



UNIVERSIDAD
DE LA REPÚBLICA
URUGUAY



Desarrollo del Sistema de Gestión de Energía para un Satélite



P-SAT

Luis I. de León Echarri · Javier A. Ramos Mañay · Gonzalo E. Sotta Medina
Tutor: Juan Pechiar

Universidad de la República
Facultad de Ingeniería

DESARROLLO DEL SISTEMA DE GESTIÓN DE ENERGÍA PARA UN SATÉLITE

P-SAT

Febrero 2011

Luis Ignacio de León Echarri

Javier Alejandro Ramos Mañay

Gonzalo Eduardo Sotta Medina

Tutor: Ing. Juan Pechiar

Derechos Reservados
Biblioteca Nacional
26 de abril de 2011
Montevideo - Uruguay

El 20 de Julio del 2009 se tomó la decisión de iniciar el proyecto “Desarrollo del Sistema de Gestión de Energía para un Satélite”. El día 25 de Febrero del 2011 se realizó la defensa ante el tribunal competente; Ing. Juan Pechiar, Ing. Gabriel Eirea e Ing. Sebastián Fernández.

El 26 de Abril del 2011 se dio por concluido el trabajo realizado y se entregaron copias a la Biblioteca del Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República y en la Biblioteca Nacional dando registro del trabajo culminado.

A Nuestras Familias y Amigos

AGRADECIMIENTOS

A lo largo del desarrollo de este proyecto muchas personas han colaborado de una u otra forma con el progreso del mismo.

Primeramente queremos agradecer a nuestras familias por su constante apoyo y paciencia, particularmente a Ruben Ramos y Susana Echarri que nos aportaron varias ideas y materiales de trabajo.

Varias personas de diversas partes del globo, colaboraron con nosotros de manera solidaria,

Argentina,

Julio C. Durán - CENEA Argentina

Cristian Bruno - CENEA Argentina

Gerardo Sager– UNLP

Ing. Rafael Charro – Elko (representante TEXAS INSTRUMENTS)

Y muy especialmente a Esteban Mastrocola de Elko (representante TEXAS INSTRUMENTS) quien de manera desinteresada nos ayudó como intermediario para conseguir los componentes.

Colombia,

Liza Leonor Pinzón Cadena - Proyecto Espacial Colombia en Órbita - Libertad 1

Ing. Miguel T. Ariza - Proyecto Espacial Colombia en Órbita - Libertad 1

Alemania,

Jürguen Grein - AZURSPACE

USA,

Ralh Wallio - AMSAT

Robert Bruninga - AMSAT

MAXIM

NATIONAL SEMICONDUCTORS

Vietnam

Vu Trong Thu – AMSAT

Y otras lo hicieron aquí...

Ricardo Rey - Fedex

María Noel Pirri- Fedex

Stefania Core– Aduana Carrasco

Alexander González - Terminal de Carga

Adolfo Cartategui– Contador Facultad de Ingeniería

Lourdes Gariboti–Contaduría Facultad de Ingeniería

Sandra Vignoli–Contaduría Facultad de Ingeniería

Dr. Armando Mara – Decanato Facultad de Ingeniería

Ing. Pablo Belzarena – IIE

Ing. Gabriel Eiréa – IIE

Ing. Nicolás Rivero – IIE

Ing. Miguel Barreto – IIE

Sergio Sosa – IIE

Matías Sellanes – IIE

Laura Landín – IIE

Julia Demasi – IIE

Ing. Jorge Sotuyo – INCO

Dr. Ing. Iván López Moreda - IQ
Carlos Fabio Nuñez Valladares
Ing. Alberto Arce
María Inés Dalla Rizza
Grupo de proyecto Lapix
Ing. Agr. Carlos Negro – INIA
Mayid Sáder – Subgerente Diseño de Programas e Instrumentos, ANII
Facundo Gil – CSIC
CSIC – PAIE 2009

A Abraham Mengen, Carlos Pechiar y Gonzalo López Machuca.
A José Vila y Juan Pechiar por los consejos, conocimientos y materiales brindados.
Y otros muchos, a quienes la rutina no permitió conocer sus nombres...

...a todos, MUCHÍSIMAS GRACIAS

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS.....	4
ÍNDICE.....	6
1 INTRODUCCIÓN	10
2 MOTIVACIÓN	10
3 CONCEPTOS GENERALES	11
3.1 CubeSat	11
3.2 Interfaz P-POD	11
3.3 Vehículo de Lanzamiento	12
4 OBJETIVO GENERAL	13
4.1 La Importancia del Sistema de Gestión de Energía.....	13
5 REQUISITOS DE DISEÑO PARA EL SISTEMA DE GESTIÓN DE ENERGÍA	14
5.1 Requisitos de la Estructura.....	14
5.2 Requisitos Eléctricos.....	14
5.3 Requisitos Térmicos	14
5.4 Otras Especificaciones.....	15
5.4.1 Pin de “Remove Before Flight”	15
5.4.2 Despliegue de Antenas y Retardo en la Transmisión de Datos.....	15
6 MODELADO TÉRMICO	16
6.1 Introducción	16
6.2 Características Térmicas del Entorno	16
6.2.1 Radiación Solar	17
6.2.2 Albedo	17
6.2.3 Radiación Térmica (Radiación Planetaria).....	18
6.2.4 Emisión de Calor desde la Nave	19
6.3 Balance Térmico	19
6.4 Hipótesis de Trabajo y Enfoque Térmico del Diseño.....	21
6.4.1 Análisis del Problema y Supuestos Generales.....	21
6.4.2 Simulaciones del Comportamiento Térmico	21
7 BALANCE ENERGÉTICO	32
7.1 Suposiciones sobre el Ambiente Espacial	32
7.2 Determinación de la Potencia Solar	32
7.3 Efecto del Albedo	36
7.4 Energía Generada por los Paneles Solares	37
7.5 Balance Energético por Módulos	37
8 ESPECIFICACIÓN FUNCIONAL Y DISEÑO IMPLEMENTADA	39
8.1 Dimensiones Estructurales.....	39
8.2 Descripción y Comportamiento del Sistema	39
8.2.1 Protocolo de Protección de Fallas por Sobrecorrientes.....	41
8.2.2 Adquisición de Datos de Mantenimiento.....	42

8.2.3	Medidas de Tensión	43
8.2.4	Medidas de Corriente.....	43
8.2.5	Medidas de Temperatura.....	43
8.3	Arquitectura de Hardware	44
8.3.1	Características Funcionales	44
8.3.2	Baterías.....	44
8.3.3	Paneles Solares.....	53
8.3.4	Análisis de Topologías de la Fuente de Alimentación	64
8.3.5	Eficiencia.....	83
8.4	Arquitectura de Software.....	86
8.4.1	La Funcionalidad del SGE.....	86
8.4.2	Protocolo I2C.....	87
8.4.3	Bucle Principal	88
8.4.4	Interrupciones	90
8.5	Criterios de Éxito y Aceptación.....	93
9	COMPONENTES UTILIZADOS Y CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA	94
9.1	Diseño y Montaje Modular.....	94
9.1.1	Regulador Lineal	94
9.1.2	Implementación del Regulador de 3.3V	97
9.1.3	Primera aproximación hardware del MPPT	100
9.1.4	Protección de Batería	102
9.1.5	Adquisición de Datos.....	107
9.1.1	Puerto de Alimentación.....	112
9.1.1	Microprocesador y Sistema Digital.....	116
9.2	Montaje Final.....	122
9.2.1	Estimación del peso total	124
10	TRABAJO A FUTURO	126
10.1	Referente a P-SAT.....	126
10.2	Referente al proyecto Laí	126
11	CONCLUSIONES	127
	REFERENCIAS	128
	GLOSARIO	129
1	ANEXOS.....	131
1.1	Convertidores DC-DC.....	131
1.1.1	Principios de Funcionamiento de los Convertidores Conmutados	131
1.2	Soporte para Ensayo de Celdas Solares	133
1.2.1	Montaje 1	133
1.2.2	Montaje 2	134

1.2.3	Soporte entre el Montaje y el Goniómetro	136
1.3	Obtención de Componentes	137
1.3.1	Microprocesador	137
1.3.2	Baterías	137
1.3.3	Paneles Solares	137
1.3.4	Integrados	137
1.4	Sensor de Corriente MAX1627	139
1.5	Soldadura del TPS63000	142
1.5.1	Métodos de Soldado	143
1.5.2	Ubicación del integrado en su posición	143
1.5.3	Retención del integrado durante la soldadura	144
1.5.4	Soldado	145
1.5.5	Verificación de la Soldadura	145
1.6	Arreglo experimental para ensayo del LM20	147
1.7	Estructura del DVD adjunto	148

1 INTRODUCCIÓN

En los últimos años, en el marco del "Proyecto Laí", se ha trabajado en área de tecnologías aeroespaciales. Laí es un proyecto educativo dedicado a proveer experiencia en ingeniería aplicada a los estudiantes de grado, promovido por la Facultad de Ingeniería (UdelaR). La tarea concreta consiste en la fabricación y operación del primer picosatélite experimental uruguayo. Este tipo de experiencias han sido muy exitosas en otras universidades, y sería la primera actividad espacial en el país.

