



Universidad Nacional de Misiones



Facultad de Ingeniería
OBERÁ

Proyecto y Diseño Electrónico

CONTROL DE LEDS DE ALTA LUMINOSIDAD CON PSoC UTILIZANDO PANELES SOLARES

Alumnos:

Bauernfeind, Omar Alejandro.

Zarratea, Diego Omar.

Orientador:

Dr. Ing. Fernando Botterón

Facultad de Ingeniería – U.Na.M

Oberá, Misiones, Argentina

2013

UNIVERSIDAD NACIONAL DE MISIONES
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

La Mesa Examinadora, abajo firmante,
Aprueba el presente trabajo de Proyecto Electrónico, titulado

**CONTROL DE LEDS DE ALTA LUMINOSIDAD CON PSOC
UTILIZANDO PANELES SOLARES**

Elaborado por
**Bauernfeind Omar Alejandro
Zarratea Diego Omar**

Como requisito parcial para la obtención del grado de
Ingeniero Electrónico

MESA EXAMINADORA:

Ing. Ricardo Andrés Korpys

Dr. Ing. Fernando Botterón

Ing. Juan Carlos Kairiyama

OBERÁ, 29 DE NOVIEMBRE DE 2013.

AGRADECIMIENTOS

A nuestra familia, en especial a nuestros padres por el gran apoyo y sacrificio a lo largo de estos años.

A los docentes de la facultad de Ingeniería por haber compartido su conocimiento y experiencia a lo largo de la carrera, en especial al: Dr. Ing. Fernando Botterón, Ing. Ricardo A. Korpys por su predisposición, interés y atención a lo largo del desarrollo de este trabajo.

A nuestros amigos y compañeros de facultad, por su apoyo incondicional a lo largo de la carrera, en especial a Yonatan A, por su colaboración a la realización de este proyecto.

RESUMEN

Este trabajo de fin de carrera de grado presenta un trabajo de investigación y desarrollo, basado en el control de LEDs de potencia de alta luminosidad en conjunto con una fuente de energía renovable como la fotovoltaica. Lo destacable de este proyecto es que para el control global de este sistema, se utiliza un circuito integrado que incluye tecnologías combinadas del campo analógico y digital denominado PSoC. Es a partir de esta innovación que el sistema que se propone en este trabajo, como aplicación práctica, es la realización de un sistema de iluminación autónoma enfocado a la iluminación de la vía pública, utilizándose lámparas LED de alta luminosidad. El conjunto desarrollado, dispone de un panel fotovoltaico (PFV), el cual provee de energía suficiente durante el día para cargar una batería, la que luego, opera como fuente de alimentación del LED durante la noche, que es cuando se requiere su uso. Este trabajo intenta sentar las bases para un trabajo de investigación de mayores dimensiones, si así se lo desea, como para ser aplicado en forma funcional a iluminación vial en áreas como los accesos a ciudades o pueblos.

El sistema descrito se ha llevado a cabo satisfactoriamente, implementándose en el laboratorio y verificándose todo el análisis realizado en forma experimental obteniéndose resultados totalmente satisfactorios.

Palabras claves: convertidor CC-CC; convertidor buck; sistema fotovoltaico; PSoC; LED alta luminosidad; MPPT; baterías; sistemas embebidos; sistemas mixtos analógico-digitales.

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	I
RESUMEN	II
ÍNDICE	III
LISTA DE FIGURAS	I
LISTA DE TABLAS	IV
SÍMBOLOS Y ABREVIATURAS	V
CAPÍTULO 1	1
Introducción	1
1.1. Motivación para la realización de este trabajo	1
1.2. Objetivos.....	2
1.3. Organización del Trabajo	4
CAPÍTULO 2	6
Estudio de sistemas fotovoltaicos	6
2.1. Introducción.....	6
2.2. Paneles Solares o Fotovoltaicos.....	6
2.3. Algoritmo MPPT	7
2.4. Método Perturba y Observa (P&O)	8
CAPÍTULO 3	10
Diseño y selección de componentes	10
3.1. Introducción.....	10
3.2. Selección del método de control.....	11
3.3. Carga de baterías.....	11

3.4. Reguladores conmutados. Topologías	13
3.4.a) Convertidor Buck	14
3.5. Selección de componentes	16
3.5.a) Selección del inductor para conversor Buck:	16
3.5.b) Selección del capacitor para conversor Buck:.....	16
3.5.c) Selección del diodo para conversor Buck:.....	17
3.5.d) Selección de la llave conmutadora para conversor Buck:	18
3.5.e) Selección del DRIVER para MOSFET:	18
3.6. Selección de métodos de sensado de corriente del PFV y la Batería	19
3.7. Lámpara LED	21
3.8. Selección del método de sensado de la corriente del LED.....	22
3.9. Relevamiento de la curva real del panel fotovoltaico utilizado.....	24
CAPÍTULO 4	27
Sistemas embebidos PSoC.....	27
4.1. Introducción.....	27
4.2. ¿Qué significa PSoC?	27
4.3. Metodología de utilización	28
CAPÍTULO 5	55
Calculos para el diseño de los circuitos conversores CC-CC.....	55
5.1. Introducción.....	55
5.2. Parámetros de componentes de conversor CC-CC para carga por el panel a la batería	55
5.3. Parámetros de componentes de conversor CC-CC para alimentación de batería a LED.....	58
5.4. Dimensionamiento de disipador para el LED.....	61
5.5. Dimensionamiento de disipadores para llaves conmutadas MOSFET	64
CAPÍTULO 6	67

Programación del sistema de control en PSoC	67
6.1. Introducción.....	67
6.2. Programación bloques PWM:.....	67
6.3. Acondicionamientos de sensores en PSoC:.....	68
6.3.a) Acondicionamiento sensado corriente del PFV y de batería:	68
6.3.b) Acondicionamiento sensado tensión del PFV y de batería:	69
6.3.c) Acondicionamiento sensado corriente de LED:	70
6.4. Programación control de corriente para el LED	71
6.5. Asignación de pines.....	73
6.6. Programación de control de carga de batería.....	74
6.7. Desarrollo del firmware:.....	75
CAPÍTULO 7	80
Resultados Experimentales	80
CAPÍTULO 8	116
Conclusiones Generales	116
ANEXO I: ESQUEMA CIRCUITAL	118
ANEXO II: PLACA DE CIRCUITO IMPRESO	119
ANEXO III: COSTOS Y REFERENCIA DE DISPOSITIVOS	120
ANEXO IV: FILTRO ‘PI’ PARA CONVERTORES CC-CC.....	121
ANEXO V: FILTRO PB PARA MEDICIÓN DE SHUNT	122
ANEXO VI: RESULTADOS DE SIMULACION.....	123
Algoritmos y resultados de simulación en PSIM.	123
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	132

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1 Esquema general del sistema planteado para el proyecto.....	2
Figura 2-1. Características típicas I-V y P-V de un panel solar de 75W.....	7
Figura 2-2 Diagrama de flujo del método MPPT Perturba y Observa (P&O)	9
Figura 3-1 Etapas de carga de batería	12
Figura 3-2 Convertidor <i>Buck</i>	14
Figura 3-3 Forma de onda de la corriente sobre el inductor	15
Figura 3-4 Driver UCC27524A para control de MOSFET	18
Figura 3-5 Driver UC2705A para control de MOSFET.....	19
Figura 3-6. Sensor de corriente por efecto <i>hall</i> ACS712-05 Allegro.....	20
Figura 3-7. Relación entre corriente a medir y tensión de salida para el sensor ACS712-05 Allegro...21	
Figura 3-8. Arreglo equivalente de 3 led en serie y 3 led en paralelo que conforman el led de 10W....22	
Figura 3-9. Lámpara LED 10W	22
Figura 3-10 Circuito de acondicionamiento para medición de corriente	23
Figura 3-11 Resistor shunt 10mΩ Bourns, para sensado corriente por el LED	24
Figura 3-12 Datos técnicos referentes al PFV utilizado.....	25
Figura 3-13 Curva de corriente-tensión-potencia relevada para el PFV utilizado,	26
Figura 4-1 Arquitectura simplificada sistemas PSoC 3 y PSoC 5.....	28
Figura 4-2 <i>Workspace Explorer</i>	29
Figura 4-3 Vista del esquemático.....	30
Figura 4-4. PSoC asignación de pines de entrada/salida.....	31
Figura 4-5 Cuatro modos de <i>Drive Mode</i>	33
Figura 4-6 Cuatro modos de <i>Drive Mode</i>	34
Figura 4-7 Modos de Amplificador Operacional	36
Figura 4-8 Símbolo y disposición de pines para clock, izquierda: Clock con salida para pin, derecha sin salida externa	38
Figura 4-9 Símbolo y disposición de pines para PWM, izquierda: configuración una salida, derecha: configuración con banda muerta	40
Figura 4-10 Dialogo de configuraciones para el bloque PWM.....	40
Figura 4-11 Diagrama en bloques del conversor Delta Sigma ADC	42
Figura 4-12 Dialogo de configuraciones del conversor Delta Sigma ADC	43
Figura 4-13 Símbolos y disposición de pines del bloque conversor Delta-Sigma ADC.....	43
Figura 4-14 Diferentes buffer de entrada para conversor Delta-Sigma ADC	45

Figura 4-15 Bloque esquemático de componente AMUX	46
Figura 4-16 Bloque esquemático de componente Status register.....	47
Figura 4-17 Bloque esquemático de componente PGA	49
Figura 4-18 Bloque esquemático de componente DAC.....	49
Figura 4-19 Colores por defecto, conexiones analógicas y digitales	50
Figura 4-20 Placa de desarrollo CY8CKIT-030 PSoC® 3 Starter Kit.....	51
Figura 4-21 Placa de desarrollo CY8CKIT-003 PSoC® 3 FirstTouch™ Starter Kit	51
Figura 4-22 Esquemático de hardware interno para ensayo de PWM en PsoC	52
Figura 4-23 Asignación de pines para ensayo de PWM en PSoC.....	52
Figura 4-24 Señal PWM de salida obtenida para ensayo de PWM en PSoC.....	53
Figura 4-25 Esquemático de hardware interno para ensayo de Acondicionamiento de un resistor shunt, en PSoC.....	54
Figura 4-26 Salida acondicionada y salida ideal, para ensayo de Acondicionamiento shunt en PsoC ..	54
Figura 5-1 Convertidor <i>Buck</i>	55
Figura 5-2 Filtro <i>Snubber</i>	61
Figura 5-3 Modelo electrotérmico para dimensionamiento de disipador para un semiconductor.....	62
Figura 5-4 Disipador empleado y disposición tentativa de la lampara LED en el mismo	63
Figura 5-5 Modelo electrotérmico para dimensionamiento de disipador para LED	64
Figura 5-6 Curvas características para MOSFET IRF9530	65
Figura 6-1 Conexión de bloque PWM para ambos convertidores CC-CC	68
Figura 6-2 Conexión de bloques de hardware interno para control de carga de baterías. Bloques acondicionamiento y salida.	70
Figura 6-3 Circuito equivalente y onda de salida para el comparador con histéresis	71
Figura 6-4 Conexión de bloques de hardware interno para control de corriente sobre el LED. Bloques acondicionamiento y salida.....	73
Figura 6-5. Curva de carga de batería PRO-BATTERY 12V 7ah 6 celdas	74
Figura 6-6. Diagrama de estados movimiento básico de ascensor.....	76
Figura 6-7. Diagrama de estados del sistema de control general.	77
Figura 7-1 Circuito impreso desarrollado, con puntos de prueba señalados	81
Figura 7-2 Corriente de entrada al convertidor CC-CC sin filtro PI.....	83
Figura 7-3 Corriente de entrada al convertidor CC-CC, con filtro PI.....	84
Figura 7-4 Crecimiento de corriente de entrada a batería I_{bat} por MPPT	85
Figura 7-5 Corriente de carga en batería I_{bat} en fase <i>bulk</i>	86
Figura 7-6 Tensión entre surtidor y drenaje de MOSFET.....	87
Figura 7-7 Zoom a tensión entre surtidor y drenaje de MOSFET.....	88
Figura 7-8 Corriente de salida del PFV I_{pan} en fase <i>bulk</i>	89
Figura 7-9 Tensión en bornes del PFV V_{pan} en fase <i>bulk</i>	90
Figura 7-10 Potencia extraída del PFV P_{pan} en fase <i>bulk</i>	91

Figura 7-11 Corriente entregada por el PFV I_{pan} en fase <i>bulk</i> tomada en 2,4 segundos.....	92
Figura 7-12 Tensión en bornes del PFV V_{pan} en fase <i>bulk</i> tomada en 2,4 segundos.....	93
Figura 7-13 Potencia entregada por el PFV P_{pan} en fase <i>bulk</i> tomada en 2,4 segundos	94
Figura 7-14 Tensión en bornes de la batería V_{bat} en fase de tensión constante	95
Figura 7-15 Corriente entrante a batería I_{bat} en fase de tensión constante.....	96
Figura 7-16 Corriente I_{bat} y tensión V_{bat} de batería en fase de tensión constante	97
Figura 7-17 Corriente entrante a batería I_{bat} en fase de tensión constante.....	98
Figura 7-18 Tensión entre surtidor y drenaje de MOSFET en fase de tensión constante	99
Figura 7-19 Tensión V_{bat} y corriente I_{bat} en batería, para fase de tensión constante	100
Figura 7-20 Tensión V_{bat} y corriente I_{bat} en batería, para fase flotante.....	101
Figura 7-21 Corriente entrante a batería I_{bat} en fase flotante.....	102
Figura 7-22 Tensión entre drenaje y surtidor de MOSFET en fase flotante	103
Figura 7-23 Tensión en bornes de la batería V_{bat} en fase flotante	104
Figura 7-24 Corriente entrante a batería I_{bat} en fase flotante.....	105
Figura 7-25 Corriente en LED I_{LED}	106
Figura 7-26 Tensión en LED V_{LED}	107
Figura 7-27 Potencia en LED P_{LED}	108
Figura 7-28 Corriente I_{LED} y tensión V_{LED} en LED.....	109
Figura 7-29 Corriente de salida de batería I_{bat} para alimentación de LED	110
Figura 7-30 Corriente de entrada a LED I_{LED}	111
Figura 7-31 Tensión en bornes de LED V_{LED}	112
Figura 7-32 Potencia en LED P_{LED}	113
Figura 7-33 Tensión entre surtidor drenaje en MOSFET para control de corriente en LED	114
Figura 7-34 Zoom a señal PWM	115
Figura 0-1 Diagrama de flujo para alimentación de LED por batería.....	123
Figura 8-2 Corriente en LED I_{LED}	125
Figura 0-3 Tensión en LED V_{LED}	126
Figura 0-4 Algoritmo P&O para MPPT	127
Figura 0-5 MPPT frente a onda continua	130
Figura 0-6 MPPT frente a onda cuadrada	130
Figura 0-7 MPPT frente a onda sinusoidal.....	131

LISTA DE TABLAS

Tabla 4-1 APIs para pin individual	34
Tabla 4-2 APIs para vectores de pines	35
Tabla 4-3 Ubicaciones de amplificadores operacionales	37
Tabla 4-4 API de Opamp	37
Tabla 4-5 API de Componente Clock	38
Tabla 4-6 API de componente PWM	41
Tabla 4-7 API de Conversor A/D.....	45
Tabla 4-8 API de componente AMUX	47
Tabla 4-9 API de componente Status register	48
Tabla 4-10 API de Bloque PGA.....	49
Tabla 4-11 API de Bloque PGA.....	49
Tabla 5-1 Valores importantes de hoja de datos de MOSFET CSD18532KCS	57
Tabla 6-1 Valores de calibración de divisores resistivos para medición de tensión del PFV y batería. 69	
Tabla 6-2 Tabla de verdad para el comparador con histéresis implementado.....	71
Tabla 6-3 Valores de comparador con histéresis.....	72
Tabla 6-4 Asignación de pines en el dispositivo PSoC para el proyecto.	74
Tabla 6-5 Valores de set point para fases de carga	75
Tabla 6-6. Indicación de los estados de falla.....	78
Tabla 7-1. Referencia de puntos de prueba	81

SÍMBOLOS Y ABREVIATURAS

CA	Corriente Alternada. En edición...
CC	Corriente Continua.
η	Rendimiento del convertidor.
V_i	Tensión continua de entrada.
f_s	Frecuencia de conmutación de las llaves.
LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
T_s	Periodo de conmutación de las llaves.
t_{off}	Tiempo de apagado de las llaves.
Δ	Tiempo muerto de conmutación de las llaves.
d	Ciclo útil del convertidor.
D	Ciclo útil nominal del convertidor.
\hat{V}_{tri}	Valor máximo de la señal v_{tri} .
I_o	Corriente media entregada a la salida del convertidor.
$I_{i_{máx}}$	Corriente máxima de entrada.
I_c	Corriente en el colector de la llave.
i_o	Corriente instantánea entregada a la salida del convertidor.
i_{Di}	Corriente instantánea que circula a través del diodo i .
i_{L_s}	Corriente instantánea del inductor del filtro de salida del convertidor
R_o	Resistencia de carga.
k	Relación de transformación del transformador.
N_p	Número de vueltas del devanado primario del transformador.
N_s	Número de vueltas del devanado secundario del transformador.
N_{L_e}	Número de vueltas del devanado en el inductor del filtro de entrada.

N_{L_s}	Número de vueltas del devanado en el inductor del filtro de salida.
A_e	Área efectiva del núcleo de ferrita.
$^{\circ}\text{C}$	Grados centígrados.
Hy	Henrios.
ΔT_i	Sobreelevación de temperatura en el componente i .
$R_{\theta i}$	Resistencia térmica del núcleo de ferrita del componente i .
J_i	Densidad de corriente en los devanados del componente i .
$I_{s_{rms}}$	Corriente eficaz en el devanado secundario.
ρ	Resistividad del conductor.
ε	Profundidad de penetración considerando el efecto <i>Skin</i> .
$\phi_{m\acute{a}x}$	Diámetro máximo del conductor considerando el efecto <i>Skin</i> .
μ_o	Permeabilidad del aire $\left(4\pi \times 10^{-7} \frac{\text{Hy}}{\text{m}} \right)$.
μ_r	Permeabilidad relativa del conductor.
S_{cup}	Sección desnuda de alambre en el devanado primario.
S_{cus}	Sección desnuda de alambre en el devanado secundario.
S_{ε}	Sección máxima del conductor considerando el efecto <i>Skin</i> .
Z_p	Número de conductores que deben asociarse en paralelo en el devanado primario del transformador.
Z_s	Número de conductores que deben asociarse en paralelo, por cada devanado secundario del transformador.
λ_i	Factor de verificación del núcleo seleccionado para el elemento i .
L_{mp}	Longitudes medias del devanado primario.
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> .
IGBT	Transistor bipolar de compuerta aislada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>).
D_{pi}	Diodo en antiparalelo a la llave i .
r_{ve}	Regulación de tensión de entrada.

L_e	Inductor del filtro de entrada.
L_s	Inductor del filtro LC de salida.
C_{e_1}	Capacitor del filtro C de entrada.
C_{e_2}	Capacitor del filtro LC de entrada.
C_s	Capacitor del filtro LC de salida.
C_{pi}	Capacitor intrínseco de la llave i .
$P_o _{\text{Nominal}}$	Potencia nominal entregado a la carga.
P_{cu_p}	Pérdidas en el devanado primario debidas al efecto Joule
P_{cu_s}	Pérdidas en el devanado secundario debidas al efecto Joule.
$t_{c_{off}}$	Tiempo de apagado en el proceso de conmutación.
t_{fi}	Tiempo de bajada de corriente (<i>time fall current</i>).
t_{fv}	Tiempo de bajada de tensión (<i>time fall voltage</i>).
T_j	Temperatura máxima admisible en la junta de la llave.
R_{jc}	Resistencia térmica entre junta y carcasa de la llave.
R_{jc}	Resistencia térmica entre junta y carcasa de la llave.
R_d	Resistencia térmica disipador ambiente.

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación para la realización de este trabajo

La motivación por parte de los alumnos para la realización de este trabajo tuvo origen en la utilización de nuevas tecnologías tales como los sistemas de señales mixtas, analógicas y digitales. Los mismos, presentan muy buenas prestaciones y poseen muchas ventajas, con lo que tienen un amplio campo de aplicación en diversos ámbitos de la ingeniería, ya que incluyen la programación interna de periféricos digitales y analógicos (estos últimos, normalmente se incorporan como hardware adicional a un Microcontrolador (μC)).

Hoy en día, la utilización de lámparas con tecnología LED (*Light-Emitter Diode*), está siendo puesta en práctica gracias a sus grandes ventajas como ser: larga vida útil, fácil utilización, sumados a un reducido tamaño y muy especialmente, un reducido consumo eléctrico; posibilitando la obtención de sistemas de iluminación muy eficientes, tanto desde el punto de vista luminoso como eléctrico.

En base a estas cualidades se ha decidido incorporar estas lámparas en el presente proyecto. A su vez, pensando en un sistema autónomo, se ha incorporado un panel fotovoltaico, del cual se procura obtener el mayor aprovechamiento posible, extrayéndose la mayor cantidad de energía posible del PFV (dentro de sus valores nominales), mediante un algoritmo de seguimiento del máximo punto de potencia, conocido por sus siglas del inglés como MPPT (*Maximum power point tracking*).

El esquema general de bloques del sistema planteado puede verse en la Figura 1-1, en la cual se pueden observar los bloques principales y las distintas señales que se requieren para efectuar los controles sobre el sistema.

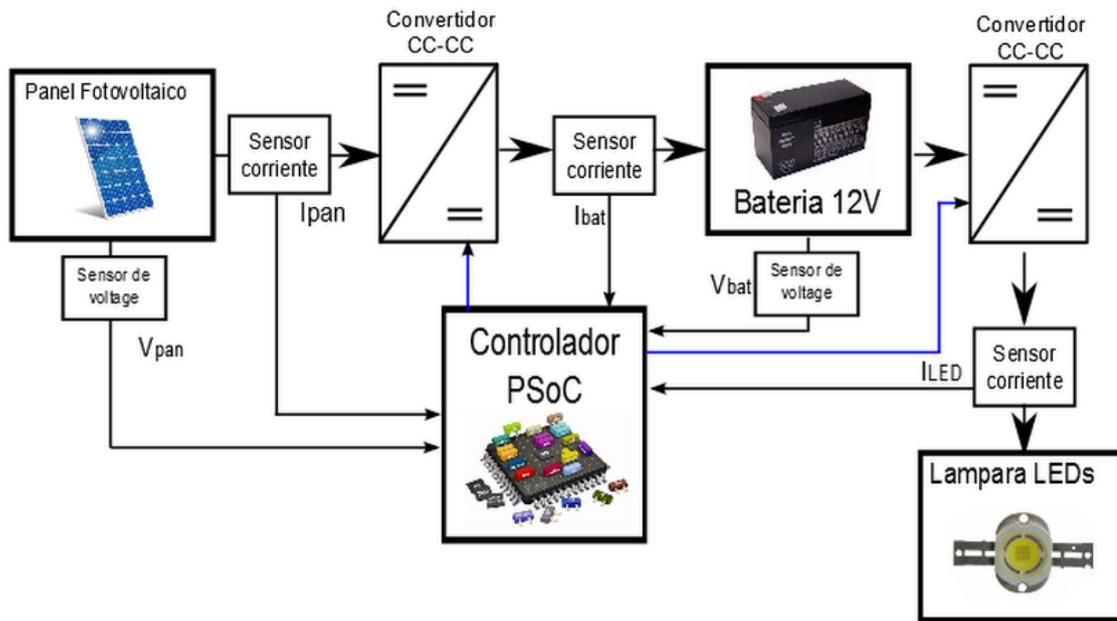


Figura 1-1 Esquema general del sistema planteado para el proyecto

El esquema de la Figura 1-1 consiste en dos etapas, la cual se divide en día y en noche. Durante el día el PFV estaría cargando la batería, en este caso se tienen como variables censadas la tensión sobre el PFV V_{pan} , la corriente de salida del PFV I_{pan} , la corriente de entrada a la batería I_{bat} y la tensión en bornes de la batería V_{bat} . En esta etapa el controlador PSoC realiza el control de la carga a la batería mediante estos datos censados, utilizando como actuador la conmutación del MOSFET dentro del convertidor CC-CC.

La segunda etapa toma lugar en la noche, donde el panel deja de cargar la batería, y esta última emprende la alimentación de la lámpara LED. Para esta etapa, se requiere de las variables censadas tensión de batería V_{bat} y corriente incidente al LED I_{LED} . El dato de la tensión, utiliza el PSoC, para entender que la batería aun tiene o no la capacidad para el encendido del LED. Finalmente, el dato más importante en esta última etapa es el valor de corriente sobre el LED, el cual es utilizado por el PSoC, para el control de corriente sobre el mismo. El actuador en esta etapa es la llave MOSFET perteneciente al circuito convertidor CC-CC.

1.2. Objetivos

El objetivo principal planteado para este proyecto consta de la realización práctica de un sistema de control y comando de lámparas LED de alta luminosidad a partir de la energía provista por baterías, las cuales son recargadas mediante la utilización de paneles solares. El

sistema de control de corriente de estos LEDs, se realizará en base a un dispositivo PSoC, los cuales, como ya se mencionó, presentan en un solo chip, la integración en gran escala de dispositivos programables, analógicos y digitales.

Los objetivos específicos planteados son los siguientes:

En primera instancia, se propone conocer el funcionamiento de los dispositivos mixtos PSoC, de manera a lograr transmitir estos conocimientos en el ámbito académico para futuros proyectos o investigaciones.

En segunda instancia, se propone que el prototipo realizado resulte en una maqueta didáctica que pueda ser utilizada en otras asignaturas para poder estudiar el funcionamiento de los convertidores CC-CC del tipo Buck y aspectos del control en lazo cerrado de los mismos; aspectos que son abordados respectivamente, en las asignaturas de Electrónica Industrial y Control Digital y No Lineal de nuestra facultad de ingeniería.

Para cumplir con estos objetivos se presenta el siguiente plan de trabajo, el cual se debe desarrollar durante los meses de actividad académica en el año lectivo 2013.

1. Estudio del control de corriente de LEDs de alta luminosidad. Estructuras de conversión de potencia que pueden ser utilizadas para cumplir con este objetivo y análisis y selección del método de control.
2. Selección y justificación de un dispositivo PSoC para la tarea propuesta.
3. Estudio del sistema embebido PSoC y familiarización con el entorno de desarrollo.
4. Estudio y simulación del circuito electrónico de comando con lámparas de LED, seleccionado en el punto (1).
5. Diseño del hardware: Selección de las lámparas LEDs; selección de los componentes electrónicos del circuito de comando, de los sensores de corriente y de tensión necesarios para el sistema de control. Panel fotovoltaico y baterías para almacenamiento.
6. Simulación y programación en el software PSIM del circuito de comando seleccionado y proyectado anteriormente. En este punto, se simulará el sistema para controlar la corriente, primero con base a una fuente controlada de tensión y segundo, sustituyéndose esta última, por un panel fotovoltaico: Con y sin algoritmo MPPT.
7. Programación del PSoC en base al algoritmo implementado en el software de simulación PSIM.
8. Construcción del hardware: Diseño y realización del circuito impreso de todo el convertidor de potencia entre el panel solar, baterías y LEDs.

9. Implementación y prueba experimental del desempeño del sistema.
10. Documentación continua de todas las actividades realizadas y publicación de resultados.

Para poder cumplir con los objetivos propuestos, el equipo de estudiantes desarrollará estas actividades en los siguientes meses del año lectivo 2013.

Actividad	Mar	Abr	May	Jun	Jul	Ago	Sep	Oct	Nov
1									
2									
3									
4									
5									
6									
7									
8									
9									
10									

1.3. Organización del Trabajo

El presente trabajo se encuentra desarrollado en base a capítulos y los mismos se pueden resumir de la siguiente forma:

En el capítulo I, se presentó la motivación del presente trabajo, las bases del proyecto y los objetivos planteados a alcanzar como meta final.

En el capítulo II, se introduce al lector al estudio de los sistemas fotovoltaicos los cuales son utilizados como fuente para la carga de baterías. En donde se exponen los conceptos fundamentales que se utilizan a lo largo del desarrollo.

En el capítulo III, se comienza describiendo los métodos empleados para desarrollar el proyecto, dando un panorama sobre los reguladores conmutados de CC-CC, proceso de carga de una batería, métodos de control empleados, etc. Finalmente se desarrollan los puntos correspondientes a la selección/descripción del hardware empleado en el diseño de este proyecto.

En el capítulo IV, se desarrolla lo relacionado al sistema mixto PSoC, donde se describen algunas de sus características más fundamentales, la forma de utilización y programación, ventajas, inconvenientes, experiencias previas realizadas a este proyecto, etc.

En el capítulo V, se muestran los cálculos realizados para los parámetros de los convertidores CC-CC utilizados, así como cálculos de disipación de potencia de las llaves conmutadas empleadas.

En el capítulo VI se detalla cómo fue llevada a cabo la programación del sistema mixto PSoC, se describen los bloques empleados y la forma en que se implementó el firmware que controla el sistema presentado.

En el capítulo VII se exponen los resultados obtenidos en los ensayos experimentales con el prototipo construido, se presentan gráficas de carga de batería, alimentación del LED, además de comparaciones y puestas en común.

Finalmente en el capítulo VIII se concluye con una reseña presentando las conclusiones y experiencias obtenidas en el presente trabajo, así como un análisis del sistema propuesto, mejoras a implementar, aspectos a tener en cuenta o problemáticas que surgieron en el desarrollo del proyecto.

Capítulo 2

ESTUDIO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

2.1. Introducción.

Hoy en día, la gran contaminación producida por las energías predominantes en nuestro planeta (como por ejemplo, combustión, nuclear, hidroeléctrica), es un problema que lleva como solución la incorporación de energías alternativas y renovables como ser la energía solar. Para lograr este objetivo se realizan investigaciones en lograr un máximo rendimiento entre costo de producción y cantidad de energía generada, según las aplicaciones y magnitudes de potencia a generar.

2.2. Paneles Solares o Fotovoltaicos

Para transformar la energía solar a energía eléctrica, se tiene como una de las opciones la utilización de los PFV. Esta producción de energía es basada en el fenómeno físico del conocido “efecto fotovoltaico”, el cual se lleva a cabo por medio de células fotovoltaicas. Las mismas son conectadas en serie para así conseguir la tensión deseada. Este conjunto de células fotovoltaicas es lo que comúnmente se denomina “panel fotovoltaico”.

Hablando del rendimiento, se tiene que parte de la radiación incidente se pierde por reflexión y otra parte por transmisión; el resto de la energía es transformada en energía eléctrica. Los materiales para la fabricación de paneles fotovoltaicos, junto con su rendimiento energético son los siguientes:

- Silicio Mono cristalino: de rendimiento energético hasta 15 - 17%.
- Silicio Poli-cristalino: de rendimiento energético hasta 12 - 14 %
- Silicio Amorfo: con rendimiento energético menor del 10 %;
- Otros materiales: Arseniuro de galio, diseleniuro de indio y cobre, telurio de cadmio [16].

2.3. Algoritmo MPPT

El algoritmo MPPT (*Máximo Power Point Tracking*) o seguidor de máximo punto de potencia, consiste en la implementación de un sistema capaz de extraer la máxima potencia - en todo momento y bajo cualquier condición climática de un panel fotovoltaico, para así obtener un máximo aprovechamiento y prolongar la vida útil de los paneles.

Como se dijo anteriormente, la fuente principal de la energía fotovoltaica es el sol. Debido a las condiciones climáticas y al fenómeno de la rotación terrestre, no se puede obtener una misma radiación solar a lo largo del año. Esto lleva a que la energía obtenida de los paneles fotovoltaicos no sea constante en el tiempo, a su vez los propios paneles poseen características altamente no lineales de salida, esto quiere decir que si se duplica la incidencia de energía solar sobre el panel, no se obtendrá el doble de energía eléctrica a la salida. La Figura 2-1 muestra las curvas características típicas de corriente-tensión (trazo en negrita) y las características de potencia-tensión, para la salida de un panel fotovoltaico de 75W a 25 °C y 1000 W/m² de irradiación [14].

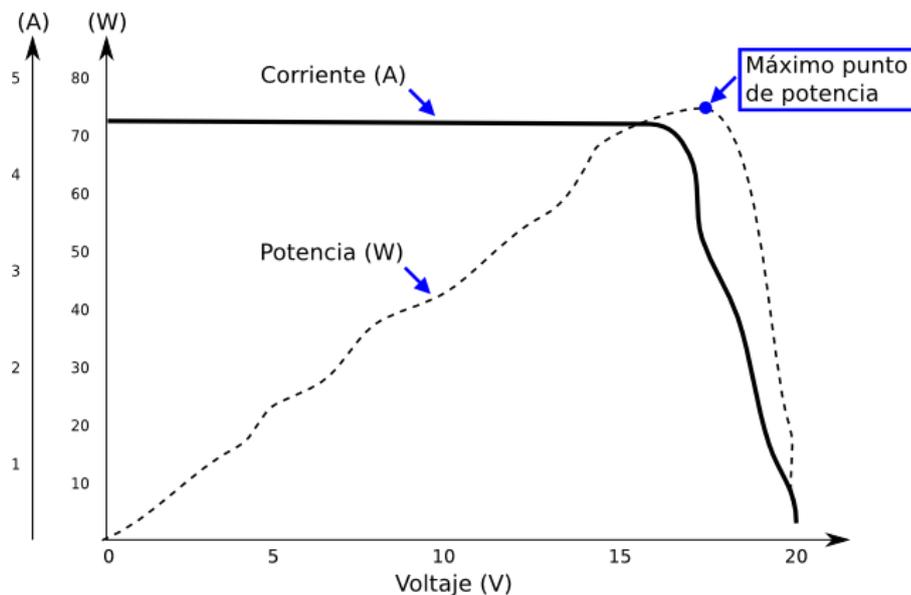


Figura 2-1. Características típicas I-V y P-V de un panel solar de 75W

EL rastreo del punto de máxima potencia puede realizarse por varios métodos de control, donde existe el compromiso entre velocidad y precisión versus complejidad de realización. Algunos ejemplos de métodos de MPPT más difundidos en la literatura, son los siguientes: Perturba y Observa (P&O), Redes Neuronales, Lógica Difusa, *Fractional V_{OC}*, *Fractional I_{SC}*, control de realimentación por dP/dV o dP/dI , entre muchos otros.

Seguidamente se presentará la descripción del método Perturba y Observa (P&O), ya que es el método MPPT utilizado en este trabajo.

2.4. Método Perturba y Observa (P&O)

Este método también conocido como método de perturbación, es el más utilizado en productos comerciales referentes a control de sistemas fotovoltaicos por MPPT. Tiene como ventaja el ser simple de implementar, alta confiabilidad y eficiencia en el rastreo [13].

Su funcionamiento se basa en el método de prueba y error para buscar la máxima salida de potencia del panel. El controlador realiza un pequeño aumento en la referencia para la salida (perturbación), y luego se detecta la potencia de salida (observación), si la misma no ha disminuido, se realiza nuevamente el ciclo de perturbación hasta que se detecte una disminución de potencia, si esta se produce, entonces se realiza una disminución de la referencia.

Este algoritmo es fácil de implementar pero posee algunas desventajas como ser:

- El sistema no siempre opera al máximo punto de potencia debido a la lentitud del proceso de prueba y error.
- El sistema opera oscilatoriamente incluso sin variaciones apreciables de la irradiación, lo que llevaría a una salida oscilatoria.
- El sistema puede fallar en el seguimiento del punto de máxima potencia si se perciben cambios repentinos en la luz que incide sobre el panel.

El diagrama de flujo correspondiente al algoritmo P&O puede apreciarse en la Figura 2-2. El mismo comienza obteniendo los valores actuales de corriente y tensión, $V_{\text{pan}}(k)$ e $I_{\text{pan}}(k)$, con los cuales se calcula el valor de potencia de salida actual $P_{\text{pan}}(k)$, luego, si la potencia actual es mayor que la calculada anteriormente, o sea, $P_{\text{pan}}(k-1)$, entonces el sistema sigue variando la referencia en el sentido actual (ya sea aumentando o disminuyendo), caso contrario se cambia el sentido de variación.

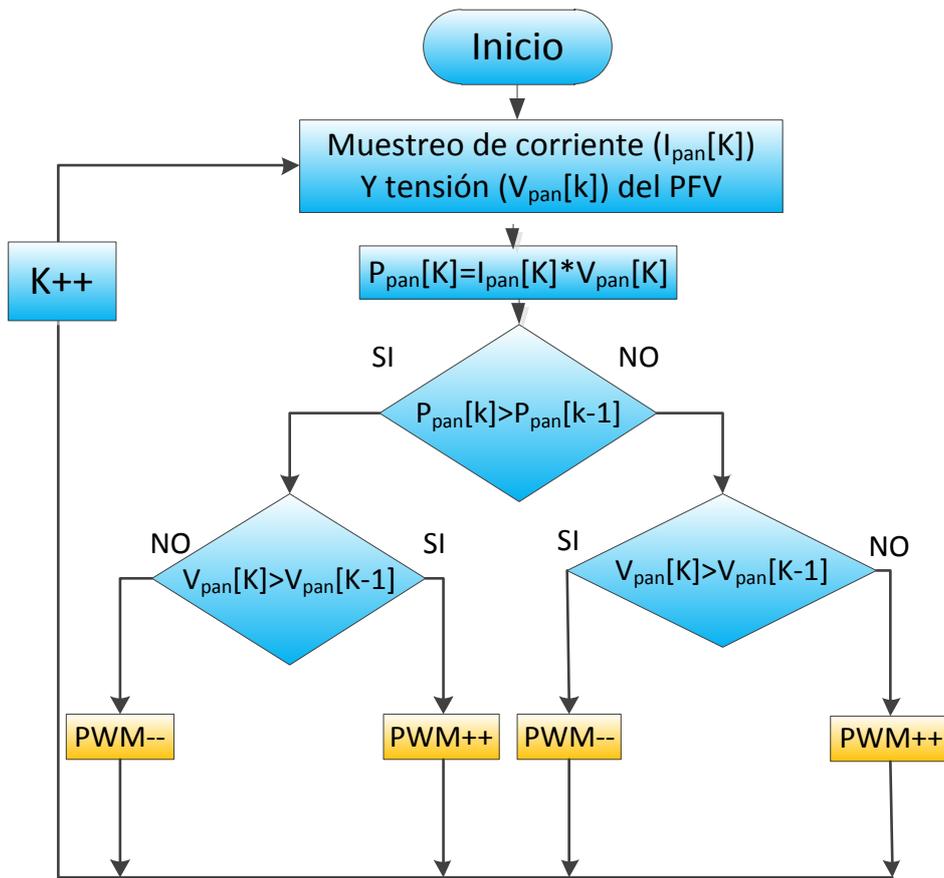


Figura 2-2 Diagrama de flujo del método MPPT Perturba y Observa (P&O)

Como se explicó previamente, este algoritmo puede fallar ante cambios repentinos de la irradiancia que incide sobre el panel y llevar a un lento seguimiento o a un punto de potencia inferior al máximo. Existe un algoritmo P&O modificado (MP&O), el cual provee los cambios repentinos pero realiza un seguimiento más lento que su original. Debido a que los cambios repentinos de irradiación son inusuales, consideramos que esto no traerá problemas a la hora de la implementación por lo cual se descarta el algoritmo MP&O.

Capítulo 3

DISEÑO Y SELECCIÓN DE COMPONENTES

3.1. Introducción.

Hoy en día, la utilización de lámparas con tecnología LED (*Light-emitter-diode*), está siendo ampliamente difundida y puesta en práctica gracias a sus grandes ventajas como ser una larga vida de uso, respuesta rápida, alta eficiencia y un reducido tamaño. Sus usos son muy variados, y van desde iluminación en autopistas, destellos para cámaras, industria automotriz, luces de señal, iluminación de fondo para TVs, etc.[12]

La luz emitida por los LEDs puede ser controlada por la corriente circulante a través de los mismos. Generalmente la corriente sobre los mismos es constante; sin embargo, si se varía la corriente que pasa a través de los mismos, es posible conseguir una temperatura, y así también una intensidad de luz adecuada al ambiente que se desee iluminar.

Para el control de estos LEDs, es necesario entonces conocer la corriente que demandan. Existen diferentes técnicas de sensado de corriente, ubicados en el lazo de realimentación en un sistema de control de lazo cerrado. Estos otorgan la información necesaria a un microprocesador, para controlar un actuador, logrando el valor deseado a la salida. Este actuador en el caso de control de corrientes en LEDs, consiste en reguladores conmutados. Los mismos convierten la tensión de entrada de un determinado valor en una tensión de salida necesaria para alimentar el LED, y así controlar la corriente drenada por el LED. Estos convertidores poseen un diseño simple, tamaño reducido y son de costos relativamente bajos [3].

El circuito completo a realizar incluye la carga de una o varias baterías a través del panel solar. Luego, en el momento en que la luz del sol es débil y el panel ya no provee la energía suficiente, a través de la batería se encienden y controlan los LEDs [8]; tal como fue mostrado en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**

3.2. Selección del método de control

Para poder realizar el proceso de carga de baterías, es necesario acondicionar la tensión que provee el PFV, ya que si el mismo se conecta directamente, funcionaría a la misma tensión que la batería todo el tiempo, resultando en un proceso de carga deficiente. En cambio si la tensión es adecuada por medio de convertidores CC-CC es posible obtener a la salida tensiones superiores a la de la batería y así poder regular el proceso de carga. [14]. Como se verá más adelante, las tensiones de carga para la batería no son críticas, por lo que se opta por realizar un control On/Off sobre las mismas, es decir utilizando una tensión máxima y mínima permitida para cada etapa de carga.

Adicionalmente, el control de corriente sobre el LED, será también realizado utilizando un controlador del tipo On/Off, debido a que la tensión de la batería variará lentamente al descargarse la misma, y no será necesaria una estrategia de control de gran velocidad de respuesta.

BORRAR DESPUES ~~La aplicación a la que data este proyecto~~ (No, reescribir) se centra en la utilización de Paneles Solares como fuente de alimentación de la lámpara LED, según [14] las tensiones de salida de los paneles solares dependen de muchos factores como temperatura, condiciones climáticas, etc., de los cuales primordialmente nos interesa la variación de intensidad de luz incidente.

En nuestro proyecto se utiliza un PFV que tiene como tensión nominal V_{mp} el valor 17,6V, y la corriente I_{mp} con 1,73A. Como antes se mencionaba, el control de tensión y corriente de salida del PFV se realiza mediante un convertor CC-CC, con el cual se realiza una carga controlada de batería mediante los datos sensados del PFV y de la batería.

El PFV estaría realizando el proceso de carga de batería durante el día. Así, en la noche la batería encendería un LED. Aquí se busca llegar a la corriente nominal establecida para el LED, el método a utilizar es un proceso ON/OFF aumentando o disminuyendo el ciclo útil en el MOSFET utilizado para el convertor CC-CC de encendido de LED mediante batería. En esta etapa se realiza el censado de la corriente del LED y de la tensión en bornes de la batería. Sigue estando mal redactado (Botterón).

3.3. Carga de baterías

Para el proceso de carga de una batería es necesario respetar ciertas etapas para así lograr un mejor aprovechamiento de la misma y aumentar su vida útil [8], estas etapas son 4:

- Fase *bulk*
- Fase absorción.
- Fase flotante.

- Fase ecualizado.

Estas etapas pueden verse en la siguiente figura, a excepción de la fase de ecualizado la cual no es implementada.

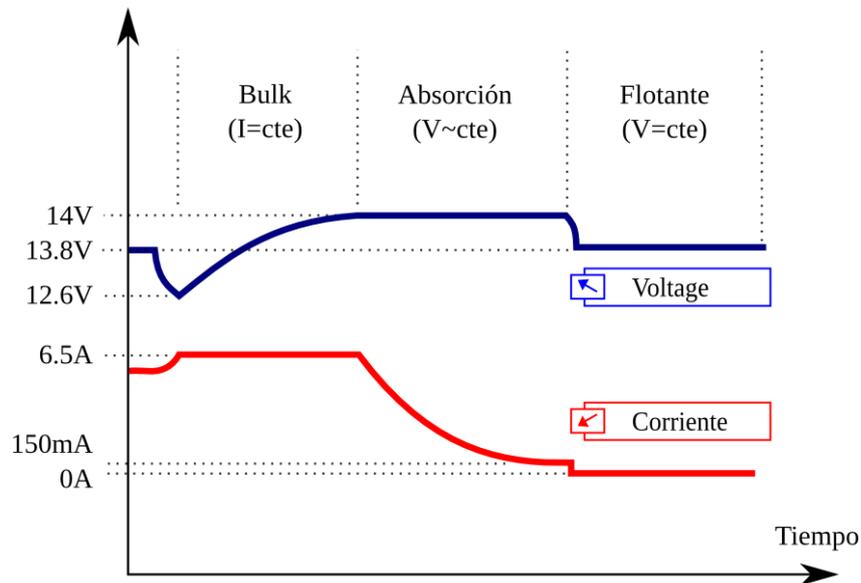


Figura 3-1 Etapas de carga de batería

Fase *bulk*.

En esta etapa la batería está en estado de baja carga. Por lo tanto, aquí el 100% de la energía disponible en el panel solar es utilizada para la carga de la misma (siempre y cuando no se supere la máxima corriente de entrada a la batería). La batería comienza a cargarse hasta llegar a un límite de tensión, el cual finaliza la fase *bulk*. Cabe aclarar que la máxima corriente incidente a la batería debe ser de 20% de su capacidad de corriente de salida. En nuestro caso se tiene una batería de 7Ah, por lo cual su corriente máxima de entrada será de 1,4A.

En esta etapa, para baterías pequeñas, generalmente se opta que la carga sea con una corriente del 5% de la nominal de la batería.

Fase Absorción.

En la finalización de la fase *bulk*, la batería está cargada alrededor de un 70% de su tensión nominal. En esta etapa, el controlador de carga cambia a un modo de absorción con tensión constante. En esta condición, la batería es habilitada para tomar el máximo posible de corriente. Esta corriente disminuye paulatinamente hasta que la batería alcanza el 100% de su carga. La regulación por tensión constante previene sobrecalentamiento y despedida de gases por parte de la batería.

Fase flotante.

Luego de que la batería esté completamente cargada, se reduce la tensión de la batería a una carga flotante, también llamada carga por goteo. La finalidad de esta etapa es compensar la auto descarga propia de la batería.

Para mantener la batería en largos períodos de tiempo, la tensión de flotación no debe desviarse en más del 1% del recomendado por el fabricante de la batería. Exceder este margen provoca corrosión de la placa positiva.

Fase de ecualización.

Cypress recomienda que esta fase sea utilizada únicamente para baterías de plomo-ácido líquido. Si las baterías no están cargadas suficientemente se deterioran, debido fundamentalmente a: sulfatación, estratificación (para baterías de plomo ácido líquido) y desequilibrio de tensión entre celdas.

La ecualización se utiliza para evitar los 3 problemas anteriormente mencionados. La misma consiste en que, al llegar la finalización de la fase *bulk* (límite de tensión), se logra cargar la batería con una pequeña sobretensión y una corriente muy diminuta, del orden del 3% al 5% de la capacidad nominal de la batería en Ah. La carga es realizada hasta que la gravedad específica del electrolito termina de crecer.

3.4. Reguladores conmutados. Topologías

Los reguladores conmutados son utilizados en la mayoría de los equipamientos electrónicos, como ser en los periféricos de computadoras, instrumentos, fuentes de alimentación, entre otros. Una fuente de tensión que convierte una tensión CC (corriente continua) en otro valor de tensión CC, útil o necesario para la carga de la salida, debe tener las siguientes características, además de bajo costo y alta eficiencia:

- Entregar la tensión CC requerida en forma constante.
- La tensión de salida debe presentar reducida ondulación.
- Entregar un nivel de tensión de salida constante, independientemente de las perturbaciones de la fuente de entrada, de la carga y cambios ambientales.
- Permitir una protección contra picos de tensión provenientes de la fuente.
Evitando el paso de esta sobretensión a la salida.

