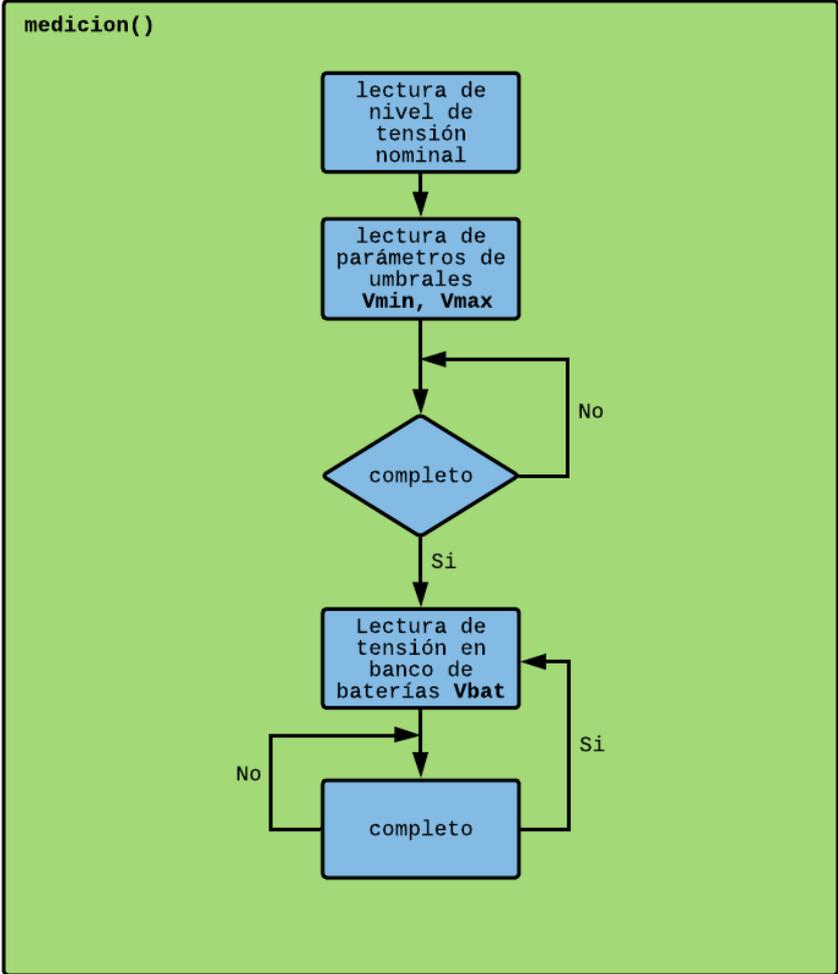


Figura 4.30: Diagrama de flujo de función de medición.