Hasta el 2009, se han liberado exitosamente cuatro globos sonda con sistemas de telemetría, instrumentación y carga científica desarrollados por estudiantes. Superando los $33km$ de altura. En esta primera etapa se llevaron a cabo diversos avances, como el desarrollo completo de un enlace de video en 1200 MHz y la adquisición de "know-how" acerca de los globos de gran altura como herramienta científica de propósito general.

El presente trabajo inicia la etapa relacionada directamente con el satélite, centrándose en el módulo de gestión de energía de este ambicioso proyecto.

2 MOTIVACIÓN

La puesta en órbita de un satélite demanda mucho esfuerzo tanto de recursos humanos como económicos. La provisión de energía eléctrica en un sistema de estas características es fundamental. Una falla en el sistema energético resulta necesariamente en la pérdida del satélite. Es por ello que la fiabilidad del elemento a poner en órbita queda mayoritariamente definida por la capacidad de tener una gestión segura y eficiente de las fuentes de energía a utilizar por éste.

Motivados en que el satélite opere correctamente y por el mayor tiempo posible en el espacio se plantea el siguiente trabajo. Bajo el título "Desarrollo del sistema de gestión de energía para un satélite" se busca analizar la problemática de gestionar la energía de un satélite con el afán de sacar el mayor provecho de la inversión de su puesta en órbita.

3 CONCEPTOS GENERALES [1]*

3.1 CubeSat

El proyecto CubeSat desarrollado por Cal Poly es una cooperación internacional de más de 40 universidades y empresas privadas trabajando en forma conjunta para el desarrollo de picosatélites que contengan pequeñas cargas útiles (“payloads”) asociadas a experimentos científicos, privados o gubernamentales. La misión primaria de este programa es brindar la posibilidad de hacer accesible la puesta en órbita de pequeños “payloads” a un costo accesible a nivel institucional.

Este programa brinda a los estudiantes la posibilidad de trabajar en el área de tecnologías espaciales. Dicha oportunidad es factible dada la reducción de costos y de tiempo de desarrollo generalmente asociados con el diseño del satélite. La reducción de estos costos y limitaciones de tiempo, se logra reduciendo drásticamente las dimensiones del satélite.

Ésta es la razón por la cual la norma CubeSat define como muy importantes dos características fundamentales, que son sus dimensiones de $10 \times 10 \times 10 \text{ cm}$ y su masa de no más de 1 kg .

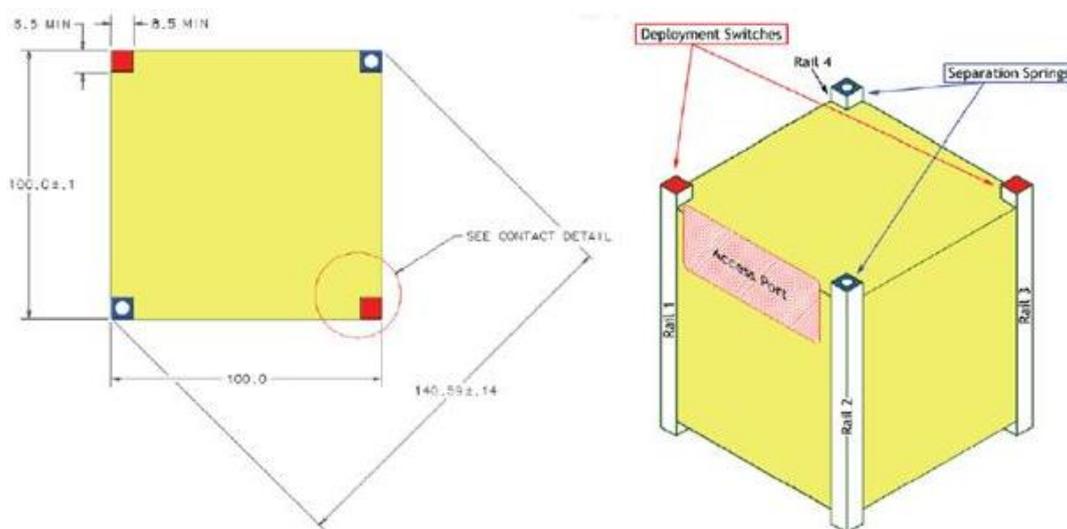


Figura 1. Dimensiones estándar de un CubeSat

3.2 Interfaz P-POD

El P-POD (Poly Pico satellite Orbital Deployer) es el sistema de liberación estándar de los CubeSats. Carga de tres a seis CubeSats estándar, sirviendo como interfaz entre los CubeSats y el LV (“Launch Vehicle” o Vehículo de Lanzamiento). El P-POD es una caja rectangular de aluminio con una compuerta y un sistema de resorte. Los CubeSats se deslizan sobre unos rieles durante su puesta en órbita. Los satélites deben ser compatibles con los P-POD para garantizar la seguridad y el éxito de la misión.

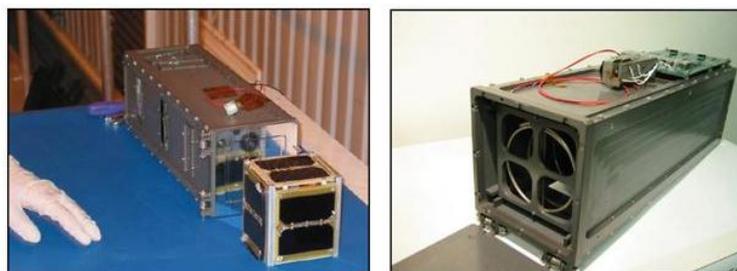


Figura 2. P-POD: Poly Picosatellite Orbital Deloyer

* Las referencias se detallan en los títulos de las secciones que las utilizan.

3.3 Vehículo de Lanzamiento

Los CubeSats dentro de los P-PODS son dispuestos dentro de cohetes que son lanzados al espacio para la puesta en órbita de los satélites. Un ejemplo de estos vehículos es el Vega LV utilizado para el lanzamiento del SwissCube en 2009 (Figura 3).



Figura 3. Vega LV

4 OBJETIVO GENERAL

Analizar, desarrollar y poner en funcionamiento el sistema de gestión de energía para un satélite, junto con su modelado térmico. Se procura con este desarrollo controlar el suministro energético del satélite garantizando su vida útil.

4.1 La Importancia del Sistema de Gestión de Energía

La función primaria del sistema de gestión de energía es capturar la energía solar y administrarla. Esto se realiza a través de celdas fotovoltaicas que reciben la energía directamente del sol como también del albedo, transmitiéndola luego a los diversos subsistemas. No menos importante es la capacidad que debe tener de controlar las fallas referentes a consumo de energía de los demás módulos, ya sea por sobrecargas, sobretensiones o fenómenos generados por eventos espurios.

Visto que el satélite no se encontrará todo el tiempo expuesto a esta fuente de energía (el tiempo de exposición a la radiación solar dependerá de la órbita que el CubeSat describa), deberá acumularse parte de la energía capturada. Por tanto teniendo en cuenta este aspecto es que parte de la energía captada por los paneles solares se almacenará en una batería a efectos de volcarla a los subsistemas durante el tiempo en que el satélite se encuentre en el cono de sombra del eclipse.

La radiación también puede causar errores en dispositivos lógicos. Esto ocurre cuando una partícula de alta energía golpea al dispositivo y pueden acontecer una o dos situaciones: El primer escenario es cuando la partícula atraviesa el material del dispositivo ionizando la trayectoria en su camino (Figura 4 –Izquierda-). Esta ruta actuará como un corto circuito entre las partes individuales/capas del dispositivo. El segundo escenario es cuando la partícula de alta energía golpea un átomo con la energía suficiente como para dividirlo, y las partes individuales a continuación, cada uno traza un camino de partículas ionizadas a través del material del dispositivo (Figura 4 –Derecha-).