Existen diferentes tipos de topologías de reguladores conmutados. Estas se diferencian por la tensión existente en la entrada y la tensión o corriente requeridas de salida. Los tres reguladores básicos son:

- **Convertidor Buck:** Un regulador con una tensión de salida menor que la tensión de entrada.

- **Convertidor *Boost*:** Un regulador con una tensión de salida mayor que la tensión de entrada.
- **Convertidor *Buck-Boost*:** Un regulador con una magnitud absoluta de la tensión de salida mayor o menor que la tensión de entrada, con la diferencia de que la tensión de salida tiene polaridad opuesta a la tensión de entrada.

Para alcanzar los requisitos de las especificaciones de tensión y corriente del convertidor, el proyectista debe seleccionar los valores correctos de los componentes, como ser: semiconductores que funcionarían como conmutadores, los diodos, inductores y capacitores de filtro [3].

Para nuestro proyecto se utilizan en ambos convertidores CC-CC la topología *buck*. A continuación se realiza la justificación para cada caso:

Convertor CC-CC para carga de batería por medio de PFV: En este caso la tensión nominal del PFV es de 17,6V, y la máxima tensión alcanzable por una batería de gel es de 14V. Viendo esto se entiende que es necesaria una reducción de tensión a la salida del CC-CC, por lo cual aquí se es seleccionado un convertor CC-CC con topología *buck*.

Convertor CC-CC para encendido de LED por medio de batería: Como se explica anteriormente, la máxima tensión en bornes de la batería es de 14V, y la mínima admisible es de alrededor de 10,5V. La tensión en bornes del LED es de 10V. Por lo tanto, en este caso es necesario un convertor reductor o *buck*, para así lograr el encendido del LED mediante la batería.

3.4.a) Convertidor Buck

Este convertidor se esquematiza en la Figura 3-2. Una señal modulada por ancho de pulso (PWM), con ciclo útil “D” (D varía entre 0 y 1), es utilizada para manejar el conmutador semiconductor “S”.

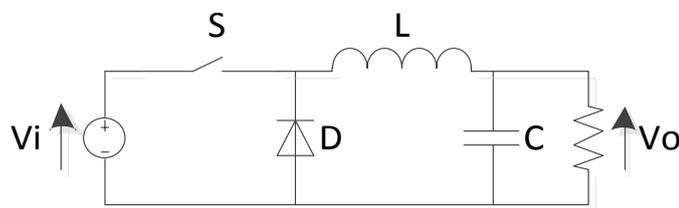


Figura 3-2 Convertidor *Buck*

Durante el primer intervalo, al estar cerrada la llave “S”, la tensión de entrada es aplicada sobre el inductor. Suponiendo régimen estacionario, donde V_o sería la tensión de salida, la corriente sobre el inductor está dada por:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{(V_{in} - V_o)}{L} \quad (3-1)$$

En el intervalo donde la llave está abierta, la corriente del inductor va hacia la carga. En este caso la tensión sobre el mismo sería $v_L(t) = -V_o$. Quedando la corriente sobre el inductor:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{-V_o}{L} \quad (3-2)$$

Mediante las ecuaciones (3-1) y (3-2) se tienen los valores de la pendiente de la rampa de corriente con llave “S” cerrada y abierta, respectivamente. Esto se puede observar en la Figura 3-3.

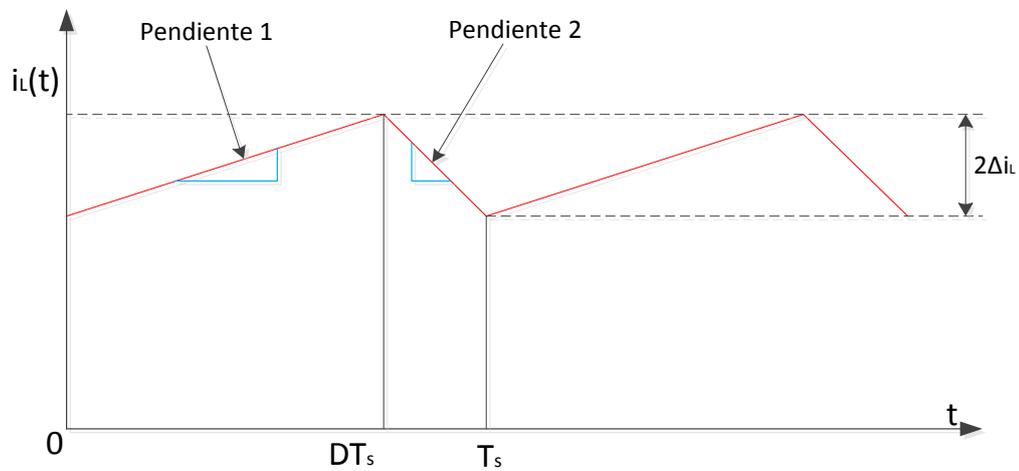


Figura 3-3 Forma de onda de la corriente sobre el inductor

El cambio de corriente $2\Delta i_L$ en la pendiente de subida es igual a la pendiente dada por (3-1) multiplicada por DT_s ; siendo T_s el periodo de conmutación:

$$2\Delta i_L = \frac{(V_{in} - V_o)}{L} DT_s \quad (3-3)$$

Lo mismo se realiza con la pendiente negativa:

$$2\Delta i_L = \frac{V_o}{L} (1 - D) T_s \quad (3-4)$$

Como en estado estacionario, la corriente debe de ser la misma al final de cada ciclo de conmutación, es posible igualar (3-3) con (3-4). Y mediante arreglos matemáticos se logra la relación entre tensión de entrada V_{in} con tensión de salida V_o :

$$V_o = DV_{in} \quad (3-5)$$

Mediante (3-4) se observa que el valor de inductancia L es directamente proporcional al ciclo útil D y el período de conmutación T_S , a un valor constante de tensión de ondulación.[1]

Al calcular L , mediante un ciclo útil variante, se debe elegir el mínimo valor de D para calcular la inductancia.

Generalmente, para aplicaciones de iluminación, la ondulación de corriente en el inductor es restringida a un valor de aproximadamente 15 a 30% del valor de corriente continua nominal en la carga.

La capacitancia de salida tiene el objetivo de reducir los picos de tensión y la ondulación presentada en la salida del convertidor. Los picos (perturbaciones de carga) en la tensión de salida se generan al remover cargas; por lo tanto la capacitancia debe de ser lo suficientemente grande como para prevenir que la energía almacenada en la inductancia genere una tensión que supera la máxima admitida por el capacitor [1]. El valor del capacitor es dado por:

$$C = \frac{L(I + \Delta i_L)^2}{(V_0 + Dv)^2 - (V_o)^2} \quad (3-6)$$

Siendo Δv la mayor sobretensión admitida.

3.5. Selección de componentes

3.5.a) Selección del inductor para conversor Buck:

En [1] se entiende que la elección del valor de la inductancia depende directamente de la frecuencia de conmutación. Una alta frecuencia de conmutación permite valores pequeños de inductancia, lo cual reduce al inductor tanto en tamaño como en precio. Pero tiene como contraparte que la ESR (resistencia en serie equivalente), del inductor se incrementa al aumentarse tal frecuencia, lo cual trae aparejada una pérdida de eficiencia en el mismo.

Al aumentar la frecuencia, también es aumentada la radiación de campo magnético producida por la bobina. Una solución a este problema es utilizar inductores con núcleo de ferrite. Así también para reducir esta radiación se recurre a blindar al inductor.

3.5.b) Selección del capacitor para conversor Buck:

En este caso, la frecuencia de conmutación también afecta el valor de la capacitancia. Al incrementar la frecuencia, se reduce el valor de la capacitancia por el mismo factor. Para así mantener igual la ondulación de corriente.

Un factor importante a tener en cuenta para la selección del capacitor es que este tenga la mínima ESR (resistencia serie equivalente) posible. Los capacitores cerámicos generalmente poseen menor ESR que los capacitores de tantalio o electrolíticos. Una técnica utilizada es colocar un capacitor cerámico de pequeño valor en paralelo con el capacitor de salida del conversor *buck*, para así reducir la ESR equivalente de salida [1].

Otro factor a tener en cuenta, es que los capacitores deben de ser apropiadamente elegidos en términos a la temperatura de trabajo en que estarán expuestos.

3.5.c) Selección del diodo para conversor Buck:

La función primaria del diodo es proveer el camino para la corriente cuando el conmutador pasa al estado de apagado. La corriente retorna ya que el inductor no permite un cambio brusco en el sentido de la corriente, por lo que es necesario un camino para la misma. Debido a este efecto, el diodo debe activarse rápidamente para así permitir el paso de la misma. Esta acción rápida del diodo protege al conmutador de experimentar altos picos de tensión.

Este diodo debe de ser calculado para el pico y el promedio de corriente que conducirá. En altas corrientes, también debe ser considerada la disipación de potencia que puede soportar el diodo, como así también la tensión de pico inverso. Un dato muy importante que hay que considerar es la caída instantánea de tensión a través del diodo, con la máxima salida de corriente.

Entonces, las características que debe de cumplir un diodo para un convertidor son:

- Respuesta rápida
- Mínima caída de tensión en directa.

Los diodos Schottky son una elección común para este tipo de objetivos. Los mismos poseen una baja caída de tensión en directa y poseen una rápida recuperación en reversa. En este caso el diodo debe poder soportar una corriente promedio de 0,42 A, ya que estos aspectos se requerirán para realizar la carga de la batería. Realizando una revisión comercial de los diodos que se consiguen en el mercado nacional, nos encontramos con la línea 1N58XX, los cuales son diodos de rectificación de barrera Schottky de muy baja caída y con soporte de corriente promedio de 3A. La línea 1N58XX consta de los siguientes diodos: 1N5820, 1N5821 y 1N5822, de los cuales se empleó el 1N5822. Si bien cualquiera de los nombrados anteriormente soporta sin inconvenientes las exigencias requeridas, se utiliza este último por cuestiones de disponibilidad. El 1N5822 es el más robusto en cuanto a valores eléctricos máximos, por ejemplo, soporta un bloqueo de 40V CC, y una tensión aproximada

de $V_F = 400\text{mV}$ para una corriente de 1A. Para más información, puede consultarse la hoja de datos del mismo [20].

3.5.d) Selección de la llave conmutadora para convertor Buck:

Para el dispositivo de conmutación se utilizará una llave MOSFET, de la cual los parámetros importantes son el pico de corriente, corriente eficaz de trabajo y el rango de tensión requerido para la aplicación. Dependiendo de la topología, el pico de tensión teórico a través del FET es V_{IN} (topología *buck*), V_O (topología *Boost*) o $V_{IN} + V_O$ (topología *Buck-Boost*).

Luego de tener el apropiado rango de tensión, la próxima consideración es la resistencia R_{DS-ON} del MOSFET. Esta es calculada en base a la corriente I_{RMS} y el deseado nivel de disipación de potencia. Existe un equilibrio entre elegir una baja R_{DS-ON} con pequeñas pérdidas de conducción pero altas pérdidas en conmutación, y elegir una alta R_{DS-ON} con pequeñas pérdidas en conmutación. Este equilibrio depende de la frecuencia de conmutación elegida en la operación.

En este caso, en ambos convertidores, se utiliza el MOSFET de canal P con el código IRF9530N [9]. El cual soporta una tensión entre drenaje y surtidor V_{DSS} de -100V. Su resistencia $R_{DS(ON)}$ es de $0,2\Omega$. La corriente en drenaje I_D que soporta es de -14A. Por lo cual entraría en los rangos requeridos para ambos convertidores, los cuales son calculados en el Capítulo 5.

3.5.e) Selección del DRIVER para MOSFET:

Driver para MOSFET de convertor CC-CC de alimentación de LED:

El *driver* a ser utilizado para el MOSFET del convertor CC-CC para alimentación de LED por medio de la batería es el UCC27524A de la empresa Texas Instruments [21]. La conexión para realizarse con el mismo se presenta a continuación:

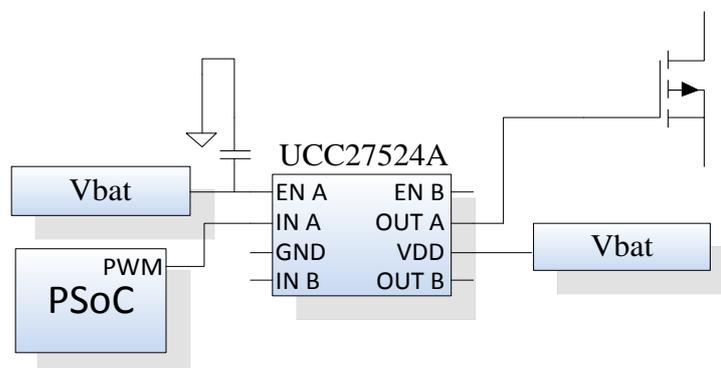


Figura 3-4 Driver UCC27524A para control de MOSFET

Este driver será utilizado para conmutar un MOSFET de canal P; el mismo posee la característica de 7nseg como tiempo de subida y 6nseg como tiempo de caída, lo cual permite un buen comportamiento para nuestro sistema que trabaja a 20kHz.

Como se observa en la Figura 3-4 este driver es habilitado por la tensión en bornes de la batería, y el mismo comanda para la conmutación a la compuerta del MOSFET. Se entiende que en el momento de conducción la compuerta del MOSFET queda conectada a potencial cero, o masa. Lo cual permite únicamente conectar un MOSFET canal P al convertor *buck* (siempre hablando de utilizar la misma fuente tanto para el MOSFET como para su driver).

Este *driver* trabaja con una tensión de alimentación desde los 4,5V a los 18V. Lo cual es permitido solo para el tema de alimentación de batería a LED, debido a que en este caso la máxima tensión será de 14V en bornes de batería. En el caso de carga de batería por medio del PFV el driver tendría que soportar una tensión de hasta 21,4V en bornes (esta tensión corresponde a la máxima tensión en vacío entregada por el PFV).

Driver para MOSFET de convertor CC-CC para carga de batería:

Por el problema de tensión de alimentación de driver mencionado anteriormente, en este caso se utiliza el driver UC2705 de la familia de Texas Instruments [22]. Este dispositivo posee un tiempo de subida y de bajada de 60nseg. cada uno. La conexión del mismo se presenta en la Figura 3-5:

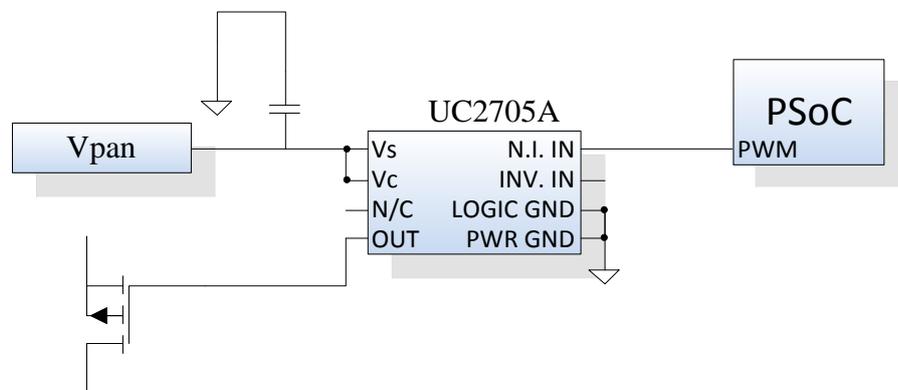


Figura 3-5 Driver UC2705A para control de MOSFET

3.6. Selección de métodos de sensado de corriente del PFV y la Batería

Se cuenta con la disponibilidad de transductores LA 55-P, los cuales son sensores de corriente de efecto Hall. Estos sensores poseen una muy buena linealidad y una gran precisión, además soportan corrientes elevadas del orden de los 50A. Como desventaja, se tiene que los mismos deben emplear una fuente partida de alimentación ($\pm 12V$ o $\pm 15V$). En [19] se detallan diferentes métodos para la obtención de fuentes partidas a partir de una fuente única positiva, sin embargo, como en este proyecto se empleará como fuente de alimentación

para el circuito de control, la misma que alimentará el LED de potencia (batería de gel 12V), al dividir la tensión para hacer una parte positiva y otra negativa, surge el impedimento de que no se llega a la tensión de alimentación que requiere el sensor de corriente mencionado. Se podría implementar a su vez un circuito doblador de tensión, pero este tipo de circuito no poseen la capacidad de corriente necesaria para el LED y a su vez, se estaría complicando aún más el diseño del sistema, por lo que se opta por descartar la utilización del sensor LA 55-P.

Una alternativa sencilla es el empleo de una resistencia *shunt*, sin embargo este método no es utilizado para amplios rangos de corrientes, porque no presenta gran linealidad para rangos extensos y no posee gran sensibilidad.

Como selección final se opta por elegir un captor de corriente de efecto hall integrado para bajas corrientes, los mismos son fáciles de emplear, miden corrientes CC, CA, y tienen una salida con buena linealidad como así también buena precisión. En el mercado electrónico argentino, un sensor de estas características disponible actualmente, es el sensor ACS712-05 producido por la compañía Allegro [23]. El mismo tiene muy buenas características como ser:

- Medición de corrientes continuas y alternadas.
- Rango +-5A
- Alimentación de 4,5V a 5V
- Sensibilidad típica de 185 mV/A, donde para una corriente de 0A, la salida presentará una tensión de $V_{cc}/2$.

Comercialmente se lo puede adquirir soldado a una pequeña placa con terminales de conexión de entrada para la corriente a medir y pines de salida, para la tensión proporcional a la corriente medida y los pines de alimentación del sensor. La imagen de esta placa puede verse en la Figura 3-6

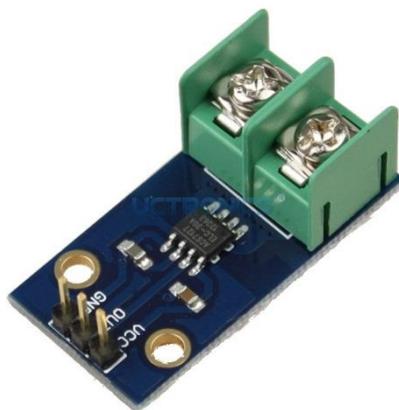


Figura 3-6. Sensor de corriente por efecto *hall* ACS712-05 Allegro

La Figura 3-7 es proporcionada por el fabricante del sensor, y muestra la relación existente entre la corriente medida y la tensión de salida, para una alimentación del mismo igual a 5 V.

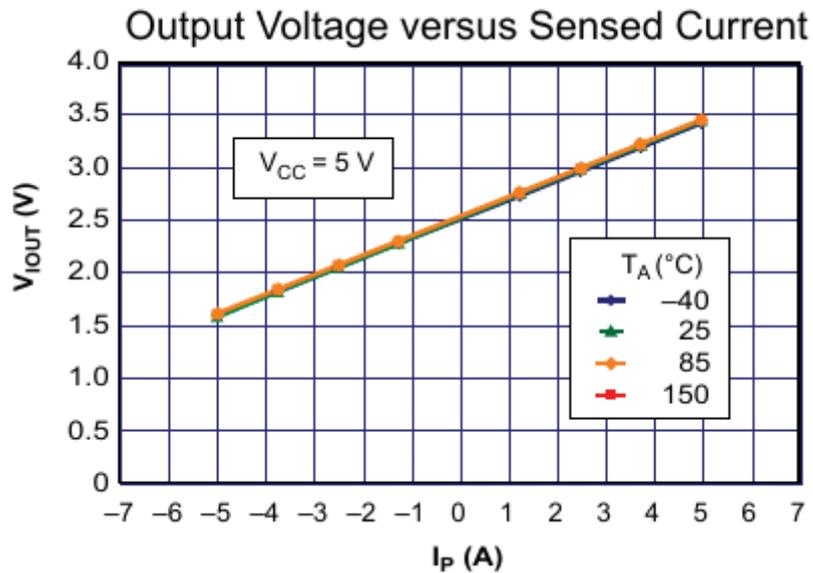


Figura 3-7. Relación entre corriente a medir y tensión de salida para el sensor ACS712-05 Allegro

3.7. Lámpara LED

El LED utilizado en este proyecto es un LED de potencia o alta luminosidad cuya potencia nominal es de 10W, tensión de trabajo de 11V, y una corriente nominal de 1A, los demás parámetro técnicos pueden verse en.[29]. En esta hoja de datos como puede observarse, el dispositivo es de origen Chino, y posee muy pocos datos, así como también presenta datos que no se corresponden con el mismo componente. Este es un problema a la hora de requerir información técnica de semiconductores genéricos con producción masiva. A diferencia de marcas de mayor renombre en el mercado de iluminación como Philips, Osram, Citizen, etc.

Este LED está formado por un arreglo interno de 9 chips de LEDs dispuestos en serie/paralelo en un solo encapsulado, esta conformación puede verse en el circuito de la Figura 3-8

Este arreglo maneja una tensión entre 10V y 12V, con una corriente entre 830mA a 900mA

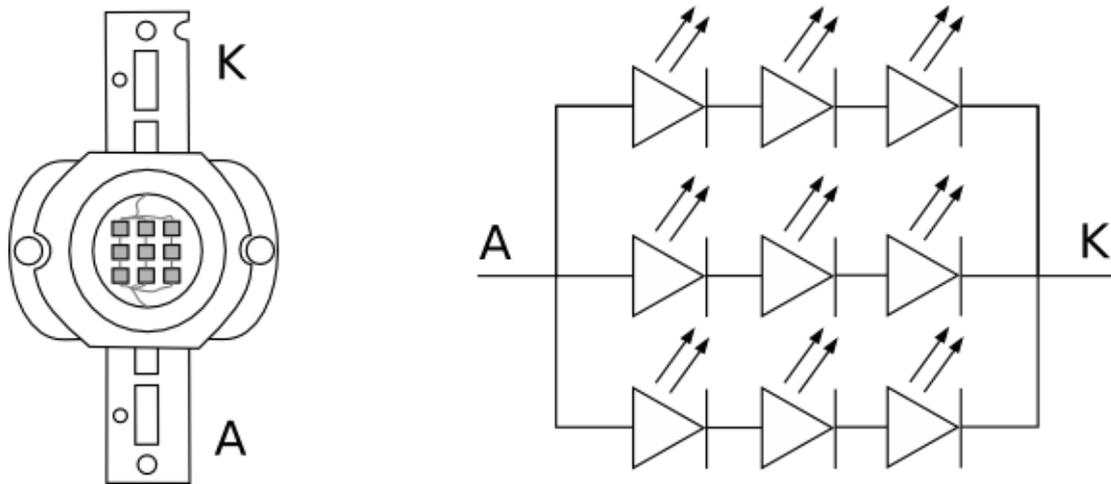


Figura 3-8. Arreglo equivalente de 3 led en serie y 3 led en paralelo que conforman el led de 10W

El problema de estos LED radica en que cada chip disipa alrededor de 1.1W y al encontrarse muy cercanos unos a otros se debe tratar de disipar la mayor cantidad de calor generado. Para ello se suelen emplear disipadores con una buena circulación de aire, o disipadores lo suficientemente grandes y con aletas para poder disipar el calor generado, una buena práctica utilizada es emplear un arreglo de varios LEDs de menor potencia en paralelo para así evacuar mejor el calor generado por cada dispositivo. [25].

No obstante, como puede observarse en la Figura 3-9, las uniones semiconductoras están dispuestas sobre una base de aluminio con perforaciones para fijarla mediante tornillos, y posee dos aletas en donde se realiza el conexionado para el cableado. Este tipo encapsulado se denomina MCOB (*Multiple chip on board*) o COB (*Chip on board*), y proveen la ventaja de concentrar la luz de las uniones LED, así como mejorar la disipación de calor del chip al incorporar una pequeña base de aluminio a la cual puede adicionarse un disipador externo. [27]



Figura 3-9. Lámpara LED 10W

3.8. Selección del método de sensado de la corriente del LED

Para poder realizar la regulación de corriente que circula por la lámpara LED, es necesario conocer el valor de la misma en todo momento, para esto se debe medir la corriente que consume el arreglo de LEDs y realimentarla al sistema de control. Según [14], el método

más empleado en la práctica consta del uso de un resistor *shunt* el cual se conecta en serie con la lámpara de manera que por el mismo circule la corriente consumida por la misma. Como se sabe, según la ley de Ohm, la diferencia de potencial entre bornes de un resistor es igual a la corriente eléctrica que circula por este y al valor resistivo del mismo, ecuación (3-7).

$$U = I \cdot R \quad (3-7)$$

Este método trae como ventaja la simplicidad del sensado y un reducido costo, pero un compromiso entre la precisión de la medición y la disipación de potencia del dispositivo captor. Esta última está dada por la ecuación (3-8). El valor adecuado del resistor *shunt*, teniendo en cuenta la solución de compromiso mencionada, se encuentra entre los 300mΩ hasta unos pocos ohm [2].

$$P_{\text{sense}} = I_{\text{sense}}^2 R_{\text{shunt}} \quad (3-8)$$

En la Figura 3-10 se presenta un circuito base para el acondicionamiento de la corriente medida por el *shunt*. Mediante un amplificador operacional en configuración seguidor de emisor, se consigue obtener una alta impedancia de entrada hacia el circuito del conversor A/D del dispositivo programable, de esta manera se busca que la corriente drenada por el AO sea mínima.

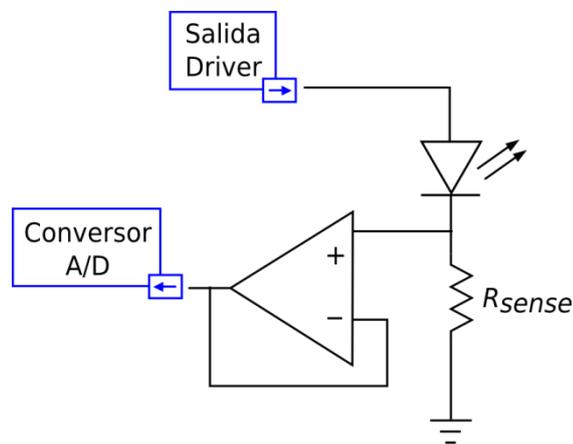


Figura 3-10 Circuito de acondicionamiento para medición de corriente

En [2], se presenta un método para medición de corriente de una forma más eficiente aprovechando la tensión en el capacitor de salida de un regulador buck-Boost, este método requiere de una mayor complejidad para su implementación, pero podría ser visto en un futuro para mejorar la eficiencia del sensado de corriente a través de la lámpara LED.

Los resistores para el sensado de corriente son utilizados en sistemas de bajo costo. El valor de la resistencia de sensado depende de 2 factores:

- Mínimo y máximo tensión de sensado que puede manejar el amplificador.

- Potencia de disipación en el resistor de sensado.

Por lo tanto lo que se busca en un resistor de sensado de corriente es que sea mínima la potencia disipada, y que la tensión de trabajo esté dentro del rango de trabajo del amplificador de sensado. La fórmula para el cálculo de la misma es:

$$R_{SHUNT} = \frac{V_{SENSADOmin}}{I_{SENSADOmax}} \quad (3-9)$$

La resistencia *shunt* a utilizar posee el valor nominal de 10 mΩ y es fabricado por la compañía Bourns, el mismo puede verse en la Figura 3-11. Por este resistor circula la corriente que consume la lámpara la cual es próxima a 1A. Esta corriente produce una caída de potencial de aproximadamente 10mV.



Figura 3-11 Resistor shunt 10mΩ Bourns, para sensado corriente por el LED

3.9. Relevamiento de la curva real del panel fotovoltaico utilizado

Las características técnicas, proporcionadas por el fabricante del PFV utilizado en este proyecto, pueden verse en la Figura 3-12.

ESPECIFICACIONES TÉCNICAS	
Modelo	PS-30
Especificaciones Técnicas	
Potencia máxima (Pmax)	30W
Voltaje nominal (Vmp)	17.6V
Corriente (Imp)	1.73A
Tensión en circuito abierto (Voc)	21.4V
Corriente en cortocircuito (Isc)	1.91A
Tensión máxima	1000V (IEC) / 600V (UL)
Serie máxima del fusible	10A
Especificaciones físicas	
Celda solar	Silicio policristalino
Dimensiones (mm)	545 x 515 x 28
Peso neto (Kgs)	3.5
Especificaciones de temperatura	
Condiciones de temperatura nominal	-40°C a +85°C
Temperatura (NOCT)	45°C
Coefficiente de temperatura de Pmax	-0.47% °C
Coefficiente de temperatura de Voc	-0.34% °C
Coefficiente de temperatura de Isc	+0.05% °C
Garantía de performance	
90% de la potencia	10 años
80% de la potencia	25 años

Figura 3-12 Datos técnicos referentes al PFV utilizado

A fines de comprobar el valor de potencia que se puede extraer del mismo, se realizó un ensayo experimental en el cual se conectó el PFV a una carga variable (reóstato), conjuntamente a dos multímetros dispuestos para medir la corriente y tensión entregadas por el PFV. Luego, variando la resistencia de carga desde 100 Ω hasta aproximadamente 0 Ω , se relevaron diferentes condiciones y se confeccionó la curva de la Figura 3-13, en donde se grafica la variación de tensión respecto a la corriente demandada, y la potencia en vatios que entrega el PFV.

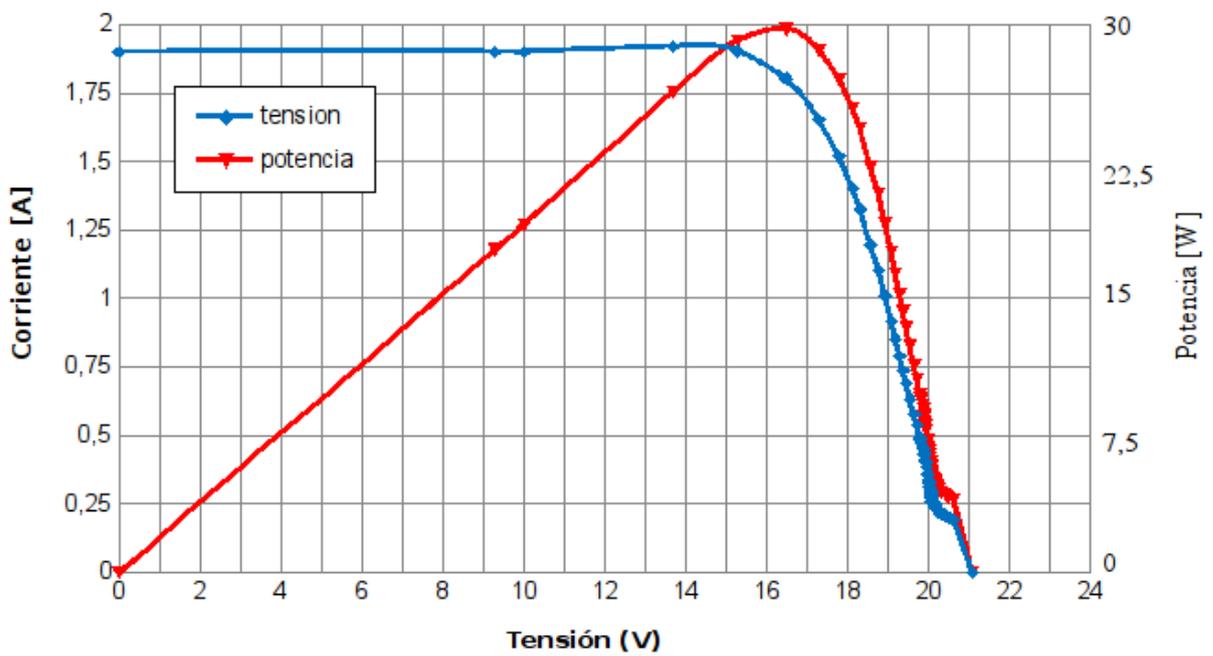


Figura 3-13 Curva de corriente-tensión-potencia relevada para el PFV utilizado,

Como puede observarse en la figura anterior, se alcanzó a extraer la potencia máxima indicada por el fabricante. Cabe destacar que el ensayo ha sido realizado a mitad del mes de agosto, en las horas del mediodía donde se tenían buenas condiciones de radiación solar. El panel fue dispuesto al aire libre inclinándolo aproximadamente 45° para captar mejor la incidencia de los rayos solares.

Capítulo 4

SISTEMAS EMBEBIDOS PSoC

4.1. Introducción.

En este capítulo se realizara una descripción a modo de entendimiento de las arquitecturas Cypress PSoC[®] [4]. En este proyecto se hará uso del PSoC versión 3, ya que es el que se dispone en el laboratorio de electrónica. También se abordará una breve descripción del programa “*PSoC Creator*”, que es el entorno de desarrollo para la programación y depuración de algoritmos de estos dispositivos. Finalmente, se presenta un informe sobre la estructura interna del componente PSoC a ser utilizado en este proyecto.

4.2. ¿Qué significa PSoC?

Las siglas **PSoC** hacen referencia a *Programmable System On Chip*, es decir un sistema programable en un solo chip o pastilla. Estos sistemas son similares a los ya conocidos μ C, sin embargo incorporan prestaciones especiales que los hacen únicos en el mercado. En la Figura 4-1 se puede observar la arquitectura interna simplificada para los dispositivos PSoC 3 y PSoC 5. Es de hacer notar en esta figura que el dispositivo posee un sistema digital y un sistema analógico, estos sistemas hacen referencia a módulos que se pueden programar dentro del dispositivo, ya sean digitales o analógicos. De esta manera utilizando un PSoC, se pueden incorporar al proyecto, periféricos en un mismo chip ahorrando la utilización de hardware externo y creando un sistema de reducido tamaño, más inmune al ruido, se reduce o elimina la variación paramétrica de los componentes y la programación resulta muy sencilla.

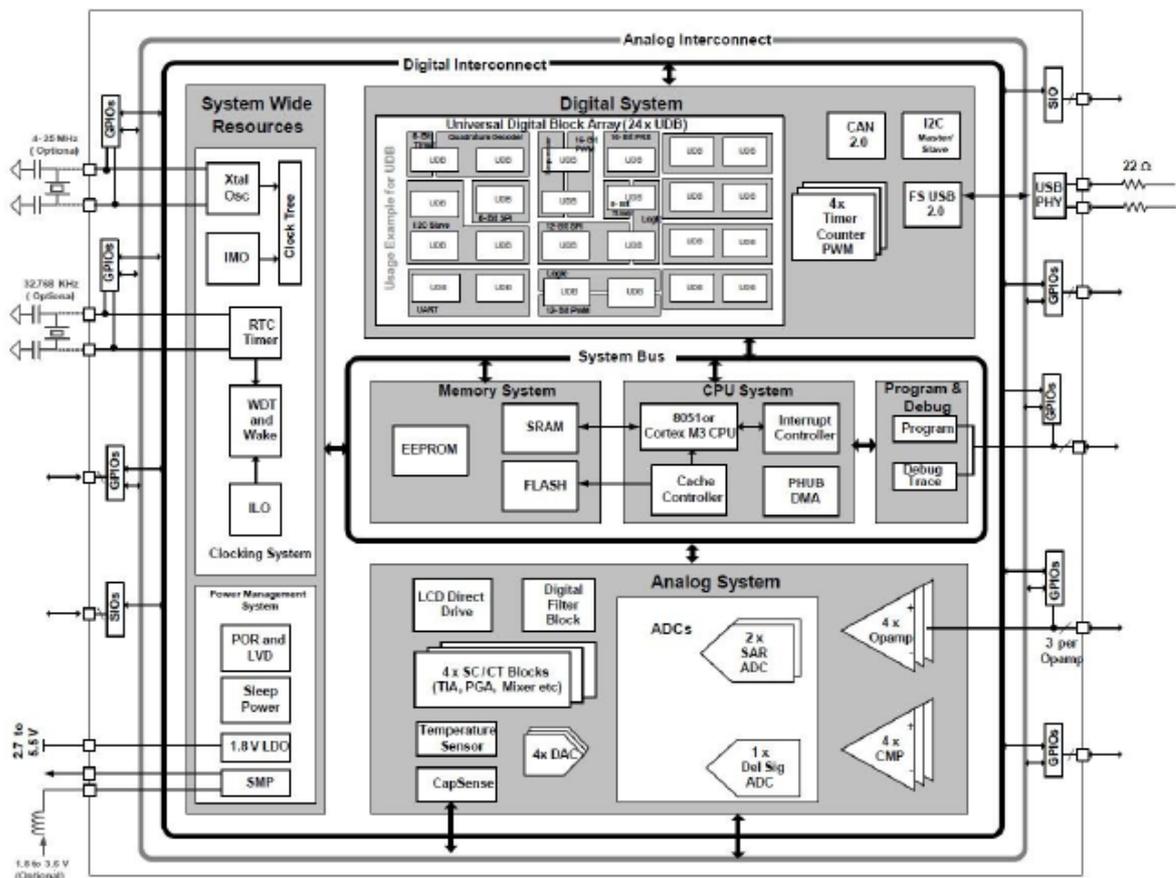


Figura 4-1 Arquitectura simplificada sistemas PSoC 3 y PSoC 5

4.3. Metodología de utilización

Las configuraciones de los distintos bloques especiales son efectuadas mediante la incorporación de bloques en una ventana, estos bloques poseen entradas y salidas, las cuales pueden ser interconectadas a otros bloques y así formar un circuito físico dentro del dispositivo. Cada bloque puede ser configurado con parámetros por defecto, que luego se pueden modificar desde el firmware del proyecto. Esto posibilita realizar diseños adaptativos.

4.4. PSoC Creator

PSoC Creator es un software de entorno de desarrollo integrado (IDE) para los dispositivos PSoC 3 y PSoC 5, el mismo permite al usuario configurar los recursos analógicos y digitales dentro del dispositivo, y provee un editor de código para escribir el *firmware* del proyecto, herramientas para depuración, etc.

Para la realización de proyectos simples, la metodología puede resumirse en 3 etapas básicas:

- Primeramente, se deben configurar los recursos de todo el sistema, como el reloj, los niveles de tensión con los que trabajaran los pines, referencias analógicas, entre otros.
- En segundo lugar, es necesario configurar los recursos digitales y analógicos dentro del PSoC. Es decir, editar la circuitería diseñada por el usuario dentro del dispositivo, la cual se relacionara con el exterior, como también asignar los pines de entrada y salida correspondientes.
- En tercer y último lugar, el usuario debe escribir el *firmware* asociado al proyecto.

A continuación se da una breve reseña de las ventanas que posee esta IDE:

4.5. *Workspace Explorer.*

Esta ventana del programa permite acceso rápido a cualquier parte para el diseño del usuario. El *Workspace Explorer* divide el archivo del proyecto en 3 partes: *Source* (Recursos), *Components* (Componentes), y *Results* (Resultados). Como se observa en la Figura 4-2:

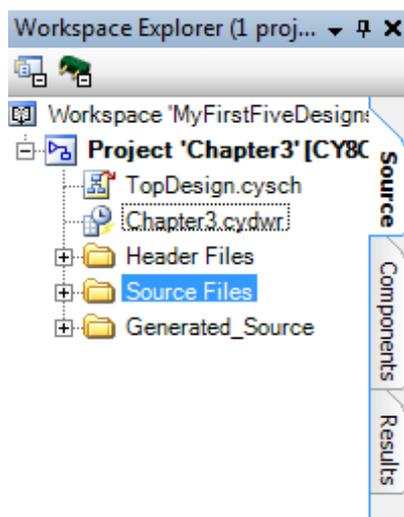


Figura 4-2 *Workspace Explorer*

En la ventana *Source* se muestran los archivos *source* y *headers*. También, en la misma, se puede acceder a los archivos de diseño del firmware y de la circuitería. Esto también se puede observar en la Figura 4-2

La ventana *Components* muestra únicamente el esquemático del circuito por defecto. El archivo que permite este diseño tiene sufijo “.cysch”, y es donde se realiza el diseño del *Hardware* programado dentro del PSoC.

La ventana *Results* presenta los archivos generados durante la compilación del proyecto. El mismo incluye información importante como el uso de recursos analógicos y digitales dentro del dispositivo, así como el archivo de salida.

4.6. Vista del esquemático.

Esto incluye la realización visual de los componentes que fueron elegidos dentro del proyecto, y la conexión entre ellos. Para acceder a la vista del esquemático, se debe realizar doble click sobre el archivo “.cysch” dentro del *Workspace Explorer*.

La vista del esquemático permite también que el usuario pueda realizar notas y dibujar figuras al lado del componente, para así ayudarse a describir el diseño y sus objetivos.

Una presentación de la vista del esquemático se presenta en la Figura 4-3:

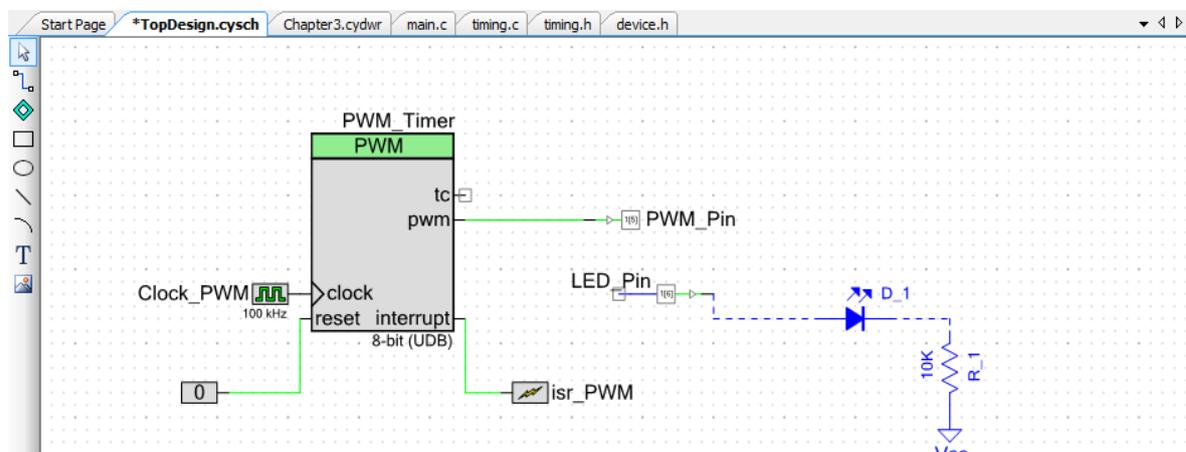


Figura 4-3 Vista del esquemático

4.7. Diseño de todos los recursos.

Esta zona incluye la configuración de las señales de reloj, interrupciones, acceso directo a memoria (DMA), junto a pines de entrada y salida. Para acceder al archivo que permite el diseño de los recursos se debe entrar al archivo “.cydwr” en *Workspace Explorer*. Si el esquemático fue realizado, en la ventana se podrán asignar los pines de entrada y salida de los bloques a pines físicos del dispositivo. Cabe mencionar que existen pines que internamente poseen caminos especiales a bloques específicos, si el bloque se conecta a estos pines, se tienen mejores resultados en la implementación, por ejemplo en pines de amplificadores operacional. Además existen pines que no pueden ser conectados a todos los bloques, pero son mínimos. Una vista del dialogo de asignación de pines se observa en la .

Si se desea mayor información sobre el dispositivo, puede consultarse la hoja de datos del mismo [4].

Alias	Name	Pin	Lock
	V_in	P0[2]	<input checked="" type="checkbox"/>
	Vout_1	P12[3]	<input checked="" type="checkbox"/>
	in_current	P5[2]	<input checked="" type="checkbox"/>
		P5[3]	<input checked="" type="checkbox"/>
	gnd	P5[4]	<input checked="" type="checkbox"/>
		P5[5]	<input checked="" type="checkbox"/>
		P5[6]	<input checked="" type="checkbox"/>
		P5[7]	<input checked="" type="checkbox"/>
		P6[0]	<input checked="" type="checkbox"/>
		P6[1]	<input checked="" type="checkbox"/>
		P6[2]	<input checked="" type="checkbox"/>

Figura 4-4. PSoC asignación de pines de entrada/salida

4.8. Archivos Header y Source.

Es en estos archivos donde se cargan el *firmware* diseñado por el usuario, junto con las librerías o archivos cabecera. La programación se realiza como último paso, ya que es necesaria la configuración de la asignación de pines, reloj, circuitería interna, entre otros.

Como al igual que en otros μC , para acceder a estos archivos (en lenguaje C) acceder al archivo “.c”.

4.9. Pines en PSoC

En PSoC [5] es posible conectar casi todas las señales internas con casi cualquier pin. Esta capacidad de sus entradas/salidas simplifica significativamente el diseño del circuito, así como el *layout* (disposición final del circuito en la placa). Una característica interesante es que cada pin de entrada/salida puede generar una interrupción.

Se dice “casi” en el párrafo anterior, ya que existen algunos pines que están asociados intrínsecamente con algunas funciones que necesitan baja resistencia y capacitancia de *path*, como ser USB o puertos de amplificadores operacionales. Si estas funciones están deshabilitadas, estos pines pueden ser asignados para cualquier propósito.

Existen 2 tipos de entrada/salida: Entrada/Salida de propósito general (GPIO) y Entrada/Salida especial (SIO). Ambas poseen funcionalidades digitales similares, pero sus diferencias radican en su función analógica y la capacidad de manejo de corriente.

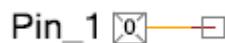
Los pines pueden ser configurados como analógicos o digitales (entradas, salidas o bidireccionales). Mediante el cuadro de dialogo mostrado en la Figura 4-4 (diseño de todos los recursos) se puede asignar los pines a utilizar en el dispositivo en cuestión [6]. Configuración de pines.

Para la configuración de pines, el usuario debe realizar doble click sobre un pin en “.cysch” y se accede a “*Pin_Tab*”. En este menú es posible lograr las características deseadas por el usuario en los pines.

Seguidamente se explicara el funcionamiento de la configuración de cada pin:

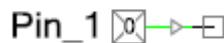
4.9.a) Pin Analógico

La configuración analógica de pines se realiza al ser necesaria una conexión entre un pin de un dispositivo y una terminal analógica interna conectada con un cable analógico. Al ser configurado como analógico un pin, el terminal se presenta en la zona derecha del símbolo de la conexión del mismo, como se muestra a continuación:



4.9.b) Pin de entrada digital

Se realiza la configuración de entrada digital de pines si el diseño requiere una conexión entre el pin de un dispositivo y una terminal de entrada digital, o si el estado del pin debe ser leído por la CPU/DMA. Este pin es visible, con el terminal en la zona derecha del símbolo de conexión del mismo, y con una flecha que indica la dirección de entrada:



4.9.c) Pin de salida digital

Se configura como pin de salida digital, al ser necesario que el pin del dispositivo tenga estado lógico alto o bajo. En este caso el pin es escrito por la CPU/DMA. En este caso el terminal es presentado en la zona izquierda del símbolo, junto con una flecha que apunta al pin, dando a saber que se trata de una salida.



4.9.d) Pin bidireccional digital

Un caso que requiere un pin bidireccional digital es el caso de la comunicación I2C, donde por solo el pin SDA se realiza la comunicación entre ambos dispositivos. El modo bidireccional digital, es mostrado con el terminal en la zona izquierda del símbolo con la conexión, en este caso existen flechas en ambos sentidos, indicando que se trata de un pin bidireccional.



4.9.e) Configuraciones adicionales de pines.

Una vez asignada alguna de las 4 configuraciones de pines mencionadas anteriormente, es posible configurar los mismos de distintos modos. Estos modos son:

- Vref.
- Interrupción (IRQ).

Para un entendimiento más detallado de estas configuraciones referirse a [6].

4.9.f) Drive Mode.