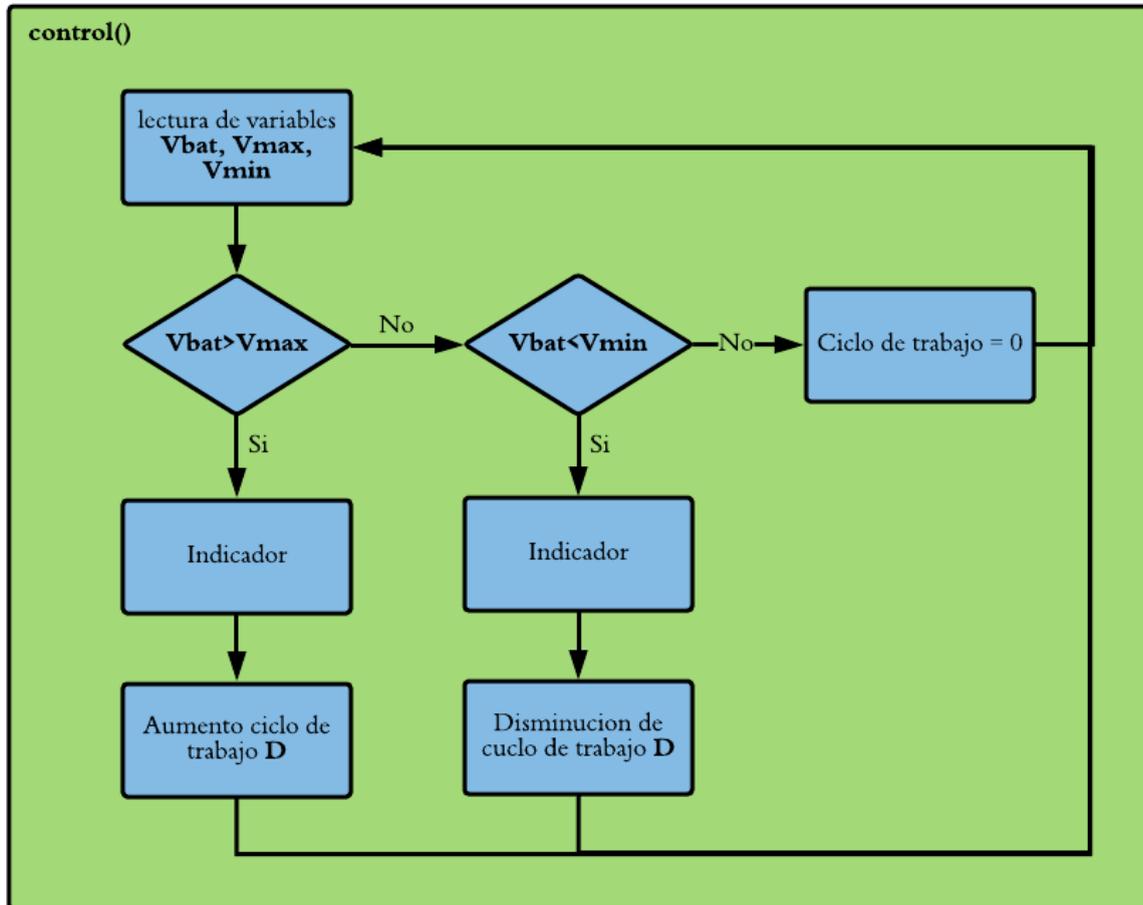


Figura 4.31: Diagrama de flujo de función de función control.

# CAPÍTULO 5

## Resultados

En este capítulo se describen los resultados y un breve análisis de la implementación del controlador divisor de carga.

### 5.1. Regulador de tensión

Los niveles de tensión obtenidos de la implementación de los reguladores ante diferentes variaciones de tensión en el banco de baterías se muestran en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1: Valores de tensión obtenidos de los reguladores.

Banco de baterías [V]	LM7805 [V]	LM7812 [V]
12.34	4.97	11.98
18.60	5.05	11.98
25.02	5.03	12.10

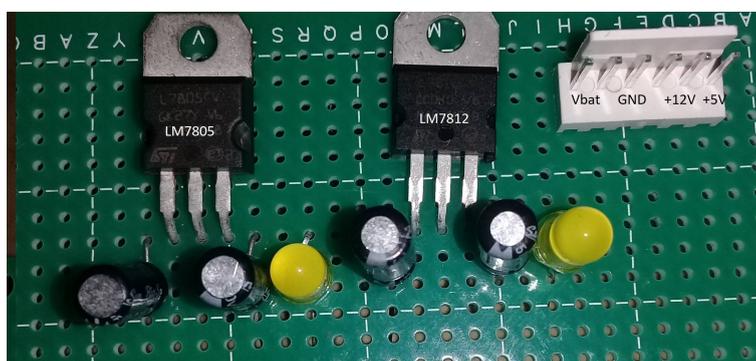


Figura 5.1: Reguladores de tensión.

## 5.2. Inicialización

Como se observa en la Figura 4.29 el primer paso consiste en la inicialización de la pantalla LCD la cual muestra un mensaje de inicio, como se muestra en la Figura 5.2.

Seguido se inicializan las variables a utilizar, seguido se inicializan los módulos de ADC donde se define la frecuencia de operación y los canales a utilizar así como el módulo PWM donde es determina la frecuencia de la señal y los puertos de salida.



Figura 5.2: Pantalla de inicio.

## 5.3. Adquisición de datos

### 5.3.1. Configuración de tensión nominal

Una vez completada la inicialización se inicia el proceso de medición, en primer lugar se lee el tipo de configuración para el nivel de tensión nominal, esto a través del jumper. En la pantalla LCD muestra un mensaje para el usuario donde determina el tipo de configuración realizada. En la Figura 5.4 se observa el mensaje para configuración de 12V, en la Figura 5.5 para 24V y en la Figura 5.6 se muestra casos en que exista un error.

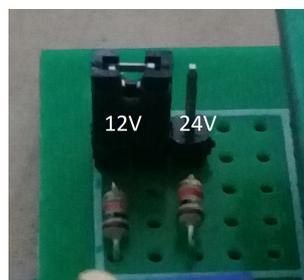


Figura 5.3: Circuito de selección de nivel de tensión nominal.



Figura 5.4: Pantalla mostrando configuración seleccionada para tensión nominal de 12V.



Figura 5.5: Pantalla mostrando configuración para tensión nominal de 24V .



Figura 5.6: Pantalla mostrando error en configuración de tensión nominal.

### 5.3.2. Configuración de umbrales $V_{min}$ y $V_{max}$

Para configurar los niveles de tensión se muestra una pantalla donde se indica el valor que se puede ajustar mediante el potenciómetro, la Figura 5.7 muestra la pantalla que se presenta para esta configuración. Cuando se presiona el botón **enter** se almacena el valor en los registros del programa, estos valores serán utilizados para el control. Si se desea modificar estos parámetros se debe reiniciar el dispositivo.



Figura 5.7: Pantalla de configuración para nivel de tensión máximo.

## 5.4. Medición de la tensión de batería

Una vez que se han configurado los umbrales, el dispositivo medirá constantemente el nivel de tensión en la batería, para ello se hace uso del ADC del microcontrolador. Este valor es medido y comparado constantemente con los niveles  $V_{max}$  y  $V_{min}$  para determinar la acción del control.

Se realizó una comparación de los datos medidos por el controlador implementado y con tres multímetros, Los modelos utilizados son EX330 y EX730 del fabricante Extech y el modelo FLUKE323 del fabricante Fluke. En la Tabla 5.2 se muestran los resultados de las mediciones.