Este fenómeno se conoce como un Single Event Upset (SEU), y puede cambiar los datos almacenados digitalmente o hacer una abrir o cerrar un gate en el momento equivocado. El impacto en el dispositivo de carácter más grave, en el que la partícula de alta energía puede causar daños en el dispositivo, se conoce como un Single Event Latch-up (SEL). Estos efectos también pueden afectar a otros dispositivos, por ejemplo, causando un conflicto de bus, donde los dispositivos por separado intentan forzar diferentes tensiones en el mismo punto, y por lo tanto se queman. El software puede ser programado para detectar y corregir errores digitales, pero los conflictos en el bus y los SEL deben ser detectados y corregidos por hardware.

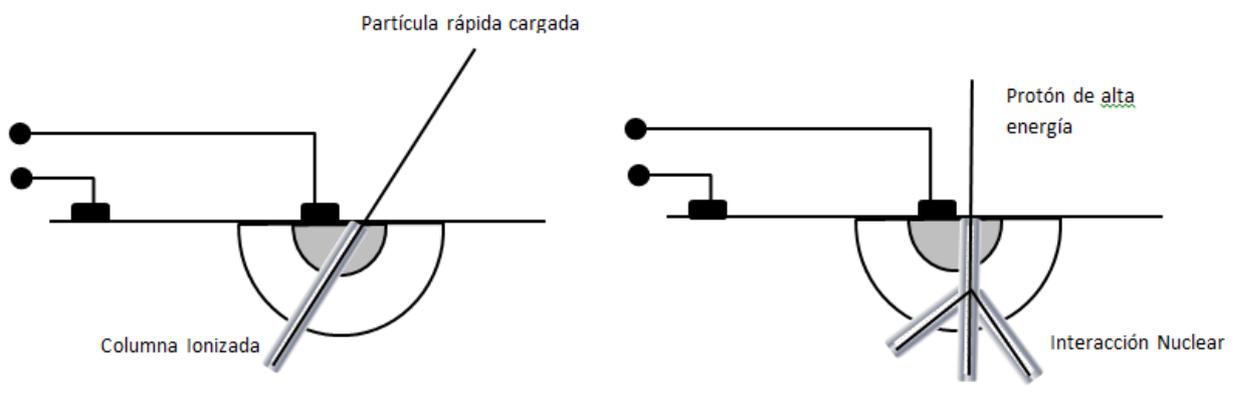


Figura 4. Single Event Upset (SEU) (Izquierda), Single Event Latch-up (SEL) (Derecha).

La función secundaria de este sistema de gestión energética será por tanto proteger los diferentes subsistemas contra estos fenómenos.

5 REQUISITOS DE DISEÑO PARA EL SISTEMA DE GESTIÓN DE ENERGÍA

Dentro de este capítulo se enumeran los diversos requisitos de diseño. Primeramente se listan los requisitos físicos, eléctricos y de flujo de datos. Luego se enuncian otras especificaciones importantes.

5.1 Requisitos de la Estructura

Los principales requisitos estructurales para el sistema de gestión de energía son, la masa del dispositivo, la superficie de la placa del circuito impreso y el volumen de la batería. Estas restricciones se observan en la Tabla 1.

Tabla 1. Restricciones físicas

Masa del dispositivo	130g
Dimensiones del Circuito Impreso	92 x 98 mm
Volumen de las Baterías (L x A x H)	65 x 37 x 10 mm

5.2 Requisitos Eléctricos

El dispositivo deberá contar con paneles solares, baterías de respaldo para la fase eclipsada de la órbita y componentes electrónicos. Estos últimos deberán trabajar con rangos de tensión de entre 2V a 5V (fijando su valor preciso en los análisis subsecuentes) y las corrientes de alimentación para los diferentes módulos deben encontraran entre 70mA a 700mA aproximadamente (en algunos casos son picos de consumo instantáneos). Las potencias máximas consumidas por los módulos del satélite se encuentran en el entorno de los 250mW a 1.5W como se indica en las secciones 7 y 8.3.

El módulo debe mantenerse en funcionamiento la mayor cantidad de tiempo posible sin fallas, por ello este deberá contar con redundancia dura para las partes más delicadas del sistema. A fin de aumentar la vida útil del satélite el sistema deberá contar con protecciones contra posibles drenajes de energía accidentales (ver sección 8).

Ningún dispositivo electrónico deberá estar activo durante el lanzamiento a efectos de prevenir cualquier interferencia eléctrica o de RF con el vehículo de lanzamiento y “payloads” primarias. Los CubeSats con baterías recargables deben ser completamente desactivados durante el lanzamiento o, en su defecto, ser lanzados con las baterías descargadas.

5.3 Requisitos Térmicos

La electrónica para su correcto funcionamiento debe estar dentro de un rango de operación entre -40°C y 70°C. Integrados con especificaciones militares soportan de -55°C a 125°C.

Para el caso de las baterías su temperatura de operación puede variar en distintos rangos de acuerdo al tipo de química de la misma (ver Tabla 2).

Tabla 2. Rango de temperaturas de trabajo según la química de las baterías.

Tipo de Batería	Tmin (°C)	Tmax (°C)
NiCd	-20	45
NiMh	0	50
Saphion (LiSph)	-10	50
A123	-30	70
Li-Ion	-25	75
Lipoly	0	50

5.4 Otras Especificaciones

5.4.1 Pin de “Remove Before Flight”

Un “*remove before flight (RBF) pin*” es necesario para desactivar el CubeSat durante su ensamblaje fuera del P-POD. Este *pin* será quitado una vez que el CubeSat se coloque dentro del P-POD. El *pin* estará conectado directamente al sistema de gestión energética.

5.4.2 Despliegue de Antenas y Retardo en la Transmisión de Datos

Para permitir la adecuada separación de los CubeSats, sus antenas serán desplegadas unos 15 minutos después de su expulsión del P-POD (instante que se detecta a través de los interruptores de despliegue del CubeSat.)

Los CubeSats pueden entrar en un modo de transmisión de baja potencia (LPTM-Low Power Transmit Mode) 15 minutos después de su expulsión del P-POD.

LPTM son tramas cortas y periódicos desde el CubeSat hacia tierra, también llamado baliza.

Es posible que los CubeSats activen todos los transmisores primarios, o entren en un modo de transmisión de alta potencia (HPTM-High Power Transmit Mode) 30 minutos después de su expulsión del P-POD.

6 MODELADO TÉRMICO [2]

6.1 Introducción

El análisis térmico del CubeSat refiere a las temperaturas que el equipamiento y estructura son sometidos. Éste se requiere fundamentalmente por dos razones:

- Los dispositivos electrónicos y mecánicos generalmente operan de forma eficiente y confiable sólo dentro de un cierto rango estrecho de temperaturas.
- Los materiales tienen coeficientes de expansión térmicos no nulos y por ello cambios de temperatura se reflejan en distorsiones (expansiones o contracciones de las piezas).

En este capítulo se pretende dar los lineamientos generales en las consideraciones a tener en cuenta a la hora de ensamblar el satélite para su puesta en órbita. Básicamente el tema será abordado desde una perspectiva práctica buscando una solución basada en un control térmico pasivo.

Se analizarán opciones basadas en el acabado del satélite ej.: pinturas, MLI (Multilayer Insulation-Aislación Multicapa), o PCB (Printed Circuit Board) estudiando comportamiento térmico del CubeSat para cada una de ellas. Se busca que el rango de temperaturas del satélite se mantenga dentro de los rangos de operación de los dispositivos con los que se trabajará. Se tomarán los datos de temperatura arrojados por las simulaciones como referencia para conocer en forma aproximada el entorno al que será sometido la electrónica del CubeSat. Futuros ensayos sobre el prototipo terminado servirán para corroborar dichas simulaciones. Estos resultados por computadora servirán como referencia para la elección de los componentes a utilizar.

6.2 Características Térmicas del Entorno

El calor es generado tanto dentro del satélite como por el entorno. Los componentes que generan calor incluyen motores propulsores, dispositivos electrónicos y baterías. El calor desde el entorno espacial es principalmente el resultado de la radiación solar. Por otra parte, el calor perdido por el satélite es transferido por radiación al espacio profundo. Una nave en el espacio puede interactuar con su entorno solo por radiación y dicha interacción se caracteriza por el intercambio de energía de las siguientes formas (ver Figura 5):

- Radiación directa del sol;
- Radiación solar reflejada por planetas cercanos (Albedo);
- Energía térmica radiada por planetas cercanos (Energía planetaria)
- Radiación desde la nave al espacio profundo.