Las entradas/salidas permiten 8 tipos diferentes de *drive modes*:

- Analógico de alta impedancia
- Digital de alta impedancia
- Resistivo *Pull-Up*
- Resistivo *Pull-Down*
- Drenaje abierto, *Drives Low*
- Drenaje abierto, *Drives High*
- *Strong Drive*
- Resistivo *Pull-Up & Down*

Se realiza el esquemático de los mismos en la Figura 4-5 y la Figura 4-6:

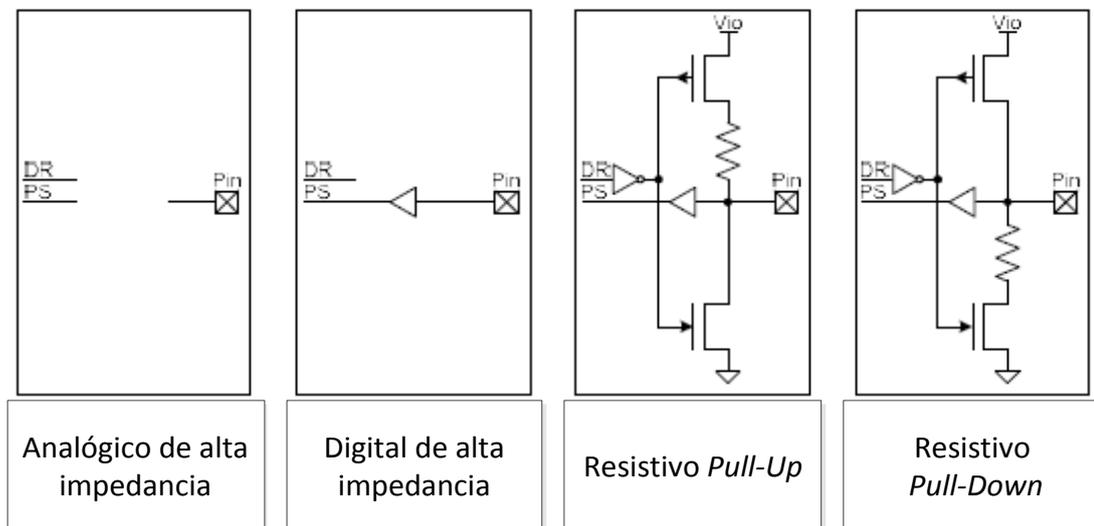


Figura 4-5 Cuatro modos de *Drive Mode*

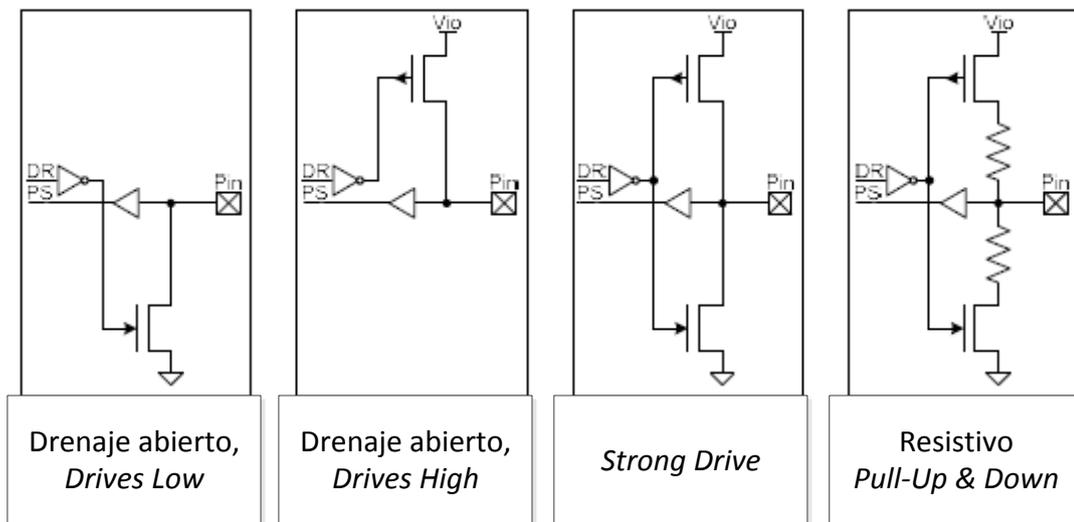


Figura 4-6 Cuatro modos de *Drive Mode*

4.9.g) Interfaz de programación de aplicaciones (API).

Las rutinas de API permiten al usuario la configuración y el uso de los componentes utilizando software. Existen APIs por pines y por vectores de pines.

4.9.h) APIs para pin individual.

Estas APIs están definidas en *cypins.h*. Antes de cada instrucción se presenta la palabra “CyPins”. Al referirse a un pin específico, en lugar de esta palabra, se coloca el nombre del mismo. Por ejemplo el pin es denominado “PinO1”, en lugar de “CyPins”, para referirse a este pin el usuario debe escribir “PinO1”. Las funciones con su descripción son:

Tabla 4-1 APIs para pin individual

Función	Descripción
CyPins_ReadPin()	Lee el valor del pin, y retorna el valor del mismo
CyPins_SetPin()	Escribe un estado lógico alto en el pin
CyPins_ClearPin()	Escribe un estado lógico bajo en el pin
CyPins_SetPinDriveMode()	Activa el <i>Drive Mode</i> en el pin
CyPins_ReadPinDriveMode()	Lee el <i>Drive Mode</i> del pin

4.9.i) APIs para vectores de pines.

Esta API accede a todos los pines del componente en una función. En si, accede a los mismos pines de un mismo puerto. Si los pines no están en un mismo puerto, no serán controlados la totalidad de los mismos por una función.

Se realiza la Tabla 4-2 de comandos con la palabra “Pin” como prefijo. En esta palabra iría ubicado el nombre del puerto de los pines.

Tabla 4-2 APIs para vectores de pines

Función	Descripción
Pin_Read()	Lee el puerto físico y retorna el valor de todos los pines del mismo
Pin_Write()	Escribe el valor en el puerto.
Pin_ReadDataReg()	Lee el valor actual del dato del registro de puerto de salida y devuelve el mismo
Pin_SetDriveMode()	Activa el <i>Drive Mode</i> para cada pin del puerto
Pin_ClearInterrupt()	Limpia cada interrupción activa en el puerto. Retorna el valor del registro de estado de interrupción.

4.10. Bloque Amplificador operacional.

Las características de los mismos son:

- Configuración como seguidor o como amplificador
- Ganancia unitaria con ancho de banda mayor a 3MHz.
- *Offset* de tensión 2.0mV máximo
- Entrada y salida *rail-to-rail*.
- Salida directa de baja resistencia a conexión con pin
- Salida de corriente de hasta 25mA
- Potencia y ancho de banda programable
- Conexión interna para seguidor (ahorra un pin).

4.10.a) Descripción general.

Antes de empezar, se aclara que en este capítulo al escribir Opamp se hace referencia al componente amplificador operacional dentro del PSoC. El componente Opamp provee un

amplificador operacional de bajo tensión y baja potencia, que puede también ser conectado internamente como seguidor de tensión. Las entradas y salidas del mismo pueden ser conectadas a nodos internos, directamente a pines, o una combinación de ambos.

4.10.b) Conexión entrada/salida.

Las posibilidades en conexiones entrada/salida de los Opamp dentro de Cypress son:

- Analógico no invertido
- Analógico invertido
- Analógico Vout

Para una mejor descripción referirse a [7].

4.10.c) Parámetros del componente.

En la configuración del componente se permite configurar su modo y su potencia. En el caso de selección de modo, están disponibles el modo Opamp y el modo *Follower* como se observa a continuación:

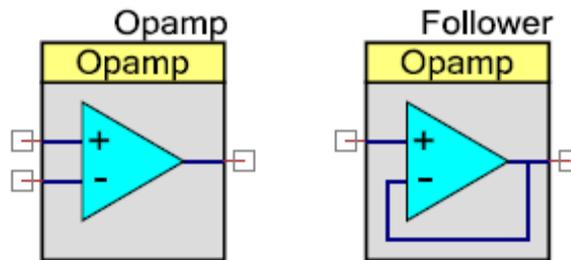


Figura 4-7 Modos de Amplificador Operacional

El amplificador operacional trabaja bajo un amplio rango de corrientes operativas. Altas corrientes aumentarían el ancho de banda del amplificador. En configuración de potencia existen 4 posibilidades.

- Alta y media potencia: salida clase AB, habilitando manejo directo de altas corrientes.
- Baja potencia: la salida es clase A, con manejo limitado de corriente.
- Baja potencia sobre compensada (LPOC): La salida es clase A.

4.10.d) Ubicación del componente.

Cada Opamp posee una ruta directa a una salida específica mostrada en la siguiente tabla, sin embargo es posible conectar los bloques a otros pines.

Tabla 4-3 Ubicaciones de amplificadores operacionales

	Entrada no invertida	Entrada invertida	Salida
opamp_0	P0[2]	P0[3]	P0[1]
opamp_1	P3[5]	P3[4]	P3[6]
opamp_2	P0[4]	P0[5]	P0[0]
opamp_3	P3[3]	P3[2]	P3[7]

4.10.e) Interfaz de programación de aplicaciones.

Por defecto PSoC asigna el nombre “Opamp_1” en primera instancia de un componente para un diseño dado. El usuario puede renombrar el mismo con un identificador. En la siguiente tabla se escribe como prefijo el nombre “Opamp”, que en caso de tener un identificador iría este último.

Tabla 4-4 API de Opamp

Función	Descripción
Opamp_Start()	Enciende el Opamp y ajusta el nivel de potencia al valor seleccionado en la selección de parámetros
Opamp_Stop()	Deshabilita el Opamp
Opamp_SetPower()	Ajusta el nivel de potencia
Opamp_Sleep()	Detiene y guarda la configuración del usuario
Opamp_Wakeup()	Despierta y habilita la configuración del usuario
Opamp_Init()	Inicializa o restaura la configuración por defecto del Opamp
Opamp_Enable()	Habilita el Opamp
Opamp_SaveConfig()	Función vacía. Prevista para uso futuro.
Opamp_RestoreConfig()	Función vacía. Prevista para uso futuro.

4.11. Fuentes de reloj (Clocks)

El dispositivo posee dos formas de seleccionar las fuentes de reloj para las aplicaciones que lo requieran, las mismas son:

- 1) Utilizar una fuente de *clock* interna del dispositivo (*Clock* de sistema)
- 2) Utilizar una fuente de *clock* externa en el dispositivo.

En ambos casos se puede conseguir una variación de la frecuencia mediante PLLs y divisores de frecuencia, obteniéndose así el valor deseado por el usuario.

Entre las fuentes existentes se encuentran las siguientes:

- *Internal Main Oscillator* (IMO)
- *Internal Low-Speed Oscillator* (ILO)
- 4 a 25 MHz *External Crystal Oscillator* (XTAL)
- 32 kHz *External Crystal Oscillator* (XTAL_32KHZ)
- *Phase-Locked Loop* (PLL) para elevar una frecuencia fuente existente

El símbolo del componente se puede ver a continuación:



Figura 4-8 Símbolo y disposición de pines para clock, izquierda: Clock con salida para pin, derecha sin salida externa

Es posible seleccionar el reloj de forma manual, eligiendo la fuente principal y si se desea una frecuencia específica o una división de la frecuencia principal. Además existe un modo automático, en el cual el propio dispositivo se encarga de seleccionar la mejor fuente de reloj que provea la mejor precisión posible para la frecuencia deseada.

Como opciones avanzadas se cuenta con la posibilidad de poder extraer la señal de reloj hacia algún pin, habilitando la opción de “clock analógico”.

Entre las funciones API disponibles, las más importantes son las siguientes:

Tabla 4-5 API de Componente Clock

Funcion	Descripción
Clock_Start()	Habilita el clock específico; por defecto los relojes son iniciados al arrancar el sistema, no obstante los mismos pueden ser desactivados para reducir el consumo del dispositivo.
Clock_Stop()	Deshabilita la señal de clock.

También existen funciones para poder realizar cambiar la fuente de la señal de reloj, modificar el divisor, etc.

4.12. Bloque de Modulación por ancho de pulso (PWM)

Este bloque provee una salida de comparación, ya sea única o continua para poder efectuar temporizaciones o señales de control en hardware. Se pueden tener hasta 2 canales de salida, en donde para las configuraciones de periodo de la señal se puede optar en modo 8 bits u 16 bits. El bloque PWM puede ser controlado por software, por hardware o por ambos simultáneamente, además se cuenta con los siguientes modos configurables:

- **Una salida.**
- **Dos salidas;** las mismas pueden ser configuradas individualmente
- **Dual edge.** Una salida la cual se obtiene realizando la operación AND entre las señales PWM1 y PWM2
- **Alineación centrada.** Permite centrar la onda de salida, realizando un conteo ascendente y luego descendente del periodo cargado.
- **Dither.** En este modo se emplea una máquina de estados interna para reducir los errores de cuantización y conseguir una mayor precisión en la salida PWM, ya que se aumenta la resolución efectiva, se alternan los ciclos de salida entre una señal con periodo = N, y una señal con periodo N+1, en la cantidad de ciclos de periodo configurables.
- **Hardware select:** Se puede alternar la salida del pin PWM, entre dos señales PWM configurables, únicamente modificando el estado de una entrada por hardware.

Como se explicó anteriormente la salida del bloque está dada por una comparación, la misma puede ser seleccionada entre los siguientes modos:

- **Menor que**
- **Menor o igual que**
- **Mayor que**
- **Mayor o igual que**
- **Igual que**
- **Control por software**

En la última opción el usuario puede cargar el valor mediante software en cualquier momento de la aplicación.

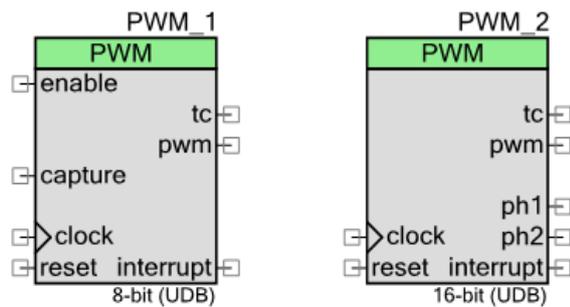


Figura 4-9 Símbolo y disposición de pines para PWM, izquierda: configuración una salida, derecha: configuración con banda muerta

El dialogo típico de configuraciones para este bloque se muestra en la Figura 4-10

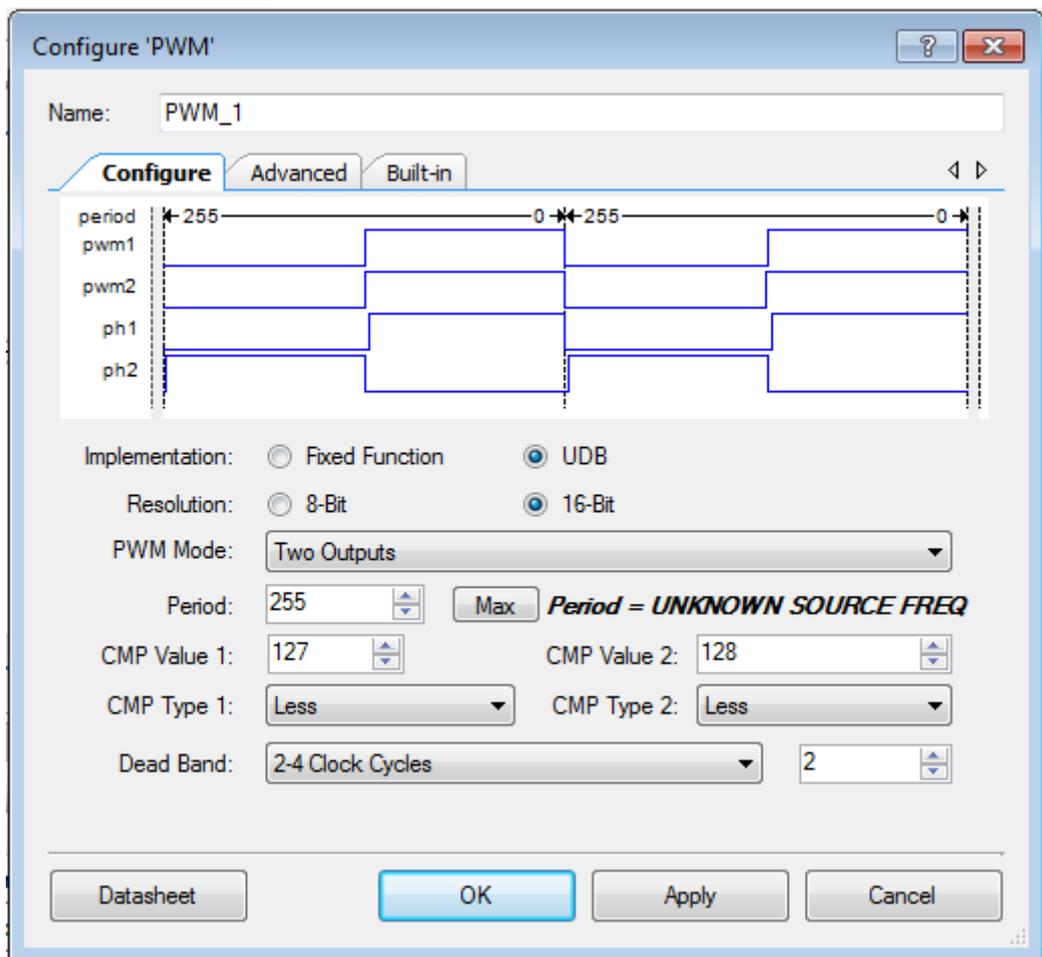


Figura 4-10 Dialogo de configuraciones para el bloque PWM

4.12.a) Características principales:

Terminal count (tc): Se tiene un pin de salida que se pone en alto cuando el contador de periodos es igual a 0, es decir cuando ha transcurrido un periodo de la señal PWM. La misma sirve para realizar temporizaciones o conteos.

Dead band: El bloque proporciona salidas donde se incorpora la banda muerta configurando desde 2 a 256 ciclos de reloj utilizado para el PWM.

Disparado, reset y kill: Estas son 3 entradas del bloque; La salida PWM puede correr continuamente; o con la entrada de disparador (*trigger*) se puede sincronizar la señal PWM con algún hardware externo o interno, de este modo puede dispararse la salida al manejar la señal en el pin de disparo, o cada vez que se efectúa un disparo (el PWM solo corre 1 ciclo por disparo). El disparo puede ser seleccionado si se desea por cambio de estado bajo-alto, flanco ascendente, flanco descendente o ambos flancos de señal. Mediante la opción de reset se pueden volver a cargar las opciones configuradas por hardware. Con la opción de *kill* se puede deshabilitar la salida PWM teniendo algunas opciones configurables para poder habilitarlo nuevamente, como la espera de un tiempo mínimo, habilitación por reset, o mediante se ponga un estado bajo en el pin *kill*.

Modo captura: Si se habilita, mediante el cambio de flanco se puede almacenar en una variable FIFO la captura actual del contador de periodos.

Interrupciones: Cuando el contador del PWM desborda, se deshabilita, o cuando la salida de comparación se pone en alto es posible obtener una interrupción en uno de los pines de salida del bloque.

Entre las funciones API (*Application Program Interface*) disponibles, las más importantes son las siguientes:

Tabla 4-6 API de componente PWM

Funcion	Descripción
PWM_Enable()	Habilita el bloque PWM
PWM_Start()	Inicializa la salida PWM
PWM_Stop()	Detiene el PWM
PWM_WriteCounter()	Escribe un nuevo valor en el registro de contador de periodo, el valor solo es implementado en el periodo actual
PWM_WritePeriod()	Escribe un nuevo valor en el registro de selección de ancho de periodo
PWM_WriteCompare()	Escribe un nuevo valor de comparación, es decir cambia el ciclo útil de la señal
PWM_Sleep()	Detiene el PWM y salva las configuraciones actuales.
PWM_Wakeup()	Restablece la señal de salida.

4.13. Bloque Conversor Analógico-Digital (ADC)

El dispositivo dispone de un bloque conversor analógico digital del tipo Delta-Sigma, de bajo consumo y bajo ruido de salida, los mismos son conocidos por sus buenas prestaciones a un costo de implementación no muy elevado para aplicaciones de precisión.

Se dispone de una resolución media (8 a 16 bits) y una resolución alta (17 a 20 bits), la frecuencia de muestreo puede ser ajustada entre 10 y 384.000 muestras por segundo dependiendo del modo adoptado y la resolución.

Este tipo de conversores utiliza sobre muestreo para extender el ruido de cuantización a lo largo del espectro de frecuencias. El ruido es trasladado afuera del ancho de banda de la señal de entrada, y luego, un filtro pasa bajas interno es utilizado para filtrar el ruido fuera del ancho de banda de la entrada deseada.

En el microcontrolador PSoC, el bloque ADC está compuesto de tres bloques internos: Un amplificador de entrada, un modulador de tercer orden delta-sigma, y un decimador (ver Figura 4-11) El amplificador posee una entrada de alta impedancia con ganancia seleccionable, el bloque decimador contiene un filtro CIC (*Cascaded-Integrator-Comb* para *anti-aliasing*) y una unidad de post procesamiento donde se lleva a cabo la ganancia, el offset y las funciones de filtrado.

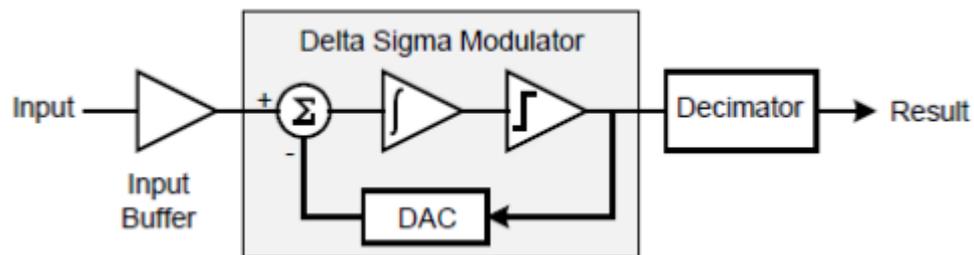


Figura 4-11 Diagrama en bloques del conversor Delta Sigma ADC

En la Figura 4-12 puede verse el cuadro de dialogo típico de configuraciones para el ADC, en donde se tienen las pestañas para configurar diferentes modos y un modo común. Esta característica se explica a continuación.

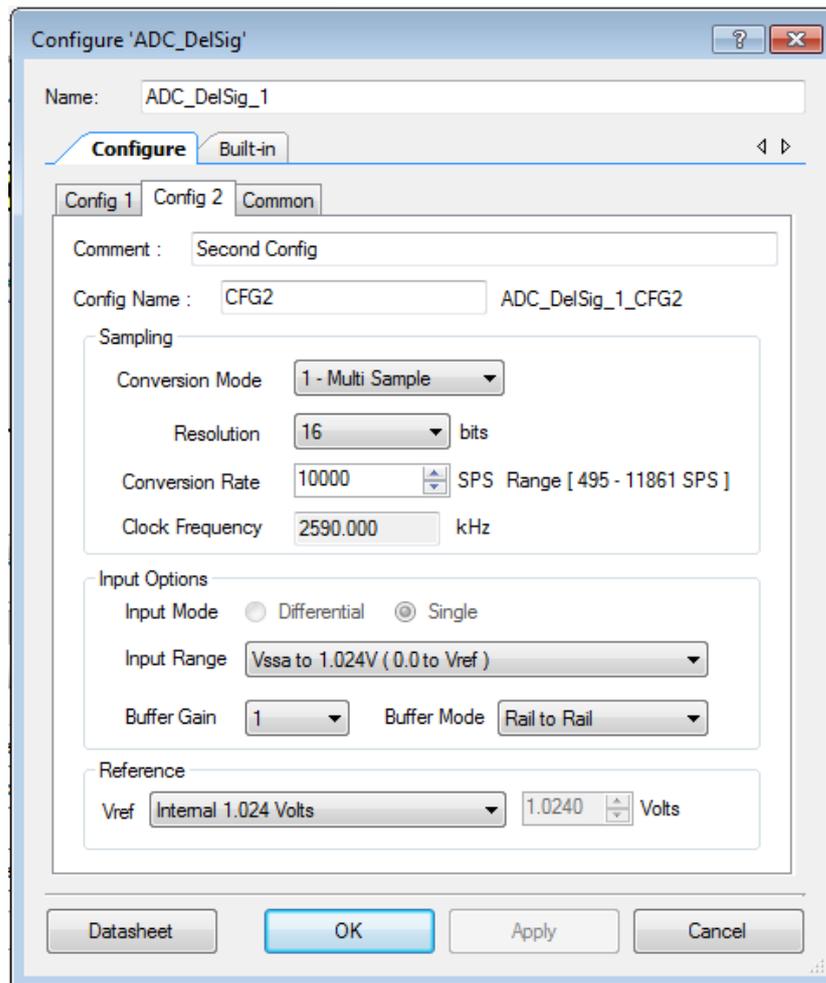


Figura 4-12 Dialogo de configuraciones del conversor Delta Sigma ADC

4.13.a) Características principales:

El bloque ADC posee alta impedancia de entrada, ganancia (1, 2, 4, 8) seleccionable, referencias internas (GND) o externas (Modo diferencial), posibilidad de utilizar 4 configuraciones conjuntas, y varios modos de operación.

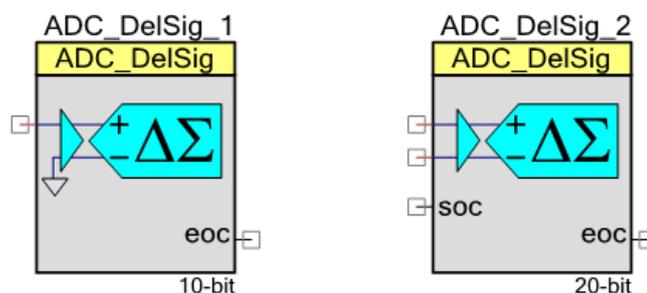


Figura 4-13 Símbolos y disposición de pines del bloque conversor Delta-Sigma ADC

4.13.b) Modo de conversión:

Muestra única: Como su nombre lo dice se realiza una única muestra al activar el bloque, ya sea mediante el pin SOC, o por software.

Varias muestras: Se realizan muestras individuales de varias señales una tras otra, este modo está pensado cuando se realiza el multiplexado de varios canales de entrada al ADC.

Modo continuo: El modo continuo opera como un conversor delta-sigma normal, este modo toma muestras consecutivas de una única señal de entrada. Entre muestra y muestra existe una latencia (retardo) de tres tiempos de conversión.

Varias muestras (modo turbo): Este modo es similar al modo de varias muestras, pero para resoluciones de 17 a 20 bits, se cuenta con una capacidad de realizar muestras cerca de 4 veces más rápido que el modo de varias muestras.

Entrada: Se cuenta con la posibilidad de seleccionar entre modo único (single) o modo diferencial (*differential*) para señales no referenciadas a la misma tierra que el MCU.

Inicio de conversión: Se dispone de un pin “soc” (*start of conversion*) por hardware que al ser habilitado se inicia la conversión mediante una señal de flanco ascendente; el inicio también puede realizarse por software

Fin de la conversión: Se dispone de la posibilidad de lanzar una interrupción al finalizar la conversión, y de un pin de salida el cual mediante un flanco ascendente avisa la finalización de la conversión, este pin se puede usar en conjunto con el bloque DMA (*Direct Memory Access*) para poder almacenar los datos de la conversión directamente en memoria.

Tensiones de referencia: Se puede optar por una referencia interna de 1,024V y algunos múltiplos (2 y 6); utilizar como referencia una división de la fuente de alimentación del MCU, o utilizar una referencia externa al dispositivo.

Señal de reloj: La misma puede ser seleccionada interna al bloque, o externa, ya sea generada dentro del dispositivo o externamente al mismo.

Múltiples configuraciones: Se pueden cargar hasta 4 configuraciones para el ADC y luego cambiarlas mediante una función de API, existen ciertas limitaciones como ser el modo (único o diferencial), clock externo, referencia, etc. para las distintas configuraciones.

4.13.c) Buffer de entrada:

Según la señal de entrada que se desea muestrear, se puede elegir diferentes buffer de entrada, los mismos son:

Bypass Buffer: En este modo se deshabilita el buffer, por lo que el ancho de banda disminuye a menos de 500kOhm y no se puede utilizar la ganancia configurable .

Rail to Rail: En este modo se puede muestrear una señal muy cerca de las referencias límites.

Level-Shift: Permite muestrear tensiones por debajo de la referencia cero, sin embargo posee limitaciones para tensiones cercanas al límite superior de la referencia.

Los rangos de tensiones que admiten estas 3 configuraciones pueden verse a continuación:

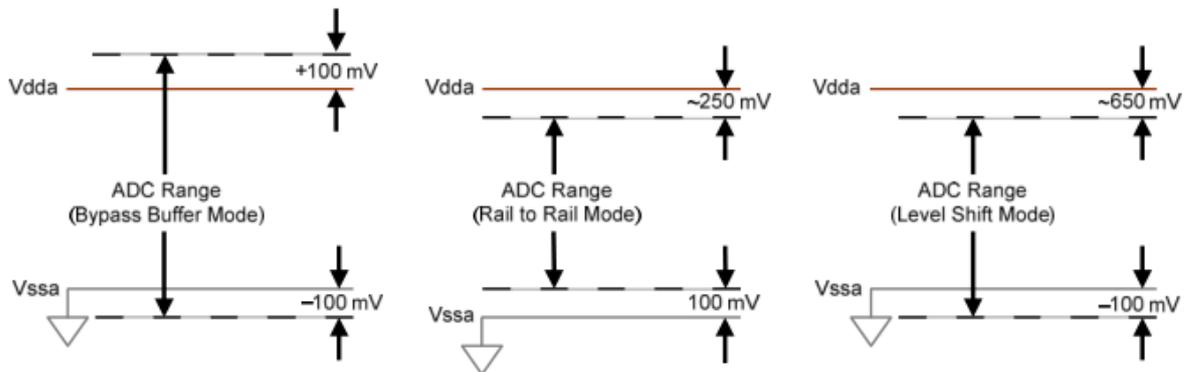


Figura 4-14 Diferentes buffer de entrada para convertidor Delta-Sigma ADC

Entre las funciones API (*Application Program Interface*) disponibles, las más importantes son las siguientes:

Tabla 4-7 API de Convertor A/D

Función	Descripción
ADC_Start()	Inicializa el bloque ADC
ADC_Stop()	Apaga el bloque ADC
ADC_StartConvert()	Inicia la conversión
ADC_StopConvert()	Detiene la conversión
ADC_IsEndConversion()	Retorna un valor diferente de cero si la conversión se ha completado. Puede configurarse para que la devolución del resultado de la conversión sea inmediata, o se retorne el valor una vez completada la conversión.
ADC_GetResultXX()	Retorna el resultado de la conversión en formato XX bits justificados a la derecha. <u>Nota:</u> XX puede ser 8, 16 o 32 bits.
ADC_CountsTo_XVolts()	Convierte el resultado de la conversión en X Volts

	<u>Nota:</u> X puede ser m, μ o se deja en blanco para Volts.
ADC_IRQ_Enable()	Habilita la interrupción del ADC al finalizar la conversión, para esto, además se debe activar las interrupciones globales

4.14. Bloque multiplexor Analógico (AMUX)

Este bloque es utilizado para conectar ya sea ninguna, una o varias entradas analógicas hacia una única salida, la posibilidad de conectar varias entradas se da al incorporar *cross-bar switching*. Tiene la posibilidad de conectar de 2 a 32 canales, y estos pueden ser canales únicos (1 señal) o diferenciales (2 señales), como se puede observar en la Figura 4-15. En las entradas del componente se pueden conectar tanto pines del dispositivo PsoC (señales externas) o señales analógicas internas. El componente AMUX es controlado únicamente por software, pero existe otro componente multiplexor el cual es controlado por hardware pero no se lo detalla aquí.

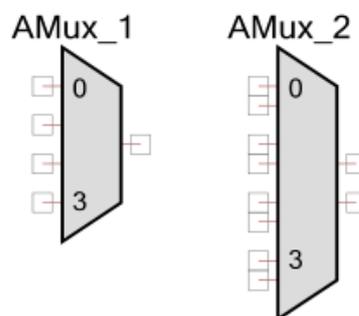


Figura 4-15 Bloque esquemático de componente AMUX

4.14.a) Potencial de aplicación

Los diferentes bloques configurables poseen una limitación importante a simple vista que consiste en la cantidad de bloques iguales que pueden incorporarse al diseño, por ejemplo el bloque PGA (amplificador de ganancia variable), puede utilizarse hasta 4 veces en el esquema. Sin embargo, este bloque así como otros (ADC, Amplificador seguidor, etc) pueden conectarse a varias entradas o salidas utilizando los bloques MUX, y así utilizar un bloque para diferentes aplicaciones. Esto puede realizarse ya que dinámicamente mediante el firmware pueden cambiarse las configuraciones de los bloques para cada caso que corresponda.

Tabla 4-8 API de componente AMUX

Función	Descripción
AMUX_Start()	Inicializa el componente
AMUX_Stop()	Detiene el componente.
AMUX_Select()	Desconecta todos los canales, y conecta un determinado canal
AMUX_Connect()	Conecta un determinado canal, sin desconectar los otros
AMUX_Disconnect()	Desconecta determinado canal.
AMUX_FastSelect()	Desconecta el ultimo canal conectado y conecta un determinado canal
Clock_DisconnectAll()	Desconecta todos los canales.

4.15. Bloque registro de estado (Status register)

El registro de estado es un bloque el cual permite conocer en el firmware, valores de señales digitales pertenecientes a otros bloques o conexiones internas.

Como entradas, se encuentra una señal de clock para el dispositivo, y puede configurarse para manipular hasta 8 variables, su representación es la siguiente:

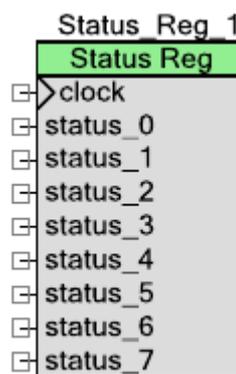


Figura 4-16 Bloque esquemático de componente Status register

4.15.a) Modos de operación:

Cada registro puede ser configurado en uno de los siguientes modos:

-Transparente:

El registro es actualizado al valor correspondiente en cada ciclo de reloj.

-Sticky:

Si la entrada se encuentra en alto para un ciclo de reloj, el valor alto es transferido y configurado al registro correspondiente (se mantiene el nivel alto independientemente de que

la señal cambie a nivel bajo). Luego al acceder a la lectura del registro de estado, este bit es borrado.

Tabla 4-9 API de componente Status register

Función	Descripción
StatusReg_Read()	Lee los valores capturados por el registro de estado

4.16. Bloque Amplificador de ganancia variable (PGA):

EL bloque PGA consta de un amplificador operacional no inversor con ganancia configurable, para la amplificación de señales con tensiones reducidas. El mismo posee las siguientes características:

- Ganancia configurable en pasos de 1 a 50 (1, 2, 4, 8, 16, 24, 32, 48, 50)
- Alta impedancia de entrada
- Gran ancho de banda
- Entrada y salida del tipo rail-to-rail
- Selección de entrada de referencia
- Ajuste de potencia.

4.16.a) Tensión de salida

La tensión de salida del bloque viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_{\text{Salida}} = V_{\text{Ref}} + (V_{\text{Entrada}} - V_{\text{Ref}}) \times \text{Ganancia} \quad (4-1)$$

Vref puede ser seleccionada internamente (VSS, en ese caso Vref = 0) o externamente (conexión a un pin u componente como ser un DAC)

La representación del bloque puede verse en la Figura 4-17 donde se pueden ver las mismas tanto para una configuración utilizando referencia externa, como utilizando una referencia a GND (Derecha).

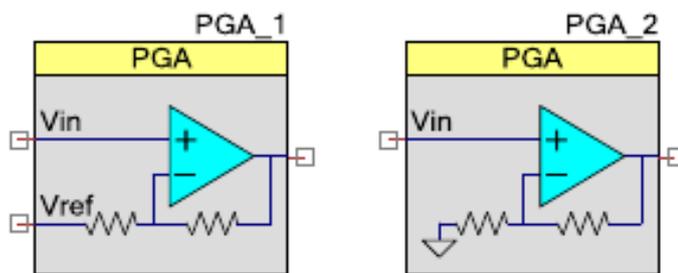


Figura 4-17 Bloque esquemático de componente PGA

Tabla 4-10 API de Bloque PGA

Función	Descripción
PGA_Start()	Inicializa el bloque PGA
PGA_Stop()	Apaga el bloque PGA
PGA_SetGain()	Selecciona la ganancia del bloque
PGA_Setpower()	Selecciona el consumo del bloque, el mismo esta relacionado con el BW
PGA_Sleep()	Suspende la ejecución del bloque, manteniendo los parámetros en ese momento.
PGA_Wakeup()	Reestablece la ejecución del bloque

4.17. Bloque conversor digital analógico (DAC)

Este bloque es un conversor digital analógico de 8bits, cuya salida puede ser desde 0 a 1.020 V (4 mV/bit) o 0 a 4.08 V (16 mV/bit). Este componente puede ser controlado por software, hardware, o ambos y es muy facil de emplear, además posee la característica de poder operarse directamente desde DMA.

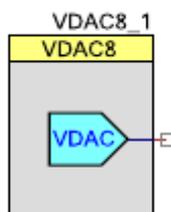


Figura 4-18 Bloque esquemático de componente DAC

Tabla 4-11 API de Bloque PGA

Función	Descripción
VDAC8_Start()	Inicializa el bloque VDAC8

VDAC8_Stop()	Apaga el bloque VDAC8
VDAC8_SetValue()	Setea el valor para realizar la conversion
VDAC8_SetRange()	Selecciona uno de los 2 rangos posibles
VDAC8_Sleep()	Suspende la ejecución del bloque y disminuyte el consumo, manteniendo los parámetros en ese momento.
VDAC8_Wakeup()	Reestablece la ejecución del bloque

4.18. Interconexión de bloques.

Los bloques internos vistos anteriormente pueden interconectarse entre sí, según corresponda el tipo de señal que manejen. Estas señales pueden ser tanto digitales como analógicas. En la Figura 4-19, puede verse un bloque comparador en donde las señales de entrada al mismo son del tipo analógico y están representadas por trazos de color naranja, mientras que al ser la señal de salida del tipo digital, la misma está representada por el color verde. Los colores de conexiones, grosor del trazo de representación, etc., vienen configurados por defecto, y pueden ser configurados en el entorno de desarrollo.

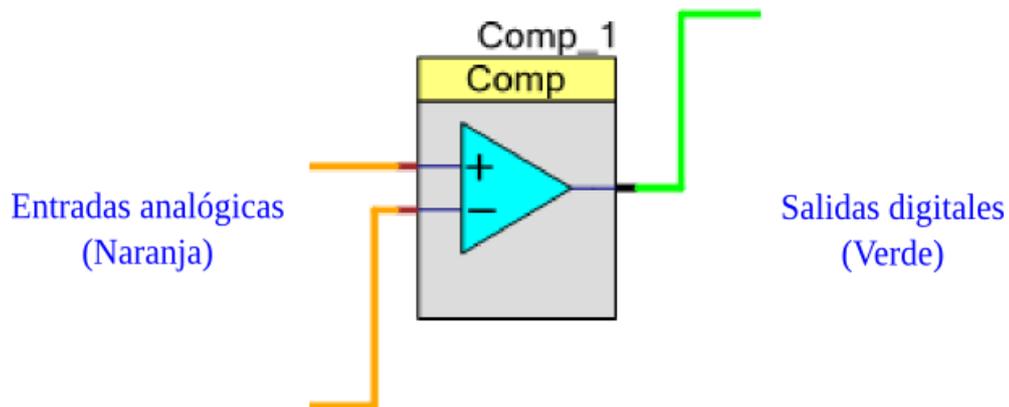


Figura 4-19 Colores por defecto, conexiones analógicas y digitales

4.19. Hardware disponible.

Actualmente la Facultad de Ingeniería de Oberá Misiones, cuenta con dos placas de desarrollo las cuales poseen como núcleo μC PSoC de la familia CY8C38 [17]. Las placas con las que se cuentan son CY8CKIT-030 [15] y CY8CKIT-003 [18], siendo la primera más reciente, las mismas pueden verse en la Figura 4-20 y Figura 4-21 respectivamente.

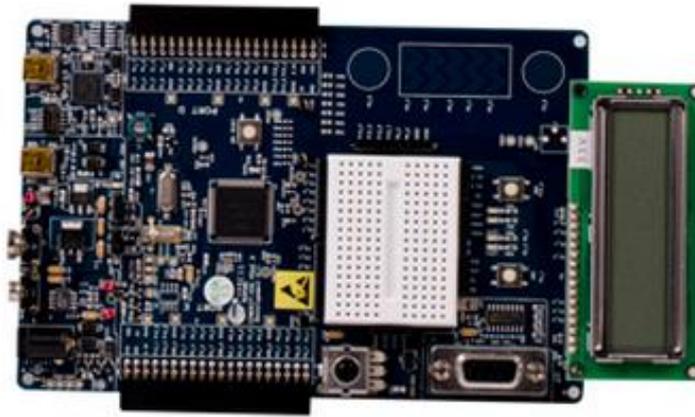


Figura 4-20 Placa de desarrollo CY8CKIT-030 PSoC® 3 Starter Kit



Figura 4-21 Placa de desarrollo CY8CKIT-003 PSoC® 3 FirstTouch™ Starter Kit

En cuanto a la placa CY8CKIT-003, que es la utilizada en este proyecto cabe destacar que la misma ya no es soportada por la firma *Cypress*. Esta placa fue construida para iniciarse en la plataforma PSoC y no se recomienda para diseños futuros. La razón de empleo de la misma radica en que realizando pruebas se ha dañado la otra placa disponible

Al utilizar entonces la placa más antigua, solo puede ser utilizada con software no actualizado, en este caso con *PSOC Creator v1.0*, lo que lleva a emplear componentes desactualizados o la utilización de un menor número de componentes, ya que en las versiones posteriores se incorporan algunos bloques adicionales, además la utilización de la versión 1.0 lleva a tener menos características especiales.

4.20. Pruebas prácticas realizadas con PSoC.

4.20.a) PWM con ciclo útil controlado por potenciómetro con visualización del mismo en un display LCD de 16x2.

Mediante la placa de desarrollo CY8CKIT-030 [15] se realizó un programa el cual tiene como entrada la tensión proveniente de un potenciómetro. Esta tensión es adquirida convertida mediante un conversor A/D y luego se realiza el cálculo del porcentaje de ciclo útil para una salida PWM. A su vez, el ciclo útil es calculado internamente y mostrado en un visualizador LCD. El esquemático referente a la programación de *hardware* interno del

PSoC puede verse en la Figura 4-22. En el mismo se distinguen los bloques A/D, al cual se conecta un PIN de entrada para la lectura del potenciómetro; un bloque para manejar el LCD, y un bloque PWM. En este último se tienen 2 salidas y señales para su control como ser el clock y reset. La asignación de pines puede verse en la Figura 4-23, en donde puede observarse que los pines para el LCD deben encontrarse uno a continuación del otro, mientras que se los demás pines están mapeados a diferentes puertos.

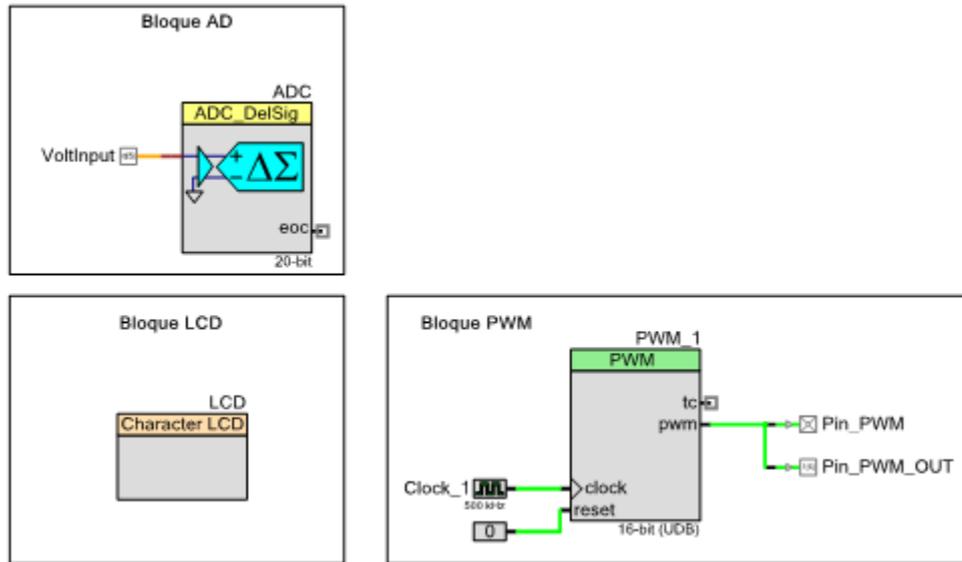


Figura 4-22 Esquemático de hardware interno para ensayo de PWM en PSoC

Alias	Name /	Port	Pin	Lock
	\LCD:LCDPort[6:0]\	P2[6:0]	95..99,1..2	<input checked="" type="checkbox"/>
	Pin_PWM	P6[2]	91	<input checked="" type="checkbox"/>
	Pin_PWM_OUT	P1[6]	27	<input checked="" type="checkbox"/>
	VoltInput	P6[5]	7	<input checked="" type="checkbox"/>

Figura 4-23 Asignación de pines para ensayo de PWM en PSoC.

En la Figura 4-24, pueden observarse dos capturas provenientes de la señal de salida para dos diferentes estados del potenciómetro. El valor visualizado en el LCD correspondía con el obtenido mediante el osciloscopio.

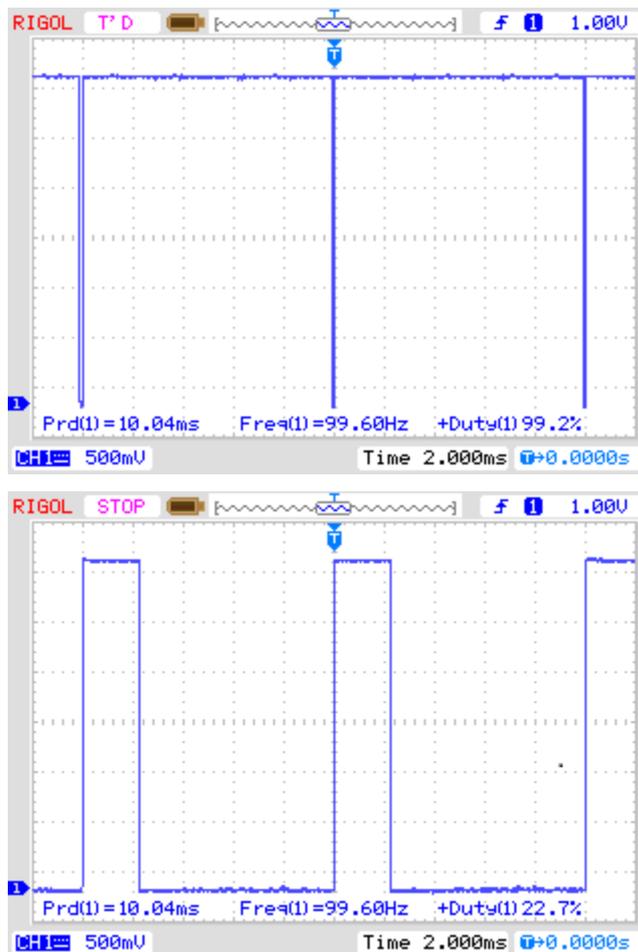


Figura 4-24 Señal PWM de salida obtenida para ensayo de PWM en PSoC

4.20.b) Prueba de acondicionamiento, amplificación de tensión producido por resistor Shunt.