Tabla 5.2: Comparación de mediciones del nivel tensión en banco de baterías obtenidas en controlador versus multímetros comerciales.

EX330 [V]	EC730 [V]	FLUKE323 [V]	Controlador [V]
6.20	6.20	6.19	6.15
12.38	12.40	12.36	12.34
18.56	18.58	18.52	18.53
24.73	24.75	24.70	24.68

## 5.5. Driver

Uno de los resultados importantes a mostrar es el comportamiento del circuito *driver* para el control de la puerta del MOSFET.

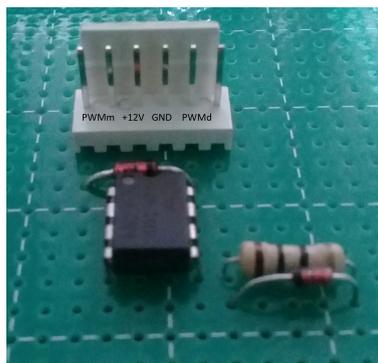


Figura 5.8: Circuito de acople para señal PWM.

Como se observa, en el canal 1 se muestra la señal de PWM proporcionada por el microcontrolador con nivel de tensión de 4.75V, en el canal 2 se observa la señal de PWM luego del circuito driver donde el nivel se encuentra cercano a los 12V. El ancho de pulso se ve alterado

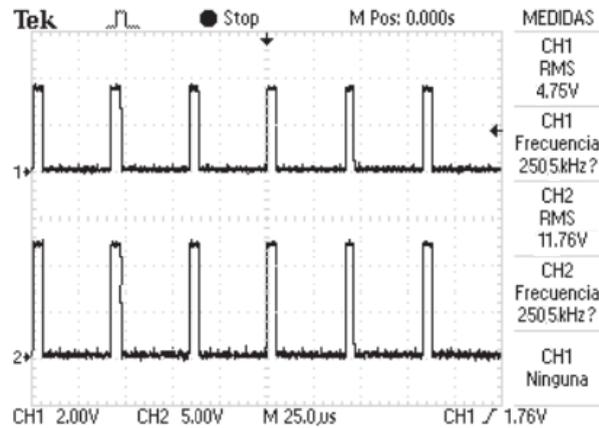


Figura 5.9: Señal PWM de microcontrolador y driver.

a la salida del driver, esto debido a diferencias existentes en los tiempos de subida y bajada del microcontrolador con respecto al IR2101, estos cambios no son significativos por lo que no afectan en el funcionamiento.

## 5.6. Escenarios de pruebas para el controlador divisor

Para validar la implementación del controlador divisor se implementaron diversos escenarios. En las pruebas se utilizaron baterías del fabricante Trojan modelo T105 de 6V.

Las resistencias divisoras utilizadas son del fabricante Milwaukee modelo EDGS0600 de  $0.6\Omega @ 600W$ .

Se utilizó una fuente de carga del fabricante IOTA modelo DLS-75 de 12V y el modelo DLS-27-40 de 24V, esto con el fin de simular la potencia generada por las microcentral.

Los umbrales pre configurados para los escenarios con tensión nominal de 12V fueron: **Vmax:** 12.5V y **Vmin:** 10.5V. Con tensión nominal de 24V fueron: **Vmax:** 25V y **Vmin:** 21V.

Los resultados mas importantes que se desprenden de la implementación se muestran en la Tabla 5.3.

Implementando estos escenarios se comprueba la funcionalidad del dispositivo. Los valores de potencia diversados mostrados en la Tabla 5.3 no son valores continuos, esto se debe a la variación del ciclo de trabajo del PWM.

El banco de baterías experimenta una disminución de tensión al ir aumentando el ciclo de trabajo (aumento de potencia disipada por resistencias), cuando este nivel de tensión cae por debajo del límite superior comienza a disminuir el ciclo de trabajo implicando un aumento de tensión en el banco de baterías, este ciclo se repite numerables ocasiones en pequenos lapsos de tiempo lo que verifica la funcionalidad del algoritmo, sin embargo, es recomendable añadir lapsos de tiempo de

Tabla 5.3: Pruebas al controlador divisor de carga implementado.

<b>Tensión nominal [V]</b>	<b>Resistencia [<math>\Omega</math>]</b>	<b>P. de resistencia [W]</b>	<b>P. diversada [W]</b>
12.0	0.6	600	$\approx 260$
12.0	0.3	1200	$\approx 500$
12.0	0.2	1800	$\approx 750$
12.0	0.15	2400	$\approx 1000$
25	1.2	600	$\approx 520$
25	0.6	1200	$\approx 1000$
25	0.3	2400	$\approx 2000$

disipación de potencia para evitar los numerosos ciclos de activación-desactivación.

# CAPÍTULO 6

---

## Conclusiones y recomendaciones

---

### 6.1. Conclusiones

- A partir del análisis de controladores diversores de carga comerciales se identificaron los parámetros de operación necesarios para la implementación correcta de un controlador de carga.
- Se determinó que el algoritmo de control implementado es efectivo debido a su capacidad de disipar excedente de energía mediante la activación/desactivación de las cargas auxiliar y sus diferentes valores de potencia disipados.
- Se implementaron las etapas físicamente mediante la utilización de placa perforada.
- Se verificó la funcionalidad del dispositivo implementado escenarios de operación.