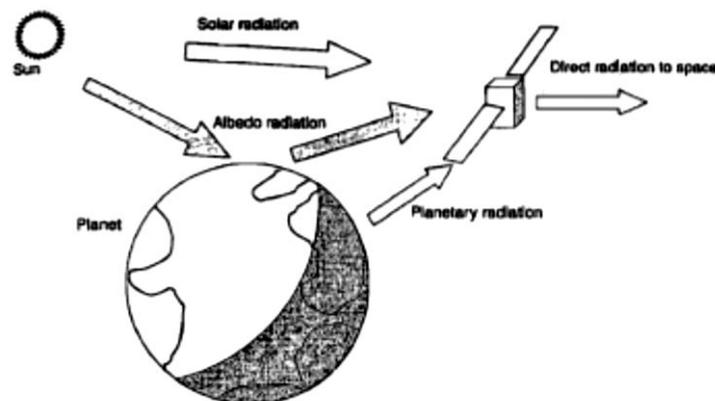


Figura 5. Entorno térmico típico para una nave

El balance entre calor ganado y perdido determinará la temperatura final del cubo. La nave estará en equilibrio térmico cuando la suma de la energía radiante recibida de las primeras dos fuentes listadas, junto con cualquier disipación térmica dentro del CubeSat iguale a la energía radiada al espacio profundo.

6.2.1 Radiación Solar

Los parámetros de la radiación solar de interés para las características térmicas del diseño son

- la distribución espectral,
- intensidad,
- grado de colimación de la luz.

La distribución espectral puede considerarse constante en todas partes del sistema solar y la irradiancia solar, o distribución espectral de energía, se asemeja a la curva de Plank con una temperatura efectiva de $5800K$. Esto implica que la mayoría de la energía solar (99%) se encuentra entre $150nm$ y $10\mu m$, con un máximo cercano a los $450nm$ (en la región amarilla del espectro visible).

La intensidad de la radiación solar fuera de la atmósfera de la Tierra y a una distancia Tierra-Sol promedio ($1AU$) es llamada la constante solar $G_s = 1371 \pm 5 W/m^2$

La intensidad de la radiación solar J_s a cualquier otra distancia d del sol puede encontrarse a partir de la (1,

$$(1) J_s = P/4\pi d^2$$

Donde P es la potencia total desde el sol $3.856 \times 10^{26} W$.

El ángulo subtendido por el Sol en la vecindad de la tierra (a $1AU$ del Sol) es aproximadamente 0.5° . Esto implica que los rayos solares incidentes sobre la nave pueden considerarse paralelos para el estudio del control térmico. Esto claramente no es válido en el caso en que se estuviera considerando una aeronave cuya misión fuera muy cercana al sol.

6.2.2 Albedo

La fracción de radiación solar que es reflejada por la superficie y/o la atmósfera de un planeta se conoce como el *albedo planetario* (a). Su valor depende fuertemente de la superficie que refleja y las propiedades atmosféricas. Tomando como ejemplo la Tierra, se tiene que el albedo varía desde un valor tan alto como 0.8 para las nubes a uno tan pequeño de 0.05 para superficies como ser agua o bosques.

Afortunadamente para realización de estudios térmicos, estos cambios ocurren rápidamente en relación a la inercia térmica de la mayoría de las naves espaciales. De esta forma puede considerarse un valor orbital promedio para usar en el diseño térmico. Para la Tierra éste se ubica en el rango de 0.31 a 0.39.

La intensidad de la radiación proveniente del albedo, J_a incidente en una nave es una función compleja que depende del tamaño del planeta, sus características reflectivas, la altura y el ángulo β entre la vertical local y los rayos solares. Esto puede expresarse en términos del factor de visibilidad F como en la (2.

$$(2) J_a = J_s a F$$

A efectos de calcular el aporte de radiación de albedo, la tierra puede ser considerada como una esfera reflectiva difusora, en cuyo caso el factor de visibilidad varía aproximadamente como se muestra en la Figura 6.

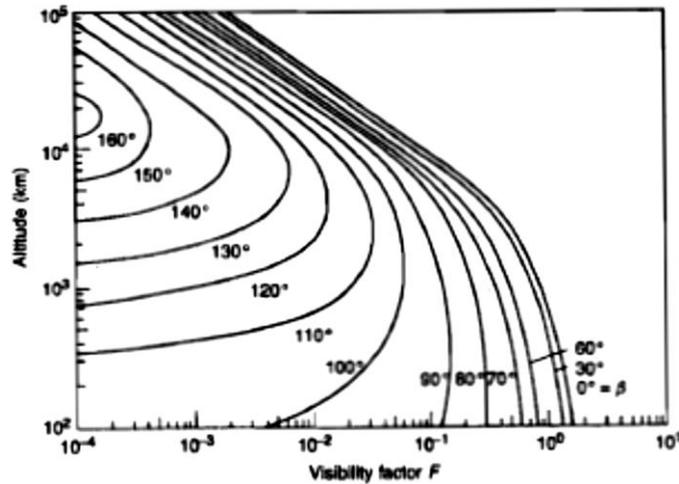


Figura 6. Radiación de albedo. β es el ángulo entre la vertical local y los rayos solares.

Es importante hacer énfasis en el hecho que lo expuesto anteriormente es un enfoque aproximado. Para naves espaciales complejas en órbitas bajas se requiere realizar cálculos precisos del aporte de radiación por albedo. Este último debe ser realizado como función de la posición en la órbita para cada elemento de superficie externa.

El CubeSat se encontrará justamente en una órbita baja Low Earth Orbit (LEO), por lo que deberá ser necesario implementar un modelo más complejo. Las simulaciones pertinentes se realizarán dentro de un programa de cálculo de elemento finito a efectos de evaluar los resultados.

6.2.3 Radiación Térmica (Radiación Planetaria)

Dado que todos los planetas del sistema solar tienen temperaturas no nulas, todos ellos irradian calor. Por su relativa baja temperatura, la Tierra irradia todo su calor en longitudes de onda infrarrojas. Concretamente entre 2 y 50 μm cuyo pico de intensidad se encuentra en el entorno de los 10 μm .

Por esta razón, dicha radiación es referida como radiación térmica. La distribución espectral de la radiación térmica de la Tierra puede apreciarse en la Figura 7,

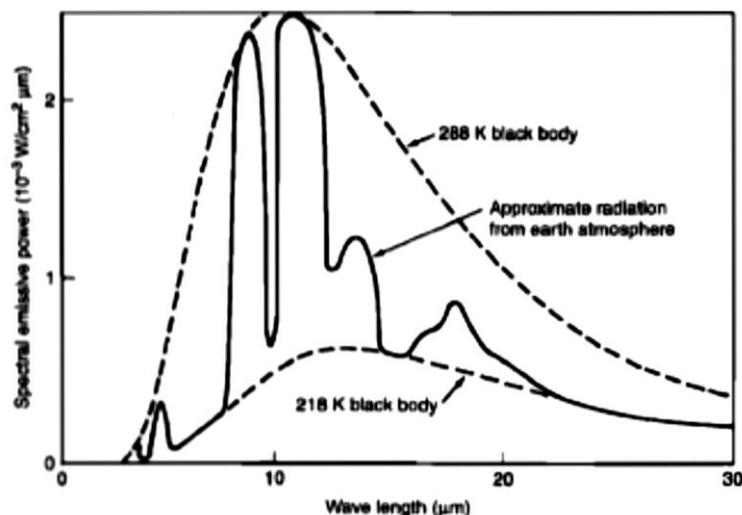


Figura 7. Espectro de la emisión de radiación térmica de la Tierra (Nota: La curva de cuerpo negro a 288K aproxima la radiación desde la superficie terrestre mientras que la de 218K aproxima la radiación desde la atmósfera en aquellas regiones donde es opaca)

La atmósfera es esencialmente opaca para la mayor parte del espectro infrarrojo, con ventanas transparentes en el entorno de 8 y 13 μm . La radiación que recibe el CubeSat será por tanto una composición de radiación proveniente de la atmósfera superior, irradiando como un cuerpo negro a 218K, superpuesta a una radiación desde la superficie de la Tierra que pasa a través de las ventanas de infrarrojo.