Mediante la placa de desarrollo CY8CKIT-030 [15] se realizó un programa el cual tiene como entrada la tensión proveniente de un resistor shunt de $10\text{m}\Omega$ referenciado a tierra, por el cual se hace circular una corriente continua la que se varía entre 0 y 1A. Internamente en el PSoC se incorpora a esta tensión una ganancia amplificadora de magnitud 47, y esta señal es muestreada y convertida mediante un conversor AD. Luego, el valor en mV es mostrado en un visualizador LCD. El circuito implementado en el dispositivo puede verse en la Figura 4-25 en donde se distingue el bloque PGA (Amplificador de ganancia programable), el bloque conversor AD, y un bloque correspondiente al visualizador LCD.

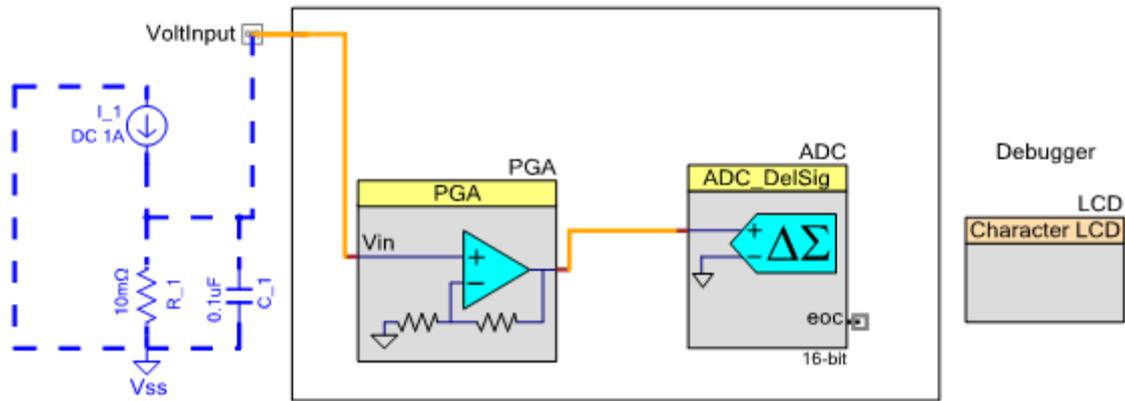


Figura 4-25 Esquema de hardware interno para ensayo de Acondicionamiento de un resistor shunt, en PSoC

Conociendo la corriente de entrada suministrada al resistor shunt y el valor del mismo se conoce la caída de tensión en el mismo. Luego, visualizando la tensión de salida del acondicionador en el LCD, se realizó una curva a fin de comparar el error entre el valor de la tensión acondicionada respecto de la tensión calculada. Esta comparativa se observa en la Figura 4-26, en la cual se aprecia que el error aumenta muy poco para grandes valores de corriente, obteniéndose con este ensayo resultados satisfactorios.

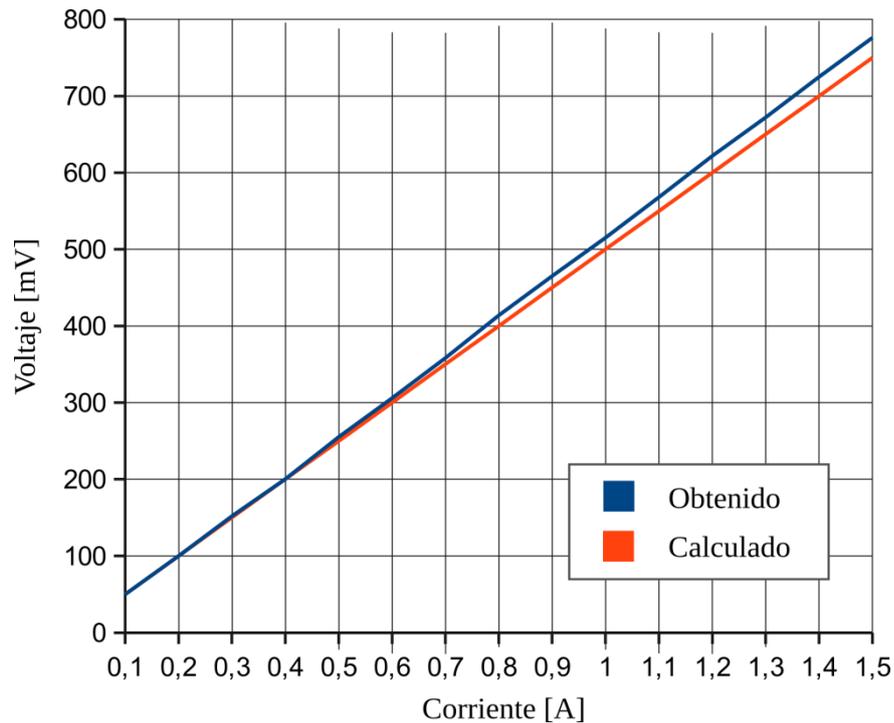


Figura 4-26 Salida acondicionada y salida ideal, para ensayo de Acondicionamiento shunt en PsoC

Capítulo 5

CALCULOS PARA EL DISEÑO DE LOS CIRCUITOS CONVERSORES CC-CC

5.1. Introducción.

Previamente, para la simulación y para la obtención de resultados experimentales se debe recurrir a los cálculos para el diseño del *Hardware*. La mayoría de las formulas aquí fueron planteadas en el Capítulo 3.

En general se plantea el cálculo para los componentes de los conversores CC-CC, de manera de lograr un valor de ondulación con cota máxima en el prototipo. Así también se incluye la incorporación de filtros en la entrada para reducir los armónicos producidos por los circuitos *buck* en la misma; junto con el diseño de un *snubber* para la reducción de los picos de corriente en salida, como entre el drenaje y la fuente del Mosfet.

Ambos conversores son conversores *buck*, y su esquema viene dado por la Figura 5-1:

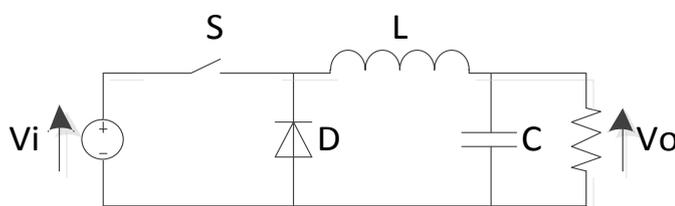


Figura 5-1 Convertidor *Buck*

5.2. Parámetros de componentes de conversor CC-CC para carga por el panel a la batería

Primeramente aquí se tendría en cuenta que la corriente de carga máxima a la batería sería el 20% de corriente nominal. La batería es de 7Ah, lo cual conlleva a una corriente máxima de carga de $7A \times 0,2 = 1,4A$.

Como la batería a utilizar será de 12 V, y el panel fotovoltaico tendrá una salida de tensión nominal de 17,6V, se tiene que este último posee una tensión de salida mayor, se utiliza un convertidor *buck* como CC-CC.

Teniendo en cuenta que la fase *bulk* en la carga tendría un valor máximo de tensión de 14 voltios, es elegida como mínima tensión del panel el valor de 15,5V. La batería tiene como tensión máxima 14V, y como tensión mínima 12,6V en la carga. Por lo que el ciclo útil máximo y mínimo es:

$$D_{\max} = \frac{V_{\text{bat_max}}}{V_{\text{pan_min}}} = \frac{14 \text{ V}}{15,5 \text{ V}} = 0,9032 \quad (5-1)$$

$$D_{\min} = \frac{V_{\text{bat_min}}}{V_{\text{pan_max}}} = \frac{12,6 \text{ V}}{17,6 \text{ V}} = 0,716 \quad (5-2)$$

Un valor muy importante en el momento del diseño de un convertor CC-CC es el período de conmutación T_s , el cual en este caso es elegido para una frecuencia de muestreo f_s de $f_s=20\text{kHz}$, quedando $T_s=50\mu\text{seg}$.

Calculo de la inductancia L.

Para el mínimo valor de la bobina se recurre a la ecuación (3-4), y como son variantes las tensiones de salida y el ciclo útil, se tiene que el mayor valor de L se obtiene reemplazando en esta ecuación V por $V_{\text{bat_max}}$ y D por D_{\min} .

$$L = \frac{V_{\text{bat_max}} (1 - D_{\min}) T_s}{2\Delta i_L} \quad (5-3)$$

Se elige una ondulación del 10%. Considerando la carga máxima de la batería la ondulación resulta de:

$$2\Delta i_L = 2 \times (0,05 \times 4\text{A}) = 0,14\text{A} \quad (5-4)$$

Quedando así la (5-3) de la siguiente manera:

$$L \geq \frac{14 \times (1 - 0,716) 5 \times 10^{-5} \text{ seg}}{0,14 \text{ A}} = 1,42 \text{ mH} \quad (5-5)$$

Finalmente se elige un valor de 4mH como valor de inductancia para L .

Calculo de la capacitancia C.

Para el cálculo de la capacitancia se recurre a la ecuación (3-6). La variación de tensión de salida V_{bat} es como máximo 14V y como mínimo 12,6V. Por lo tanto $\Delta V = 1,4\text{V}$. La máxima corriente $I_{\text{bat_max}}$ es tomada como el 20% de la batería, 1,4A. La tensión en la fórmula de capacitancia es referida a la tensión mínima de salida $V_{\text{bat_min}}$, ya que su suma con Δv daría la tensión máxima a la salida. Los cálculos son:

$$C \geq \frac{L_{\min} (I_{\text{bat_max}} + \Delta i_L)^2}{(V_{\text{bat_min}} + \Delta v)^2 - (V_{\text{bat_min}})^2} = 82,42\mu\text{F} \quad (5-6)$$

Finalmente se elige un valor de C igual a $2200\mu\text{F}$, obteniendo así un alto margen de seguridad para entrar dentro de la ondulación de corriente máxima aceptable.

Cálculo para el diodo:

El diodo a utilizar será un diodo Schottky, debido a su gran velocidad de respuesta y a su pequeña caída de tensión en directa.

La corriente media que debe soportar el diodo viene dada por la siguiente ecuación:

$$I_{D\text{-av}} = (I_{\text{bat_max}} + \Delta i_L)(1 - D_{\min}) = (1,4\text{A} + 0,07\text{A})(1 - 0,716) = 0,4176\text{A} \quad (5-7)$$

Se observa que en la corriente máxima es tomado en cuenta el 20% de la corriente nominal de la batería, junto con él la tensión de ondulación del convertidor. El diodo a utilizar es el 1N5822.

Cálculos para el MOSFET.

En nuestro caso, con topología *buck*, la tensión sobre el drenaje será $V_{\text{pan_max}}$. La cual posee un valor de $17,6\text{V}$ por el panel fotovoltaico. Así también se elegirá un valor con margen de seguridad para esta tensión.

Hay que tomar en cuenta también el valor de corriente de pico y rms. El primer valor correspondería a $1,47\text{A}$, y la corriente rms es de $1,4\text{A}$.

El MOSFET a utilizarse aquí será el IRF9530 de *International Rectifier* [9]. El cual presenta las características presentadas en la Tabla 5-1:

Tabla 5-1 Valores importantes de hoja de datos de MOSFET CSD18532KCS

Símbolo	Valor típico		Unidad
V_{DS}	-100		V
$R_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10\text{V}$	200	m Ω
$V_{GS(th)}$	-2		V
$I_{D(MAX)}$	<i>Package limited</i>	-14	A

Donde V_{DS} es tensión de drenaje fuente. $R_{DS(ON)}$ es la resistencia entre drenaje fuente al ser la tensión compuerta fuente $V_{GS} = 10\text{V}$. $V_{GS(th)}$ es el denominado tensión de umbral compuerta fuente, el cual corresponde al mínimo tensión entre compuerta fuente para conseguir el estado de conducción del MOSFET. Finalmente $I_{D(MAX)}$ es la máxima corriente de

drenaje en continua, que soporta el MOSFET (hay que tener mucho cuidado con este valor, ya que es requerido en muchos casos un disipador de tamaño considerable para soportar esta corriente).

Los valores presentados en la hoja de datos superan ampliamente los valores requeridos por los cálculos, por lo que este será el MOSFET a utilizarse.

5.3. Parámetros de componentes de conversor CC-CC para alimentación de batería a LED

Para el caso de alimentación de la batería al LED, el código de producto para el LED que se utiliza es BL-HP15E-10W. Su hoja de datos indica que trabaja entre 10V a 11V (considerando como tensión fija el promediado $V_{LED}=10,5V$), por lo tanto nuevamente se utilizara un conversor reductor *buck* para este caso.

Se considera que la tensión de alimentación de la batería viene dado por $V_{bat_min}=12,6V$ y $V_{bat_max}=14V$.

El ciclo útil mínimo viene dado por:

$$D_{min} = \frac{V_{LED}}{V_{bat_max}} = \frac{10,5V}{14V} = 0,75 \quad (5-8)$$

El ciclo útil máximo viene dado por:

$$D_{max} = \frac{V_{LED}}{V_{bat_min}} = \frac{10,5V}{12,6V} = 0,833 \quad (5-9)$$

Por la hoja de datos del LED, se indica que el mismo posee 10W. En este caso estaría consumiendo $I_{LED_max}=1A$. Por lo tanto la corriente máxima que demandaría de la batería I_{bat_max} (corriente de entrada al conversor *buck*) será:

$$I_{bat_max} = D_{max} I_{LED_max} = 0,833 \times 1A = 0,833A \quad (5-10)$$

También para este caso se tiene que el período de conmutación es correspondiente a una frecuencia de conmutación $f_s = 20kHz$.

Calculo de la inductancia L.

Aquí hay un factor muy importante a considerar, el cual es que la carga final es una carga no lineal. La misma posee una pendiente pronunciada a partir de 10V, por lo cual para dar uso a las fórmulas del Capítulo 3 y obtener así un valor de ondulación de corriente menor al máximo admitido, es necesario tomar en cuenta un importante margen de seguridad en los valores de C y L .

Para el valor de L , se despeja el mismo de la ecuación (3-4), reemplazando V_{out} por V_{LED_max} :

$$L \geq \left(\frac{V_{LED_max}}{2\Delta i_L} \right) (1 - D_{min}) T_s \quad (5-11)$$

Para la selección de la ondulación en la corriente, se busca tener un valor pico a pico de 10%. Por lo que la corriente Δi_L , que variaría 5% de la corriente máxima de led I_{LED_max} , valdría:

$$\Delta i_L = 0,05 \times 1A = 0,05A \quad (5-12)$$

Posteriormente estamos capacitados para poder calcular la inductancia de (5-11):

$$L \geq \left(\frac{V_{LED_max}}{2\Delta i_L} \right) (1 - D_{min}) T_s = 1,3mH \quad (5-13)$$

Finalmente, tomando en cuenta un margen de seguridad se elige una L con el valor de $L = 3,67mH$.

Calculo de la capacitancia C.

Para el cálculo de la capacitancia mínima, se recurre a la ecuación (3-6). Como el objetivo es alimentar una lámpara LED, y no cambiar la carga se elige una pequeña ΔV , del valor de 1,5V. Los cálculos son:

$$C \geq \frac{L(I_{LED_max} + \Delta i_L)^2}{(V_0 + Dv)^2 - (V_o)^2} = 42,87\mu F \quad (5-14)$$

Es aquí donde se utiliza un gran margen de seguridad con C , eligiendo un valor de $C = 2200\mu F$.

Cálculos para el diodo.

Como se explicaba en el Capítulo 3, el mejor diodo para estos casos es el diodo Schottky, ya que posee las características de una baja caída de tensión en directa y una respuesta rápida al cambio de sentido de corriente.

La corriente media que debe soportar el diodo viene dada por la siguiente ecuación:

$$I_{D-av} = I_{LED_max} (1 - D_{min}) = 1A(1 - 0,807) = 0,202A \quad (5-15)$$

Para la selección del diodo se recurre al mismo utilizado para la alimentación de panel a la batería, el cual es el 1N5822. [20]

Cálculos para el MOSFET.

En nuestro caso, con topología *buck*, la tensión sobre el FET será V_{bat_max} . La cual posee un valor de 14V por la batería. Así también se elegirá un valor con margen de seguridad para esta tensión.

Hay que tomar en cuenta también el valor de corriente de pico y rms. El primer valor correspondería a 1,05 A, y la corriente rms es de 1A.

El Mosfet a utilizar es el mismo que en el caso de alimentación panel-batería (descrito anteriormente), ya que este cumple con los requisitos.

Cálculos para el snubber.

Para el snubber se requiere realizar por separado el cálculo para ambos convertidores. Pero para el cálculo realizado en el capacitor se requiere de dato únicamente el valor de capacitancia de salida C_{OSS} del MOSFET, y ya que ambos convertidores utilizan el mismo MOSFET, se realiza el mismo cálculo para ambos. Aquí el cálculo se basa en la referencia [26], primeramente, la capacitancia de salida del MOSFET IRF9530[9] es $C_{OSS}=260\text{pF}$. Aquí se agrega un factor de 40pF y se duplica este valor. Obteniendo así la capacitancia del snubber, el mismo tendrá un valor de $C=600\text{pF}$. Para adaptar un valor comercial se elige $C=680\text{pF}$.

Para el cálculo de los resistores si se realiza por separado en ambos convertidores. Comenzando primeramente por el convertidor de alimentación de PFV a batería. En este caso el resistor toma el valor de la máxima tensión de entrada dividido la máxima corriente entregada. En este caso la máxima tensión se elige como $V_{pan_max}=20\text{V}$ y la máxima corriente como $I_{pan_max}=1,4\text{A}$. El valor de resistor seleccionado será el siguiente:

$$R = \frac{V_{pan_max}}{I_{pan_max}} = 14,3\Omega \quad (5-16)$$

Eligiendo un valor comercial de $R=15\Omega$.

Para el cálculo de potencia consumida por este *snubber* se recurre a la siguiente ecuación:

$$P = C \times V_{pan_max}^2 \times f_s = 5,44\text{mW} \quad (5-17)$$

Para el caso de alimentación de LED por medio de la batería, la máxima tensión será de $V_{bat_max}=14\text{V}$, y la máxima corriente de $I_{bat_max}=1\text{A}$. Por lo cual su resistor tendrá el valor de:

$$R = \frac{V_{bat_max}}{I_{bat_max}} = 14\Omega \quad (5-18)$$

Se elige un valor de $R=15\Omega$ como valor comercial.

Para la potencia:

$$P = C \times V_{bat_max}^2 \times f_s = 2,66 \text{ mW} \quad (5-19)$$

En ambos casos el circuito *snubber* será conectado de la siguiente forma:

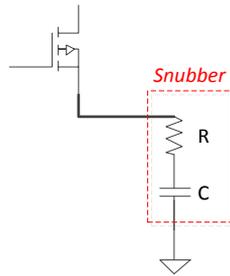


Figura 5-2 Filtro Snubber

5.4. Dimensionamiento de disipador para el LED

Los fabricantes de componentes electrónicos a menudo entregan las llamadas curvas de pérdida de disipación (*derating curves*), las cuales indican la potencia máxima que se puede extraer a determinada temperatura ambiente/juntura, o en otras palabras, la temperatura máxima de juntura que pueden soportar los componentes electrónicos, en función de la potencia extraída. Esta temperatura en muchos casos se encuentra alrededor de los 150 °C para semiconductores de silicio, pero en la cual el dispositivo no logra disipar calor en absoluto, es decir se puede extraer una mínima cantidad de potencia.

Para los LEDs de alta luminosidad, una de las limitaciones más importantes a la hora de su uso, consiste en la temperatura de operación, esta temperatura suele ser mucho menor que 150 °C, y está fuertemente ligada a su vida útil. En base a esto, la temperatura del dispositivo se debe mantener por debajo de los 85 °C aunque varios fabricantes afirman que se puede extraer la máxima potencia en temperaturas de hasta 100 °C y en algunos casos superiores [31]. No obstante mientras menor sea la temperatura a cual se encontrará el LED, evitará una reducción de la luz emitida y aumentará la vida útil.

Para el dimensionamiento del disipador se recurrirá al cálculo del mismo a partir del circuito equivalente electrotérmico o más conocido como circuito de resistencias térmicas [31]. En base a esto, cada dispositivo posee una resistencia térmica (análoga a una resistencia eléctrica), la cual se opone al flujo de calor hacia el ambiente. La potencia o calor a disipar es análoga a una fuente de corriente, mientras que la temperatura ambiente y la de juntura es análoga en cada caso a una fuente de tensión constante. El circuito para este caso resulta:

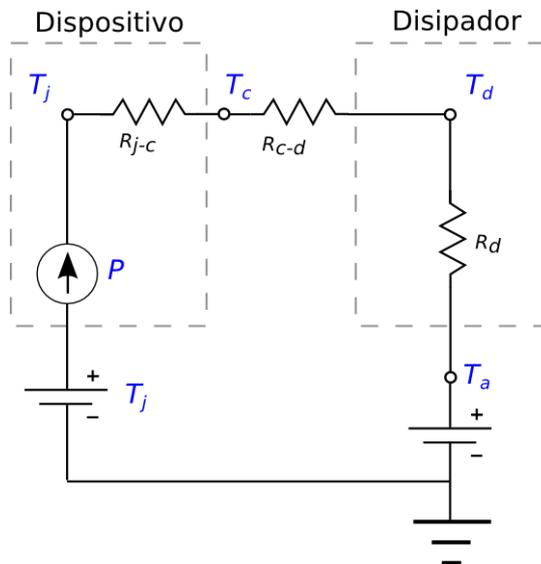


Figura 5-3 Modelo electro-térmico para dimensionamiento de disipador para un semiconductor

Dónde:

P Potencia a disipar por el semiconductor.

T_j Temperatura máxima admisible en la junta.

T_a Temperatura ambiente.

T_c Temperatura carcasa.

T_d Temperatura disipador.

R_{jc} Resistencia térmica entre junta y carcasa del semiconductor.

R_{cd} Resistencia térmica entre carcasa y disipador.

R_d Resistencia térmica del disipador.

Reescribiendo las ecuaciones 16 y 17 de [31], tenemos:

$$P = \frac{T_j - T_a}{R_{j-a}} = \frac{T_j - T_c}{R_{j-c}} = \frac{T_c - T_d}{R_{c-d}} = \frac{T_d - T_a}{R_d} \quad (5-20)$$

$$R_{j-a} = R_{j-c} + R_{c-d} + R_d \quad (5-21)$$

Luego en base a estas últimas ecuaciones podemos despejar el valor que debe tener la resistencia del disipador a emplear, entonces resulta:

$$R_d = \frac{T_j - T_a}{P} - R_{j-c} - R_{c-d} \quad (5-22)$$

Los datos de potencia proporcionados por los fabricantes tiene como referencia una temperatura ambiente de 25 °C, Aproximadamente una salida del 90% de la potencia que se puede extraer a la unión LED, puede obtenerse si la unión se mantiene a 60 °C, cayendo este porcentaje si la temperatura aumenta [30]. Como se explicó en el capítulo 3, los datos del LED utilizado son pocos, no figurando el valor de la resistencia térmica. No obstante en [33] se tienen los datos de un LED el cual posee la misma forma física del utilizado aquí pero provisto por otro fabricante. Para este LED se tiene $R_{j-c}=9\text{ °C/W}$. Pero este valor resulta muy elevado para los cálculos planteados, y no se cuenta con información adicional.

A diferencia del valor dicho anteriormente, en [30] se encuentra que un LED de 10W posee los valores de $R_{j-c}=R_{c-d}=1\text{ °C/W}$. Siendo estos valores más razonables para el caso de un encapsulado MCOB, ya que por ejemplo, el encapsulado TO-220 posee $R_{j-c}=3\text{ °C/W}$ y $R_{c-d}=1.4\text{ °C/W}$ si se lo monta en un disipador.

Luego en base a la ecuación (5-22), tomando $T_a=30\text{ °C}$, $T_j=70\text{ °C}$, y $P=10\text{W}$ resulta:

$$R_d = \frac{75-30\text{ °C}}{9\text{ W}} - 1\text{ °C/W} - 1\text{ °C/W} = 3\text{ °C/W} \quad (5-23)$$

Para la selección del disipador en base a la resistencia térmica calculada, se cuenta con un disipador cuya forma y dimensiones pueden verse en FIG.

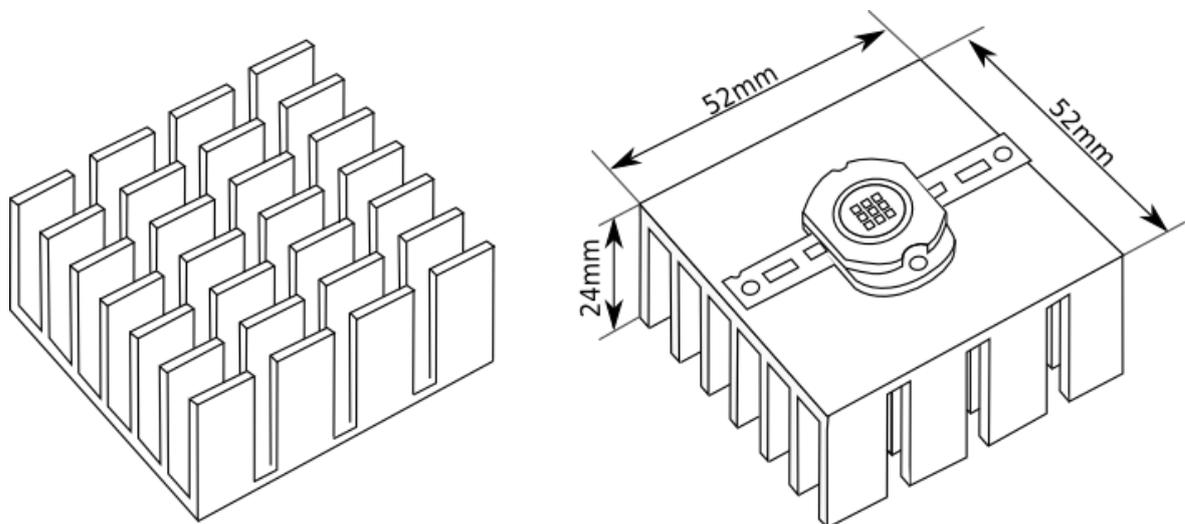


Figura 5-4 Disipador empleado y disposición tentativa de la lámpara LED en el mismo

Del cual se desconoce su resistencia térmica y no ha podido encontrarse en la red. Para estimar el valor de resistencia térmica de este disipador, se recurre a [32], en donde a continuación se transcribe las características técnicas de un disipador de forma similar, cuya resistencia será adoptada. Como puede constatarse el disipador que se presenta a continuación no posee ranuras entre las aletas a diferencia del de la Figura 5-4, por lo que este último tendrá aún mayor resistencia térmica debido a que las aletas otorgan mejor disipación

de calor. En base a esto no existirá inconveniente en utilizar los valores técnicos para la estimación.

	<p>Artículo 6825 ZD-14</p> <p>Dimensiones: Base 104mm - Altura 37mm - Espesor núcleo central 6.2mm</p> <p>Resistencia Térmica: 2° C/W para 75mm</p> <p>Superficie: 1454 mm²/mm</p> <p>Peso por Metro: 4,070 Kg.</p>
---	---

Figura 5-5 Modelo electrotérmico para dimensionamiento de disipador para LED

La temperatura a la que se encontrará el disipador puede obtenerse despejándola de la ecuación (5-20), tomando $R_d=3\text{ °C/W}$ ya que el disipador empleado es de menor tamaño que el modelo utilizado para la estimación se tiene entonces:

$$T_d = P \times R_d + T_a$$

$$T_d = 10\text{W} \times 3\text{°C/W} + 30\text{ °C} = 60\text{ °C} \quad (5-24)$$

El disipador ha sido probado experimentalmente y se constató que no alcanza temperaturas muy superiores, ya que se lo puede sostener con las manos!!!

5.5. Dimensionamiento de disipadores para llaves conmutadas MOSFET

Para realizar el cálculo de pérdidas y disipación de las llaves conmutadas MOSFET se recurre a [34]. Se realizan los cálculos para el caso del MOSFET perteneciente al convertidor CC-CC Panel-Batería, ya que es el que se encontrará más exigido. En un análisis general, las pérdidas en la llave vienen dadas por:

$$P_{TM} = P_C + P_{SW} \quad (5-25)$$

Dónde:

P_{TM} Pérdidas totales en la llave MOSFET

P_C Pérdidas debidas a la conducción

P_{SW} Pérdidas debidas a la conmutación

A su vez:

$$P_C = I_0^2 \times D \times R_{DS(ON)} \quad (5-26)$$

Dónde:

I_0 Corriente techo o máxima que circulará por el semiconductor

D Ciclo útil de trabajo nominal

$R_{DS(on)}$ Resistencia entre drenador-surtidor para el estado de conducción

La $R_{ds(on)}$ debe ser la que corresponde a la corriente y temperatura de trabajo, que se obtiene multiplicando la $R_{ds(on)}$ calculada para la corriente de trabajo con la curva del transistor *Typical Output Characteristics* (Figura 5-6 izquierda, corresponde a 175°C de juntura), y multiplicándola por la relación entre los coeficientes obtenidos en la curva *Normalized On-Resistance Vs. Temperature* (Figura 5-6 derecha) para 175 °C y la temperatura de juntura a la que queremos que opere el transistor, para este caso se estimará una temperatura de 100 °C como máximo. Tomando estos valores de las curvas de [9], se tiene:

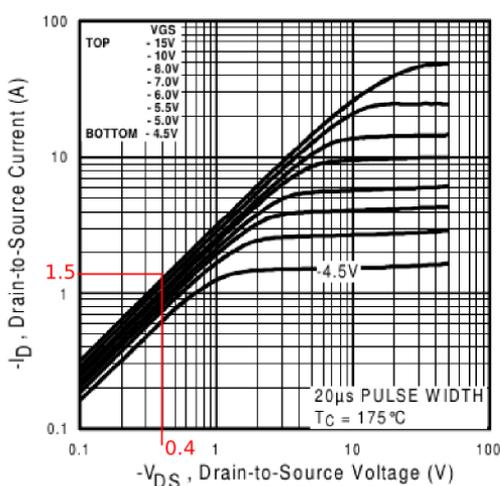


Fig 2. Typical Output Characteristics

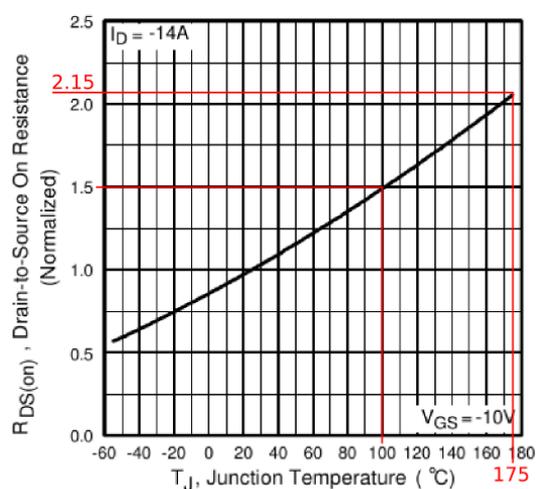


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

Figura 5-6 Curvas características para MOSFET IRF9530

Según la Figura 5-6 izquierda, para $I_D=1.5A$ se tiene $V_{DS}=0.4V$ a 175 °C, luego hallando la resistencia drenador-surtidor a esa temperatura, y corrigiendo la misma en base a los datos de la curva de la Figura 5-6 derecha:

$$R_{DS(ON) 175C} = 0.4V / 1.5A = 0.26\Omega$$

$$R_{DS(ON) 100C} = \frac{1.5}{2.15} \cdot 0.26 = 0.18\Omega \quad (5-27)$$

Utilizando $D=0.8$ hallamos las pérdidas por conducción, las cuales resultan:

$$P_c = 1.5^2 \times 0.8 \times 0.18 = 0.33 W \quad (5-28)$$

Teniendo la potencia de pérdidas por conducción, resta calcular la potencia por pérdidas en la conmutación, la cual se obtiene por:

$$P_{sw} = \frac{1}{2} V_{IN} \times I_0 \times f_{sw} \times (t_r + t_f) \quad (5-29)$$

Dónde:

V_{IN} Tensión de trabajo del MOSFET

I_0 Corriente techo o máxima que circulará por el semiconductor

P_{sw} Pérdidas debidas a la conmutación

f_{sw} Frecuencia de conmutación de la llave.

t_r Tiempo de subida (inicio de conmutación)

t_f Tiempo de bajada (fin de conmutación)

De [9] tenemos $t_r=58nS$, $t_f=46nS$, luego $V_{IN}=20V$, $f_{sw}=20kHz$, entonces:

$$P_{sw} = \frac{1}{2} 20V \times 1.5A \times 20kHz \times (58nS + 46nS) = 0,03 \text{ W} \quad (5-30)$$

Las pérdidas totales, según (5-25) resultan:

$$P_{TM} = 0.33 \text{ W} + 0,03 \text{ W} = 0.36 \text{ W} \quad (5-31)$$

Se calcula si el dispositivo podría funcionar sin disipador, para ello, de [9], tenemos que si el dispositivo funcionaría en tales condiciones, $R_{ja}=62 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Luego despejando T_j de (5-20)

$$\begin{aligned} T_j &= P \times R_{j-a} + T_a \\ T_j &= 0.36W \times 62 \text{ }^\circ\text{C/W} + 30 \text{ }^\circ\text{C} = 52.32 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (5-32)$$

Como se puede observar no es necesario incorporar un disipador al dispositivo, ya que la temperatura de juntura sufre una sobreelevación mínima de temperatura, muy por debajo de la máxima que puede soportar [31]. Sin embargo por precaución se adiciona un pequeño disipador a ambos MOSFET en el circuito impreso.

Capítulo 6

PROGRAMACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL EN PSoC

6.1. Introducción.

El firmware controlará las tareas que deban realizarse como ser la obtención de las magnitudes de corriente y tensión necesarias para efectuar el control, como así también realizará el comando de los dispositivos externos para llevar a cabo un control eficiente de la corriente hacia los LEDs y poder cargar de forma adecuada la batería que alimenta los mismos. Primeramente en PSoC se realizará la programación del sistema *hardware* que comprenderá a los bloques utilizados para el acondicionamiento de los sensores, y para las salidas del sistema. Luego se realizará la descripción del sistema de control escrito en lenguaje C.

6.2. Programación bloques PWM:

Los esquemáticos de ambos bloques PWM han sido configurados como muestra la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**, los mismos serán visualizados en esquemas posteriores y han sido configurados con las siguientes características de iniciación:

- UDB
- Frecuencia: 20kHz
- Resolución: 16 bits con 1199 pasos
- Salida activa en bajo, debido a la utilización de MOSFET de canal p.

Como puede observarse, el bloque PWM no se encuentra interconectado a ningún otro bloque, esto quiere decir que no existe una relación por medio de hardware, sino que el bloque es controlado por medio del firmware, modificando su ciclo útil mediante las API.

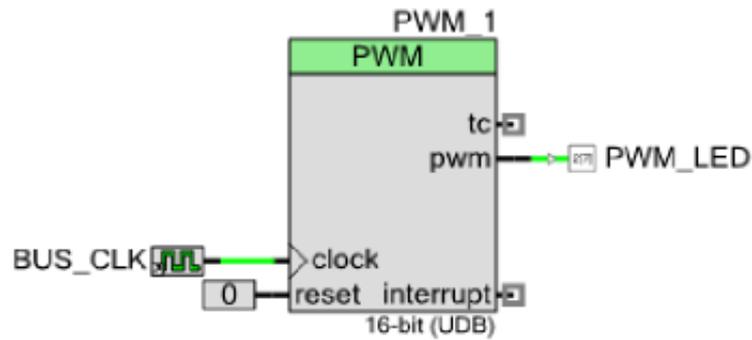


Figura 6-1 Conexionado de bloque PWM para ambos convertores CC-CC

6.3. Acondicionamientos de sensores en PSoC:

El sistema general de acondicionamiento de señales se puede dividir en las dos siguientes etapas. Para cada una de ellas se explicará la señal a acondicionar y la función que cumple cada bloque dentro del sistema propuesto:

6.3.a) Acondicionamiento sensado corriente del PFV y de batería:

Como se especificó anteriormente los sensores utilizados para medir la corriente tanto del PFV como de la batería poseen una sensibilidad de 185mV/A lo que llevaría a tener aproximadamente 18,5mV de salida para una corriente de 0,1 A. La tensión de salida que presenta el sensor se mostró en la Figura 3-7, en donde se puede observar que la misma presenta una tensión de offset no deseada igual a 2,5V. Para poder amplificar esta señal y obtener una mayor sensibilidad a la hora de realizar la medición, es necesario eliminar la tensión de *offset* para que la tensión amplificada no exceda el rango de alimentación utilizado.

Para poder realizar la amplificación se utiliza el bloque PGA descrito anteriormente en el capítulo 4, recordando su ecuación de salida tenemos:

$$V_{Salida} = V_{Ref} + (V_{Entrada} - V_{Ref})Ganancia \quad (6-1)$$

Si bien no se puede quitar la tensión de offset por medio del PGA, al utilizar $V_{Ref} = 2.5V$, la tensión amplificada por la ganancia será solo la de interés, la ganancia utilizada es $Ganancia = 4$, la cual deja a la sensibilidad del sensor, en un valor de 740mV/A ó 74mV para 0,1 A. Utilizando esta ganancia es posible medir una corriente máxima de 2,7A como se explicará más adelante al final del párrafo. La tensión de referencia es empleada internamente a través de un bloque DAC configurado para dar una tensión de 2496mV. Para poder eliminar la tensión de *offset* se utiliza el convertor analógico digital (bloque AD) en configuración diferencial, utilizando como referencia la tensión obtenida del DAC.

Todo lo descripto anteriormente puede observarse en la Figura 6-2, específicamente en la selección denominada “Conexión de corrientes”, en donde se puede observar que se emplean multiplexores analógicos (AMUX), donde “IMUX” selecciona entre la salida del sensor que muestrea la corriente del PFV y la salida del sensor que muestrea la corriente de la batería, el otro multiplexor utilizado es “AMUX_1” encargado de seleccionar el canal de corriente o el canal de tensiones para el conversor AD. El bloque AD está configurado para un rango de entrada de $\pm 2V$, motivo por el cual la máxima corriente que puede medirse con los sensores Allegro será de $2V/(0,74V/A) = 2,7A$.

6.3.b) Acondicionamiento sensado tensión del PFV y de batería:

Como se especificó anteriormente, tanto la tensión del PFV como la tensión de la batería serán adecuadas a niveles inferiores a 2V mediante divisores resistivos. Para los ensayos estos valores han sido configurados para obtener 1V como fondo de escala, y pueden verse en la tabla siguiente:

Tabla 6-1 Valores de calibración de divisores resistivos para medición de tensión del PFV y batería.

Referencia	Máximo	ganancia
Tensión PFV (V_{pan})	24V	0,042
Tensión batería (V_{bat})	16V	0,063

Para realizar la menor perturbación posible, mediante PSoC se utilizan bloque de amplificadores operacionales en configuración de seguidores de tensión para así tener una alta impedancia de entrada, además como el caso anterior del PGA, ese amplificador seguidor es “compartido” tanto para el divisor resistivo correspondiente al PFV y al de la batería, utilizando un bloque multiplexor AMUX. También se emplea un bloque DAC para obtener una referencia de 0V internamente, esto se hace debido a que el conversor AD está configurado en modo diferencial, y para no incorporar un pin del μC a GND. Nuevamente se emplea el AMUX denominado “AMUX_1” para seleccionar el canal del conversor AD. Este arreglo de bloques puede observarse en la Figura 6-2, específicamente en la selección denominada “Conexión de tensiones”,

Para la asignación de pines en el dispositivo consultar la Tabla 6-4, en donde figura la referencia en el esquemático, pin del microcontrolador y a la que está destinada su utilización.

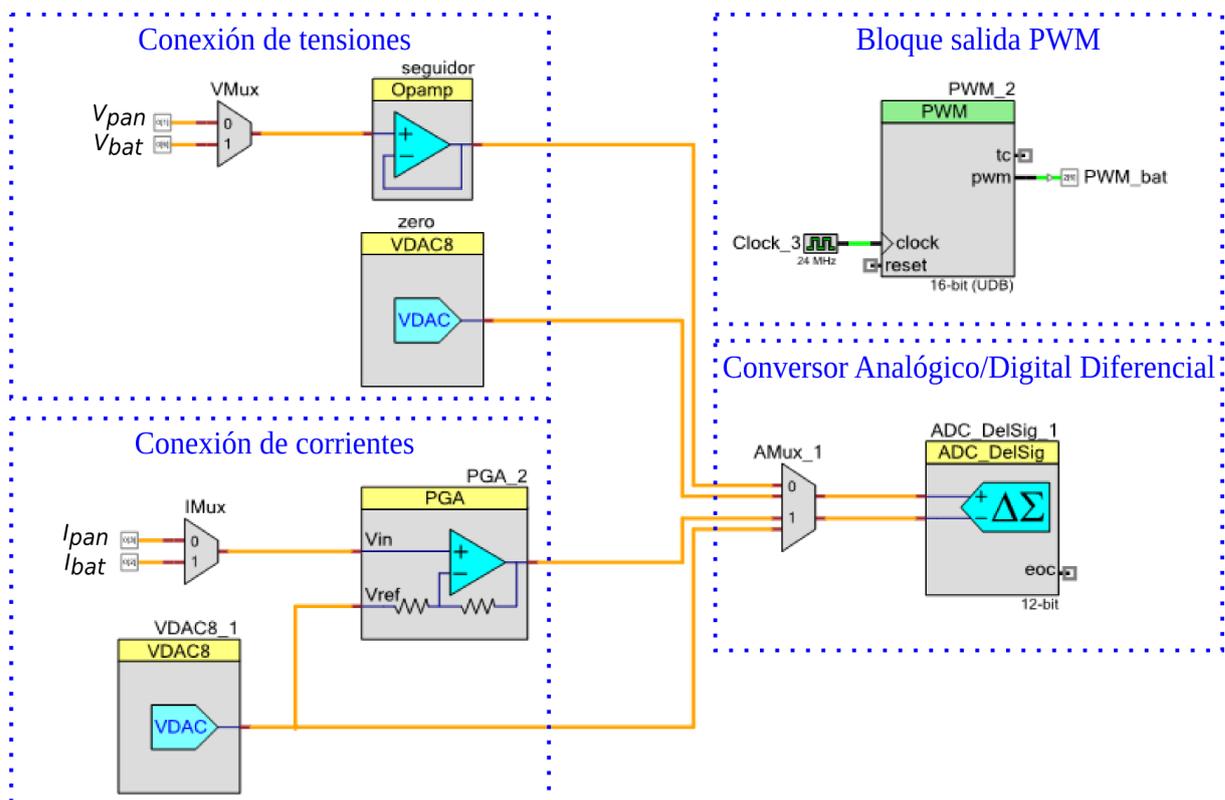


Figura 6-2 Conexionado de bloques de hardware interno para control de carga de baterías. Bloques acondicionamiento y salida.

6.3.c) Acondicionamiento sentido corriente de LED:

Como se explicó anteriormente la tensión de salida del resistor *shunt* tiene como rango nominal una tensión de aproximadamente 9mV (correspondiente a 0.9 A sobre el LED). Esta tensión es pequeña para poder trabajarla y es necesario realizar un acondicionamiento que implica una ganancia para obtener valores mayores y poder aumentar la resolución de la medida y evitar inconvenientes como ruido en la medición. *A la salida del resistor shunt se ha conectado un filtro pasa bajas (Véase ANEXO V) para filtrar altas frecuencias en la medición, el esquema completo de hardware físico puede verse en el ANEXO I.*

Mediante el dispositivo PSoC se realizará el acondicionamiento utilizando un bloque PGA con ganancia de 48 y referencia conectada internamente a GND. Entonces para este caso la tensión de salida entonces será:

$$V_{SHUNT+} = V_{SHUNT} \times 48 \quad (6-2)$$

De este modo, la tensión nominal será llevada a un valor cercano a los 400mV. El circuito de acondicionamiento puede verse en la Figura 6-4 específicamente en la selección “Bloque Amplificación”.

6.4. Programación control de corriente para el LED

Para la realización del control de corriente se realiza un control del tipo todo o nada (ON-OFF), el mismo es caracterizado por ser de sencilla implementación y presentar buenos resultados. Internamente el μC PSoC cuenta con bloques de comparadores entre sus bloques configurables, pero estos solo tienen la posibilidad de configurar una histéresis fija de 10mV. A su vez es posible implementar de diversas formas comparadores con histéresis en PSoC [24], la implementada en este trabajo utiliza 2 comparadores internos (sin histéresis) combinados con compuertas lógicas) para poder realizar una histéresis configurable, donde los límites de comparación alto y bajo son realizados con tensiones obtenidas mediante bloques DAC, el circuito equivalente se muestra en la Figura 6-3, y la correspondiente tabla de verdad ligada al mismo en la Tabla 6-2.

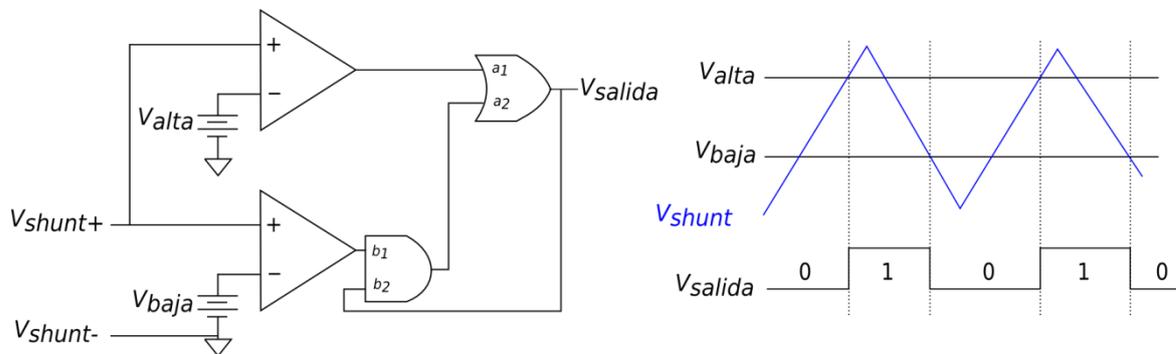


Figura 6-3 Circuito equivalente y onda de salida para el comparador con histéresis

Tabla 6-2 Tabla de verdad para el comparador con histéresis implementado.

Ventrada > Vbaja	Ventrada > Valta	a1	a2	b1	b2	Vsalida
0	0	0	0	0	X	0
0	1	0	0	1	0	0
1	1	1	X	1	1	1

El circuito de la figura anterior es implementado utilizando una ventana de histéresis de 4mV, siendo este valor el ancho mínimo que se puede realizar (teniendo en cuenta que el paso de valores del DAC es de 4mV/bit), y donde $V_{entrada}$ es igual a la tensión proveniente del resistor *shunt* amplificada, como se detalló anteriormente.

Los valores de tensión de los DAC han sido configurados a $V_{alta} = 104\text{mV}$ y $V_{baja} = 100\text{mV}$ mediante las API, si bien estos valores no coinciden con los teóricos calculados (deberían ser cercanos a 400mV, valor de $V_{entrada}$ teórico para una corriente cercana a 0.9A), fueron hallados experimentalmente, esto se debe a que debido a la ganancia

elevada algunas componentes de frecuencia de la señal de salida no llegan a amplificarse correctamente, además la etapa de filtrado puede estar reduciendo la señal de entrada a costas de dejarla más limpia. Esto lleva entonces a tener los siguientes valores correspondientes al control con histéresis:

Tabla 6-3 Valores de comparador con histéresis

	Tensión de comparación [mV]	Corriente en LED [mA]	% de corriente (0.9A nominal)
V_{alta}	104	9009	+1%
V_{baja}	100	8991	-1%
Centro de ventana	102	9000	100%

El modo de funcionamiento de este comparador implementado es el siguiente: cuando la salida del comparador con histéresis (V_{salida}) se encuentra conectada a un registro de estado (Status_Reg_1), este registro se interpretará como un 1 cuando a la salida del comparador se tenga un alto, o cero en caso de que la salida se encuentre en bajo, luego en el firmware se encuestará este registro, y en caso de que sea un 1, se procederá al aumento en el ciclo útil de la señal PWM de control del conversor CC-CC que actúa sobre el LED, caso contrario el ciclo útil se estará disminuyendo llevando así el control ON-OFF.