### 6.2. Recomendaciones

- Para mejorar la precisión de las mediciones de tensión con el microcontrolador se puede mejorar mediante la implementación de un circuito de tensión de referencia.
- Se debe seleccionar los conectores de potencia adecuados para cumplir con normas eléctricas.
- Es necesario implementar la placa de circuito impreso para definir adecuadamente tamaño y ancho las pistas para el manejo de la corriente.
- Implementar circuitos contra polarización inversa es recomendable.
- La utilización de pasta térmica en la unión de los MOSFET al disipador es importante para una mejor transferencia de calor.

- Diseñar un case es importante tanto para el circuito como para las resistencias divisoras, ambos deben contar con buena ventilación.
- Los conectores de potencia deben estar bien sujetos a la placa para disminuir las pérdidas de potencia y lograr una buena conducción.
- Es recomendable añadir al control tiempos para cumplir con los procesos de carga de la batería.

---

## Bibliografía

---

- [1] OLADE, *El desarrollo de pequeñas centrales hidroeléctricas en Latinoamérica y el Caribe*, 2da ed. Panamá, Panamá, 1980.
- [2] OLADE, *Situación y perspectiva de la tecnología y equipamiento de pequeñas centrales hidroléctricas en Latinoamérica*, Panamá, Panamá, 1980.
- [3] ICE, *Costa Rica: Matriz Eléctrica. Un modelo sostenible, único en el mundo*, Costa Rica, 2015.
- [4] J. González Velasco, *Energías renovables*, España, Barcelona: Editorial Reverté S.A, 2009.
- [5] R. Ortiz Flórez, *Pequeñas centrales hidroeléctricas* Colombia, Bogotá: Ediciones de la U, 2011.
- [6] A. Castro, *Minicentrales hidroeléctricas* España, Madrid: Instituto para la diversificación y ahorro de energía, 2006.
- [7] X. E. Castells, *Energías renovables* España, Madrid: Ediciones Diaz de Santos, 2012.
- [8] F. J. Gimeno Sales, S. Seguí Chilet y S. Orts Grau, *Convertidores electrónicos: energía solar fotovoltaica, aplicaciones y diseño*, 1ra ed. España, Valencia: Editorial Universidad Politécnica de Valencia, 2002.
- [9] F. Núñez Enríquez, *Control de movimiento empleando Labview, un enfoque didáctico*, Tesis Licenciatura. Ingeniería en Electrónica y Computadoras. Departamento de Computación, Electrónica y Mecatrónica. Universidad de las Américas, México, Puebla. 2007.
- [10] P. Lopez Mera, *Regulador electrónico para microcentrales hidroeléctricas*, Tesis. Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador: 1986.
- [11] APRS World, *Renewable energy data collection and control*, Internet: <http://www.aprsworld.com/dumpload/> [Oct, 2018]
- [12] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins, *Electrónica de potencia*, 3ra ed. México, D.F.: McGraw-Hill, 2009.

- [13] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia*, 4ta ed. México, D.F.: Pearson Educación, 2015.
- [14] F.D. Trujillo, A. Pozo y A. Triviño, *Disipación de calor*, Electrónica de potencia. Universidad de Málaga, España: 2011.
- [15] J. A. Fernández Benitez y C. C. Sámchez, *Fundamentos de transmisión de calor*. Madrid, España: Dextra Editorial, 2014.
- [16] H. Zumbahlen, *Linear circuit design handbook*, United Kingdom: Elsevier, 2008.
- [17] S. Thomas y B. Quach, *Layout considerations for high-power circuits*, Tutorial 5389 Maxim-integrated, 2012.
- [18] P. Korenciak, *Charge controller for solar panel based charging of lead-acid batteries*, Master thesis. Brno University of technology, Czech Republic: 2011.
- [19] P. Korenciak, *Charge controller for solar panel based charging of lead-acid batteries*. Faculty of electrical engineering and communication department of control and instrumentation, Brno University of Technology, 2011.
- [20] C. Briozzo y V. Echinope, *Dispositivos electrónicos de potencia*, Departamento de potencia, Instituto de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería, Universidad de la República. Uruguay.

# Anexo A: Hoja de datos - FDP2532

**FAIRCHILD**  
SEMICONDUCTOR®

**FDB2532 / FDP2532 / FDI2532**

**N-Channel PowerTrench® MOSFET**

**150V, 79A, 16mΩ**

**Features**

- $r_{DS(on)}$  = 14mΩ (Typ.),  $V_{GS} = 10V, I_D = 33A$
- $Q_g(tot)$  = 82nC (Typ.),  $V_{GS} = 10V$
- Low Miller Charge
- Low  $C_{RR}$  Body Diode
- UIS Capability (Single Pulse and Repetitive Pulse)
- Qualified to AEC Q101

Formerly developmental type 82884

August 2002

**Applications**

- DC/DC converters and Off-Line UPS
- Distributed Power Architectures and VRMs
- Primary Switch for 24V and 48V Systems
- High Voltage Synchronous Rectifier
- Direct Injection / Diesel Injection Systems
- 42V Automotive Load Control
- Electronic Valve Train Systems