Visto que las temperaturas terrestres varían con el tiempo y la posición geográfica, la intensidad J_p de la radiación térmica que incide en la nave cuando está orbitando puede también esperarse que varíe con el tiempo y la posición a lo largo de la órbita.

De hecho, dada la enorme inercia térmica de la Tierra con respecto a los cambios diurnos y estacionales y la inercia térmica del satélite con respecto a su período de órbita, pueden utilizarse valores promedio obteniendo resultados bastante precisos.

En términos prácticos puede asumirse que la Tierra irradia con una intensidad de $237 W/m^2$ y que la radiación emana uniformemente desde toda el área (corte transversal) de la Tierra.

Dado que la intensidad decae con la altura de acuerdo al inverso del cuadrado de la distancia, el valor aproximado de J_p en W/m_2 a una altura dada puede hallarse a partir de la (3,

$$(3) J_p = 237(R_{rad}/R_{orbit})^2$$

Donde R_{rad} es el radio del área radiante efectiva de la Tierra y R_{orbit} el radio de la órbita. El valor preciso de R_{rad} no es fácil de determinar pero para la mayoría de las aplicaciones prácticas puede considerarse igual al radio de la Tierra $R_E \cong 6384.4 km$.

6.2.4 Emisión de Calor desde la Nave

El satélite tiene una temperatura mayor al cero absoluto y por lo tanto irradia calor al espacio. Considerando que la temperatura del CubeSat será similar a la de la Tierra (asumiendo que se ha logrado el cometido del control térmico), el rango espectral en que irradiará será calor en la región infrarroja.

6.3 Balance Térmico

Como pudo apreciarse en el apartado anterior, la temperatura de la nave dependerá del balance entre el calor recibido (de fuentes externas e internas) y el irradiado hacia el espacio.

A efectos de controlar la temperatura del satélite, se debe procurar tener control sobre el flujo de calor absorbido, recibido, o ambos.

Si la nave fuera un cuerpo negro, esto es, irradia y absorbe toda la radiación que recibe, adquiriría una cierta temperatura y eso sería todo. El control térmico sería imposible, excepto quizá variando la disipación interna de calor. Sin embargo, el satélite, no es un cuerpo negro y por tanto absorbe solo una fracción α de la energía incidente. A su vez, emite como un cuerpo gris, irradiando una fracción ϵ de la radiación de un cuerpo negro a la misma temperatura. Esto se expresa en la (4) y la (5).

$$(4) J_{absorbida} = \alpha J_{incidente}$$

$$(5) J_{radiada} = \epsilon \sigma T^4$$

Donde α y ϵ son conocidas como absorbancia y emitancia, respectivamente, y σ es la constante de Stefan-Boltzmann igual a $5,67 \times 10^{-8} W/m^2 K^4$.

Para una nave que carezca de disipación interna de calor, un área efectiva de absorción (área proyectada enfrentando al sol) A_α y área efectiva de emisión A_ε , la temperatura en equilibrio T , viene dada por la (6).

$$(6) A_\alpha J_{absorbida} = A_\varepsilon J_{radiada}$$

Donde, combinando la (6) con la (4) y la (5) se obtiene la (7)

$$(7) A_\alpha \alpha J_{incidente} = A_\varepsilon \varepsilon \sigma T^4$$

Y por tanto,

$$(8) T^4 = \frac{A_\alpha J_{incidente}}{A_\varepsilon} \left(\frac{\alpha}{\varepsilon} \right) \frac{1}{\sigma}$$

Considerando que A_α , A_ε y σ son constantes y que para un valor dado de $J_{incidente}$ el valor de T puede ser controlado variando el valor α/ε .

No todo es tan simple como esto, visto que α y ε no son variables independientes. Dado un rango de longitudes de onda, las leyes de la termodinámica imponen que $\alpha = \varepsilon$ (Ley de Kirchhoff). Así para cualquier superficie, su absorbancia a una cierta longitud de onda es igual a su emisividad.

Afortunadamente tanto la absorbancia como la emisividad varían con la longitud de onda y como se vio, la radiación a la cual el satélite está expuesto se compone básicamente de una región en el espectro "visible" y otra en el infrarrojo. Es esta característica que hace posible la ingeniería del control térmico.

α , refiere a la absorbancia de una superficie a la radiación solar (pico de intensidad cercano a los $0,45 \mu m$) por ello generalmente se le llama "absorbancia solar".

ε , refiere a la emisividad o emitancia de la superficie radiando en la región del infrarrojo (pico de intensidad en el entorno de los $10 \mu m$) por ello generalmente se le llama "emisividad infrarroja".

En la Tabla 3 se puede apreciar distintos materiales con sus absorbancias y emisividades.

Tabla 3. Valores de absorbancia y emisividad para diversas superficies y terminaciones

Materiales	Absorbancia α	Emisividad ε	α/ε
Aluminio (aleación 6061-T6)	0.379	0.034	10.90
Aluminio (aleación 6061-T6) pulido	0.200	0.031	6.450
Aluminio con Alodine 1200S con cubierta cromada	0.080	0.150	0.530
Oro	0.299	0.023	13.00
Pintura epoxi blanca	0.248	0.924	0.270
Pintura epoxi negra	0.975	0.874	1.120
Teflón con cubierta de plata	0.080	0.660	0.120
Teflón aluminizado	0.163	0.800	0.200
Kapton aluminizado $25 \mu m$	0.360	0.610	0.590
Aislación multicapa con Kapton aluminizado $25 \mu m$	0.360	0.002	180.0
Celdas solares de Si con cubierta de vidrio	0.750	0.830	0.900
Celdas solares de GaAr con cubierta de vidrio	0.750	0.830	0.900

6.4 Hipótesis de Trabajo y Enfoque Térmico del Diseño

6.4.1 Análisis del Problema y Supuestos Generales

El CubeSat será colocado en una órbita terrestre baja y funcionará de forma autónoma por un período de seis a dieciséis meses.

Con el fin de que permanezca en funcionamiento, sus componentes internos deben mantenerse dentro de sus límites de temperatura operacionales. Las baterías en el satélite son las que tienen el menor rango de temperatura operativa de todos los componentes, como se indica en la sección 5.3.

Las fuentes externas de radiación imponen tres condiciones de borde en el satélite. Estas incluyen la radiación solar desde el Sol ($G_s = \text{constante solar} = 1371 \pm 5 \text{ W/m}^2$), la radiación de albedo que es la radiación solar que se refleja en la atmósfera de la Tierra, (30% de G_s) y la radiación infrarroja emitida por la superficie de la Tierra ($\sim 250 - 400 \text{ W/m}^2$).

La cuarta condición de borde es la temperatura del espacio profundo, que está cercana al cero Kelvin. Esto permite que la superficie del satélite irradie su energía al espacio profundo.

La radiación externa absorbida por el satélite y la generación interna de calor asociada a los componentes eléctricos es transferida a través de conducción y radiación. La fuerza impulsora de la conducción es el gradiente de temperatura. Las superficies interiores del marco de satélite, así como las superficies de todos los componentes en el CubeSat también emiten y absorben radiación térmica. La mayor parte de la energía en el satélite se recibe en forma de radiación y depende de las propiedades de las superficies expuestas. La radiación solar es de baja longitud de onda y la cantidad absorbida por un material depende de su absorbancia solar α_s . La cantidad de radiación infrarroja absorbida y emitida por un material depende de su emitancia ε .

Toda la energía en el satélite es irradiada como radiación infrarroja al espacio. Revistiendo la superficie del satélite con materiales que tengan diferentes valores de absorbancia y emisividad solar, la temperatura del satélite puede ser controlada.

6.4.2 Simulaciones del Comportamiento Térmico [1], [3], [4], [5], [6], [7]

Basándose en el marco de trabajo presentado en la sección anterior, se abordará en el presente apartado las simulaciones realizadas a efectos de determinar que tipo de terminación deberá tener el satélite para garantizar un rango de temperaturas apropiadas para el armazón, los circuitos y las baterías.

6.4.2.1 Suposiciones

A efectos de realizar la simulación térmica, se debe definir una serie de parámetros a utilizar vinculados con el entorno en que será inmerso el CubeSat y con el cual éste interactuará.