El circuito llevado a cabo internamente en PSoC con los bloques descritos puede verse en la Figura 6-4, para la asignación de pines en el dispositivo consultar la Tabla 6-4, en donde figura la referencia en el esquemático, pin del microcontrolador, y a que está destinada su utilización.

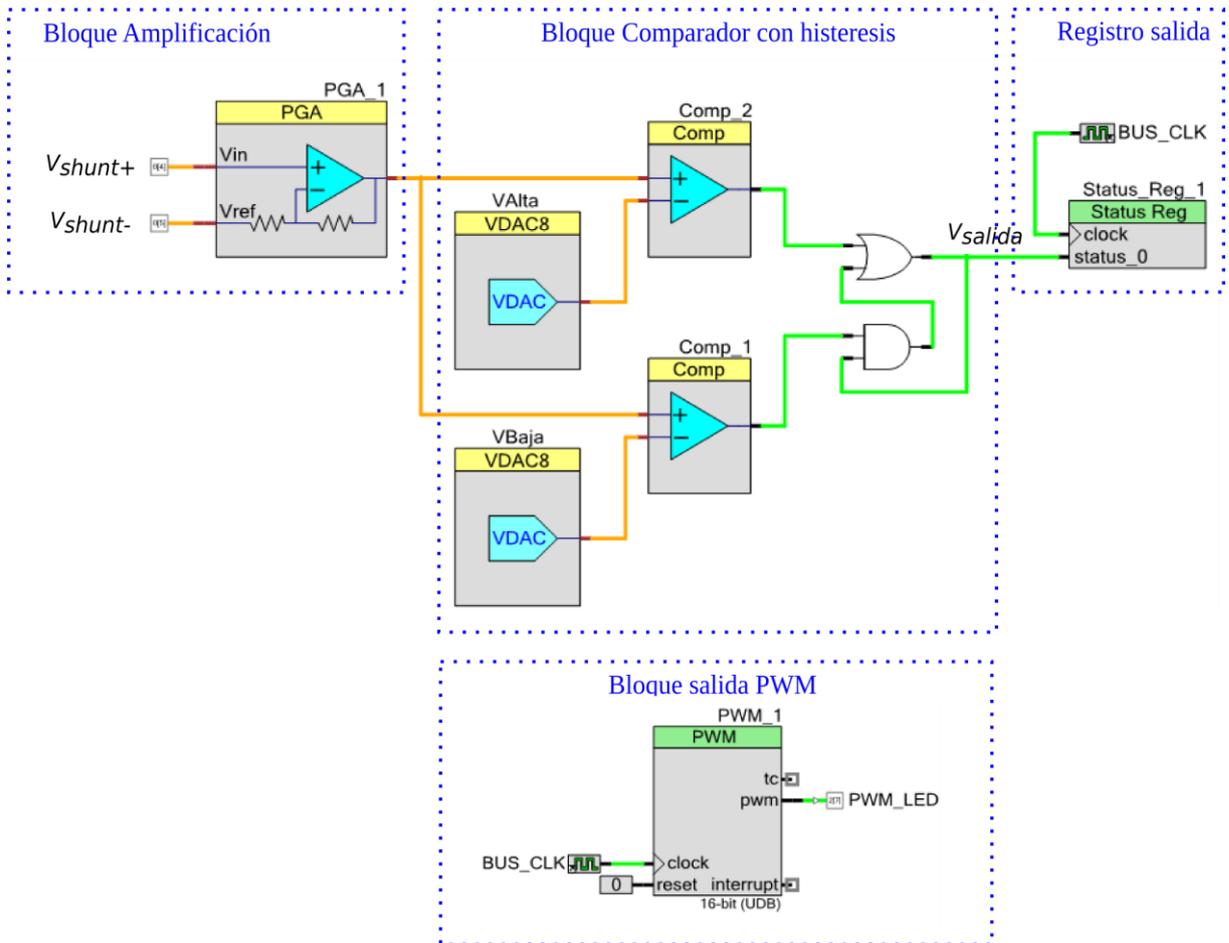


Figura 6-4 Conexionado de bloques de hardware interno para control de corriente sobre el LED. Bloques acondicionamiento y salida

6.5. Asignación de pines.

Como se ha visto anteriormente, algunos bloques poseen pines especiales donde existe una ruta interna desde el pin hacia el bloque, favoreciendo las especificaciones del mismo, sin embargo en este caso las entradas utilizadas se encuentran conectadas a bloques multiplexores, por lo que no se tienen pines especiales (como por ejemplo para los amplificadores utilizados). El proceso de asignación de pines puede ser automático o manual, en este caso se utiliza la asignación manual ya que se poseen solamente algunos pines libres de la placa de prueba utilizada. Al utilizar varios bloques no siempre puede finalizarse por medio de PSoC *Creator*, esto se debe a que al compilar el software busca los caminos para poder interconectar todos los bloques y a veces no es posible hacerlo, en algunos casos se conectan todos los bloques utilizando pines auxiliares que no están incorporados al diseño, para este caso el software utiliza el pin P0[0] como conexión auxiliar. El detalle de asignación de pines efectuado por prueba y error de manera de utilizarse la menor cantidad de pines auxiliares posibles, el mismo puede verse en la siguiente tabla:

Tabla 6-4 Asignación de pines en el dispositivo PSoC para el proyecto.

Nombre en esquema	Pin del μC	Referencia / Conexión
$V_{\text{shunt+}}$	P0[4]	Entrada positiva del resistor shunt. Medición corriente LED
$V_{\text{shunt-}}$	P0[5]	Entrada negativa del resistor shunt. Medición corriente LED
V_{pan}	P0[1]	Entrada de tensión del PFV (0 a 1V)
V_{bat}	P0[6]	Entrada de tensión de batería (0 a 1V)
I_{pan}	P0[3]	Entrada proveniente del sensor de corriente hall
I_{bat}	P0[2]	Entrada proveniente del sensor de corriente hall
PWM_LED	P2[7]	Salida onda PWM para comando de LED
PWM_bat	P2[6]	Salida onda PWM para comando de carga de batería.
---	P0[0]	Utilizado internamente por PSoC para interconexiones

6.6. Programación de control de carga de batería.

Tal como se había explicado anteriormente, las tensiones y corrientes correspondientes al PFV y la batería son convertidas a valor digitales mediante el bloque ADC. Para el proceso de carga de una batería de gel (electrolito absorbido) como se vio en 3.3, pueden distinguirse 3 etapas. En la Figura 6-5 se muestra la curva de carga proporcionada por el fabricante de la batería empleada [28]. Como se observa en la gráfica, no se hace distinción entre la etapa de absorción y etapa flotante.

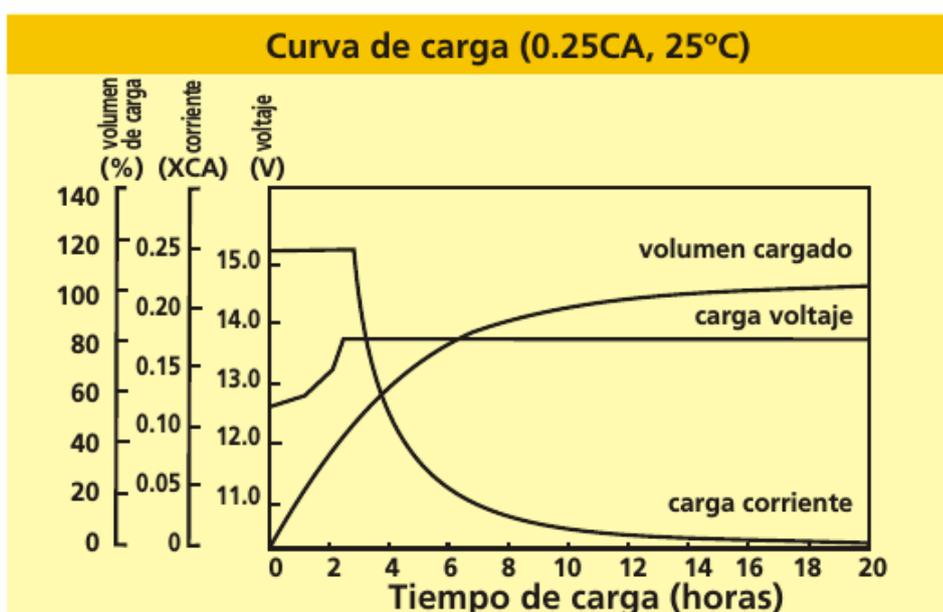


Figura 6-5. Curva de carga de batería PRO-BATTERY 12V 7A-h 6 celdas

En cuanto al firmware para cada fase se realiza lo siguiente:

Fase bulk: Para esta etapa se implementará el algoritmo MPPT P&O, de modo de poder cargar la batería con la máxima corriente que se puede extraer del PFV. Como seguridad se implementa un set point máximo de corriente para evitar posibles daños a la batería producto de corrientes de carga elevadas, este valor límite es de 1,4 A, entonces si la corriente extraída del PFV por medio del algoritmo MPPT supera este valor, no se seguirá implementando MPPT, sino que se adecuará el ciclo útil de la llave que comanda al conversor CC-CC involucrado, para mantener la corriente de carga por debajo del máximo permitido.

Fase Absorción: en esta etapa se implementará un control del tipo ON-OFF para mantener la tensión de la batería en el rango deseado. Esta etapa culmina al reducirse la corriente de la batería a un valor aproximado de 150mA.

Fase Flotante: En esta última etapa nuevamente se utiliza un control del tipo ON-OFF y se mantiene la tensión de la batería a un valor un poco inferior al anterior. Esta etapa es utilizada para mantener la carga en la batería y aumentar su vida útil.

La fase bulk culmina cuando la tensión de la batería llega al valor máximo permitido para esa etapa, luego este valor debe ser mantenido en bornes de la batería por cierto tiempo, Entonces cuando se llega a dicho valor debe pasarse a la etapa de absorción, en la misma es disminuido el ciclo útil del conversor de manera de reducir la tensión en bornes, luego al caer esta se ingresa nuevamente en la etapa bulk donde la tensión es elevada y así sucesivamente, hasta mantener la misma en el rango deseado. Para la fase de batería flotante nuevamente se implementa un control del tipo ON/OFF siguiendo la misma metodología. Los valores de consigna para cada etapa pueden verse en la Tabla 6-5.

Tabla 6-5 Valores de consigna para fases de carga

fase	tensión
Bulk/absorción	14 V
Flotante máxima	13.55 V
Flotante mínima	13.52 V
Batería descargada	10.8 V

6.7. Desarrollo del firmware:

Para el planteo del firmware se optó por realizar el mismo, utilizando la metodología de máquinas de estado finito (MEF) [10], la misma lleva a que el programa resulte intuitivo y fácil de entender como de diseñar, y presenta las ventajas de simplificar enormemente el código de programación, resultando un diseño universal. Sin embargo la MEF debe plantearse

con detalle ya que si se definen demasiados estados para el sistema, la eficiencia de la implementación del método decae y el firmware resulta más extenso.

A fin de entender el desarrollo de las MEF, en la Figura 6-6 se puede observar un diagrama de estados para un sistema simplificado el cual consta de bajar o subir un ascensor [10]. Al iniciar el ascensor se encuentra en el estado S1, donde el ascensor permanece detenido, si ocurre el evento *selección de piso*, se define el piso al que se quiere ir, y si este piso es mayor al piso donde se encuentra el ascensor, se pasará al estado S2, donde se activara el sistema mecánico para que el ascensor comience a subir, el sistema permanece en este estado preguntándose si se ha llegado al piso seleccionado, cuando el piso actual sea igual al seleccionado, se volverá nuevamente al estado S1 y el sistema se encuentra a la espera de un nuevo piso.

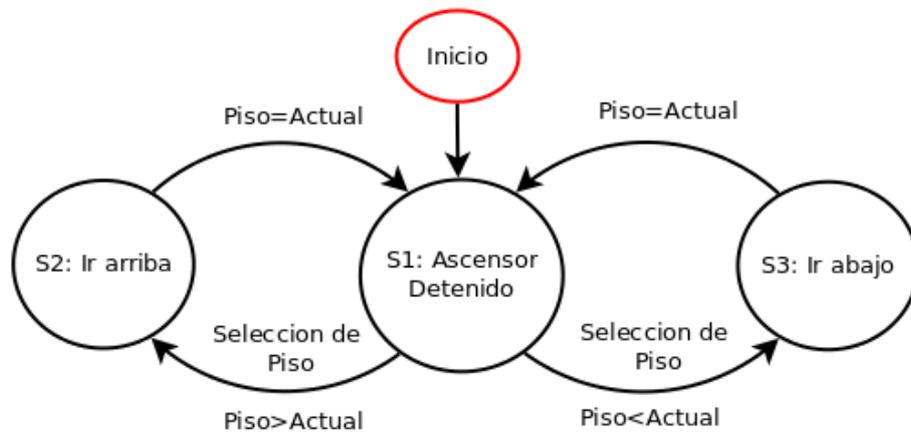


Figura 6-6. Diagrama de estados movimiento básico de ascensor

Los estados que presentará el firmware planteado pueden verse en la Figura 6-7, y serán desarrollados a continuación:

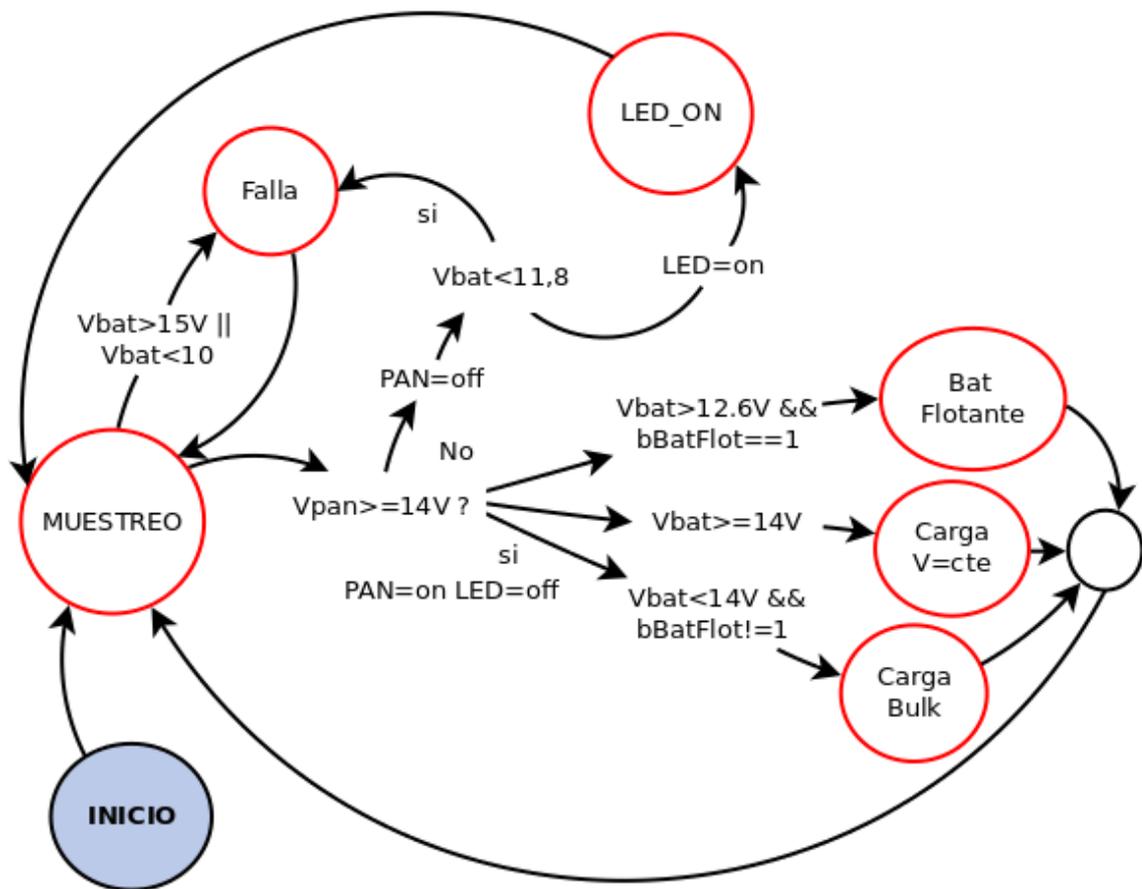


Figura 6-7. Diagrama de estados del sistema de control general.

INICIO

En este estado se inicializarán algunas de las variables a utilizar durante la realización de la estrategia de control, se inician además los periféricos utilizados en el dispositivo PSoC mediante las API vistas en el capítulo 4. Estos dispositivos son amplificadores, DAC, ADC, Comparadores, etc. Cabe aclarar que los valores por defecto de los bloques de PSoC, son cargados mediante los diálogos de configuración de las API en la vista del esquemático.

MUESTREO

Como se puede observar en la figura anterior, este estado será accedido constantemente, esto sucede ya que en el mismo se toman los datos necesarios para poder definir que tarea debe realizarse, estos datos corresponden a:

- Tensión en bornes de la batería.
- Tensión en bornes del PFV
- Corriente entrante a la batería.
- Corriente de salida del PFV

Estas variables son muestreadas por medio del bloque ADC, y se toman varias muestras para luego efectuar un cálculo promediado para eliminar en parte el ruido presente en la medición.

Cabe aclarar que cuando el firmware se encuentra controlando la iluminación del LED, no se efectúa el muestreo de las corrientes, para así acelerar el proceso.

Falla

En este estado se indica si ha existido alguna falla, y se suspende la salida de los convertidores. Actualmente la única falla implementada consiste en comprobar que la tensión de la batería no se encuentra muy baja. Los diferentes casos posibles se encuentran a continuación.

Tabla 6-6. Indicación de los estados de falla

Intermitencia	Falla
Led apagado	No se presentan fallas
Intermitente	Batería con tensión muy baja

Carga Bulk

Se ingresa a este estado cuando la tensión de la batería es inferior a 14 V. En este estado la batería es cargada con la máxima corriente posible suministrada por el panel fotovoltaico, (tomando la precaución de que no se sobrepase la corriente máxima de carga de la batería, dada por el fabricante de la misma) ya que se implementa el algoritmo MPPT perturba y observa. Como anteriormente se había obtenido los valores de corriente y tensión del panel, ahora se realiza el cálculo de la potencia de salida del mismo, el algoritmo utilizara una variable correspondiente a la potencia actual, y otra a la potencia anterior

Cada vez que se entra al estado MPPT, el ancho de pulso de un controlador PWM que regula un convertidor CC-CC para la carga de la batería es disminuido o aumentado según corresponda. Si este ancho de pulso es aumentado y la potencia actual es mayor que la anterior, el algoritmo seguirá aumentando el ancho de pulso hasta llegar a obtener la mayor potencia disponible.

Carga V=CTE

Al ingresar a este estado la tensión de la batería alcanzada es el máximo, luego la batería es cargada manteniendo esta tensión constante. Mientras la corriente decae lentamente alcanzando un valor de 2% a 4% de su corriente nominal [11], para este caso esta corriente resulta aproximadamente 150mA para una batería de 7A-h.

Carga flotante

En esta fase la batería se encuentra completamente cargada, por lo que este estado es de mantención y no de carga. El cargador reduce la tensión de la batería a una tensión de carga flotante (13,8V), y la corriente drenada de la misma será próxima a los 0A.

LED_ON

En este estado el *firmware* se encarga de modificar el ancho de pulso de la salida PWM que actúa sobre el convertidor CC-CC para el control de corriente sobre el LED. La variación del ancho de pulso se realiza de acuerdo a la corriente que se encuentra circulando por el LED. Esta corriente es comparada por medio de los bloques de hardware como se vio anteriormente en 6.4, luego si esta corriente es inferior a la referencia deseada, el ciclo útil se aumentará de manera que la corriente tienda a aumentar, caso contrario el ciclo útil se disminuirá.

Capítulo 7

RESULTADOS EXPERIMENTALES

7.1. Introducción.

En este capítulo se presentan los resultados de la realización experimental, será dividido en 2 partes: En primer lugar alimentación de panel a batería, seguido de alimentación batería a LED. En ambos casos serán presentadas gráficas y análisis de la corriente, tensión, ciclo útil PWM entre bornes de surtidor y drenaje en MOSFET. Además serán presentados los análisis de la potencia en el LED y la potencia entregada por el PFV.

7.2. Circuito impreso desarrollado.

A continuación se presenta una imagen del circuito impreso (PCB) realizado como prototipo del proyecto, construido a fines de realizar las pruebas del mismo. En la Tabla 7-1 pueden verse las referencias de los puntos de medición y borneras de conexión.

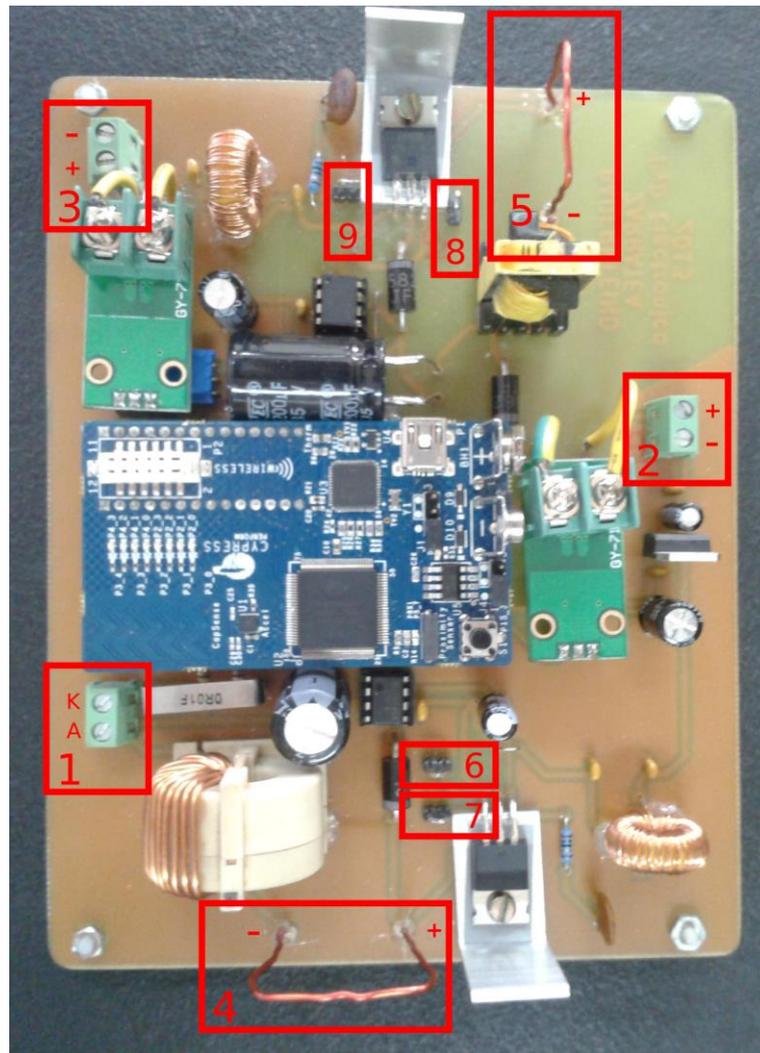


Figura 7-1 Circuito impreso desarrollado, con puntos de prueba señalados.

Tabla 7-1. Referencia de puntos de prueba

Referencia	Detalle
1	Bornera de conexión a LED
2	Bornera de conexión a Batería
3	Bornera de conexión a PFV
4	Espacio para punta de prueba de corriente sobre inductor del conversor Buck BAT-LED
5	Espacio para punta de prueba de corriente sobre inductor del conversor Buck PFV-BAT
6	Punta de prueba <i>Source</i> de MOSFET conversor

	Buck BAT-LED
7	Punta de prueba <i>Drain</i> de MOSFET conversor Buck BAT-LED
8	Punta de prueba <i>Source</i> de MOSFET conversor Buck PFV-BAT
9	Punta de prueba <i>Drain</i> de MOSFET conversor Buck PFV-BAT

7.3. Alimentación Panel a Batería.

El circuito aquí utilizado es calculado en base a los Capítulo 3 y Capítulo 5. El esquema circuital es presentado en el ANEXO I.

El objetivo de este subcapítulo es presentar los resultados del comportamiento del circuito, como se ve afectado por la incorporación de *hardware*, así también su dinámica ante el *software* presentado por el mismo.

Resultados de inclusión de filtrado a la entrada

Primeramente se analizan los resultados de la inclusión del filtro PI en la entrada del mismo, comparando el comportamiento de la salida del panel con y sin filtro PI. En la Figura 7-2 se tiene la gráfica de la corriente saliente del panel sin filtro PI. Las características de este filtro pueden verse en el ANEXO IV

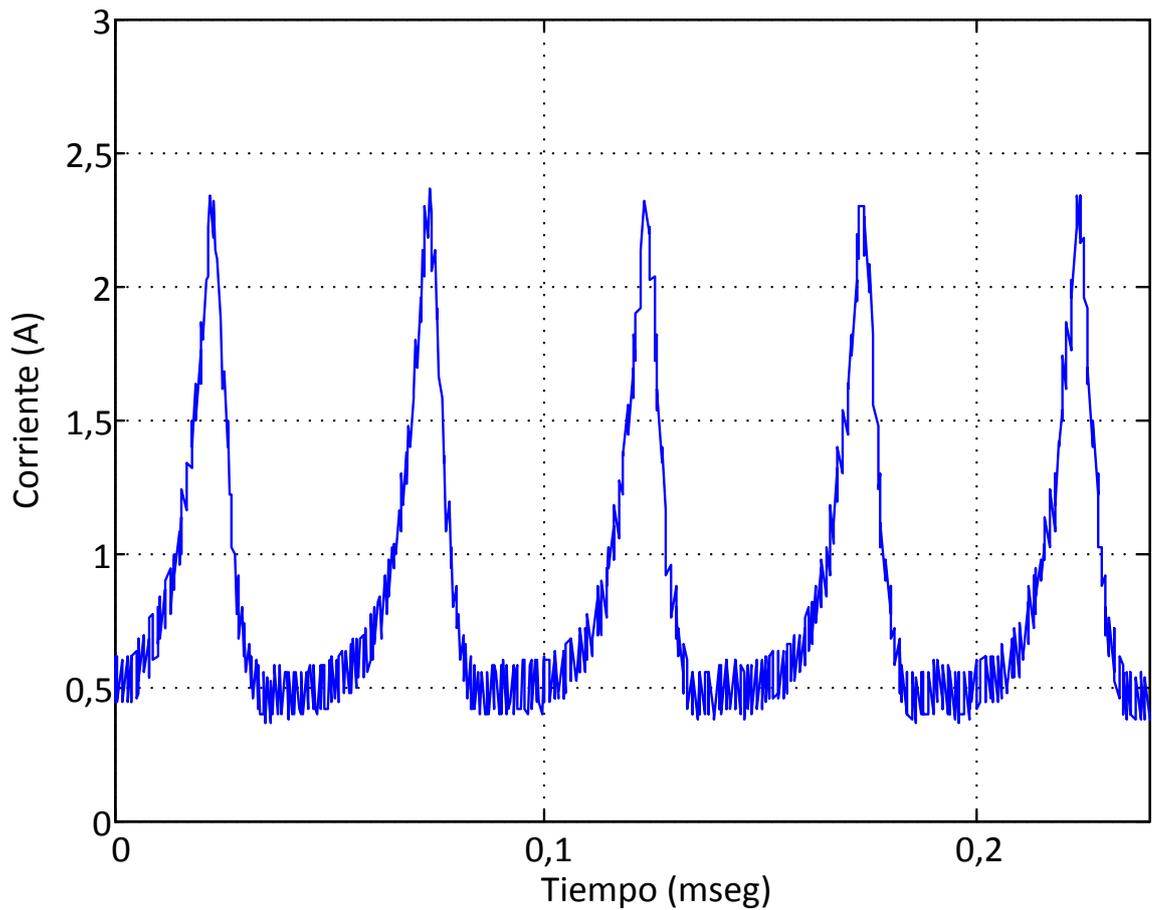


Figura 7-2 Corriente de entrada al convertor CC-CC sin filtro PI

Se observa en la Figura 7-2 que existen en la señal, picos muy elevados, de hasta casi 2,5A. Esto mismo no es deseable, por lo cual para la eliminación de armónicos se procede con un filtrado de la señal.

En la Figura 7-3 se demuestra la mejora en eliminación de armónicas con la inclusión de un filtro PI y un capacitor de 220 μ F en cascada con el panel.

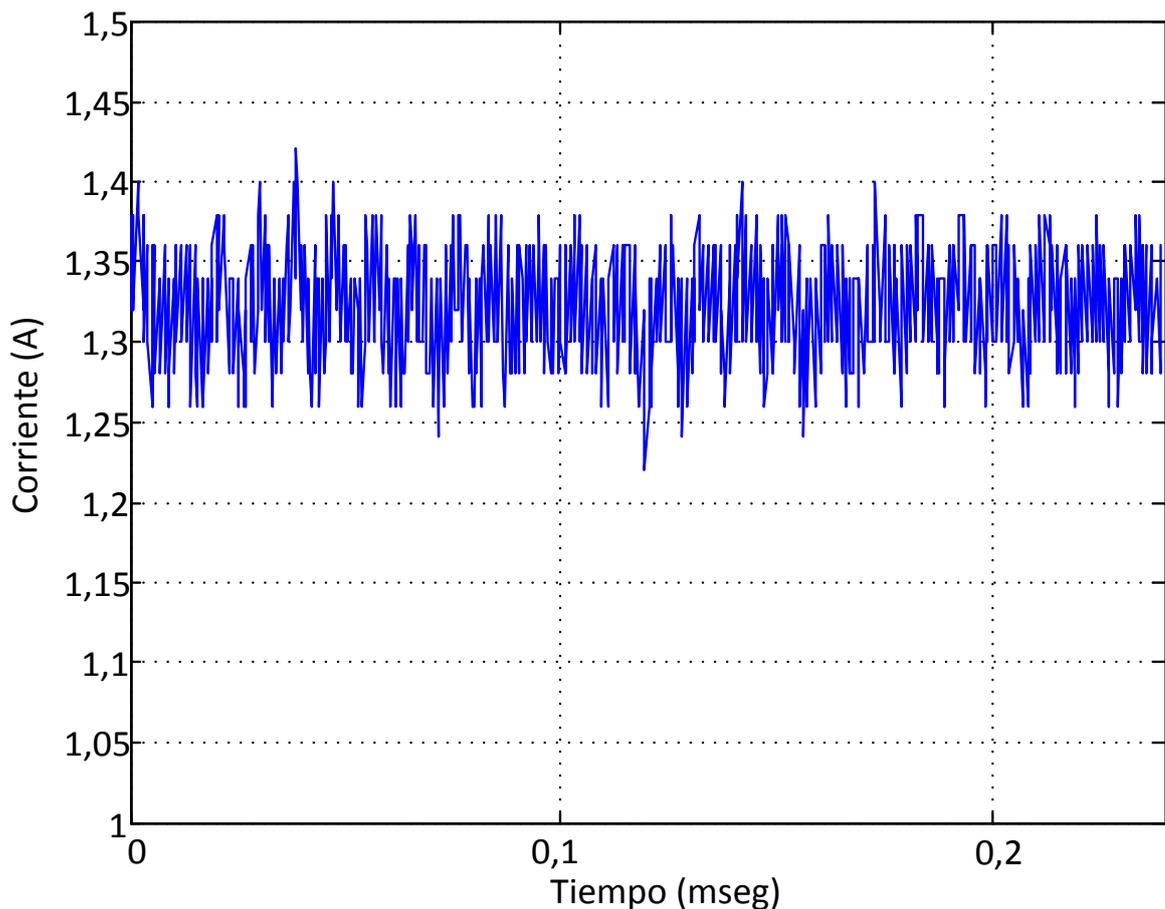


Figura 7-3 Corriente de entrada al convertor CC-CC, con filtro PI

Se observa en la Figura 7-3 que la señal redujo considerablemente los picos que se observaban en la misma sin filtro PI. Asimismo se observa que la señal no sería perfectamente continua, pero la misma oscila alrededor de un valor medio, lo cual entraría dentro de los rangos aceptables para un buen trabajo de la misma.

Resultados de MPPT

Como ya se ha explicado, el método de MPPT aquí utilizado es el método perturba y observa (P&O). En la carga de batería la MPPT funciona siempre y cuando la máxima potencia este por debajo de una carga de 1,4A a la batería. De caso contrario se limita este valor por razones de seguridad para la batería.

Una prueba realizada para comprobar la MPPT fue quitar de conexión por un tiempo el PFV, y así al volver a conectarlo. En la Figura 7-4 se puede observar esta acción, y aquí se tiene como la corriente incrementaría hasta su punto de máximo valor.

- Tension en surtidor drenaje
- Corriente entrante en batería 1A/V

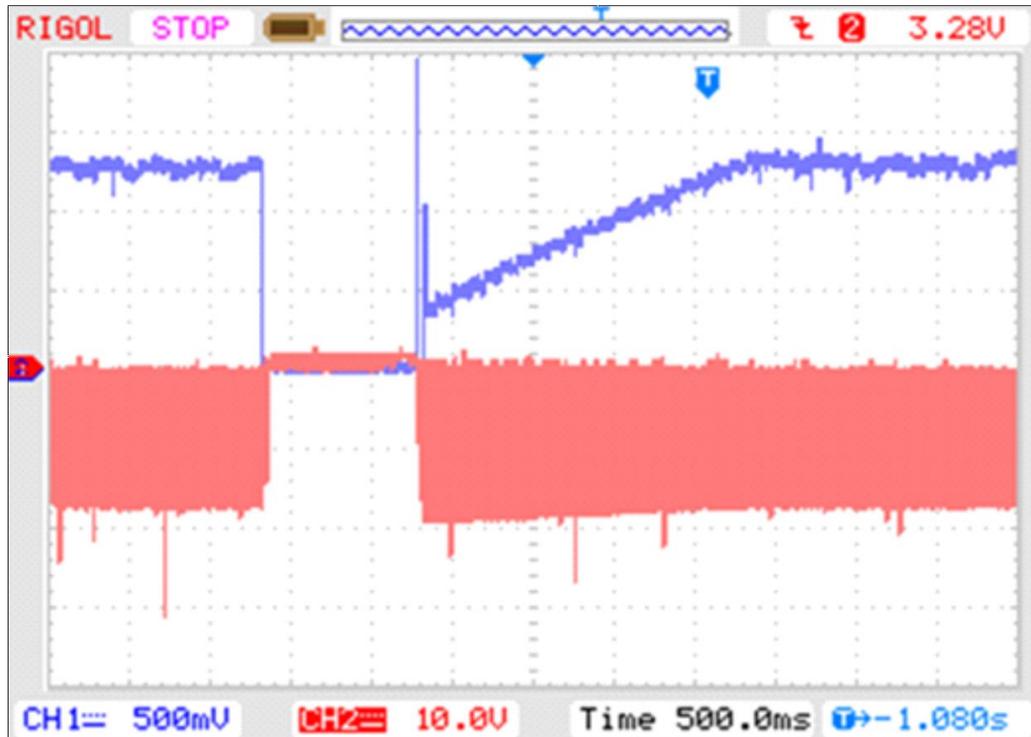


Figura 7-4 Crecimiento de corriente de entrada a batería I_{bat} por MPPT

Se observa aquí que la corriente sube hasta un valor aproximado de 1,4A, el cual es el límite establecido por *software*. El tiempo en que demora la misma hasta tomar este valor es de 2 segundos.

Resultados de fase *bulk*

La fase *bulk* consiste en la carga de batería a corriente constante (siempre que sea posible). En primer lugar se presenta una gráfica de la corriente entrante a la batería, esta es presentada en la Figura 7-5:

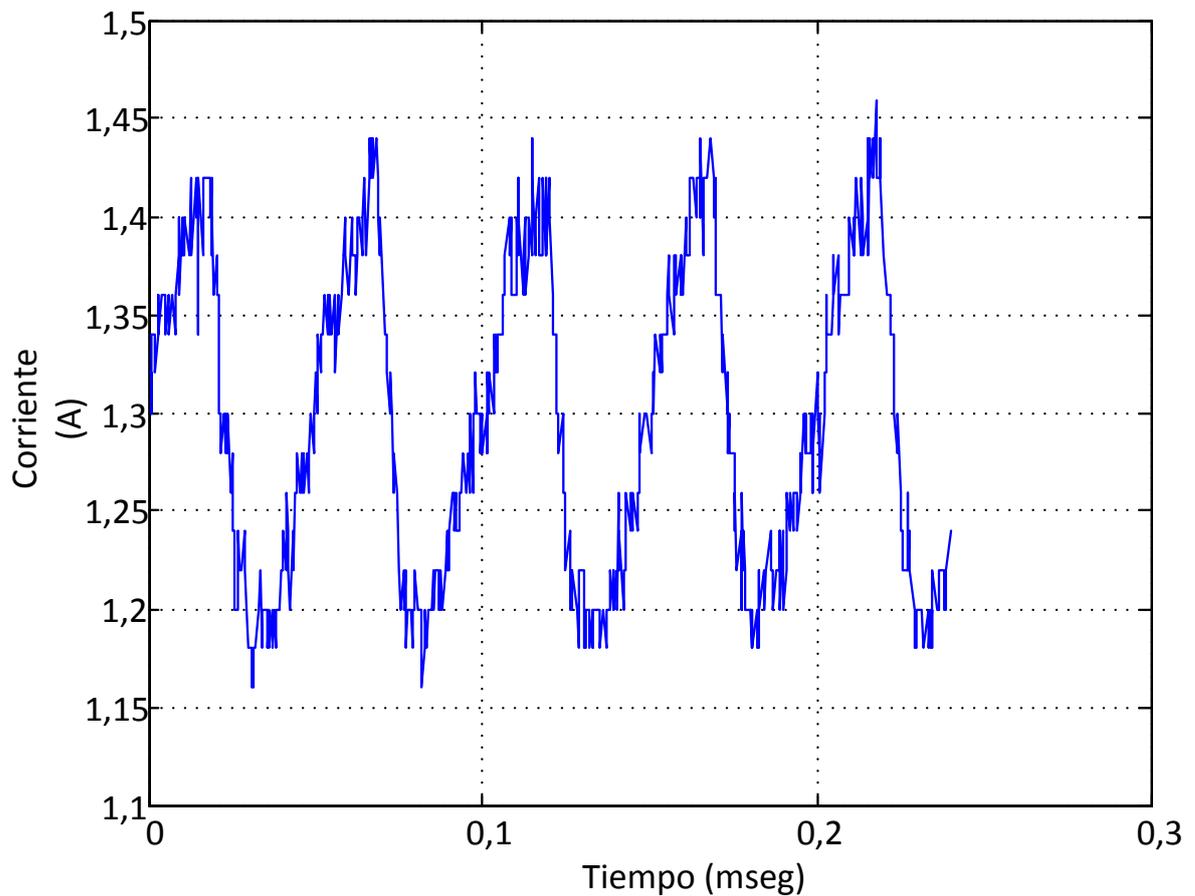


Figura 7-5 Corriente de carga en batería I_{bat} en fase *bulk*

Se observa en la Figura 7-5 que el valor de carga medio estaría alrededor de 1,3A. Existen pequeños picos de la corriente que superarían a 1,4A, pero que duran un corto tiempo (aproximadamente 10 μ seg), por lo cual no estaría afectando a la batería. La ondulación de corriente en este caso corresponde a un valor aproximado de 0,5A.

La diferencia de tensión entre surtidor y drenaje del MOSFET nos demostraría a lo largo del tiempo el comportamiento del ciclo útil del PWM comandado por el PSoC. Esta gráfica se presenta en la Figura 7-6:

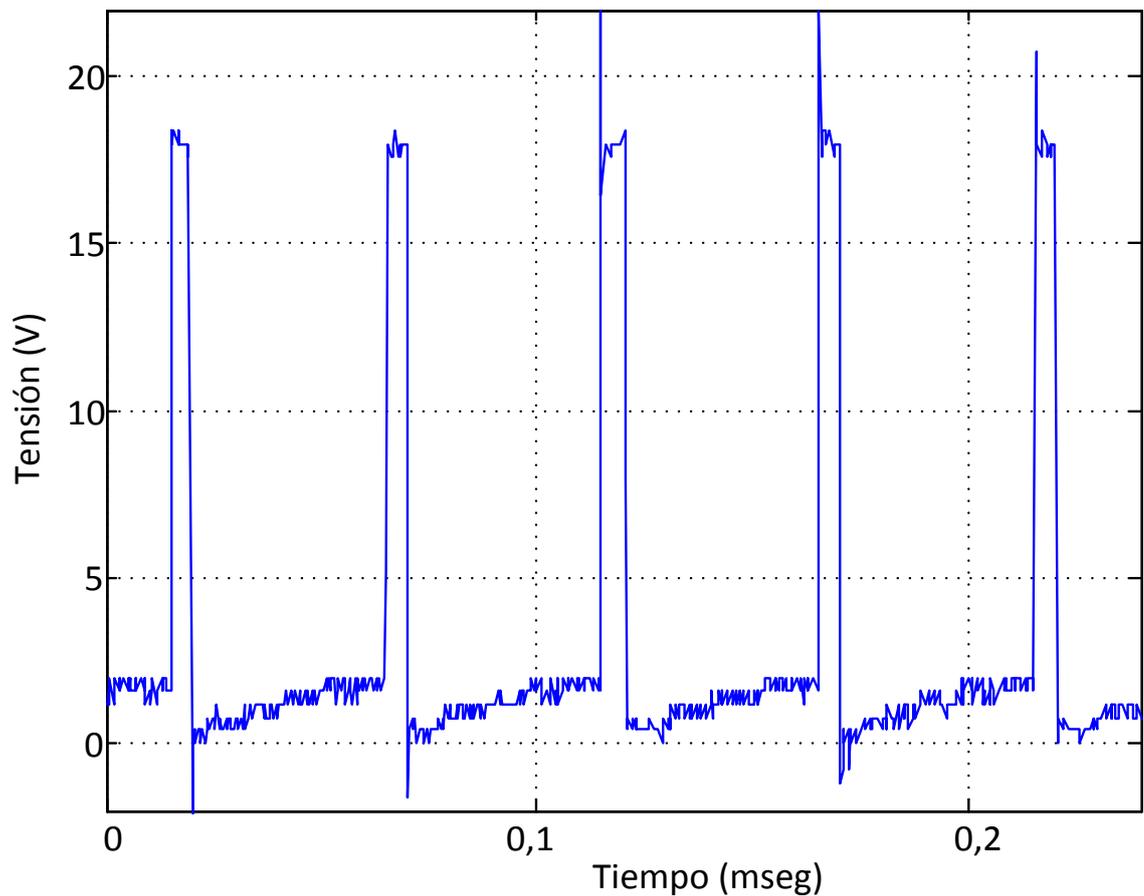


Figura 7-6 Tensión entre surtidor y drenaje de MOSFET

En la Figura 7-6 se tiene una frecuencia de conmutación de 20kHz. En el momento de mayor tensión entre surtidor y drenaje, es el instante de llave abierta. La tensión medida en ese tiempo es aproximadamente la tensión de salida del PFV, la cual corresponde en este caso aproximadamente a 18V.

Se realiza un zoom al momento de bajada del ciclo de PWM, para observar así las armónicas y el tiempo de estacionamiento

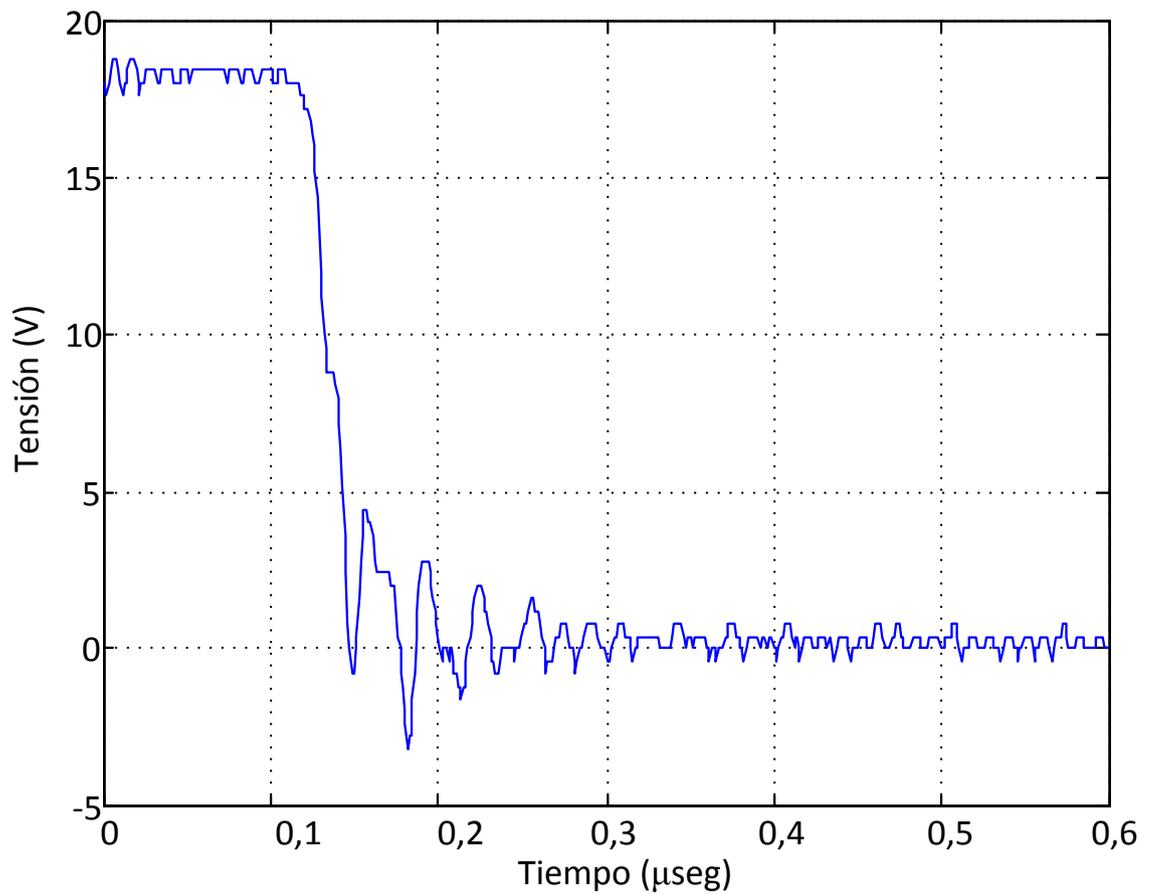


Figura 7-7 Zoom a tensión entre surtidor y drenaje de MOSFET

Se observa en la Figura 7-7 que el tiempo de bajada, hasta que los armónicos se atenúen a un nivel considerable es de 0,2 µsegundos. Lo cual si no se utilizaría el filtro *snubber* sería de un valor mucho mayor. Así también el período de la resonancia luego del ciclo de bajada ocupa un tiempo de 0,025 µseg, lo cual equivale a una frecuencia de 40MHz.

Seguidamente se presentan graficas de la corriente y la tensión entregadas por el panel en la fase *bulk*. En la Figura 7-8 Se puede observar la corriente de salida del panel, y en la Figura 7-9 se tiene la diferencia de potencial en bornes del PFV.