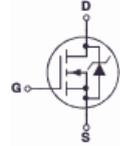
TO-220AB  
FDP SERIES



TO-263AB  
FDB SERIES



TO-262AB  
FDI SERIES



**MOSFET Maximum Ratings**  $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Rating	Units
$V_{DS}$	Drain to Source Voltage	150	V
$V_{GS}$	Gate to Source Voltage	-20	V
$I_D$	Drain Current		
	Continuous ( $T_C = 25^\circ\text{C}, V_{GS} = 10V$ )	79	A
	Continuous ( $T_C = 100^\circ\text{C}, V_{GS} = 10V$ )	56	A
	Continuous ( $T_{amb} = 25^\circ\text{C}, V_{GS} = 10V, R_{\theta JA} = 43^\circ\text{C/W}$ )	8	A
	Pulsed	Figure 4	A
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy (Note 1)	400	mJ
$P_D$	Power dissipation	31.0	W
	Derate above $25^\circ\text{C}$	2.07	W/ $^\circ\text{C}$
$T_J, T_{STG}$	Operating and Storage Temperature	-55 to 175	$^\circ\text{C}$

**Thermal Characteristics**

$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance Junction to Case TO-220, TO-263, TO-262	0.48	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance Junction to Ambient TO-220, TO-262 (Note 2)	62	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance Junction to Ambient TO-263, 1in <sup>2</sup> copper pad area	43	$^\circ\text{C/W}$

This product has been designed to meet the extreme test conditions and environment demanded by the automotive industry. For a copy of the requirements, see AEC Q101 at: <http://www.aecouncil.com/>  
Reliability data can be found at: <http://www.fairchildsemi.com/products/discrete/reliability/index.html>.

FDB2532 / FDP2532 / FDI2532

Package Marking and Ordering Information					
Device Marking	Device	Package	Reel Size	Tape Width	Quantity
FDB2532	FDB2532	TO-263AB	330mm	24mm	800 units
FDP2532	FDP2532	TO-220AB	Tube	N/A	50 units
FDI2532	FDI2532	TO-262AB	Tube	N/A	50 units

Electrical Characteristics $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted								
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units		
<b>Off Characteristics</b>								
$B_{VDS}$	Drain to Source Breakdown Voltage	$I_D = 250\mu\text{A}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$	150	-	-	V		
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 120\text{V}$ $V_{GS} = 0\text{V}$ $T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	1	$\mu\text{A}$		
$I_{GSS}$	Gate to Source Leakage Current	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	$\pm 100$	nA		
<b>On Characteristics</b>								
$V_{GS(TH)}$	Gate to Source Threshold Voltage	$V_{GS} = V_{DS}$ , $I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V		
$r_{DS(ON)}$	Drain to Source On Resistance	$I_D = 33\text{A}$ , $V_{GS} = 10\text{V}$	-	0.014	0.016	$\Omega$		
		$I_D = 16\text{A}$ , $V_{GS} = 6\text{V}$	-	0.016	0.024			
		$I_D = 33\text{A}$ , $V_{GS} = 10\text{V}$ , $T_C = 175^\circ\text{C}$	-	0.040	0.048			
<b>Dynamic Characteristics</b>								
$C_{ISS}$	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{V}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ , $f = 1\text{MHz}$	-	5870	-	pF		
$C_{OSS}$	Output Capacitance		-	615	-	pF		
$C_{RSS}$	Reverse Transfer Capacitance		-	135	-	pF		
$Q_{g(TOT)}$	Total Gate Charge at 10V		$V_{GS} = 0\text{V}$ to 10V	-	82	107	nC	
$Q_{g(TH)}$	Threshold Gate Charge		$V_{GS} = 0\text{V}$ to 2V	$V_{DD} = 75\text{V}$ $I_D = 33\text{A}$ $I_g = 1.0\text{mA}$	-	11	14	nC
$Q_{gs}$	Gate to Source Gate Charge		-		-	23	-	nC
$Q_{gs2}$	Gate Charge Threshold to Plateau	-	-		13	-	nC	
$Q_{gd}$	Gate to Drain "Miller" Charge	-	-	19	-	nC		
<b>Resistive Switching Characteristics (<math>V_{GS} = 10\text{V}</math>)</b>								
$t_{ON}$	Turn-On Time	$V_{DD} = 75\text{V}$ , $I_D = 33\text{A}$ $V_{GS} = 10\text{V}$ , $R_{GS} = 3.6\Omega$	-	-	69	ns		
$t_{d(ON)}$	Turn-On Delay Time		-	-	16	ns		
$t_r$	Rise Time		-	-	30	ns		
$t_{d(OFF)}$	Turn-Off Delay Time		-	-	39	ns		
$t_f$	Fall Time		-	-	17	ns		
$t_{OFF}$	Turn-Off Time		-	-	84	ns		
<b>Drain-Source Diode Characteristics</b>								
$V_{SD}$	Source to Drain Diode Voltage	$I_{SD} = 33\text{A}$	-	-	1.25	V		
		$I_{SD} = 16\text{A}$	-	-	1.0	V		
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 33\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	105	ns		
$Q_{RR}$	Reverse Recovery Charge	$I_{SD} = 33\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	327	nC		