- Radiación solar: $G_s = 1400 \text{ W/m}^2$
- Radiación infrarroja terrestre: $G_t = 250 \text{ W/m}^2$
- Albedo terrestre: $na = 30\%$
- Eficiencia de Celda solar: $nsc = 20\%$
- Temperatura del espacio exterior: $Te = 2.7 \text{ K}$
- Temperatura inicial del satélite: $Ti = 280 \text{ K}$
- Tiempo solar: $ts = 60 \text{ min.}$
- Tiempo eclipse: $te = 36 \text{ min.}$
- Absorbancia de celda solar: $acs = 0.9$
- Absorbancia de armazón de aluminio: $af = 0.24$

- Absorbancia de paneles externos: $a_p = \text{parámetro variable}$.
- Emisividad de celdas solares: $ecs = 0.8$
- Emisividad de armazón de aluminio: $ef = 0.8$
- Emisividad de paneles externos: $ep = 0.02$

El modelado fue realizado mediante una herramienta de simulación de fenómenos físicos que resuelve problemas de ingeniería basados en métodos de cálculo por elementos finitos. El soporte de modelos CAD permite estudiar la evolución de la temperatura de cualquier parte del modelo a lo largo del tiempo. Sumado a esto pueden vincularse a programas de cálculo matemático.

6.4.2.2 Modelo

El modelo CAD tiene las siguientes características. El armazón es de aleación de aluminio 7075. Los paneles externos en base a FR-4 (material del cual están fabricado los PCB). En el exterior se encuentra en cada cara dos celdas solares, las cuales son simuladas también por el material FR-4.

En su interior se encuentran cuatro circuitos impresos en material FR-4 que simulan los demás sistemas y en el centro, la caja de la batería. Si bien los últimos comparten el mismo material (FR-4) sus propiedades térmicas son diferentes. Ver Figura 8.

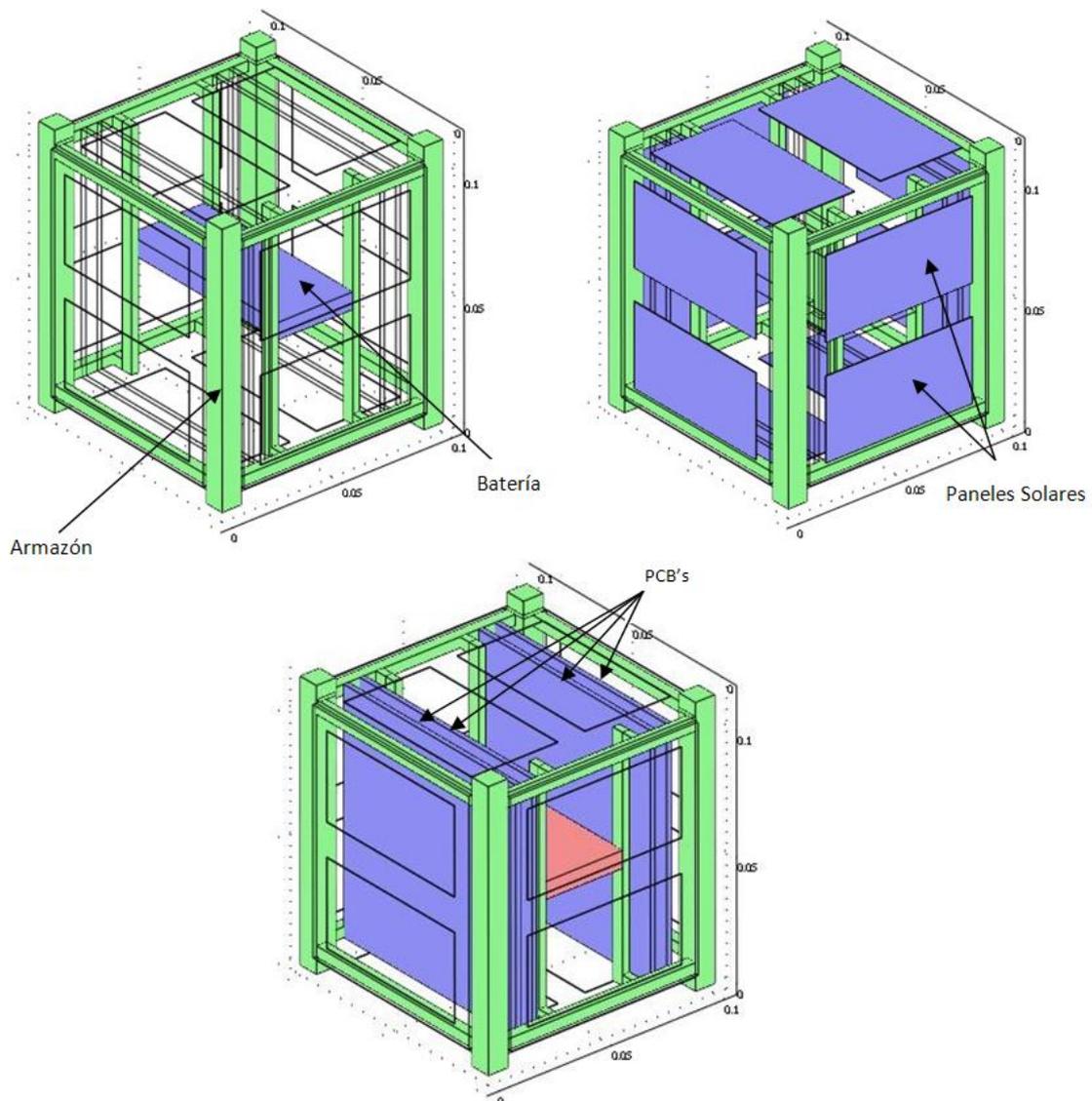


Figura 8. Modelo CAD para la simulación térmica

6.4.2.3 Ambiente Espacial

El espacio exterior es simulado a una temperatura de $2.7K$. El satélite recibe del ambiente, flujos de calor desde el Sol de $1400W/m^2$, el albedo terrestre 30% del flujo solar y la radiación infrarroja terrestre $250W/m^2$. La altura de la órbita es del orden de los $400km$.

Sumado a ésto el satélite cede calor al ambiente.

Se asume que las radiaciones provenientes del espacio arriban como haces paralelos.

En el caso de la radiación solar, esta impacta de forma paralela a una de las diagonales mayores del cubo, abarcando tres caras con igual incidencia en un factor de $1/\sqrt{3}$.

Lo mismo se asume para la radiación infrarroja y el albedo terrestre, con la diferencia que éstas impactan de forma paralela a la misma diagonal mayor pero por el vértice opuesto, irradiando las otras tres caras faltantes en la fase iluminada.

El calor generado por la electrónica es del orden de los miliwatts y por tanto es despreciado.

6.4.2.4 Situaciones

Para el estudio térmico existen dos posibles situaciones que son las más importantes. La etapa de lanzamiento y la etapa en régimen durante la órbita.

La etapa de lanzamiento se efectúa cuando el satélite es liberado del P-POD. Esta liberación se puede producir en la sombra durante el eclipse o directo en la luz solar. De estos dos casos el peor es el lanzamiento a la sombra, dado que la temperatura será menor que cuando se encuentre inmerso en los sucesivos eclipses (en esta primera instancia carece de una temperatura inicial que conjuntamente con la inercia térmica, mantenga la temperatura adecuada). Teniendo en cuenta que no se tendrá control acerca de cuando será liberado el CubeSat del P-POD y considerando que el rango de temperaturas más acotado refiere a la batería, se tendrá especial cuidado en encender el sistema cuando este se encuentre en el rango de operación adecuado.

Durante el estado de régimen orbital las temperaturas alcanzadas deben permitir el correcto funcionamiento tanto de la electrónica como de las baterías. Lo cual se mostrara en las simulaciones subsiguientes.

6.4.2.5 Coberturas

Hay diferentes acabados exteriores del satélite que implementan diferentes absorbancias y emisividades. Desde pinturas de color negro o blanco, laminas adhesivas con diferentes propiedades e incluso el pulido del aluminio externo interviene en el modelo térmico.

Entre las pinturas y las láminas, la que presenta más opciones en cuanto a sus propiedades térmicas son las láminas.

Estas últimas presentan una gama más amplia porque pueden ser utilizadas como capas superpuestas formando una aislación multicapa. Esto permite utilizar láminas con una alta absorbancia y láminas con baja emisividad si así se desea. Ver Figura 9.