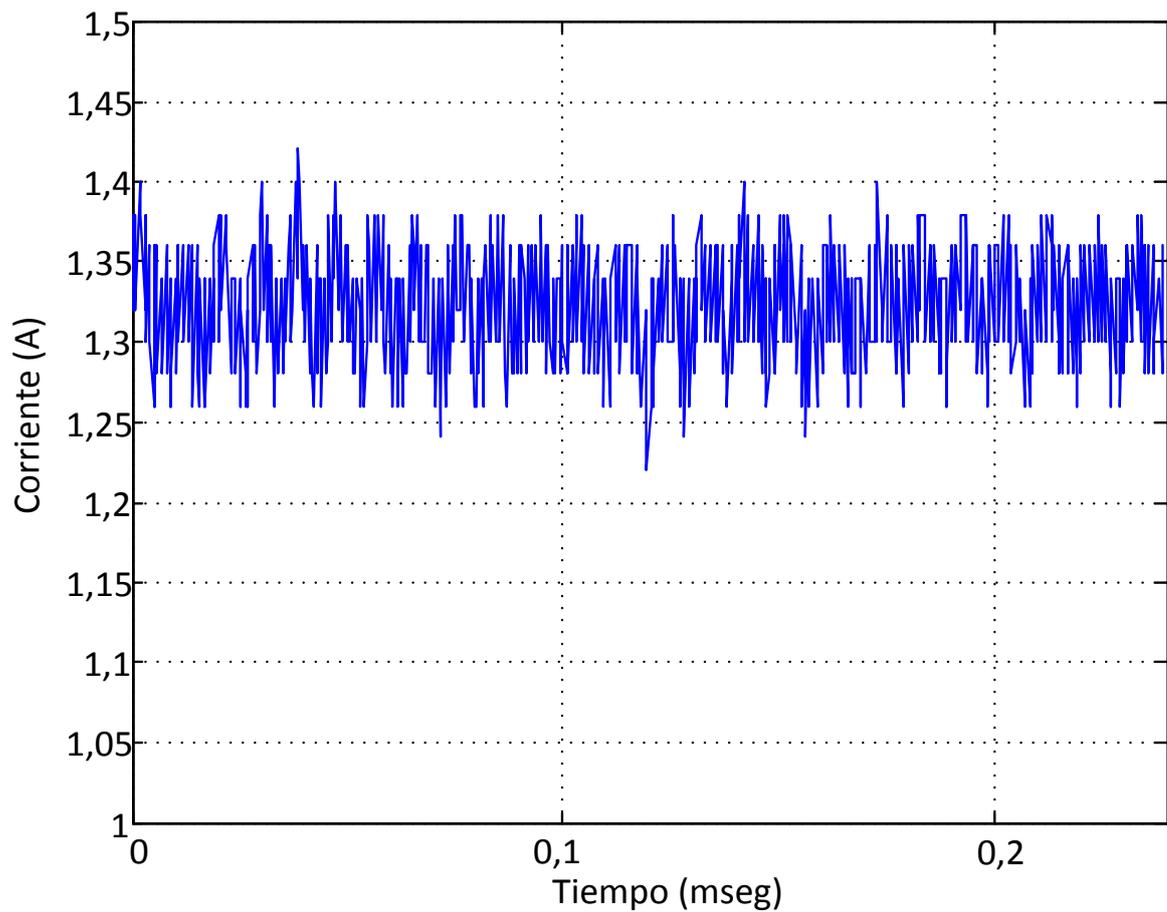


Figura 7-8 Corriente de salida del PFV I_{pan} en fase *bulk*

Analizando la Figura 7-8 se observa una corriente relativamente continua, con un valor medio alrededor de 1,32A. Como antes se explicaba, la corriente en bornes de la batería es limitada por *software* a 1,4A, viendo que este es un circuito CC-CC reductor de tensión, para conservar la energía, tendría que ser elevador de corriente. Lo cual comprueba porque aquí se observa una limitación de corriente a un valor más bajo que a la salida.

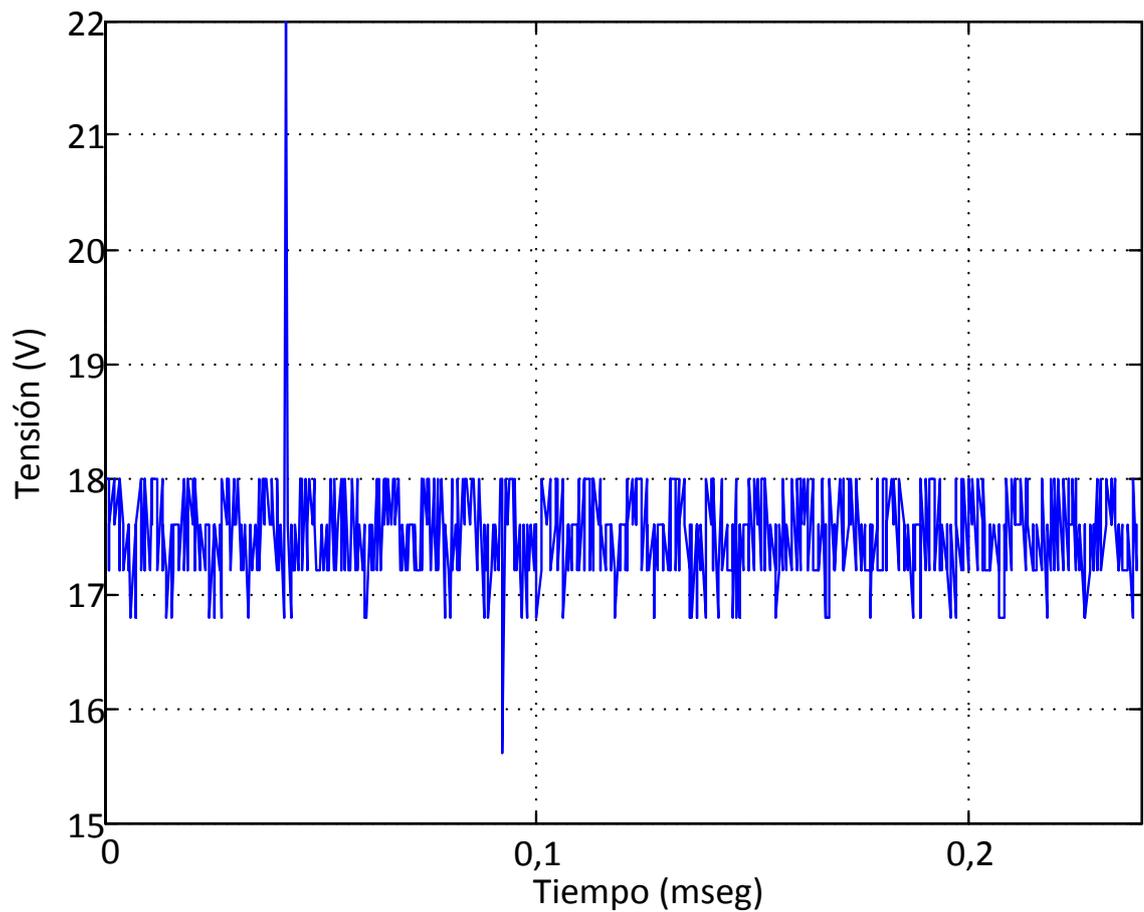


Figura 7-9 Tensión en bornes del PFV V_{pan} en fase *bulk*

En la Figura 7-9 se observa que la tensión del panel se mantiene la mayor parte entre 17 a 18V. Esto depende directamente de la irradiancia incidente dentro del mismo.

Seguidamente se presenta la gráfica de potencia extraída del panel, la cual corresponde a la multiplicación de los valores obtenidos en la Figura 7-8 por los valores obtenidos en la Figura 7-9.

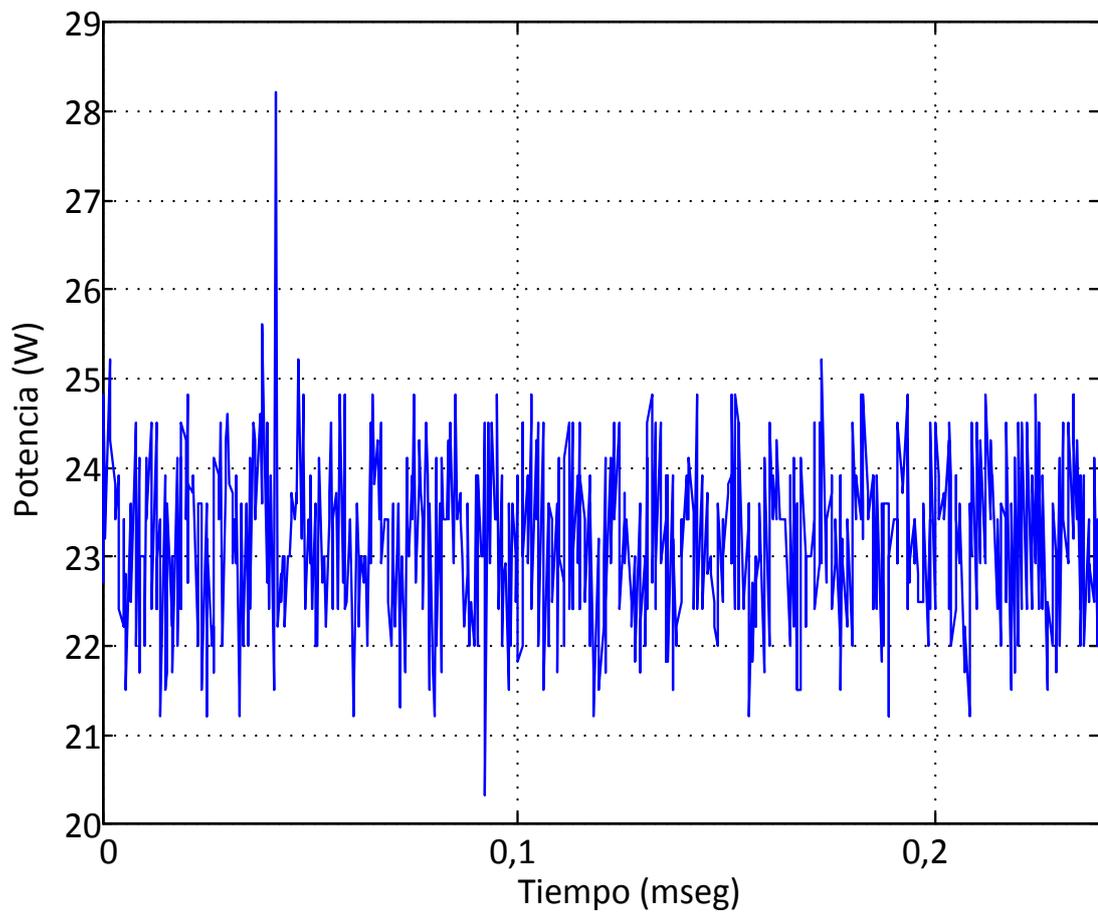


Figura 7-10 Potencia extraída del PFV P_{pan} en fase *bulk*

En la Figura 7-10 se observa que la potencia de salida del panel ondula entre 25W a 22W la mayor parte del tiempo. Esta potencia es limitada por el límite impuesto en que la máxima carga de batería sea 1,4A. En caso de no existir esta limitación, la potencia entregada por el panel ondularía alrededor de los 30W, por las mismas características del PFV.

Para un análisis con mayor duración de tiempo se presentará la gráfica de corriente, tensión y potencia de salida del panel registradas en un intervalo de 2,4 segundos.

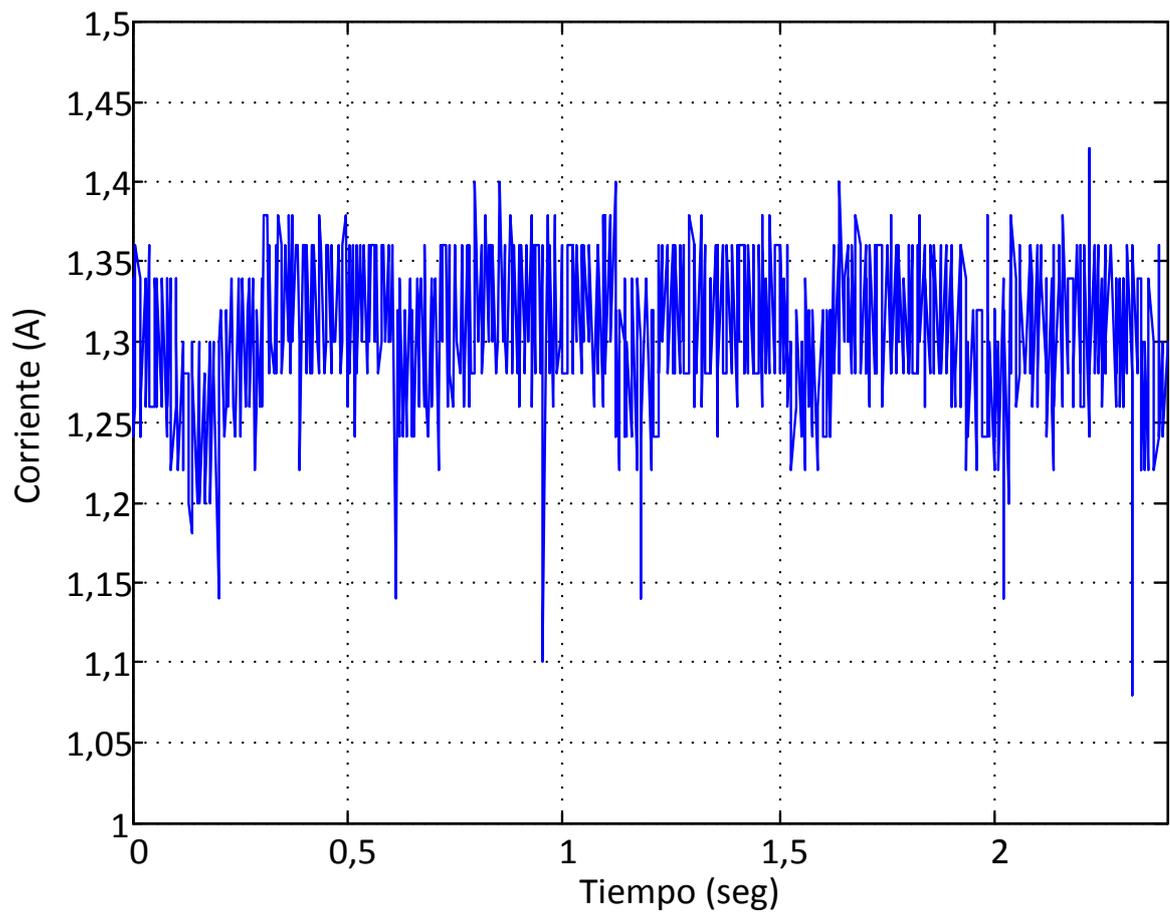


Figura 7-11 Corriente entregada por el PFV I_{pan} en fase *bulk* tomada en 2,4 segundos

Se observa en la Figura 7-11 que la corriente tiene picos descendentes en algunos instantes de tiempo. Esto se debe a cambio de valores en la misma irradiancia, lo cual reduce por un determinado tiempo el valor de la corriente, hasta ser elevada por el comando del mismo PSoC.

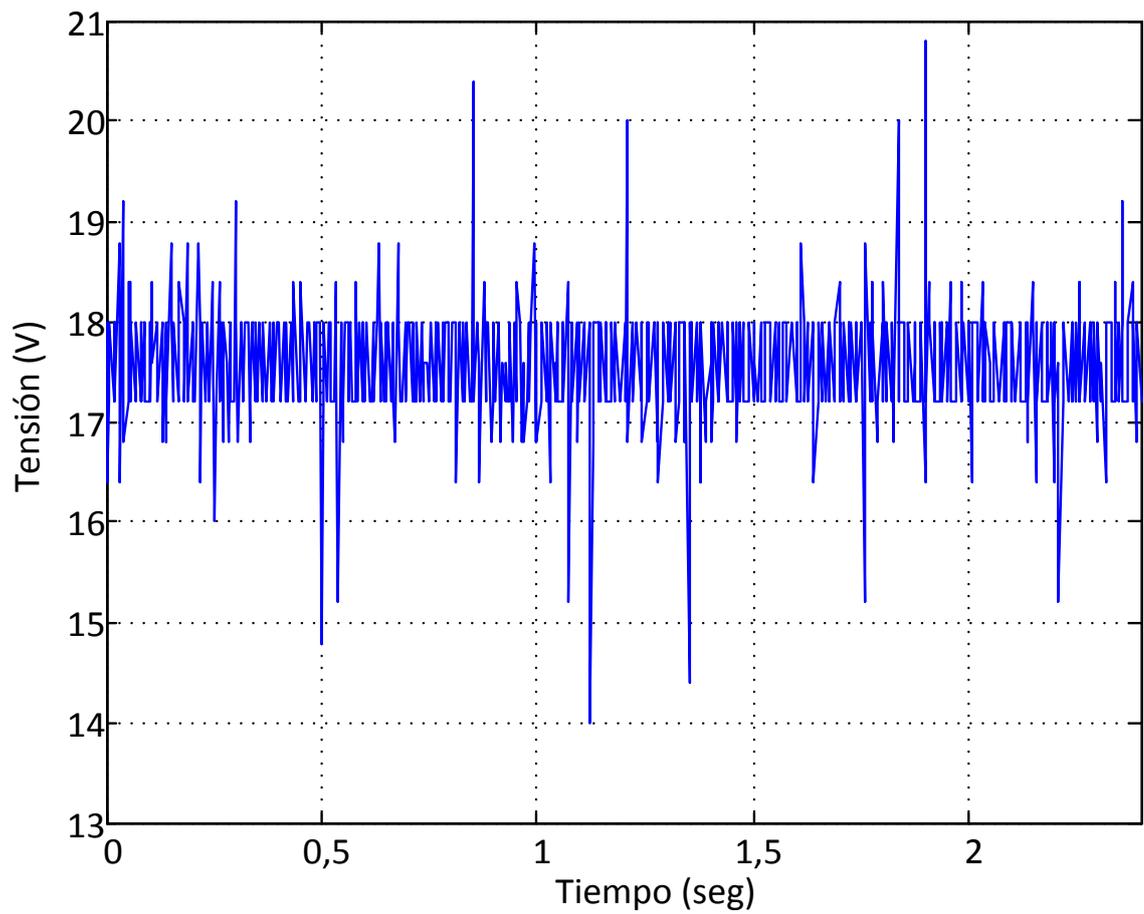


Figura 7-12 Tensión en bornes del PFV V_{pan} en fase *bulk* tomada en 2,4 segundos

La tensión se observa con una ondulación alrededor de un valor constante durante el tiempo enseñado en la gráfica. Seguidamente se presenta la potencia entregada por el PFV:

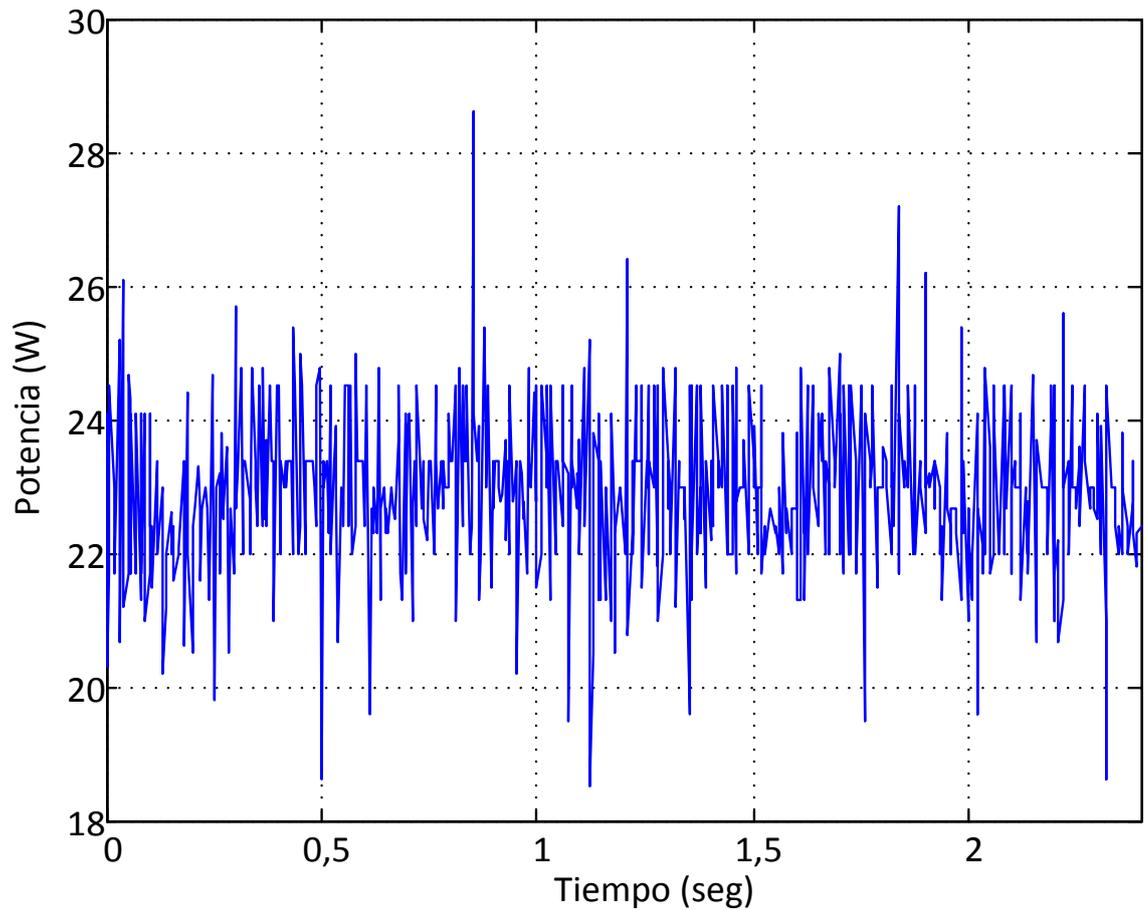


Figura 7-13 Potencia entregada por el PFV P_{pan} en fase *bulk* tomada en 2,4 segundos

La potencia en la Figura 7-13 se observa que la potencia oscila entre 25W a 20W la mayor parte del tiempo. En los puntos de tiempo donde la corriente disminuye también se observan bajones en la potencia entregada por el PFV.

Resultados de fase a tensión constante

Una vez que la tensión en bornes de la batería llega a los 14V empieza la fase de tensión constante. La cual consiste en mantener constante 14V en bornes de la batería hasta que la corriente sea reducida a cero.

Seguidamente se observa la tensión constante alrededor de 14V en la batería.

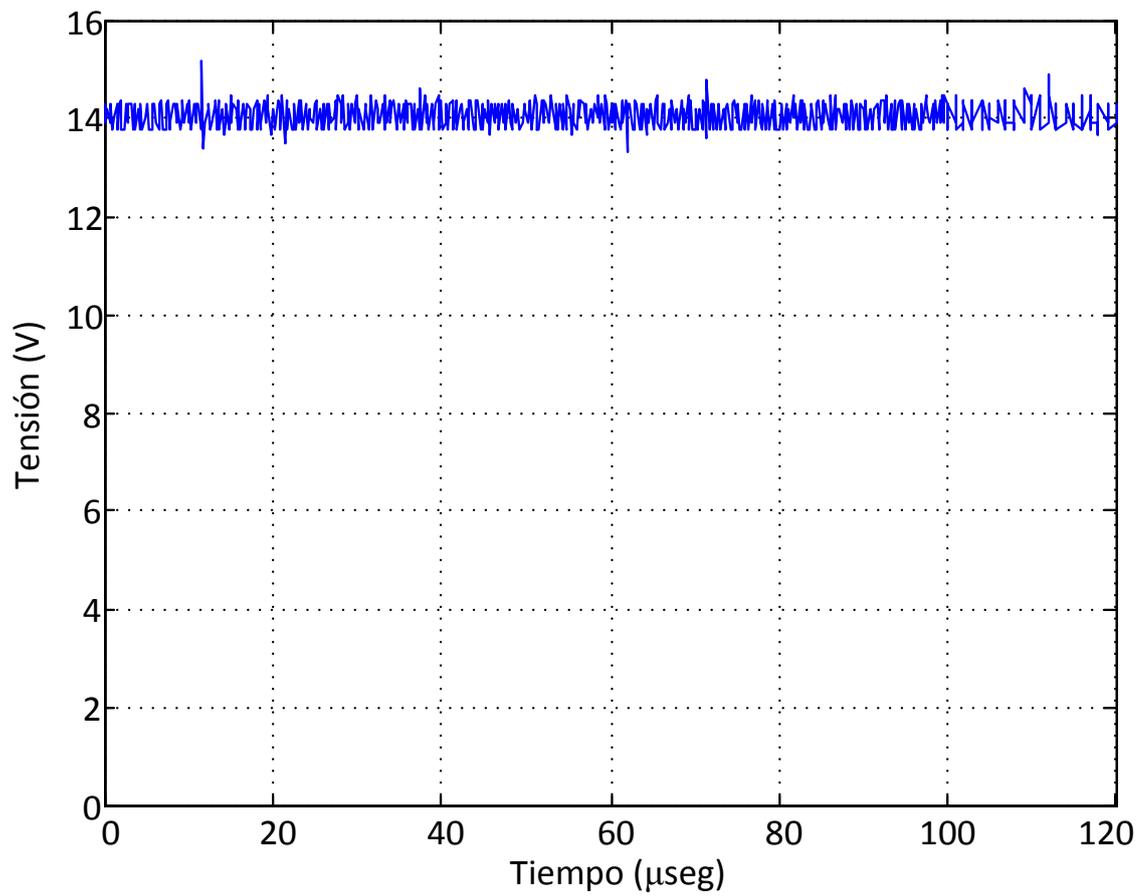


Figura 7-14 Tensión en bornes de la batería V_{pan} en fase de tensión constante

En la Figura 7-14 se observa como la tensión en bornes de la batería oscila en un valor acotado alrededor de 14V. Seguidamente se presenta la corriente de la batería en un instante de esta carga donde el valor promedio de cargado oscila alrededor de 0,5A.

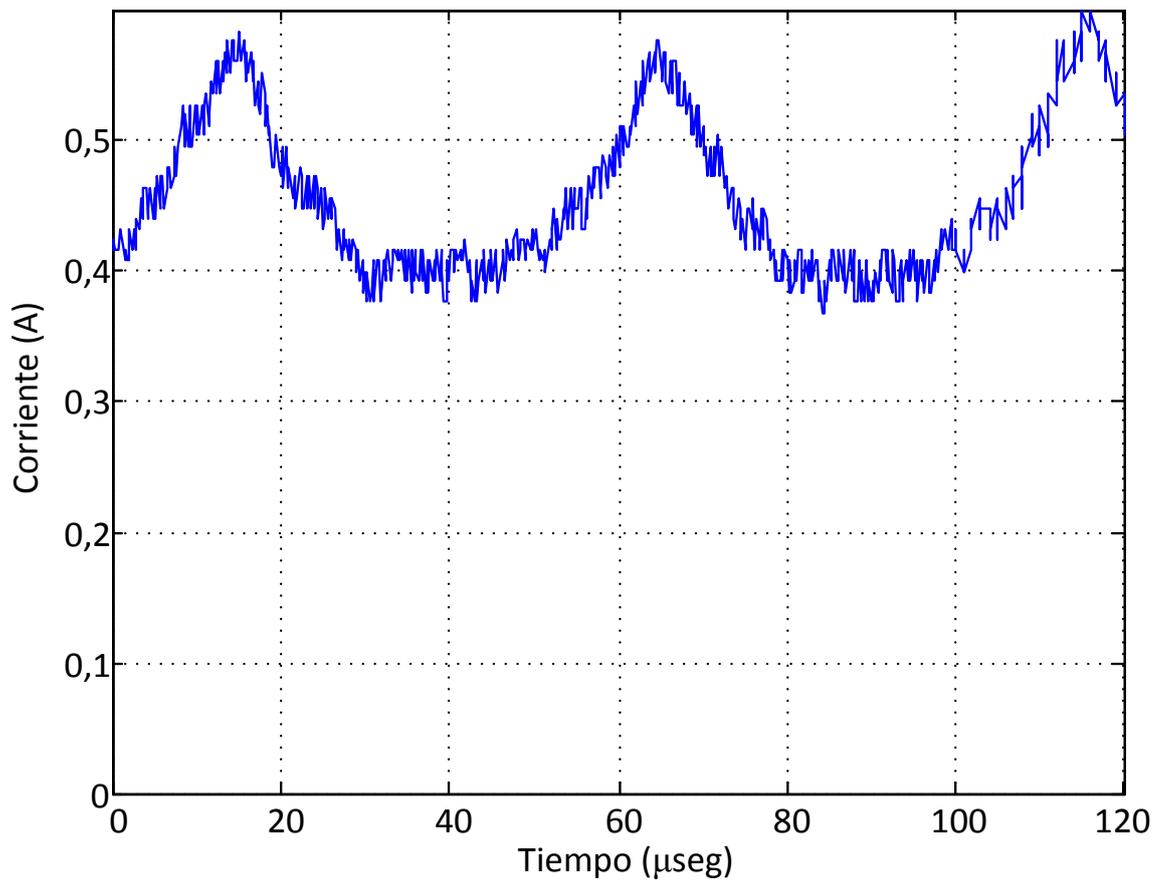


Figura 7-15 Corriente entrante a batería I_{bat} en fase de tensión constante

Es notable que en la Figura 7-15 el valor promedio de la corriente se ve reducido frente a la corriente en la fase *bulk* presentado en la Figura 7-5. Sin embargo la forma de picos sigue siendo similar.

A continuación se presenta una imagen tomada del osciloscopio que presenta la corriente entrante a la batería, junto con la tensión en bornes de la misma.

- Tension en bornes de batería
- Corriente entrante en batería 1A/V

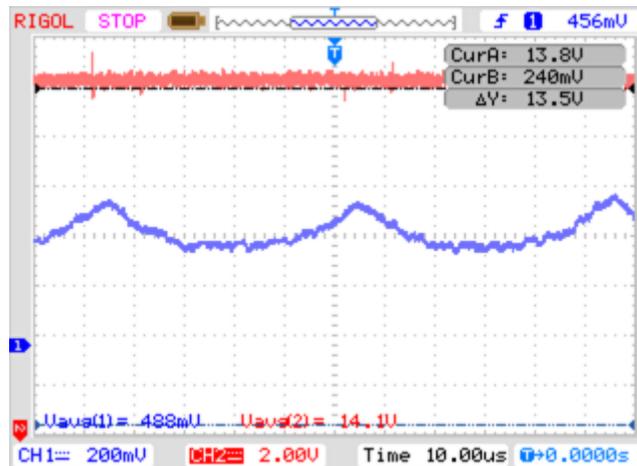


Figura 7-16 Corriente I_{bat} y tensión V_{bat} de batería en fase de tensión constante

Como se observa en la Figura 7-16 los resultados obtenidos por el osciloscopio dicen que la tensión en bornes tiene un valor promedio de 14,1V y la corriente un valor promedio de 488mA. Es notable aquí que al descender la corriente el sistema sigue manteniendo la tensión constante.

En el momento en que la batería se cargue, el valor de la corriente promedio disminuirá, lo cual se puede observar en la Figura 7-17.

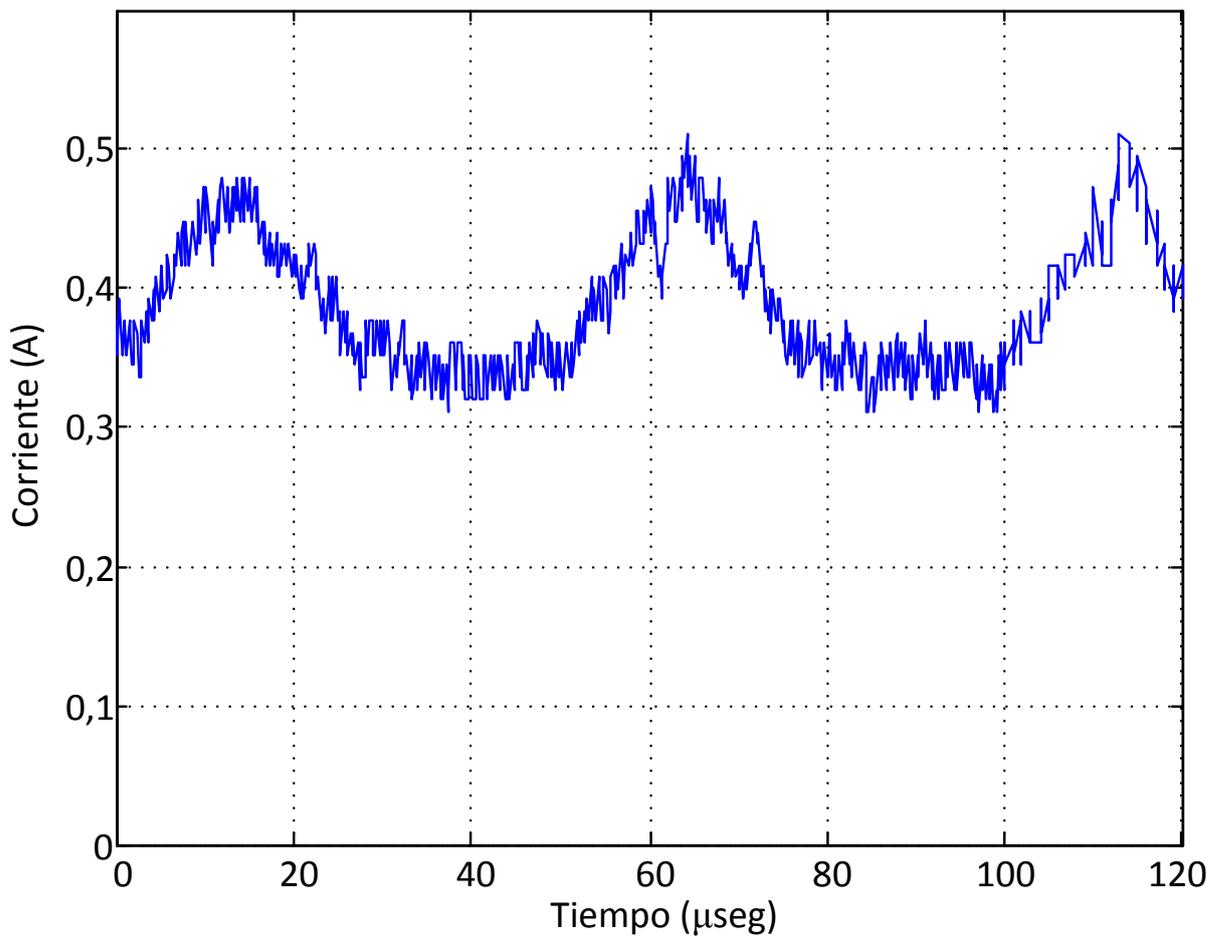


Figura 7-17 Corriente entrante a batería I_{bat} en fase de tensión constante

Es notable en la Figura 7-17 que el valor promedio de la corriente entrante a la batería disminuye con respecto a la corriente de la Figura 7-15. Se grafica en la Figura 7-18 la tensión en los bornes de surtidor y drenaje del MOSFET, correspondiente a la corriente de la Figura 7-17.

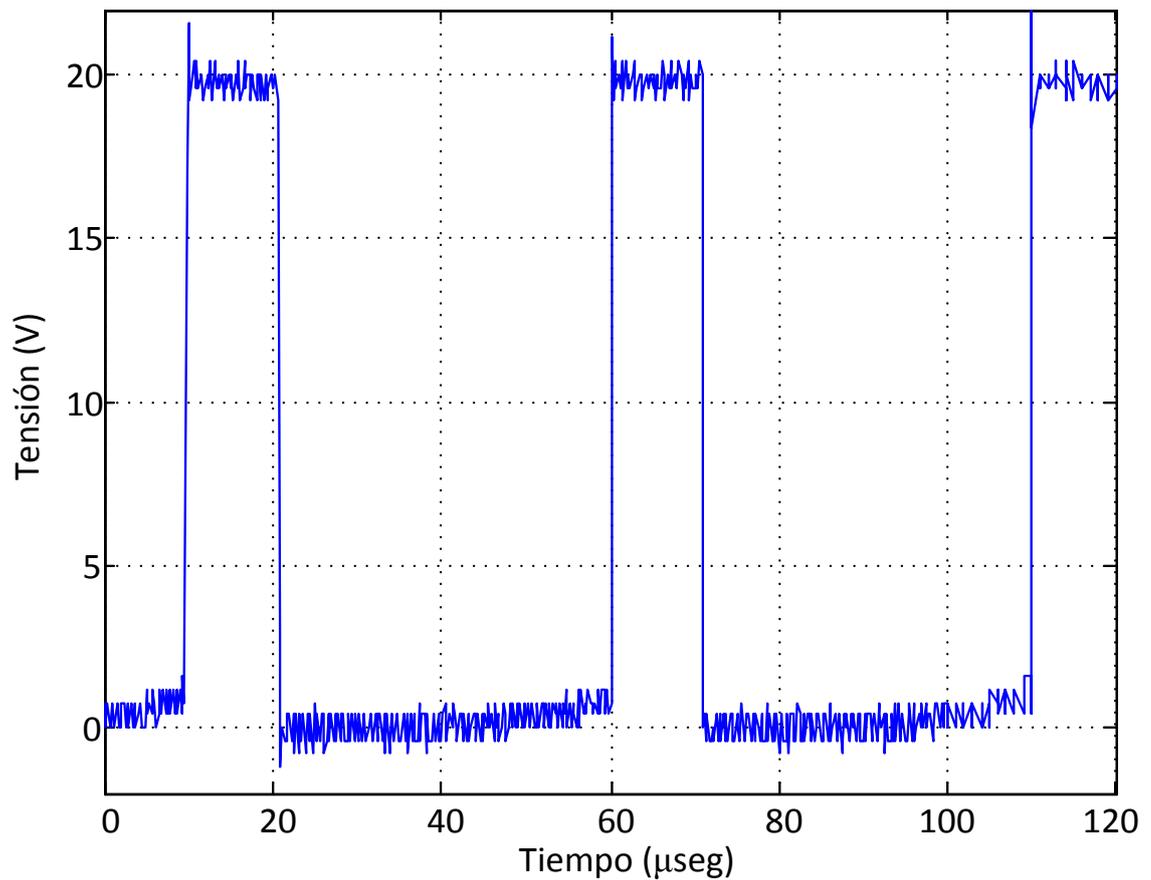


Figura 7-18 Tensión entre surtidor y drenaje de MOSFET en fase de tensión constante

Esta señal PWM tendría que ir disminuyendo su ciclo útil (momento en que la llave esta en conducción), a medida que la batería este cargándose. Debido a esto se observa en la Figura 7-18 un ciclo útil o de conducción menor al de la Figura 7-6.

Para analizar la fase de tensión constante en un tiempo de alrededor de 2 segundos se observa la Figura 7-19:

- Tension en bornes de batería
- Corriente entrante en batería 1A/V

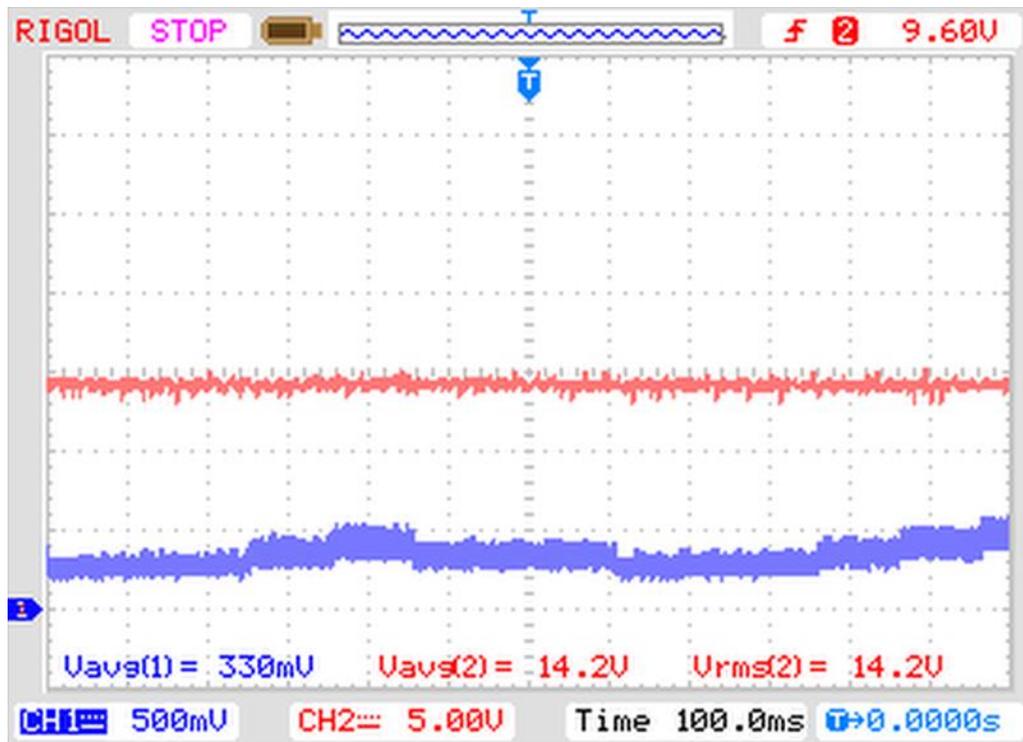


Figura 7-19 Tensión V_{bat} y corriente I_{bat} en batería, para fase de tensión constante

Es de notar en la Figura 7-19 que la tensión se mantiene oscilando alrededor de un valor constante, y la corriente varía. El aumento o disminución de corriente se debe a cambios en la irradiancia incidentes al panel, y también al constante cambio entre fase de tensión constante y fase *bulk*.

Resultados de fase flotante

Este estado se da una vez finalizada la etapa de tensión constante. Aquí la tensión quedaría flotante en 13,8V, siempre y cuando exista la suficiente irradiancia para lograr este objetivo.

En la Figura 7-20 se observa la corriente y tensión en bornes de la batería.

- Tensión en bornes de batería
- Corriente entrante en la batería 1A/V

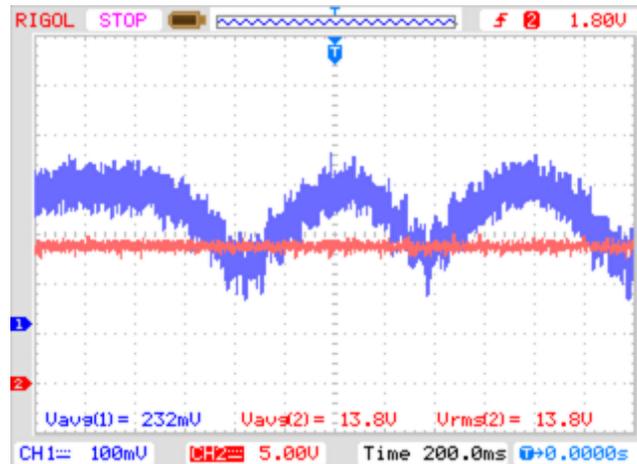


Figura 7-20 Tensión V_{bat} y corriente I_{bat} en batería, para fase flotante

Analizando la Figura 7-20 se observa que la tensión tiene un valor promedio de 13,8V, el cual es seguido fielmente con una oscilación alrededor de este valor. La corriente fluctúa debido al incremento o decremento del ciclo útil de la señal PWM, la cual varía para dejar así la tensión en el valor deseado.

Si la irradiancia no es suficiente para conseguir el valor deseado de tensión en batería, en esta fase se obtendrá el mayor ciclo útil posible. Para comprobar esto se procede a la gráfica de la Figura 7-21 y la Figura 7-22. Donde la gráfica de la tensión entre surtidor y drenaje corresponde al comando de la corriente de la Figura 7-21.

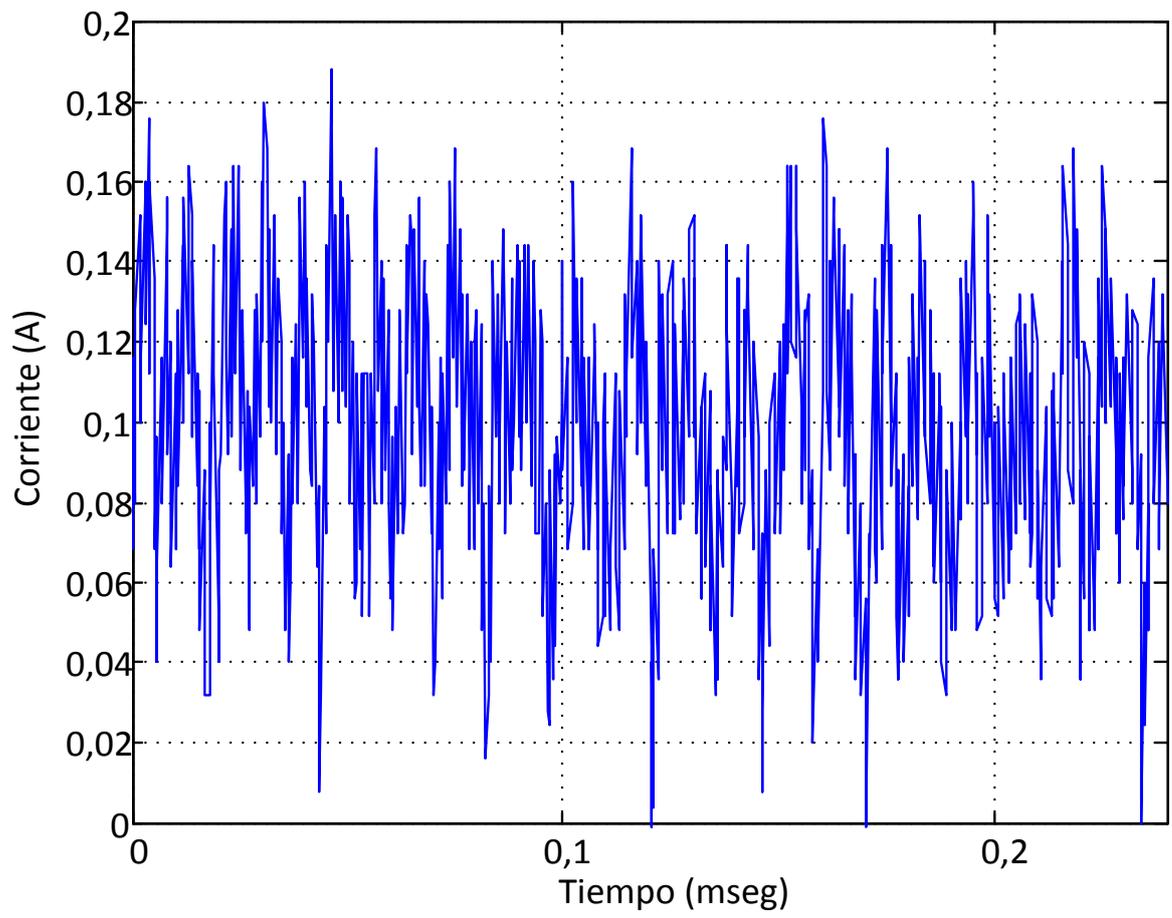


Figura 7-21 Corriente entrante a batería I_{bat} en fase flotante

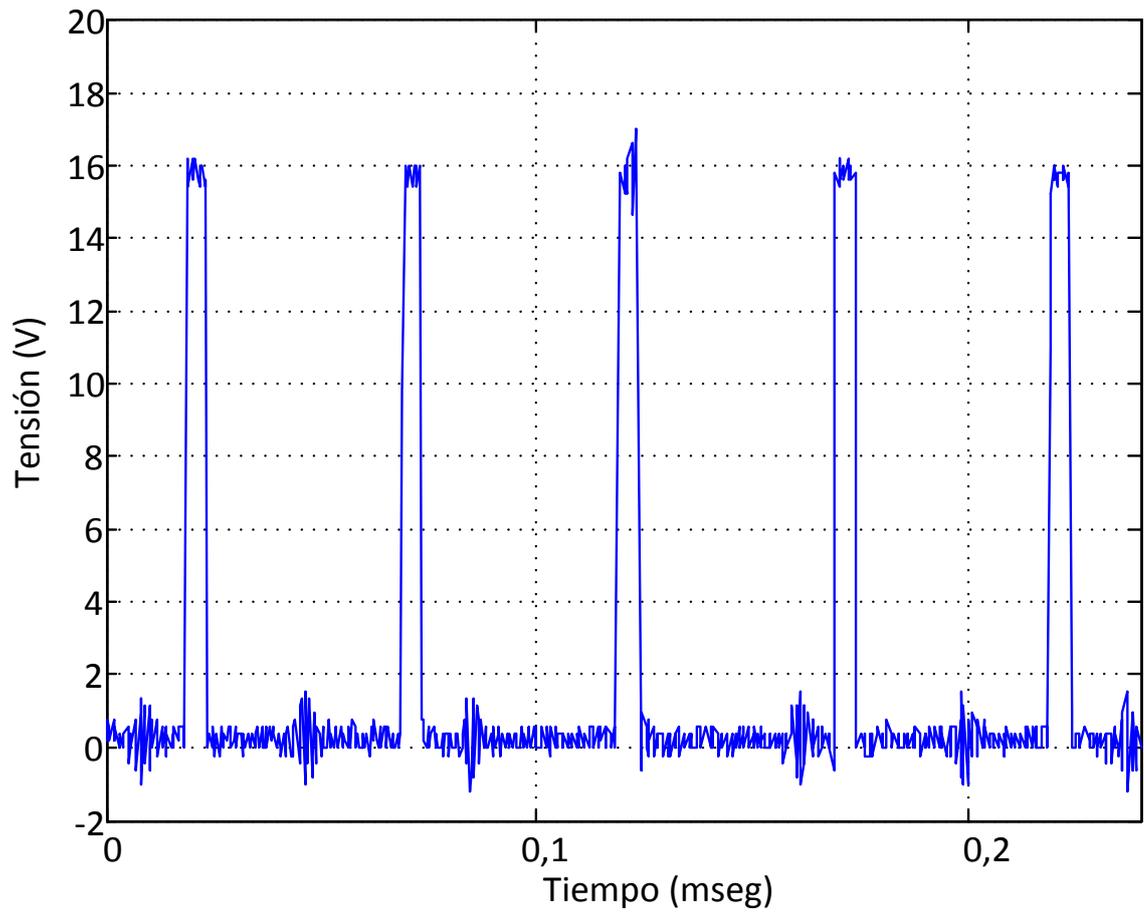


Figura 7-22 Tensión entre drenaje y surtidor de MOSFET en fase flotante

Se observa en la Figura 7-21 que aquí la corriente es pequeña, lo cual se debe a que existe poca irradiancia. Por lo cual en la Figura 7-22 el ciclo útil estaría a su máximo valor (no posee un mayor aumento debido a que el mismo es limitado).