**Notes:**  
1: Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 0.5\text{mH}$ ,  $I_{AS} = 40\text{A}$ .  
2: Pulse Width = 100 $\mu\text{s}$

FDB2532 / FDP2532 / FDI2532

---

## Anexo B: Hoja de datos - LM78XX

---

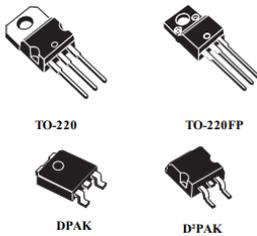


L78

Datasheet

---

### Positive voltage regulator ICs



#### Features

- Output current up to 1.5 A
- Output voltages of 5; 6; 8; 8.5; 9; 12; 15; 18; 24 V
- Thermal overload protection
- Short circuit protection
- Output transition SOA protection
- 2 % output voltage tolerance (A version)
- Guaranteed in extended temperature range (A version)

#### Description

The L78 series of three-terminal positive regulators is available in TO-220, TO-220FP, D<sup>2</sup>PAK and DPAK packages and several fixed output voltages, making it useful in a wide range of applications.

These regulators can provide local on-card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. Each type embeds internal current limiting, thermal shut-down and safe area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1 A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltage and currents.

## 5 Electrical characteristics

$V_I = 10\text{ V}$ ,  $I_O = 1\text{ A}$ ,  $T_J = 0\text{ to }125\text{ °C}$  (L7805AC),  $T_J = -40\text{ to }125\text{ °C}$  (L7805AB), unless otherwise specified.

Table 3. Electrical characteristics of L7805A

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_O$	Output voltage	$T_J = 25\text{ °C}$	4.9	5	5.1	V
$V_O$	Output voltage	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ , $V_I = 7.5\text{ to }18\text{ V}$	4.8	5	5.2	V
$V_O$	Output voltage	$I_O = 1\text{ A}$ , $V_I = 18\text{ to }20\text{ V}$ , $T_J = 25\text{ °C}$	4.8	5	5.2	V
$\Delta V_O^{(1)}$	Line regulation	$V_I = 7.5\text{ to }25\text{ V}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ , $T_J = 25\text{ °C}$		7	50	mV
		$V_I = 8\text{ to }12\text{ V}$		10	50	mV
		$V_I = 8\text{ to }12\text{ V}$ , $T_J = 25\text{ °C}$		2	25	mV
		$V_I = 7.3\text{ to }20\text{ V}$ , $T_J = 25\text{ °C}$		7	50	mV
$\Delta V_O^{(1)}$	Load regulation	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		25	100	mV
		$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$ , $T_J = 25\text{ °C}$		30	100	
		$I_O = 250\text{ to }750\text{ mA}$		8	50	
$I_q$	Quiescent current	$T_J = 25\text{ °C}$		4.3	6	mA
					6	mA
$\Delta I_q$	Quiescent current change	$V_I = 8\text{ to }23\text{ V}$ , $I_O = 500\text{ mA}$			0.8	mA
		$V_I = 7.5\text{ to }20\text{ V}$ , $T_J = 25\text{ °C}$			0.8	mA
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$			0.5	mA
SVR	Supply voltage rejection	$V_I = 8\text{ to }18\text{ V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $I_O = 500\text{ mA}$		68		dB
$V_d$	Dropout voltage	$I_O = 1\text{ A}$ , $T_J = 25\text{ °C}$		2		V
eN	Output noise voltage	$T_A = 25\text{ °C}$ , $B = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$		10		$\mu\text{V}/V_O$
$R_O$	Output resistance	$f = 1\text{ kHz}$		17		m $\Omega$
$I_{sc}$	Short circuit current	$V_I = 35\text{ V}$ , $T_A = 25\text{ °C}$		0.2		A
$I_{scp}$	Short circuit peak current	$T_J = 25\text{ °C}$		2.2		A
$\Delta V_O/\Delta T$	Output voltage drift			-1.1		mV/°C

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

Note: Minimum load current for regulation is 5 mA.