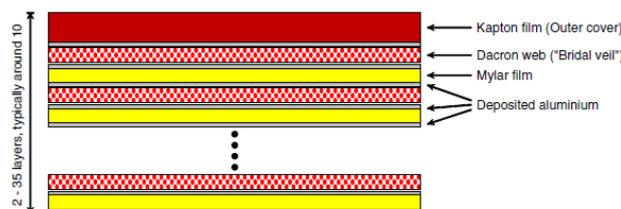


Figura 9. Ejemplo de aislación multicapas

6.4.2.6 Simulaciones

Las simulaciones fueron realizadas con el afán de presentar, a modo de guía de diseño, un rango de temperaturas posibles durante la órbita del satélite para el armazón de aluminio, los circuitos internos y la batería.

Los resultados no deben tomarse como finales, sino como una base de trabajo para realizar ensayos de laboratorio.

Los parámetros utilizados fueron principalmente a_p y e_p ya que estos pueden tener un rango elevado de variación gracias a la aislación multicapa de los paneles. Seguidos de éstos se encuentran a_f y e_f las cuales responden al material del armazón (aluminio 7075) y a la terminación en el pulido del mismo.

6.4.2.7 Resultados

La temperatura del armazón tiene un comportamiento oscilatorio similar a una senoide entre los valores $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $30\text{ }^{\circ}\text{C}$ para el vértice más y menos irradiado respectivamente.

De los cuatro circuitos impresos se toma el rango de temperaturas de aquel que presente el comportamiento menos favorable. La simulación arroja el rango aproximado entre $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $60\text{ }^{\circ}\text{C}$

La batería tiene un comportamiento particular. Su variación térmica es fuertemente oscilatoria dentro de un amplio rango de los parámetros mencionados. Sin embargo éste está regido por una componente de baja frecuencia creciente o decreciente dependiendo de los parámetros. En particular para los resultados presentados en la Tabla 4, el parámetro variado es a_p .

Tabla 4. Valores obtenidos durante las simulaciones.

Absorbancia a_p	Temperatura $^{\circ}\text{C}$	
	0.4	0.2
Armazón Tmax	29	7
Armazón Tmin	-50	-50
Circuitos impresos Tmax	60	45
Circuitos impresos Tmin	-30	-32
Batería variación de amplitud max	4.5	2.6
Batería variación de amplitud min	2.2	2
Batería tipo de comportamiento	creciente oscilatorio	decreciente oscilatorio

A continuación se presentan imágenes extraídas de la simulación donde se aprecia el gradiente de temperatura que experimentará el CubeSat en las situaciones extremas de cada órbita las que se denominarán Situación 1 y Situación 2;

Situación 1: Cuando el CubeSat se encuentra alineado entre el Sol y la Tierra (Figura 10) y por tanto está sometido a la energía solar, radiación infrarroja terrestre y albedo.

Situación 2: Cuando el CubeSat se encuentra eclipsado por la Tierra (Figura 11) y por tanto está sometido a la radiación infrarroja terrestre y albedo.

Por otra parte se presentan gráficos de la oscilación de la temperatura en distintos puntos del CubeSat a medida que va orbitando.

Se identifican para graficar los puntos extremos en la posición relativa del cubo respecto a las fuentes de radiación. Estos puntos indicados como (1) y (2):

- (1): Representa el vértice que en la Situación 1 está enfrentado directamente al Sol y en la Situación 2 queda apuntando hacia el espacio profundo.
- (2): Como se aprecia en la Figura 10 y Figura 11 es el vértice diagonalmente opuesto al anterior quedando éste siempre (en Situación 1 y 2) apuntando hacia la tierra recibiendo su radiación infrarroja así como el albedo.

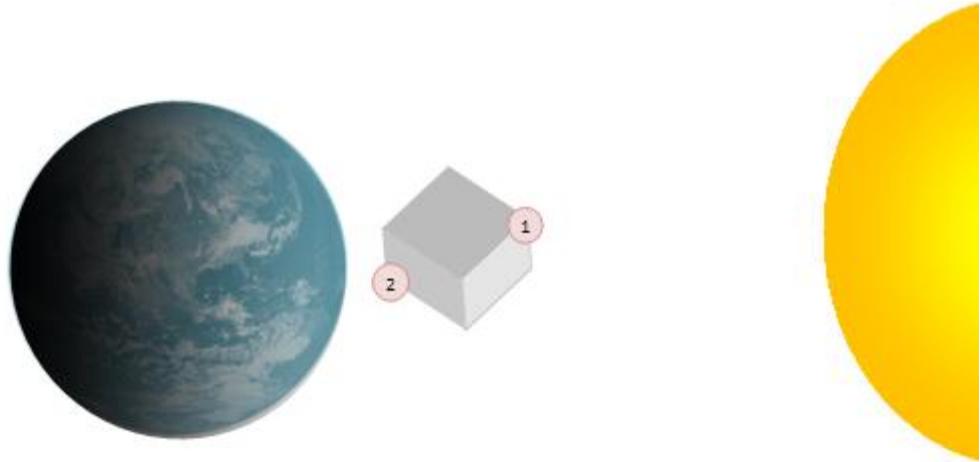


Figura 10. *Situación 1* -CubeSat sometido a la radiación solar, radiación terrestre IR y albedo