A continuación se observa la tensión y corriente en la batería para un caso donde la irradiancia no es lo suficiente como para lograr el valor de 13,8V promedio en bornes de la batería.

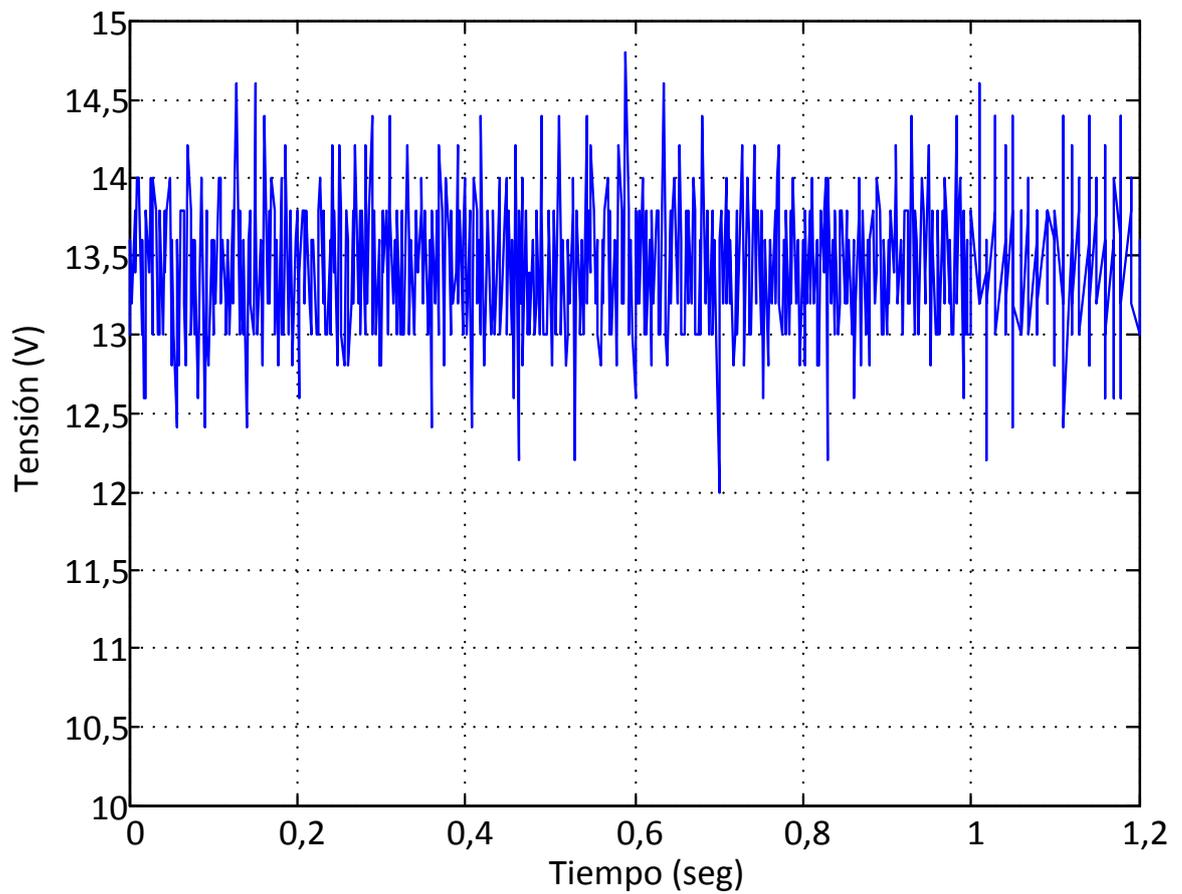


Figura 7-23 Tensión en bornes de la batería V_{bat} en fase flotante

Se analiza en la Figura 7-23 que la tensión estaría oscilando en un valor ligeramente menor a 13,5V. Lo cual indica que no estaría incidiendo la suficiente irradiancia en el panel para conseguir esta tensión en bornes de la batería.

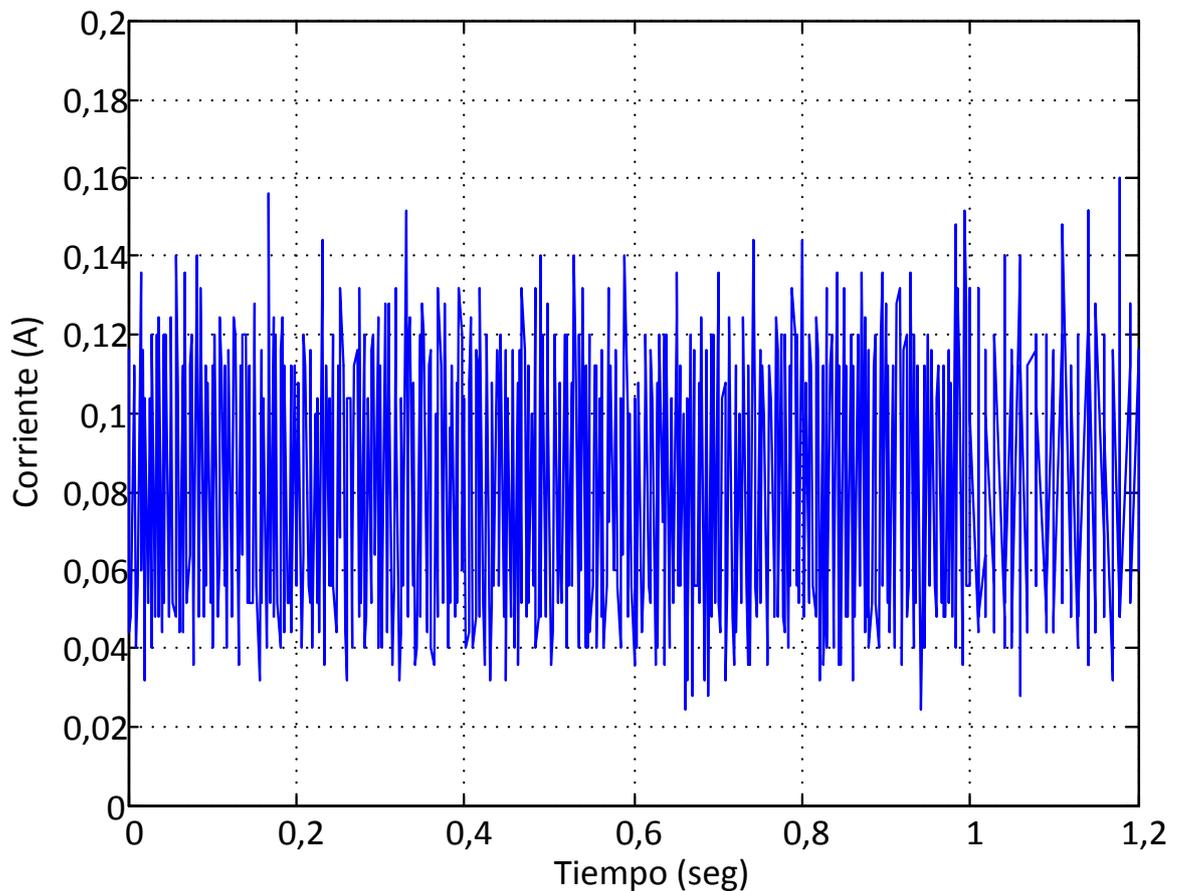


Figura 7-24 Corriente entrante a batería I_{bat} en fase flotante

En la Figura 7-24 se observa que la corriente oscila alrededor de un valor constante, no así en la Figura 7-20. Esto es debido a que en esta última la irradiancia incidente generaba una corriente superior a la requerida, por lo cual el ciclo útil era obligado a decrecer para limitar la corriente, llevándola a un valor casi nulo. En la Figura 7-24 no se posee irradiancia suficiente para lograr sobrepasar la tensión promedio de 13,8V en bornes de la batería, por lo cual el ciclo útil nunca decrecería y la corriente se mantiene oscilando alrededor de un valor constante.

7.4. Alimentación de Batería a LED

El circuito utilizado para la alimentación del LED es presentado en el ANEXO I.

La corriente circulante en el led es controlada para ser ligeramente menor a 1Amperio, y la tensión comprendida entre 10V a 11V. La gráfica de la corriente circulante en el mismo se presenta en la Figura 7-25:

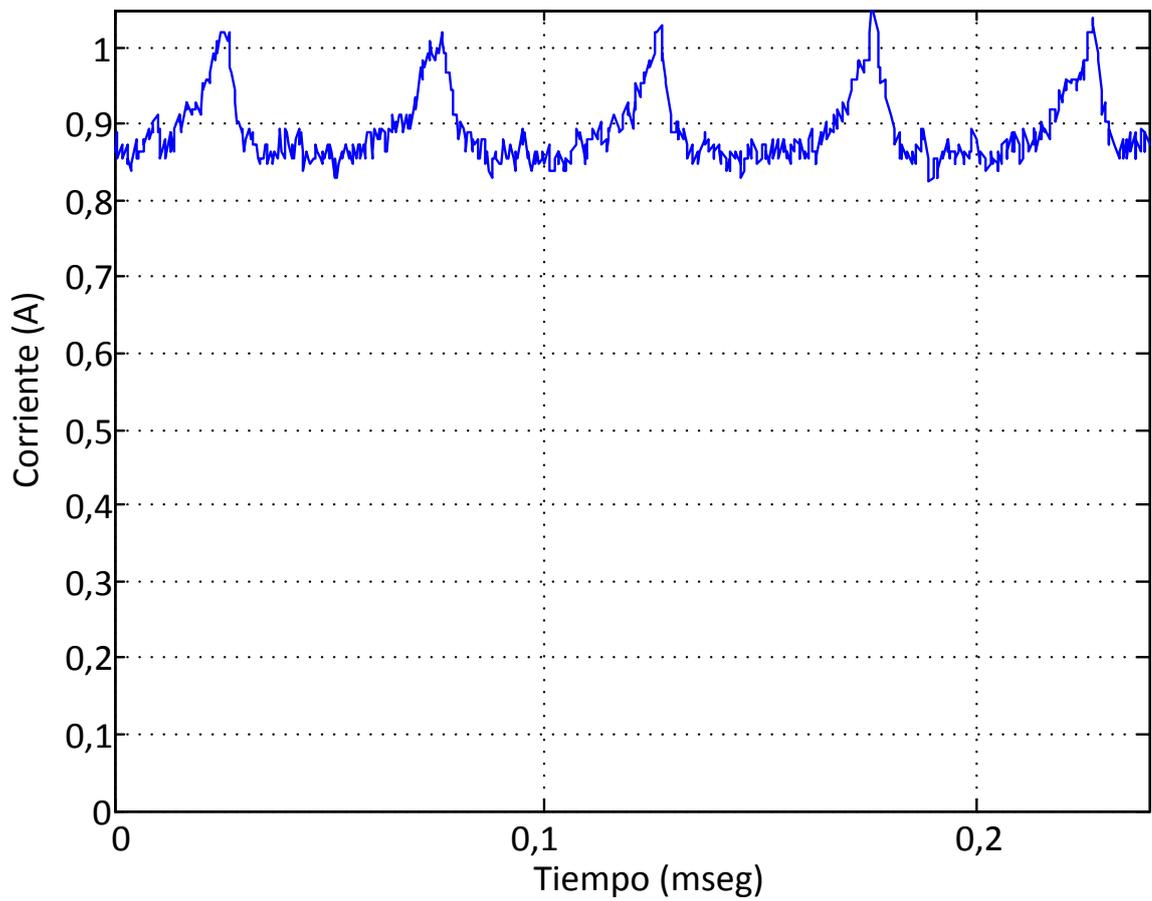


Figura 7-25 Corriente en LED I_{LED}

Se observa aquí picos que superan la ondulación calculada, estos se ubican en el momento de conmutación del MOSFET. Sin embargo el valor en que se supera 1A no es relativamente grande, por lo cual el led funciona normalmente.

Paso seguido se presenta la tensión en bornes del LED.

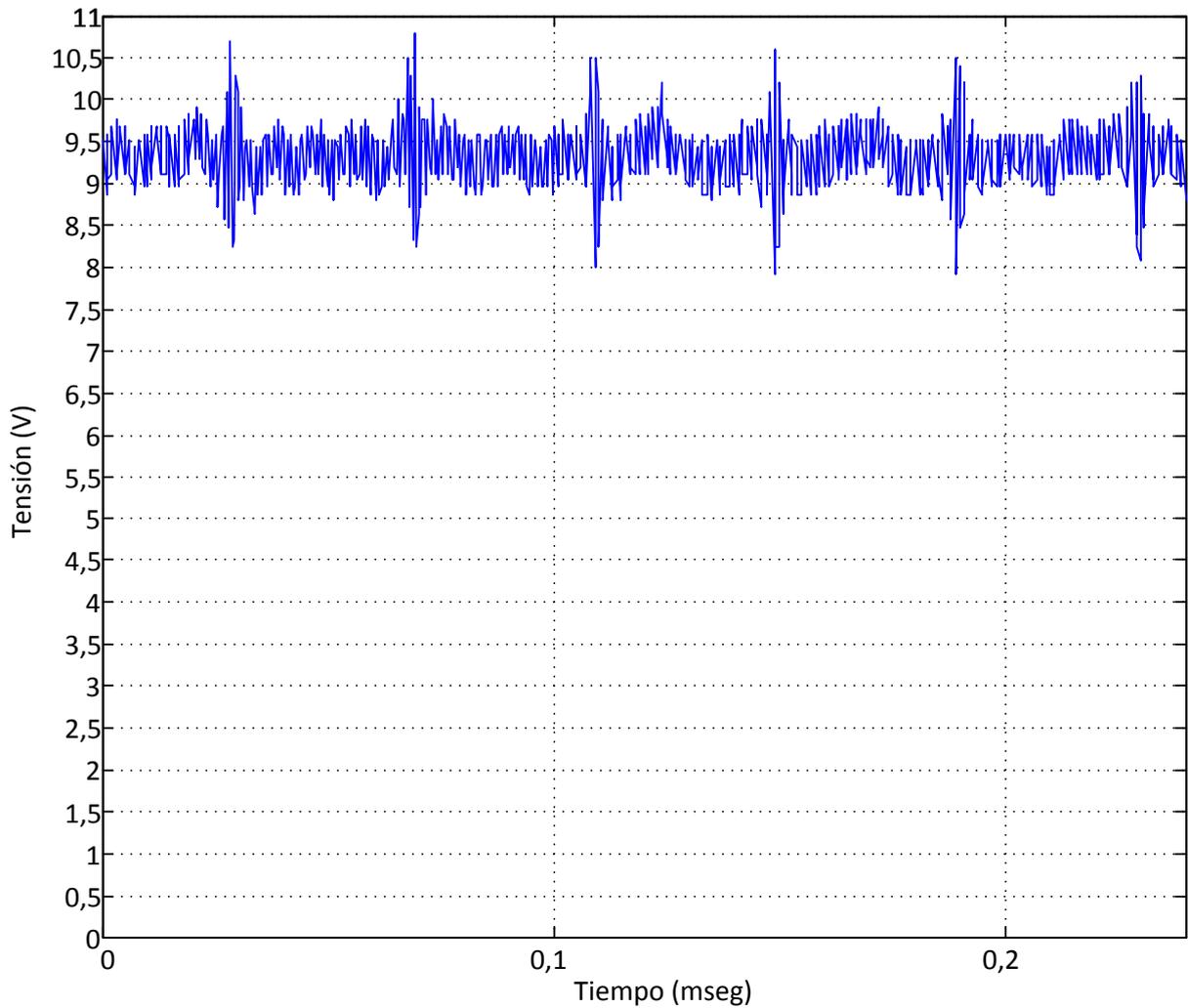


Figura 7-26 Tensión en LED V_{LED}

Se observa en la Figura 7-26 que la tensión en bornes del LED oscila alrededor de 9,5V, y posee picos máximos hasta 10,5V y mínimos hasta 8V. Los picos se producen en el momento de conmutación del MOSFET.

En la Figura 7-27 se presenta la gráfica de potencia consumida en el LED.

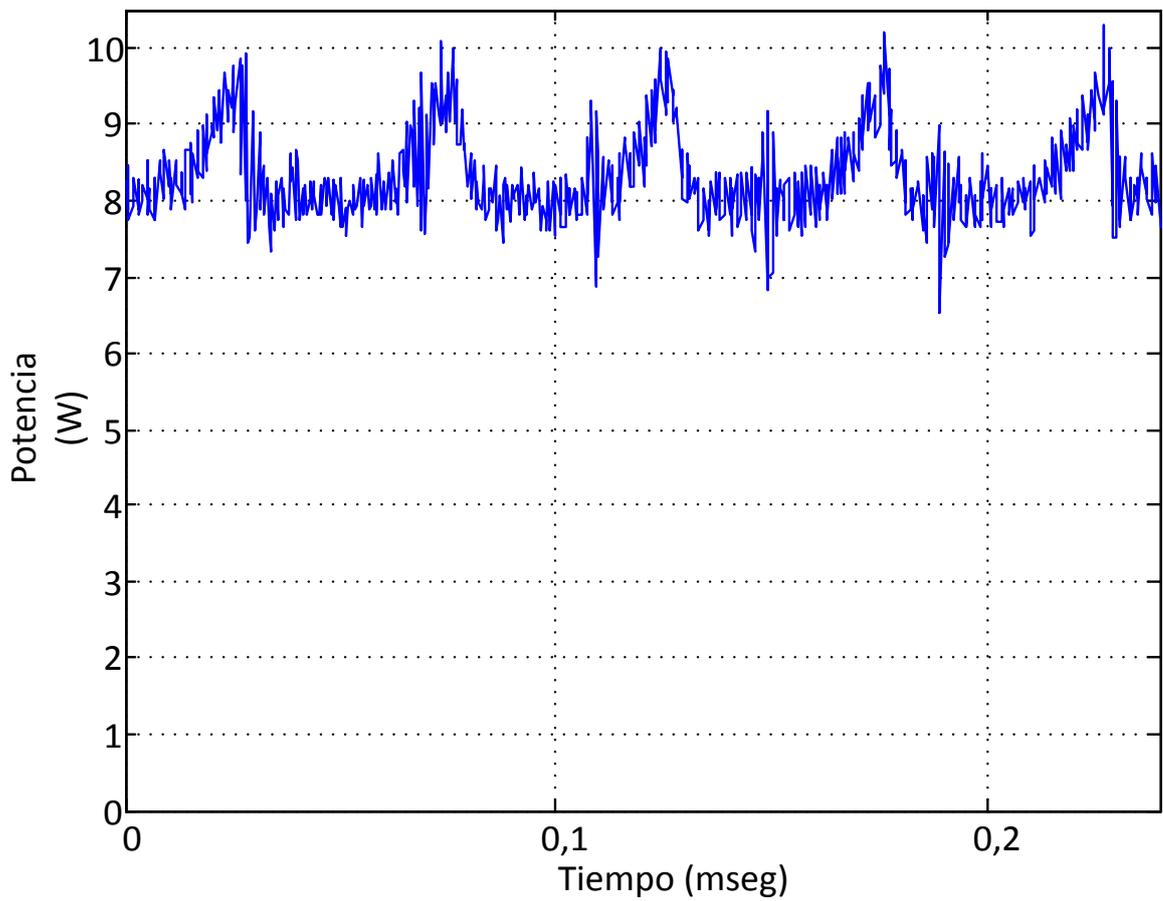


Figura 7-27 Potencia en LED P_{LED}

Se observa en la Figura 7-27 que la potencia, en la mayor parte del tiempo, oscila entre 8W y 10W. Por lo cual se comprueba que el LED no estaría trabajando constantemente en su máxima potencia, y de esta manera la vida útil del mismo aumentaría.

Se presenta seguidamente una imagen tomada del osciloscopio, con datos registrados de este como ser la corriente promedio y tensión promedio en el LED.

- Corriente entrada al LED 1A/V
- Tensión en bornes de LED

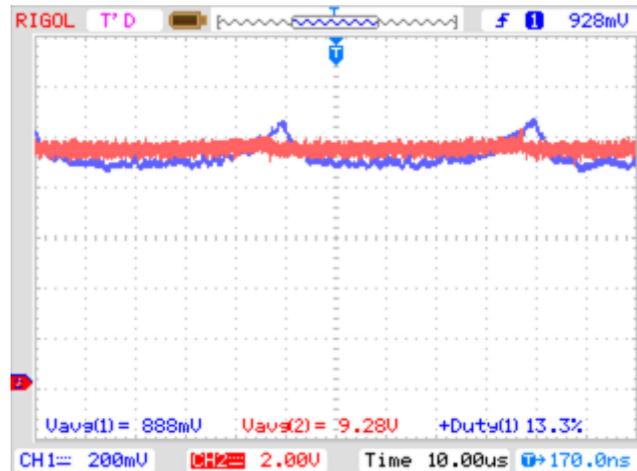


Figura 7-28 Corriente I_{LED} y tensión V_{LED} en LED

Por los datos presentados en la Figura 7-28 se entiende que la corriente posee un valor promedio de 888mA y la tensión un valor promedio de 9,28V.

En la Figura 7-29 se presenta la corriente de salida en batería para el momento en que el LED estaría en funcionamiento. Cabe aclarar que parte de esta corriente también estaría alimentando al PSoC, junto con los sensores de corriente Allegro.

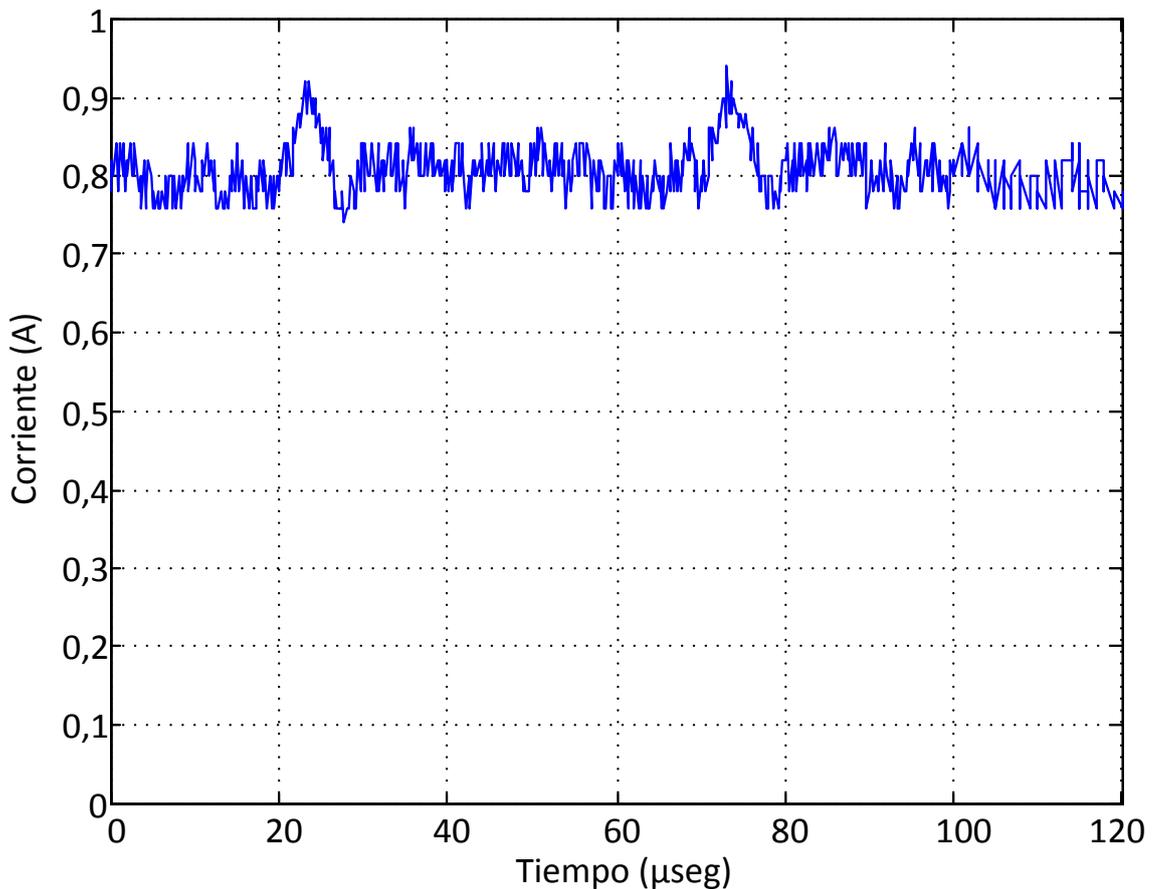


Figura 7-29 Corriente de salida de batería I_{bat} para alimentación de LED

Analizando la Figura 7-29 se puede observar una oscilación alrededor de 0,8A, junto con picos en los momentos de conmutación del MOSFET que llegan al valor de 0,9A. Aquí se puede observar que el valor promedio de corriente es menor a la corriente de entrada al LED presentado en la Figura 7-25, por lo cual se comprueba la conservación de energía en ese convertidor reductor de tensión, pero elevador de corriente.

Es de gran utilidad observar la gráfica del sistema en un tiempo mayor al presentado hasta entonces. Del orden de los 0,06 segundos, lo cual es suficiente para un vistazo a un tiempo relativamente alto. Se presentan las gráficas de la corriente, tensión y potencia.

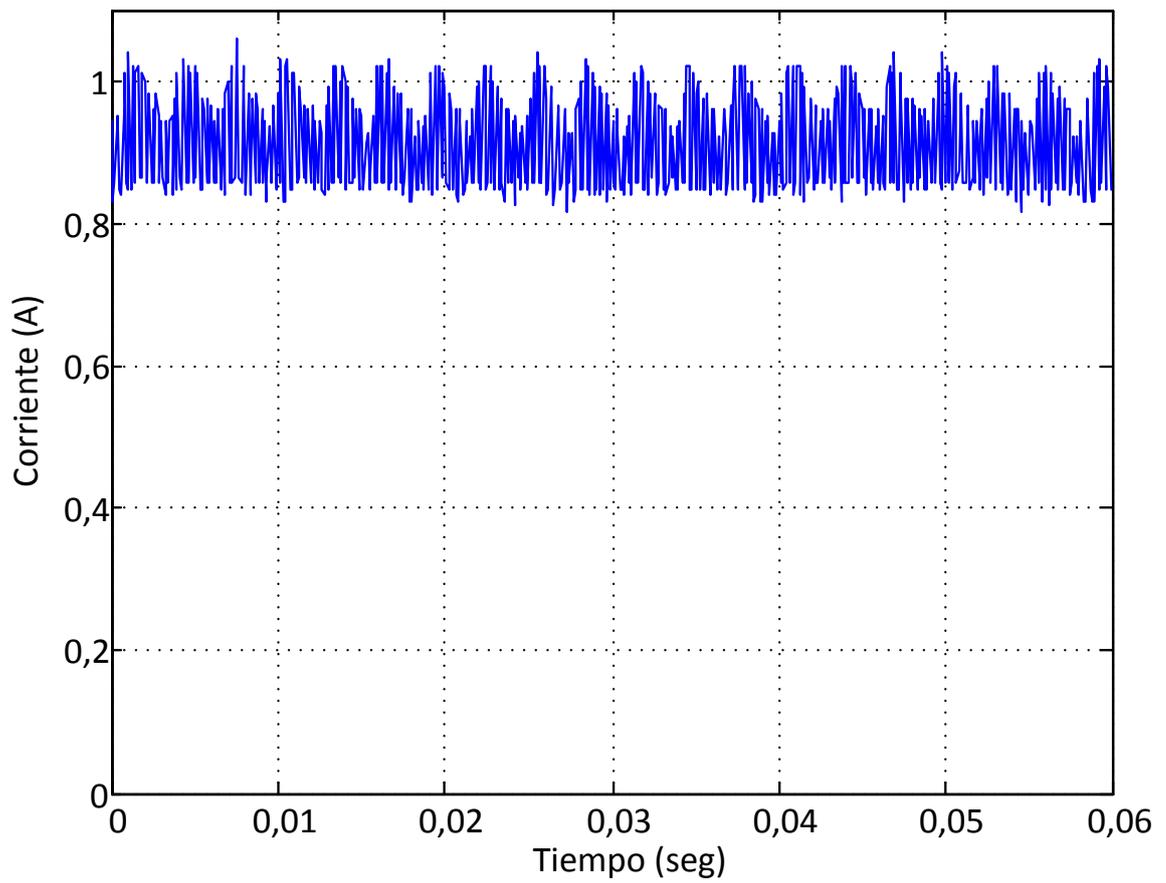


Figura 7-30 Corriente de entrada a LED I_{LED}

Se observa en la Figura 7-30 una oscilación alrededor del valor 0,9A para esta corriente de entrada al LED. También se perciben picos de corriente superiores al 1A, y por la base se observa que se mantiene un valor ligeramente superior a 0,8A.

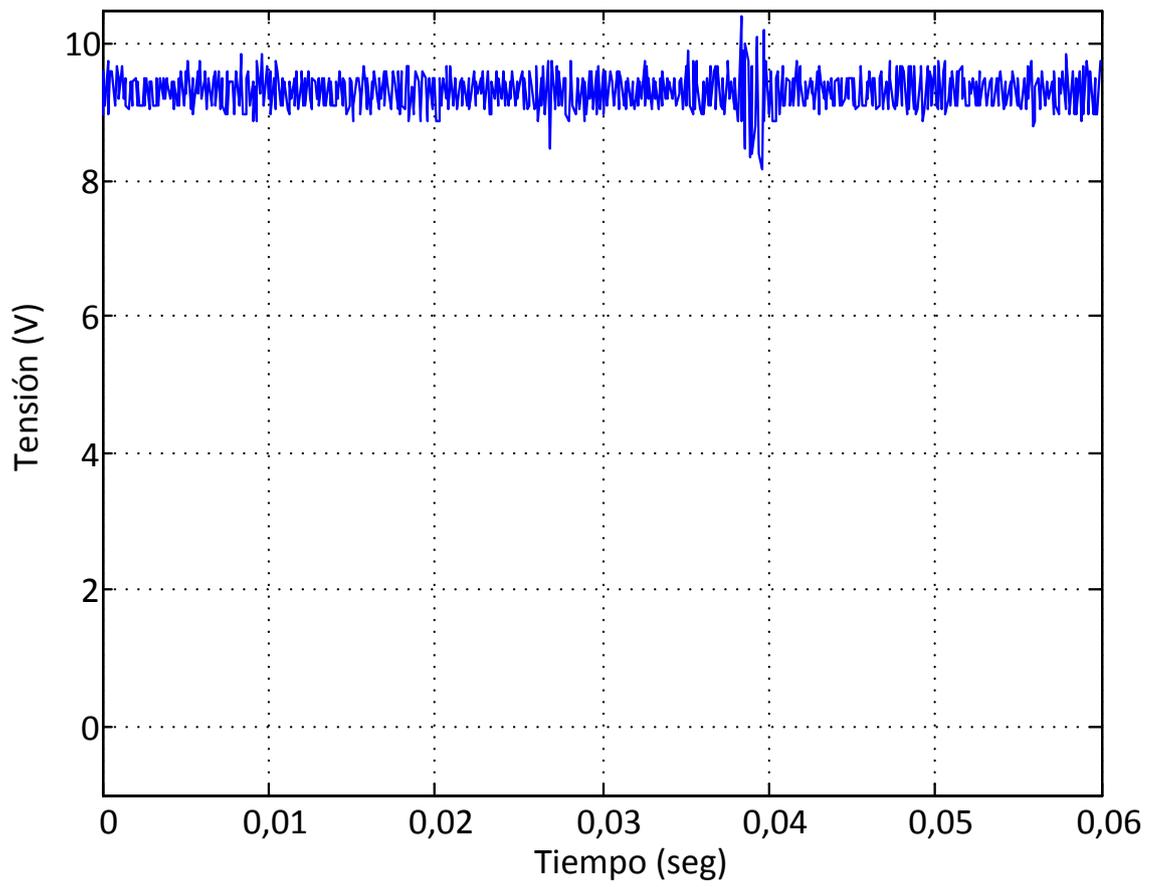


Figura 7-31 Tensión en bornes de LED V_{LED}

La tensión en la Figura 7-31 se observa relativamente constante alrededor de 9V.

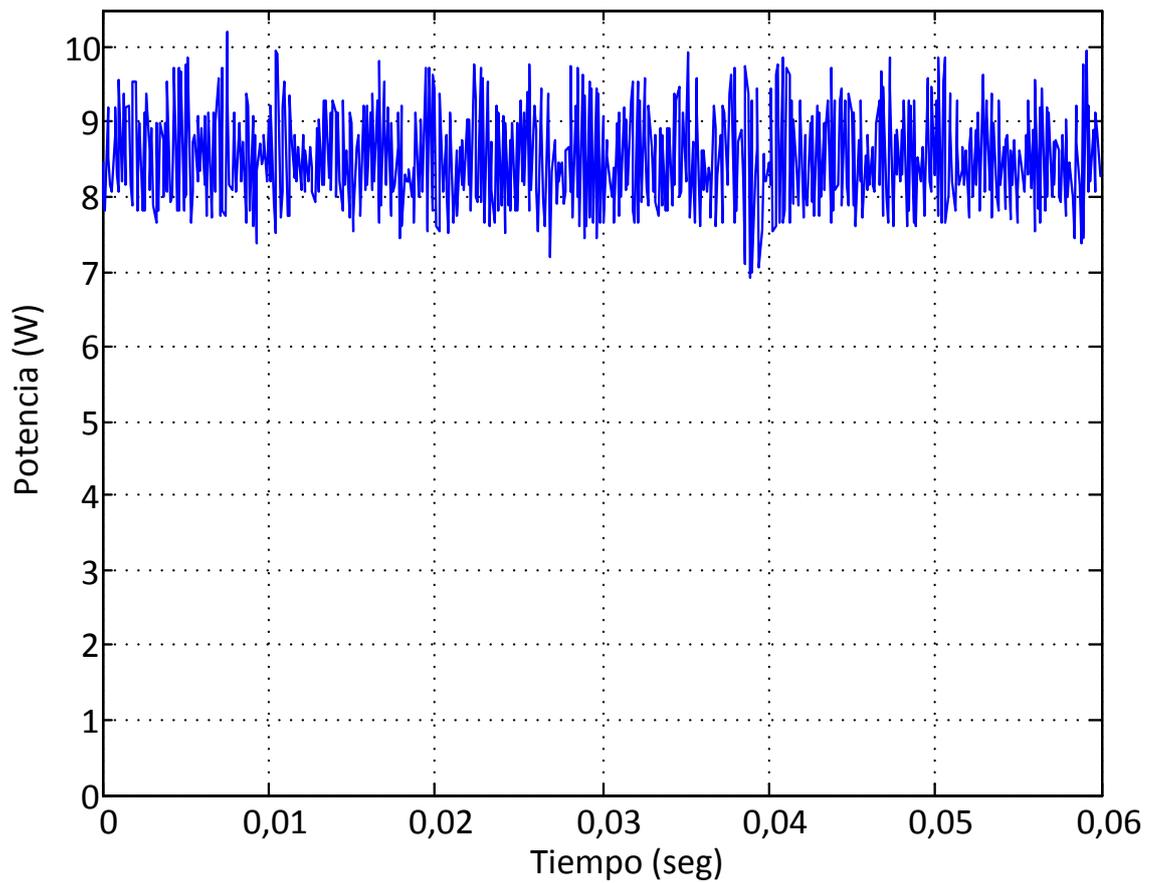


Figura 7-32 Potencia en LED P_{LED}

En la Figura 7-32 Se observa la potencia oscilante alrededor de 8,5W. Pocos picos llegan a superar ligeramente 10W, por lo cual el LED casi en ningún momento estaría trabajando a su potencia nominal.

Finalmente se concluye con en análisis de la conmutación PWM al estar en LED en régimen permanente. Una gráfica de la tensión entre surtidor y drenaje se presenta seguidamente.

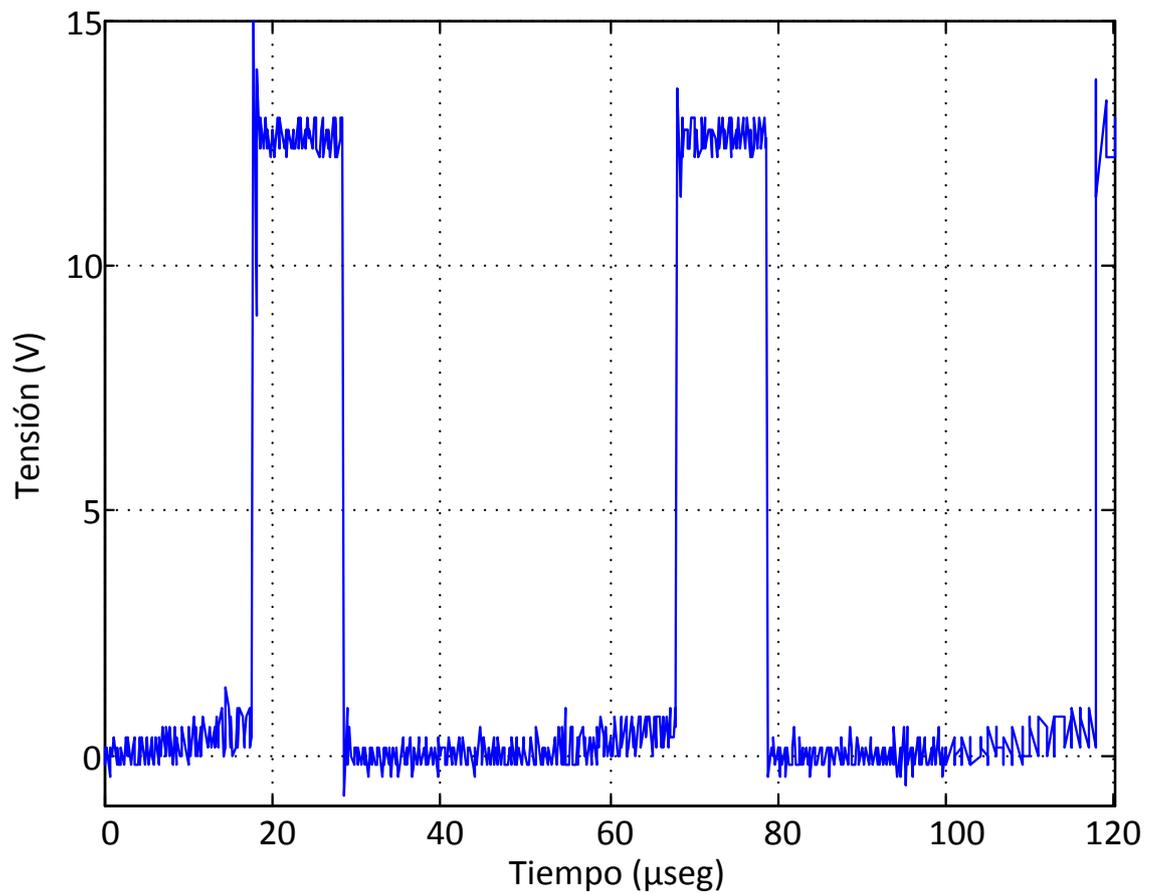


Figura 7-33 Tensión entre surtidor drenaje en MOSFET para control de corriente en LED

En la Figura 7-33 se observa la señal PWM para controlar el LED, donde la tensión máxima estaría en un valor medio entre 10V y 15V, aproximadamente entre 12,5V. Cabe aclarar que esta señal es filtrada por un filtro *snubber*. Para una mejor visión se realiza un zoom al momento de bajada de tensión.

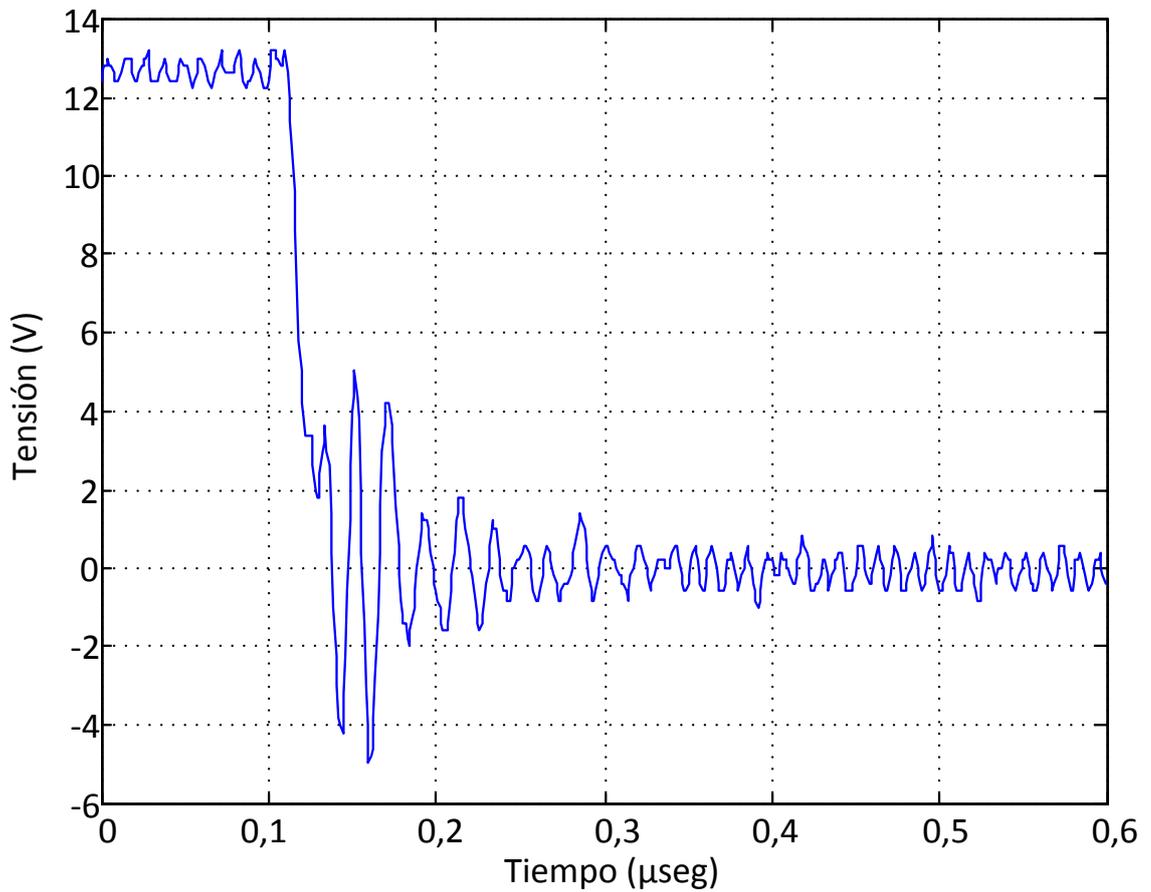


Figura 7-34 Zoom a señal PWM

Se observa una oscilación en la Figura 7-34 en el momento de bajada de tensión. El período de esta oscilación presenta 4 puntos en el eje de abscisa, donde 14 puntos representarían 0,1µseg. Por lo tanto el período sería de 28,57nseg, o una frecuencia de 35MHz. La señal oscilante se establece en 0,3µseg, y tiene inicio en 0,13µseg, por lo tanto el tiempo de establecimiento t_s de la misma es de $t_s=0,17 \mu\text{seg}$.

s

Capítulo 8

CONCLUSIONES GENERALES

Las conclusiones serán realizadas para diferentes partes del proyecto. Se referirán específicamente a los convertidores, al control de carga de batería, al PFV y al control de corriente del LED.

Convertor CC-CC buck: En si las conclusiones que se obtienen del convertor a nombrarse son, primeramente que el mismo convertor buck genera una distorsión armónica en su entrada de tensión, con lo cual es requerido un filtro necesariamente para mantener esta entrada tendiendo a un valor continuo. Sin embargo siguen existiendo armónicas, sobre la tensión de la fuente de entrada. Por otra parte, en ambos convertidores se debió aumentar significativamente el valor de capacitancia e inductancia de salida, para conseguir así valores de ondulación de corriente que tienden a los esperados.

La EMI producida por el circuito afecta gravemente la lectura producida por los sensores shunt, no dejando otra alternativa que cambiar dos de estos por sensores de efecto hall. Por otro lado un tópico muy importante es que los convertidores buck son muy complicados al ser construidos con MOSFET de canal N, debido a que el driver en caso de ser alimentado por la misma fuente que el convertor, cortocircuitaría la misma. Una alternativa muy interesante para este problema es cambiar la llave semiconductor por un MOSFET de canal P como se terminó realizando.

Carga de batería: Para la carga de batería, se destaca que con el método utilizado aquí se prolonga considerablemente la vida útil comparando con un método que solo consistiría introducir energía del panel hacia a la batería, sin ningún tipo de control. Esta parte es de gran importancia en el proyecto, ya que las baterías son el punto débil de una instalación con paneles solares. De manera de que a medida de que mayor sea la vida útil de la batería, mayor será la calidad y confiabilidad del sistema.