Table 7. Electrical characteristics of L7812A

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_O$	Output voltage	$T_J = 25\text{ °C}$	11.75	12	12.25	V
$V_O$	Output voltage	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ , $V_I = 14.8\text{ to }25\text{ V}$	11.5	12	12.5	V
$V_O$	Output voltage	$I_O = 1\text{ A}$ , $V_I = 25\text{ to }27\text{ V}$ , $T_J = 25\text{ °C}$	11.5	12	12.5	V
$\Delta V_O^{(1)}$	Line regulation	$V_I = 14.8\text{ to }30\text{ V}$ , $I_O = 500\text{ mA}$ , $T_J = 25\text{ °C}$		13	120	mV
		$V_I = 16\text{ to }12\text{ V}$		16	120	mV
		$V_I = 16\text{ to }12\text{ V}$ , $T_J = 25\text{ °C}$		6	60	mV
		$V_I = 14.5\text{ to }27\text{ V}$ , $T_J = 25\text{ °C}$		13	120	mV
$\Delta V_O^{(1)}$	Load regulation	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		25	100	mV
		$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$ , $T_J = 25\text{ °C}$		30	100	
		$I_O = 250\text{ to }750\text{ mA}$		10	50	
$I_q$	Quiescent current	$T_J = 25\text{ °C}$		4.4	6	mA
					6	mA
$\Delta I_q$	Quiescent current change	$V_I = 15\text{ to }30\text{ V}$ , $I_O = 500\text{ mA}$			0.8	mA
		$V_I = 14.8\text{ to }27\text{ V}$ , $T_J = 25\text{ °C}$			0.8	mA
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$			0.5	mA
SVR	Supply voltage rejection	$V_I = 15\text{ to }25\text{ V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $I_O = 500\text{ mA}$		60		dB
$V_d$	Dropout voltage	$I_O = 1\text{ A}$ , $T_J = 25\text{ °C}$		2		V
eN	Output noise voltage	$T_A = 25\text{ °C}$ , $B = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$		10		$\mu\text{V}/V_O$
$R_O$	Output resistance	$f = 1\text{ kHz}$		18		m $\Omega$
$I_{sc}$	Short circuit current	$V_I = 35\text{ V}$ , $T_A = 25\text{ °C}$		0.2		A
$I_{scp}$	Short circuit peak current	$T_J = 25\text{ °C}$		2.2		A
$\Delta V_O/\Delta T$	Output voltage drift			-1		mV/°C

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

Note: Minimum load current for regulation is 5 mA.

# Anexo C: Hoja de datos - Atmega328P

## Features

- High Performance, Low Power AVR<sup>®</sup> 8-Bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
  - 131 Powerful Instructions – Most Single Clock Cycle Execution
  - 32 x 8 General Purpose Working Registers
  - Fully Static Operation
  - Up to 20 MIPS Throughput at 20 MHz
  - On-chip 2-cycle Multiplier
- High Endurance Non-volatile Memory Segments
  - 4/8/16/32K Bytes of In-System Self-Programmable Flash program memory (ATmega48P/88P/168P/328P)
  - 256/512/1K/2K Bytes EEPROM (ATmega48P/88P/168P/328P)
  - 512/1K/2K Bytes Internal SRAM (ATmega48P/88P/168P/328P)
  - Write/Erase Cycles: 10,000 Flash/100,000 EEPROM
  - Data retention: 20 years at 85°C/100 years at 25°C<sup>(1)</sup>
  - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
    - In-System Programming by On-chip Boot Program
    - True Read-While-Write Operation
    - Programming Lock for Software Security
- Peripheral Features
  - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescaler and Compare Mode
  - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
  - Real Time Counter with Separate Oscillator
  - Six PWM Channels
  - 8-channel 10-bit ADC in TQFP and QFN/MLF package
    - Temperature Measurement
  - 6-channel 10-bit ADC in PDIP Package
    - Temperature Measurement
  - Programmable Serial USART
  - Master/Slave SPI Serial Interface
  - Byte-oriented 2-wire Serial Interface (Philips I<sup>2</sup>C compatible)
  - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
  - On-chip Analog Comparator
  - Interrupt and Wake-up on Pin Change
- Special Microcontroller Features
  - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
  - Internal Calibrated Oscillator
  - External and Internal Interrupt Sources
  - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby, and Extended Standby
- I/O and Packages
  - 23 Programmable I/O Lines
  - 28-pin PDIP, 32-lead TQFP, 28-pad QFN/MLF and 32-pad QFN/MLF
- Operating Voltage:
  - 1.8 - 5.5V for ATmega48P/88P/168PV
  - 2.7 - 5.5V for ATmega48P/88P/168P
  - 1.8 - 5.5V for ATmega328P
- Temperature Range:
  - -40°C to 85°C
- Speed Grade:
  - ATmega48P/88P/168PV: 0 - 4 MHz @ 1.8 - 5.5V, 0 - 10 MHz @ 2.7 - 5.5V
  - ATmega48P/88P/168P: 0 - 10 MHz @ 2.7 - 5.5V, 0 - 20 MHz @ 4.5 - 5.5V
  - ATmega328P: 0 - 4 MHz @ 1.8 - 5.5V, 0 - 10 MHz @ 2.7 - 5.5V, 0 - 20 MHz @ 4.5 - 5.5V
- Low Power Consumption at 1 MHz, 1.8V, 25°C for ATmega48P/88P/168P:
  - Active Mode: 0.3 mA
  - Power-down Mode: 0.1 µA
  - Power-save Mode: 0.8 µA (Including 32 kHz RTC)

Note: 1. See "Data Retention" on page 7 for details.



**8-bit AVR<sup>®</sup>  
Microcontroller  
with 4/8/16/32K  
Bytes In-System  
Programmable  
Flash**

**ATmega48P/V\*  
ATmega88P/V\*  
ATmega168P/V  
ATmega328P\*\***

**\*\*Preliminary**

\* Not recommended for new designs.

Rev. 8025I-AVR-02/09



---

## Anexo D: Hoja de datos - LCD

---

*SHENZHEN EONE ELECTRONICS CO., LTD*

---

### 1. 0 FEATURES

- Display Mode: STN, BLUB
- Display Formate: 16 Character x 2 Line
- Viewing Direction: 6 O'Clock
- Input Data: 4-Bits or 8-Bits interface available
- Display Font : 5 x 8 Dots
- Power Supply : Single Power Supply (5V±10%)
- Driving Scheme : 1/16Duty,1/5Bias
- Backlight (Side) : LED (Yellow)

### 2.0 ABSOLUTE MAXIMUM

Item	Symbol	Min.	Max.	Unit
Power Supply for logic	Vdd	-0.3	+7.0	V
Power supply for LCD Drive	Vlcd	Vdd-10.0	Vdd+0.3	V
Input Voltage	Vi	-0.3	Vdd+0.3	V
Operating Temperature	Ta	0	+50	°C
Storage Temperature	Tstg	-10	+60	°C

### 3.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Ta=25°C;Vdd=3.0V±10%,otherwise specified)

Item	Symbol	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Power Supply for Logic	Vdd	--	4.7	5.0	5.5	V
Operating Voltage for LCD	Vdd-Vo	--	--	5.0	--	V
Input High voltage	Vih	--	2.2	--	Vdd	V
Input Low voltage	Vil	--	-0.3	--	0.6	V
Output High voltage	Voh	-Ioh=0.2mA	2.4	--	--	V
Output Low voltage	Vol	Iol=1.2mA	--	--	0.4	V
Power supply current	Idd	Vdd=3.0v	--	1.1	--	mA

### 4.0 MECHANICAL PARAMETERS

Item	Description	Unit
PCB Dimension	80.0*36.0*1.6	mm
View Dimension	69.5*14.5	mm

# Aexo E: Hoja de datos - IR2101

International  
**IR** Rectifier

Data Sheet No. PD60043 Rev.O

## IR2101(S)/IR2102(S) &(PbF)

### HIGH AND LOW SIDE DRIVER

#### Features

- Floating channel designed for bootstrap operation  
Fully operational to +600V  
Tolerant to negative transient voltage  
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout
- 3.3V, 5V, and 15V logic input compatible
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs (IR2101) or out of phase with inputs (IR2102)
- Also available LEAD-FREE

#### Product Summary

$V_{\text{OFFSET}}$	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	130 mA / 270 mA
$V_{\text{OUT}}$	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	160 & 150 ns
Delay Matching	50 ns

#### Description

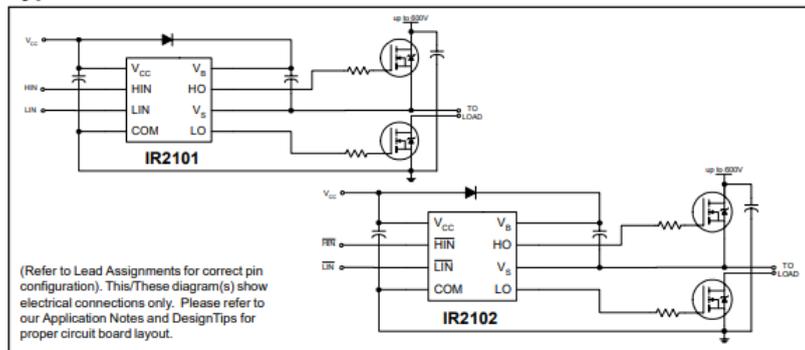
The IR2101(S)/IR2102(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

#### Packages

  
8-Lead SOIC  
IR2101S/IR2102S

  
8-Lead PDIP  
IR2101/IR2102

#### Typical Connection



## IR2101(S)/IR2102(S) &amp; (PbF)

International  
IR Rectifier

## Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V <sub>B</sub>	High side floating supply voltage	-0.3	625	V	
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage	V <sub>B</sub> - 25	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub> - 0.3	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>CC</sub>	Low side and logic fixed supply voltage	-0.3	25		
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN & LIN)	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3		
dV <sub>S</sub> /dt	Allowable offset supply voltage transient	—	50	V/ns	
P <sub>D</sub>	Package power dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ +25°C	(8 lead PDIP)	—	1.0	W
		(8 lead SOIC)	—	0.625	
R <sub>thJA</sub>	Thermal resistance, junction to ambient	(8 lead PDIP)	—	125	°C/W
		(8 lead SOIC)	—	200	
T <sub>J</sub>	Junction temperature	—	150	°C	
T <sub>S</sub>	Storage temperature	-55	150		
T <sub>L</sub>	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

## Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V<sub>S</sub> offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V <sub>B</sub>	High side floating supply absolute voltage	V <sub>S</sub> + 10	V <sub>S</sub> + 20	V
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage	Note 1	600	
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub>	V <sub>B</sub>	
V <sub>CC</sub>	Low side and logic fixed supply voltage	10	20	
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	0	V <sub>CC</sub>	
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN & LIN) (IR2101) & (HIN & LIN) (IR2102)	0	V <sub>CC</sub>	
T <sub>A</sub>	Ambient temperature	-40	125	°C

**Note 1:** Logic operational for V<sub>S</sub> of -5 to +600V. Logic state held for V<sub>S</sub> of -5V to -V<sub>B</sub>S. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).