Por otro lado, la autonomía del sistema no es buena, ya que se utiliza una batería de poca capacidad, no pudiendo sustentar al módulo durante toda la noche; se puede decir que el mismo se mantendrá encendido alrededor de 6 horas con una batería cargada al 100%. Para

ello se podría pensar en la utilización de baterías de capacidades superiores, o de un banco de baterías.

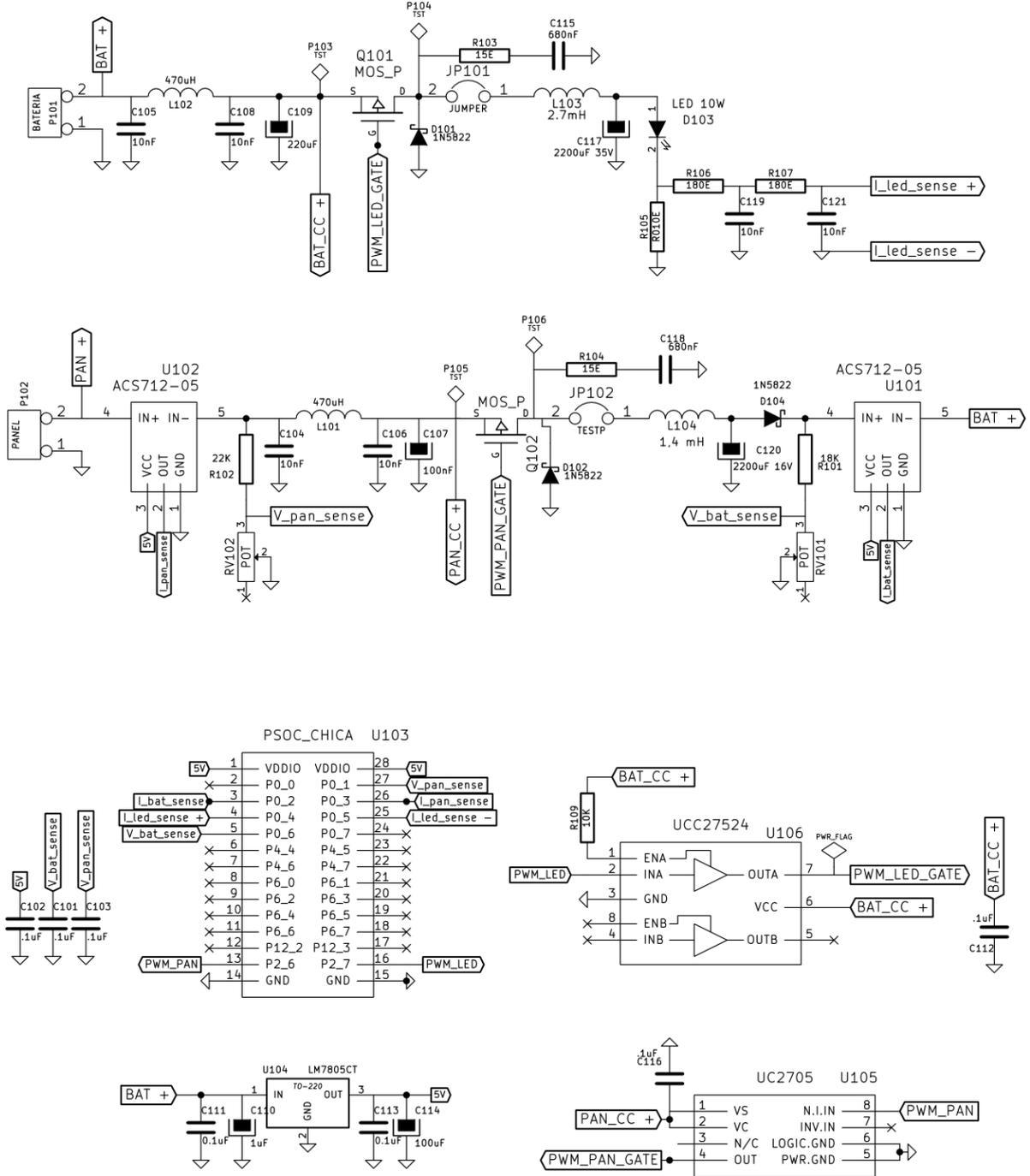
Panel fotovoltaico (PFV): Se observa por los resultados experimentales, que en este proyecto el panel nunca estaría entregando su potencia nominal (la cual es de 30W), ya que la corriente máxima de carga a batería es limitada a 1,4A. Lo cual es un factor positivo para el alargue de la vida útil del mismo, y por otro lado también se entiende que gracias a esto y con un valores altos de irradiancia, el PFV entregaría la energía suficiente para la carga asegurada de la batería en una jornada. El PFV en este caso es utilizado como fotocélula para encender el LED, si se quisiera un mayor control sobre determinados horarios para encender el mismo, una alternativa es incorporar en PSoC un bloque interno RTC (*Real Time Clock*) para poder definir horas de encendido y apagado.

Control de corriente en LED: Aquí también es tomada en cuenta el aumento de vida útil del mismo, ya que este dispositivo no estaría trabajando en su potencia nominal. Sin embargo, la luminosidad lograda es levemente inferior a la misma conseguida si el dispositivo trabajase en potencia nominal.

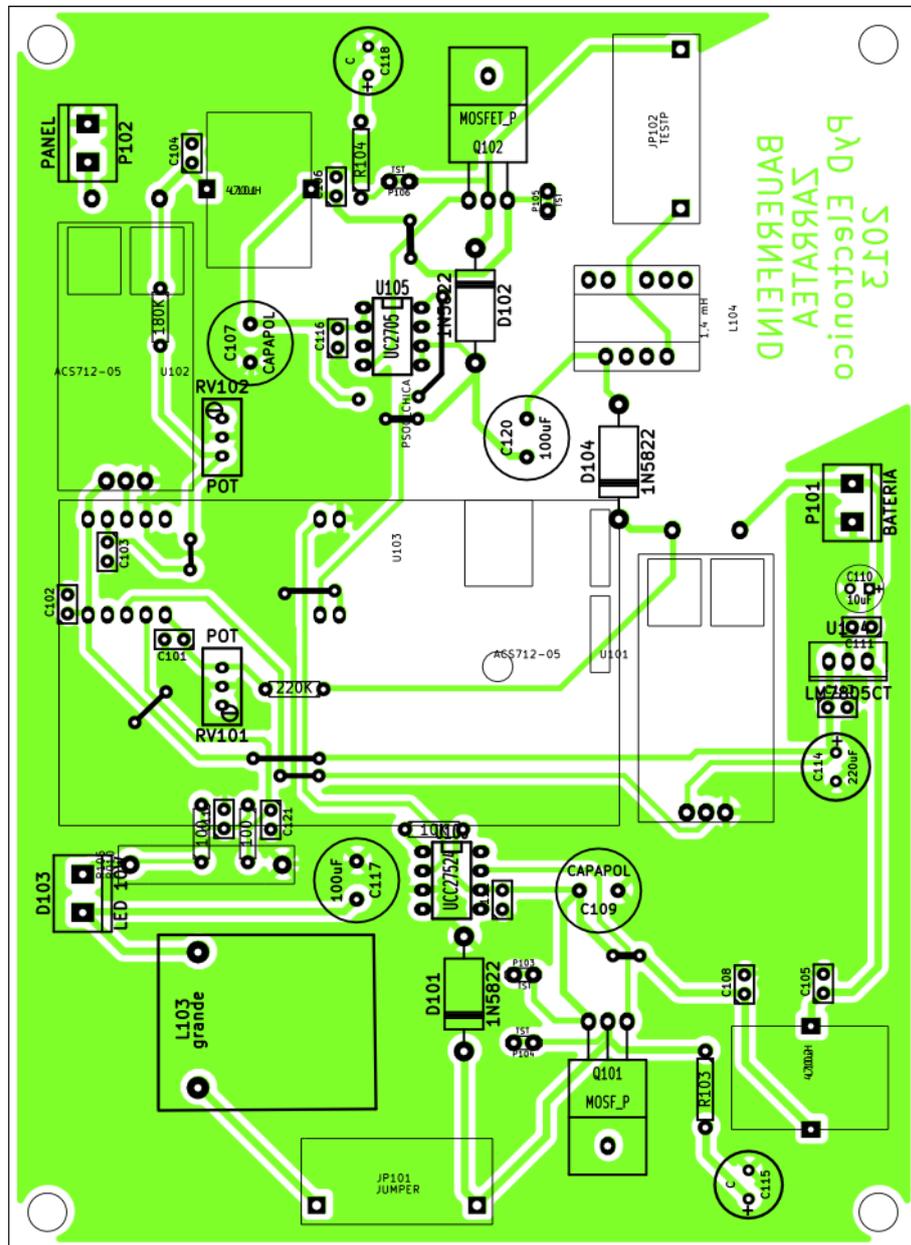
La potencia consumida por este dispositivo es la principal causa de que el sistema no permitirá su funcionamiento durante toda la noche. Como antes se explica, la cantidad de horas de trabajo rondaría las 6 horas para la capacidad de la batería utilizada en este proyecto, lo cual aunque no abarque toda la noche es un lapso de tiempo interesante.

Aspectos generales: Una cuestión a resaltar, es la facilidad de realizar diseños mediante el μ C PSoC, así como las posibilidades que presenta el incorporar estos denominados bloques analógicos/digitales. El mismo ha resultado muy flexible y con una complejidad normal para su utilización. Como punto a destacar, esta tecnología integrada resulta excelente sobre todo en aplicaciones donde las dimensiones del circuito electrónico son limitantes, permitiendo realizar diseños complejos en espacios reducidos.

ANEXO I: ESQUEMA CIRCUITAL



ANEXO II: PLACA DE CIRCUITO IMPRESO



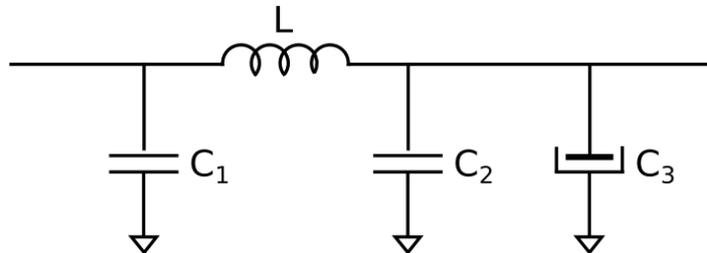
120 x 170

ANEXO III: COSTOS Y REFERENCIA DE DISPOSITIVOS

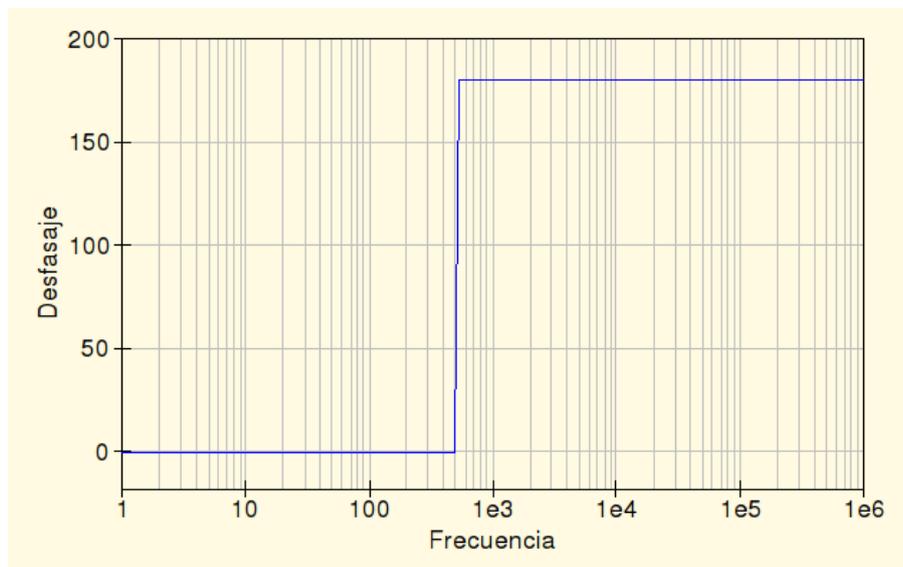
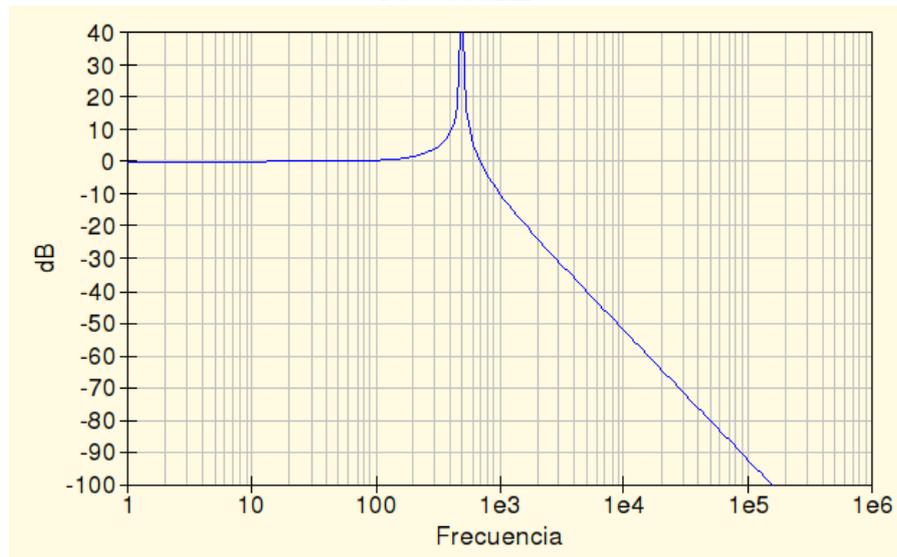
Referencia en esquema	Descripcion	Valor	Cantidad	Costo us\$
C104 C105 C106 C108 C119 C121	Capacitor poliester metalizado	10nF	6	0.08538
C111 C113	Capacitor ceramico	0.1uF	7	0.13937
C107	Capacitor electrolitico	100uF	2	0.04894
C115 C118	Capacitor ceramico	680nF	2	0.04382
C110	Capacitor electrolitico	1uF	1	0.07
C114	Capacitor electrolitico	220uF	1	0.05911
C109	Capacitor electrolitico	2200uF 35V	1	0.93169
C117	Capacitor electrolitico	2200uF 16V	1	0.44509
C120	Diodo Schotkly	1N5822	3	0.6831
D101 D102 D104	LED de potencia	10W	1	29.167
D103	Alambre medición corriente	TESTP	1	--
JP101	Alambre medición corriente	TESTP	1	--
JP102	Bobina	470uH	2	1.276
L101 L102	Bobina	2.7mH	1	0.79824
L103	Bobina	1,4 mH	1	0.79824
L104	Bornera	BATERIA / PANEL	2	0.28678
P101 P102	Punta de prueba	TST	4	--
P103 P104 P105 P106	Mosfet P IRF5490	MOS_P	2	0.639
Q101 Q102	Resistor film de carbon 5%	10K	1	0.013
R109	Resistor film de carbon 1%	18K	1	0.03104
R101	Resistor film de carbon 1%	22K	1	0.03104
R102	Resistor film de carbon 5%	15E	2	0.013
R103 R104	Resistor shunt	R010E	1	
R105	Resistor film de carbon 5%	180	2	2.36335
R106 R107	Preset mutivuelta 10K	POT	2	0.57149
RV101 RV102	Driver mosfet	UC2705	1	3.6
U105	Regulador de voltaje 5V	LM7805CT	1	0.51449
U104	Sensor corriente Allegro	ACS712-05	2	36.67
U101 U102	Placa CY8CKIT-003	PSOC_CHICA	1	49
U103	Driver mosfet	UCC27524	1	0.75
U106	Bateria de gel 12V	-	1	21.67
-	Panel fotovoltaico 30W	-	1	125
-				
		Costo Total US\$		275.69917

ANEXO IV: FILTRO 'PI' PARA CONVERTORES CC-CC

$C_1=10\text{nF}$
 $C_2=10\text{nF}$
 $C_3=220\mu\text{F}$
 $L=470\mu\text{H}$

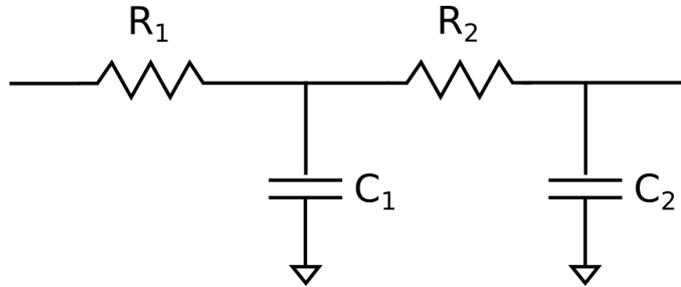


$F_c \approx 800\text{Hz}$

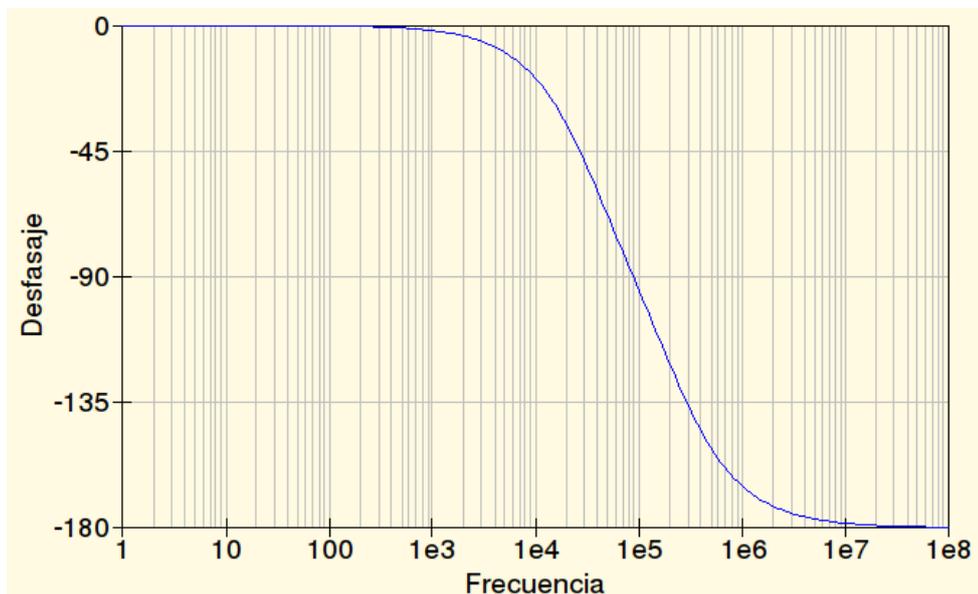
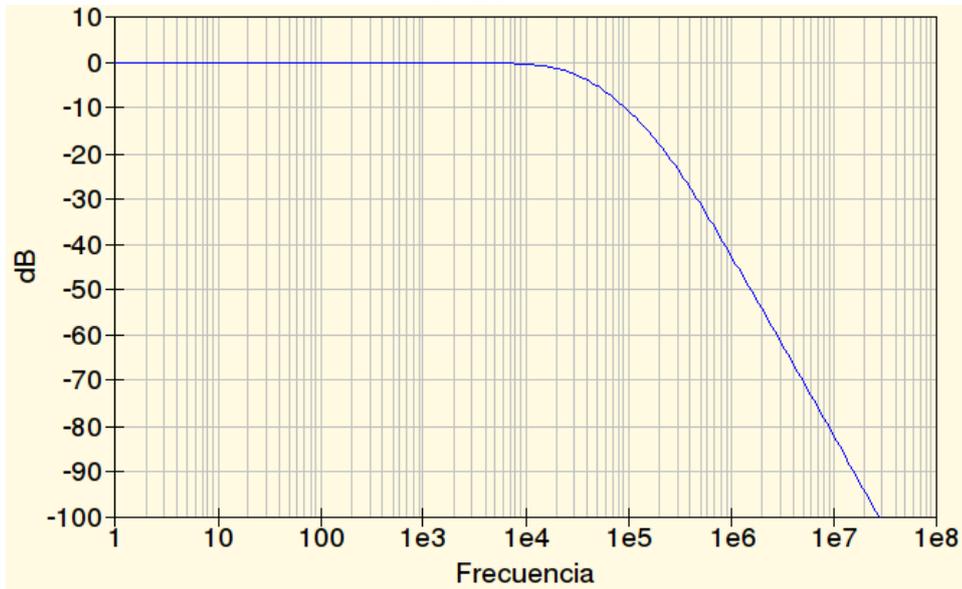


ANEXO V: FILTRO PB PARA MEDICIÓN DE SHUNT

$C_1=10\text{nF}$
 $C_2=10\text{nF}$
 $R_1=180\Omega$
 $R_2=180\Omega$



$F_c \approx 30\text{kHz}$



ANEXO VI: RESULTADOS DE SIMULACION

Algoritmos y resultados de simulación en PSIM.

Primeramente para la simulación se debe tener en cuenta el valor de los pasos de tiempo es importante para una correcta salida de PWM. Como nuestra máxima frecuencia de PWM para ambos casos será de $f_s=20\text{kHz}$. El paso de reloj para la simulación será de $t_{STEP}=T_s/100=0,5\mu\text{seg}$. Entonces se tiene que en un ciclo de frecuencia PWM existirán 100 pasos.

Algoritmo para simulación en PSIM en alimentación de batería a LED.

El diagrama de flujo implementado está basado en un controlador ON-OFF. Su mismo esquema se enseña en la Figura 0-1:

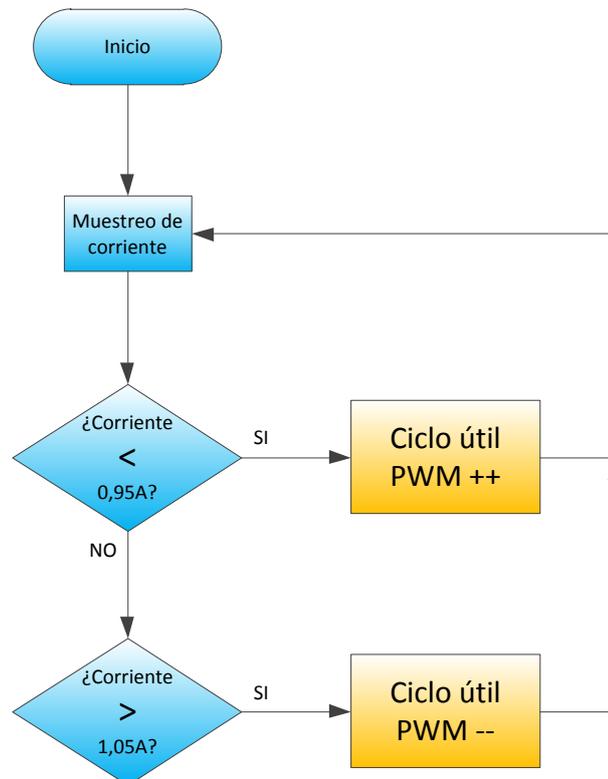


Figura 0-1 Diagrama de flujo para alimentación de LED por batería

El código implementado en el archivo “.dll” en PSIM es el siguiente:

```
#include<math.h>
```

```

double N=0;
float N2=0;
float D_PWM=0;
unsigned char i=0;           //contador para una subida mas lenta

void __declspec(dllexport) simuser (double t, double delt, double
*in, double *out)

{

//////////////////////////////////////
//Calculo de ciclo util  pwmD_PWM
//////////////////////////////////////
/

//inicio lento
double Ts;
double Ncont;
double a;

Ts=0.00020833; //Periodo de conmutacion
Ncont=Ts/delt;
a=0.8*Ncont;
if(i==0)
{
    N2++;
    if(N2>=a)
    {
        D_PWM++;
        N2=0;
    }
    if(D_PWM>=a)
    {
        i=1;
    }
}
//Calculo de D_PWM una vez obtenido regimen estacionario
if(in[0]<0.95&&D_PWM<a&&i==1)
{
    D_PWM++;
}
if(in[0]>1.05&&D_PWM>a&&i==1)

```

```

    {
        D_PWM--;
    }

////////////////////////////////////
    //Salida de PWM
////////////////////////////////////

    if (N<D_PWM)
    {
        out[0]=1;
    }
    else
    {
        out[0]=0;
    }
    N++;
    if (N>=Ncont)
    {
        N=0;
    }
}

```

Resultados para simulación en PSIM en alimentación de batería a LED.

Cabe aclarar aquí que en este caso se utilizó en lugar del LED, una resistencia de 10Ω para la simulación. Esta es una carga real, por lo cual los resultados simulados diferirían importantemente con los resultados experimentales.

Realizando el muestreo de la tensión y corriente del led con respecto al tiempo se tiene:

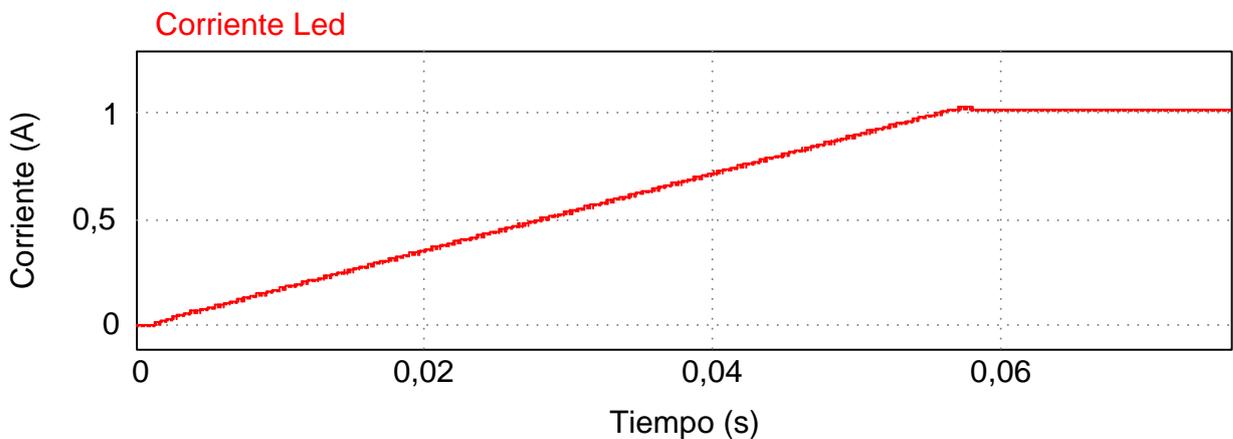


Figura 0-2 Corriente en LED I_{LED}

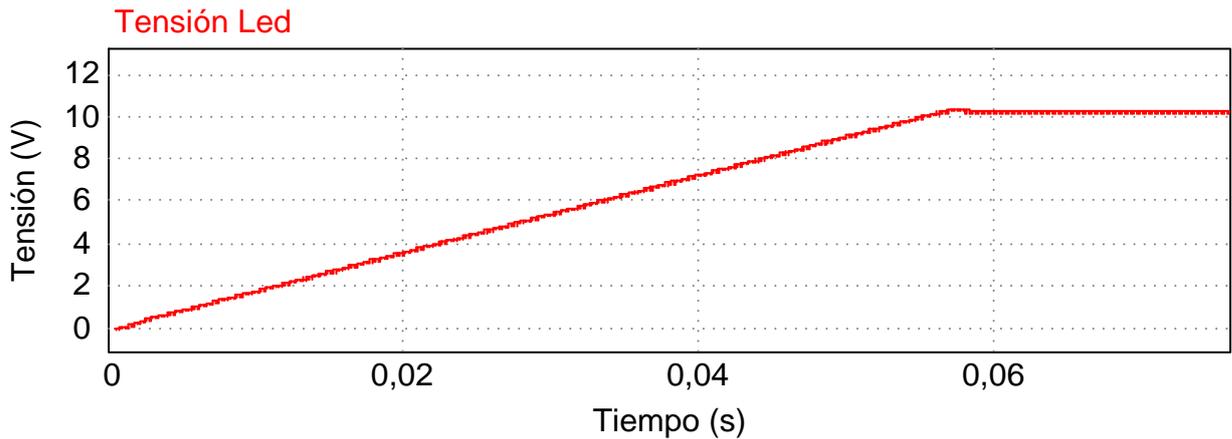


Figura 0-3 Tensión en LED V_{LED}

Se observa en la Figura 0-2 un tiempo de establecimiento cercano a 0,06 segundos para la corriente, así como un pequeño sobrepaso ligeramente mayor a 1A. Analizando la Figura 0-3 se observa también un tiempo de establecimiento cercano a 0,06 segundos, junto con un pequeño sobrepaso ligeramente mayor a 10V.

Teniendo en cuenta que el objetivo es la iluminación, el tiempo de establecimiento es aceptable; ya que el ojo humano no apreciaría este pequeño tiempo. A continuación, si se habla del sobrepaso, en tensión este mismo queda dentro de los límites admitidos (menor a 11V), por lo cual termina siendo aceptable.

Algoritmo para simulación en PSIM para MPPT.

El algoritmo para la simulación del MPPT en PSIM es el perturba y observa P&O. Su diagrama de flujo es representado en la Figura 0-4.

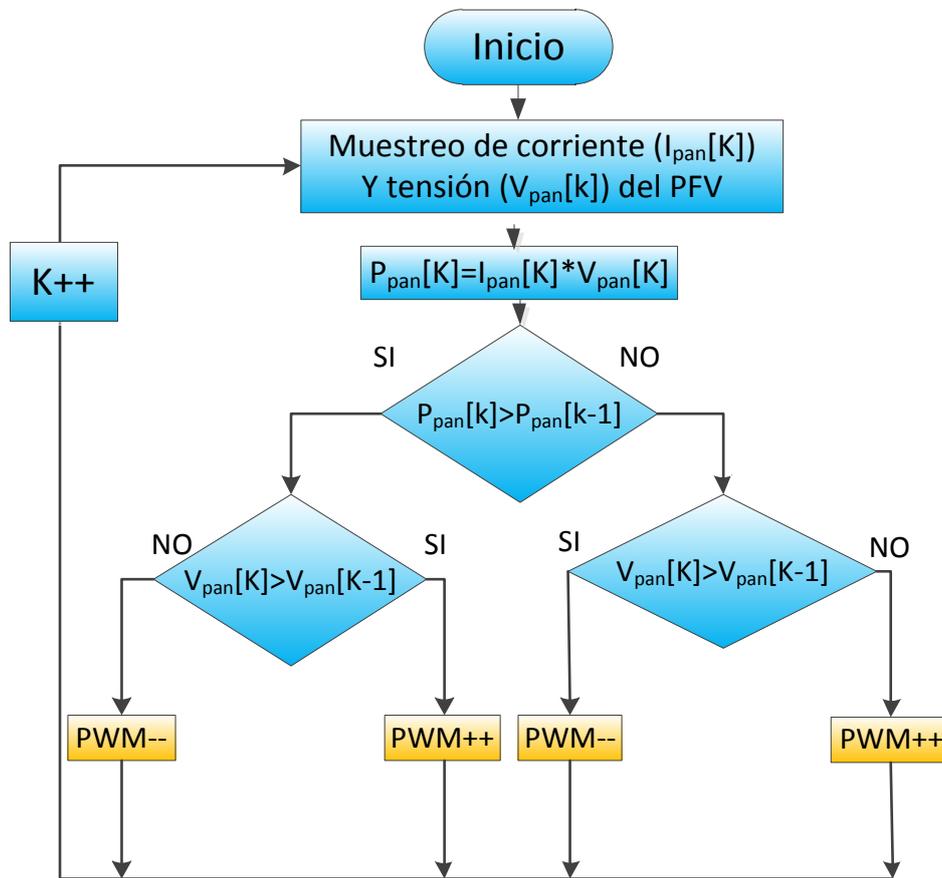


Figura 0-4 Algoritmo P&O para MPPT

El *firmware* presentado en PSIM es el siguiente:

```

/*
in[0]=Corriente entregada por panel
in[1]=Tension entregada por panel
*/

#define PWM_STEP 10

#define Vpan in[1]
#define Ipan in[0]

void PWM_ciclo(unsigned char ciclo);

unsigned char Volt_Panel_Max=21.4; //tension de panel a
circuito abierto
unsigned char i=0;
unsigned char N=0;
double Ppan[2]={0,0};
double VVpan[2]={0,0};

```

```

unsigned char slope=1;
unsigned int D_PWM=0;
unsigned char delay=0;
double Cont=0;           //Conteo para el calculo de MPPT
unsigned char a=0;
double b=0;

void __declspec(dllexport) simuser (double t, double delt, double
*in, double *out)
{
    double Ts=0.0000422;           //frecuencia de conmutacion
del circuito
    double Ncont;                 //cantidad de pasos dentro
de una frecuencia de conmutacion
    unsigned char Pmore=0;        // 1 incrementa, 0 reduce
potencia
    Ncont=Ts/delt;

    //////////////////////////////////////
    i^=1;                         //comienza en 1
    //MUESTREO TENSION CORRIENTE
    Ppan[i]=Ipan*Vpan;
    VVpan[i]=Vpan;

    //los offset dependen del paso de resolucio, si se pone paso
mas fino agregar 1 cero a cada uno
    Pmore=(Ppan[i]+ (double)0.0005 )>Ppan[i^1];
    slope=(VVpan[i]+ (double)0.001 )>VVpan[i^1];

    //Slope indica el aumento o disminuci3n de ciclo
util/TENSION...arranca en 1.. como que si se estaba aumentando...

    if(Pmore)
    {
        if(slope)
            PWM_ciclo(1);
        else
            PWM_ciclo(0);
    }else{
        if(slope)
            PWM_ciclo(0);
        else
            PWM_ciclo(1);
    }
}

```

```

        }

//Calculo de salida PWM
    if (N<D_PWM)
        out[0]=1;
    else
        out[0]=0;

    N++;

    if (N>=Ncont)
        N=0;

    out[1]=Pmore;
    out[2]=D_PWM;

}

//-----//
void PWM_ciclo(unsigned char ciclo)
{

    if(ciclo==1){
        if(D_PWM < 255)
            D_PWM+=1;
    }else{
        if(D_PWM > 2)
            D_PWM-=1;
    }

}

//-----//

```

Se realizaron pruebas frente a una onda continua, frente a una onda cuadrada y frente a una onda senoidal.

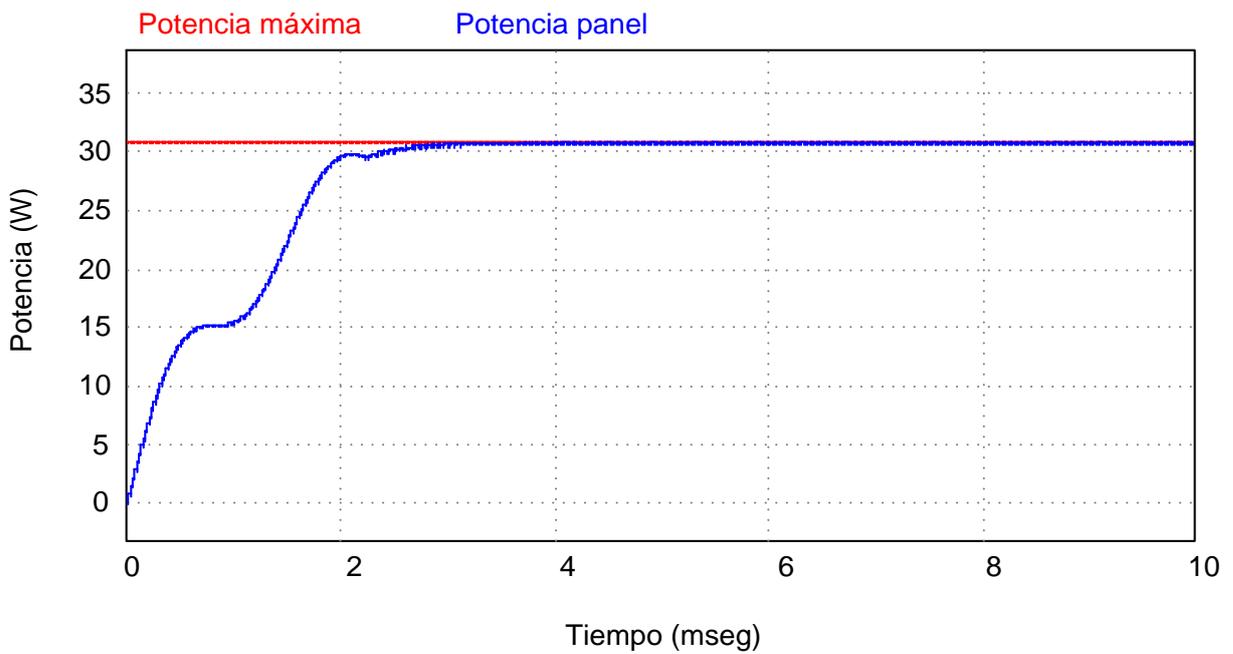


Figura 0-5 MPPT frente a onda continua

Seguidamente se realiza una variación de una onda cuadrada de 7W pico a pico en la potencia máxima. Es representado en la Figura 0-6

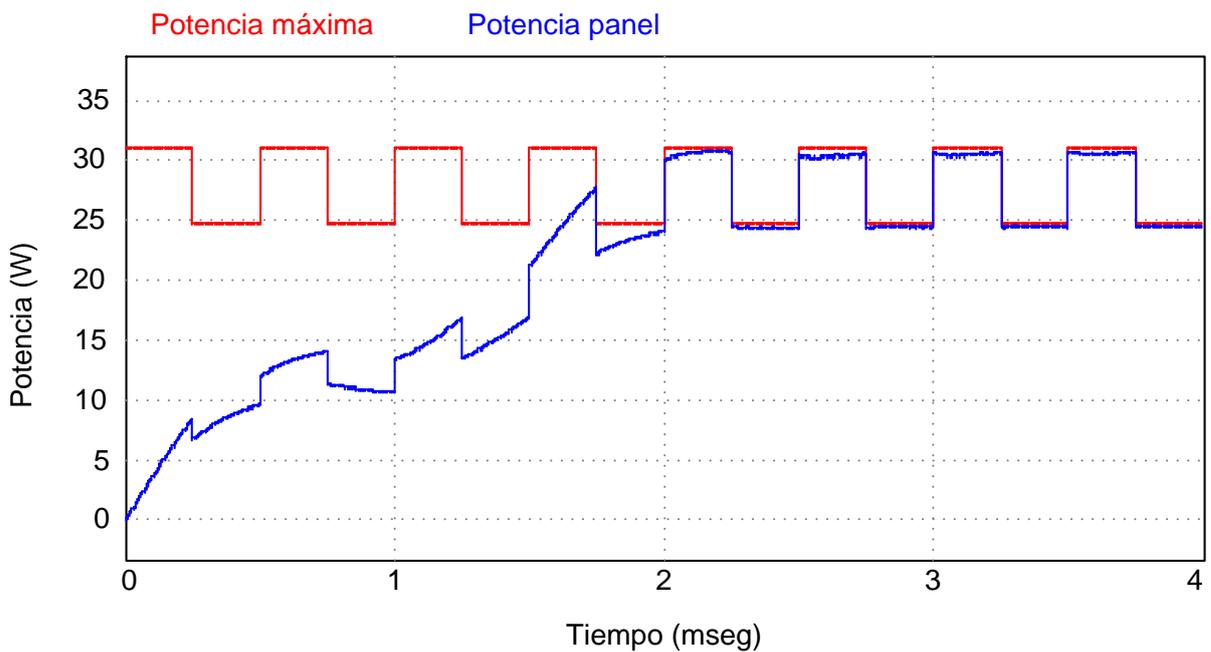


Figura 0-6 MPPT frente a onda cuadrada

Finalmente es presentada la simulación de la respuesta de nuestro sistema de MPPT frente a una señal de potencia sinusoidal de 2W pico a pico. Presentando la gráfica en la Figura 0-7

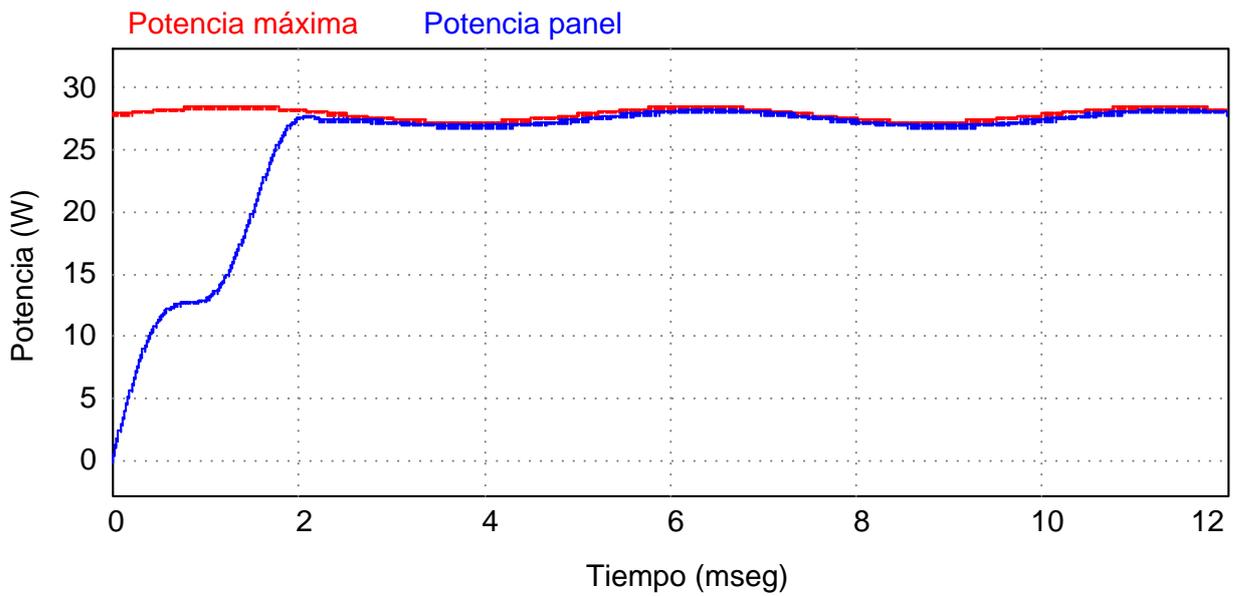


Figura 0-7 MPPT frente a onda sinusoidal

Se observa un seguimiento constante de la máxima potencia entregada por el panel, con un tiempo de establecimiento de 2 *mseg*. Es visto también que hay un pequeño error en régimen estacionario, el cual se da debido al *offset* utilizado en la comparación de potencia y tensión.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Cypress Semiconductor. “**Topology and Design Guide for Circuits using PowerPSoC**”. Cypress Semiconductor Corporation, 2013.
- [2] Wing Yan Leung, Tsz Yin Man, Mansun Chan. “**A High-Power-LED Driver with Power-Efficient LED Current Sensing Circuit**”, The Department of Electronic and Computer Engineering, Hong Kong University of Science & Technology, Hong Kong SAR, China. 2008 IEEE
- [3] Cypress Semiconductor. “**Topology and Design Guide for Circuits using PowerPSoC[®]**”, Cypress Semiconductor Corporation, 2009-2013.
- [4] Robert Ashby, “**My First Five PSoC[®] 3 Designs**” Cypress Semiconductor, 198 Champion Court, San Jose, CA 95134-17091
- [5] Pablo Bacho Manzorro. “**ANÁLISIS DE LA TECNOLOGÍA PSoC APLICADA A REDES DE SENSORES**”, Universidad Autónoma de Madrid, Ingeniería de Telecomunicación. Febrero, 2013.
- [6] “**PSoC[®] Creator[™] Component Datasheet - Pins**”, Cypress Semiconductor Corporation, 2009-2013
- [7] “**Operational Amplifier (Opamp) 1.70.**”, PSoC[®] Creator[™] Component Datasheet. Revised October 17, 2011
- [8] Anshul Gulati and Srinivas NVNS “**PowerPSoC[®] – MPPT Solar Charger with Integrated LED Driver**”, Cypress Semiconductor Corporation AN56778.
- [9] “**IRF9530N datasheet**”, International Rectifier PD-91482C
- [10] Raúl Alvarez Torrico - **Introducción a las máquinas de estado finito.** <http://www.tecbolivia.com/index.php/articulos-y-tutoriales-microcontroladores/13-introduccion-a-las-maquinas-de-estado-finito>. [En línea] [Consultado el: 20 de Mayo del 2013].
- [11] West Marine - **Selecting a Battery Charger.** <http://www.westmarine.com/webapp/wcs/stores/servlet/WestAdvisorView?langId=-1&storeId=11151&page=Battery-Charging#.UaOrgYpRU0c>. [En línea] [Consultado

el: 17 de Mayo del 2013].

- [12] Patrick Carner -- **Bringing Intelligence to LED Lighting Applications** - Texas Instruments, Agosto 2012
- [13] C. Liu, B. Wu and R. Cheung - **ADVANCED ALGORITHM FOR MPPT CONTROL OF PHOTOVOLTAIC SYSTEMS** - Department of Electrical & Computer Engineering, Ryerson University, Toronto, Ontario, Canada M5B 2K3
- [14] Anshul Gulati - **AN56778: MPPT Solar Charger with Integrated LED Driver** – Cypress Semiconductors 2012
- [15] PSoC ® 3 Development Kit Guide - CY8CKIT-030 - Consultado el miercoles 10/04/2013 de <http://www.cypress.com/?docID=41970>
- [16] Julio Fernández Ferichola – **Caracterización de módulos fotovoltaicos con dispositivo portátil** – Universidad Carlos III de Madrid
- [17] PSoC3_CY8C38_Family_Datasheet
- [18] PSoC® 3 FirstTouch™ Starter Kit Guide - CY8CKIT-003 - Consultado el miercoles 10/04/2013 de <http://www.cypress.com/?docID=39583>
- [19] Virtual Ground Circuits - Consultado el 06/05/2013 de <http://tangentsoft.net/elec/vgrounds.html>
- [20] **“1N5820 THRU 1N5822”**, 3.0 AMP SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS
- [21] **“UCC27524 datasheet”**, Texas Instruments, SLUSAQ3F – NOVEMBER 2011 – REVISED MAY 2013
- [22] **“UCC2705 datasheet”**, Texas Instruments, SLUS370D – JULY 1995 – REVISED MARCH 2012
- [23] **“ACS712”** Allegro, *Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*, ACS712-DS, Rev.15
- [24] Dave Van Ess & Mohana Koteeswaran – **AN2108: PSOC 1 Implementing Hysteresis Comparator** – Cypress Semiconductors 2012
- [25] Rod Elliott - LED Lighting Comes of Age - High Power LEDs - Consultado el sábado 13/07/2013 de <http://sound.westhost.com/lamps/led3.html>
- [26] **“DESIGN OF SNUBBERS FOR POWER CIRCUITS”** Rudy Severns
- [27] CITIZEN ELECTRONICS CO LTD. - **Instruction Manual (COB LED Package)** - CITILED

- [28] Hoja de datos Batería - **PRO-1 BSLA 7/12 CP1 12V 7A** - Probattery
- [29] .Hoja de datos LED 10W - **BL-HP15E-10W High Power LED** - betlux
- [30] . Rod Elliott (Elliott Sound Products) - **Lamps & Energy Index: Heatsinks** - Consultado el 10/08/2013 de <http://sound.westhost.com/lamps/thermal.html>
- [31] .Guillermo A. Fernández, Mendoza Horacio - **Enfriamiento de semiconductores**, Cátedra ingeniería industrial – FIO UNaM
- [32] .International Aluel – **Disipadores Aletas** - Consultado el 18/08/2013 de <http://www.disipadores.com/aletas.htm>
- [33] .Características LED 10W similar – LED XL010WP09UWC - Consultado el 18/08/2013 de http://www.electric-equipments.com/products/10w_white_led_cool_white_pure_white_warm_white-mpz57c16f0-z54062d3.html
- [34] José A. Torello SAXUM S.A. - Desarrollos – **Pérdidas en un MOSFET en conmutación**