Figura 11. *Situación 2* -CubeSat sometido a radiación IR terrestre y albedo

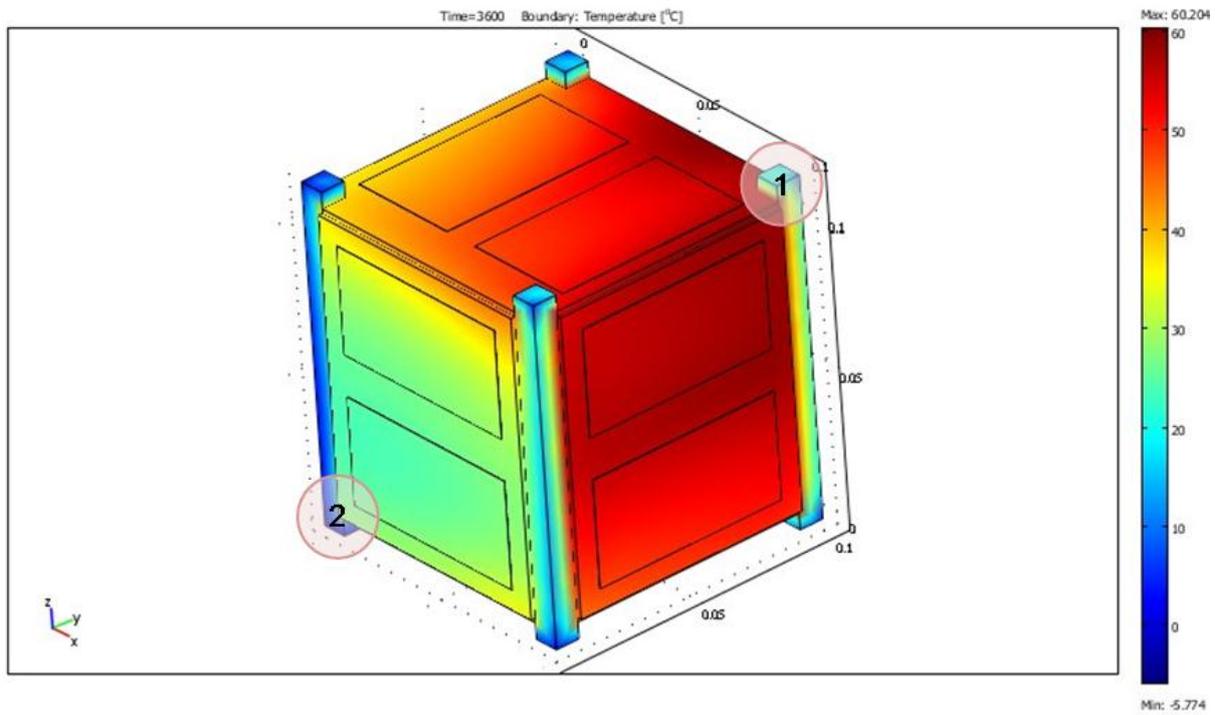


Figura 12. Gradiente de temperaturas - Situación 1

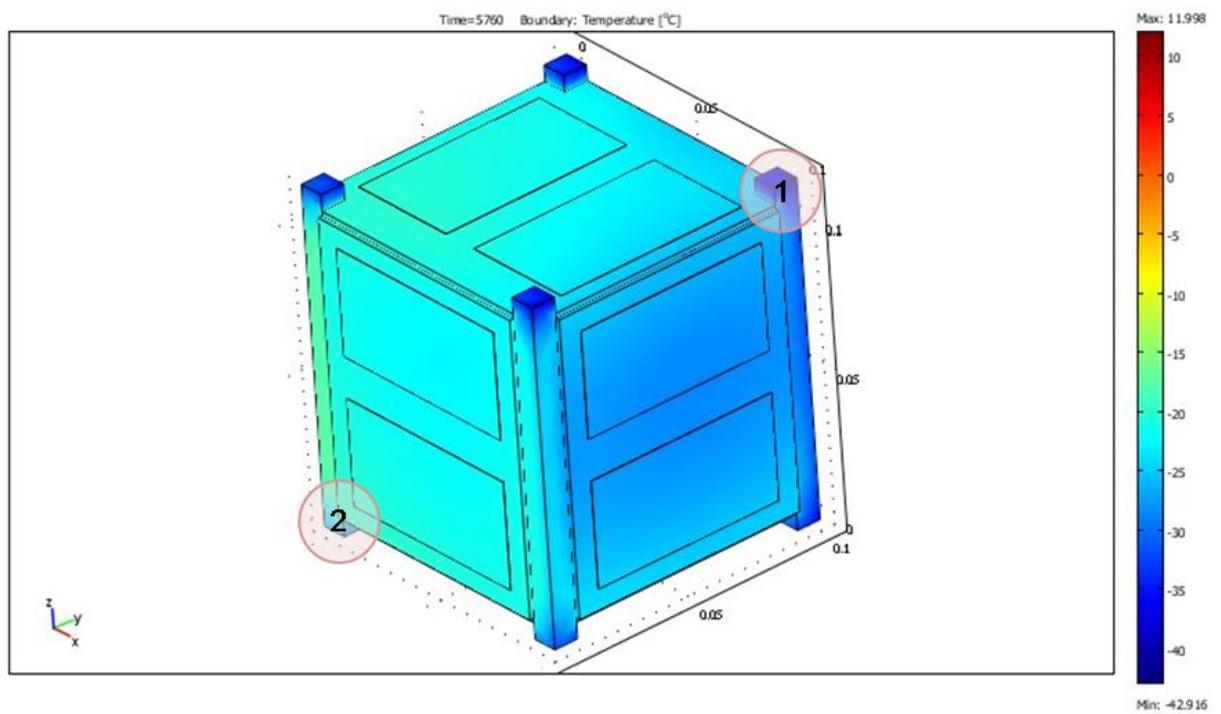


Figura 13. Gradiente de temperaturas - Situación 2

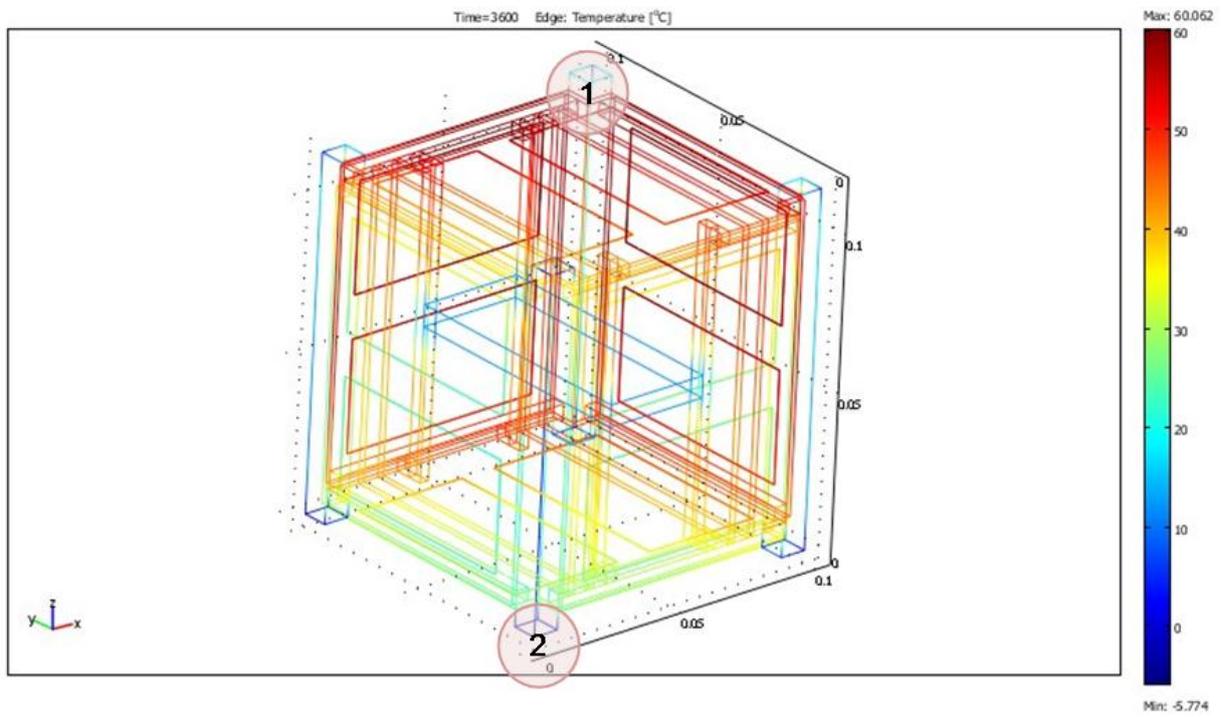


Figura 14. Gradiente de temperaturas - Situación 1

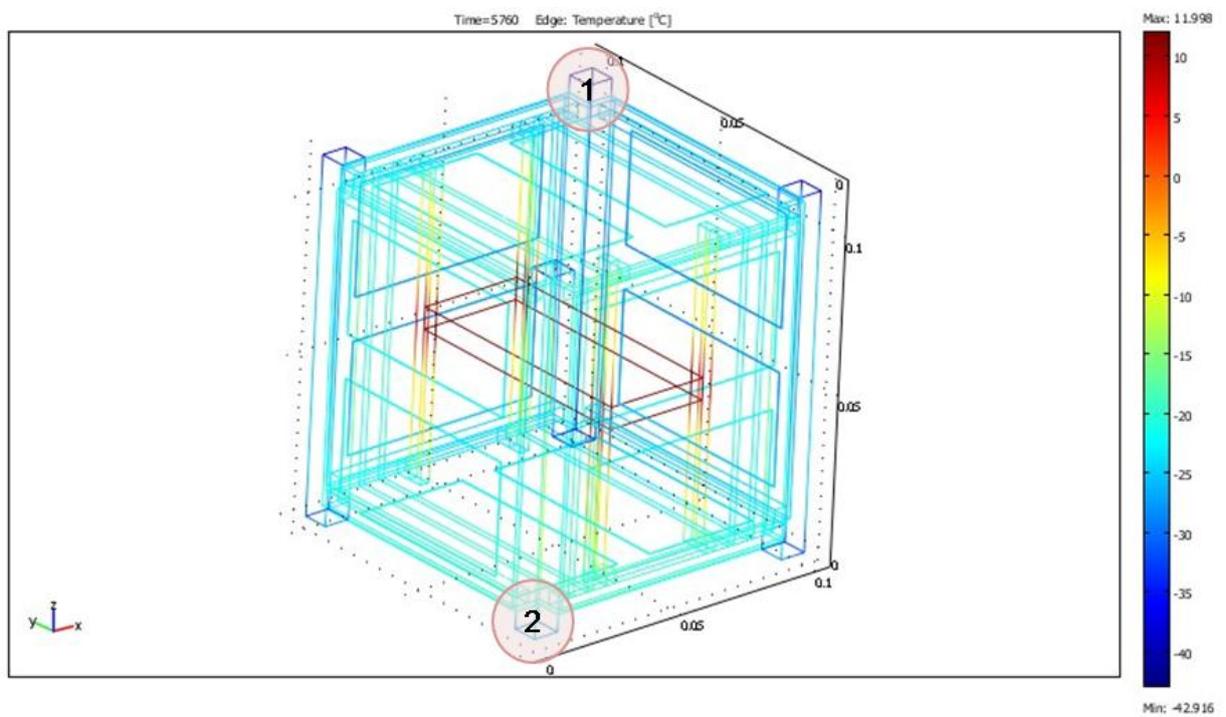


Figura 15. Gradiente de temperaturas - Situación 2

En vista de tener una noción más precisa del rango de temperaturas en diversos puntos dentro del CubeSat, se analizan en la simulación como evolucionan las temperaturas en cuatro puntos interiores de los PCB's y la temperatura de la batería.

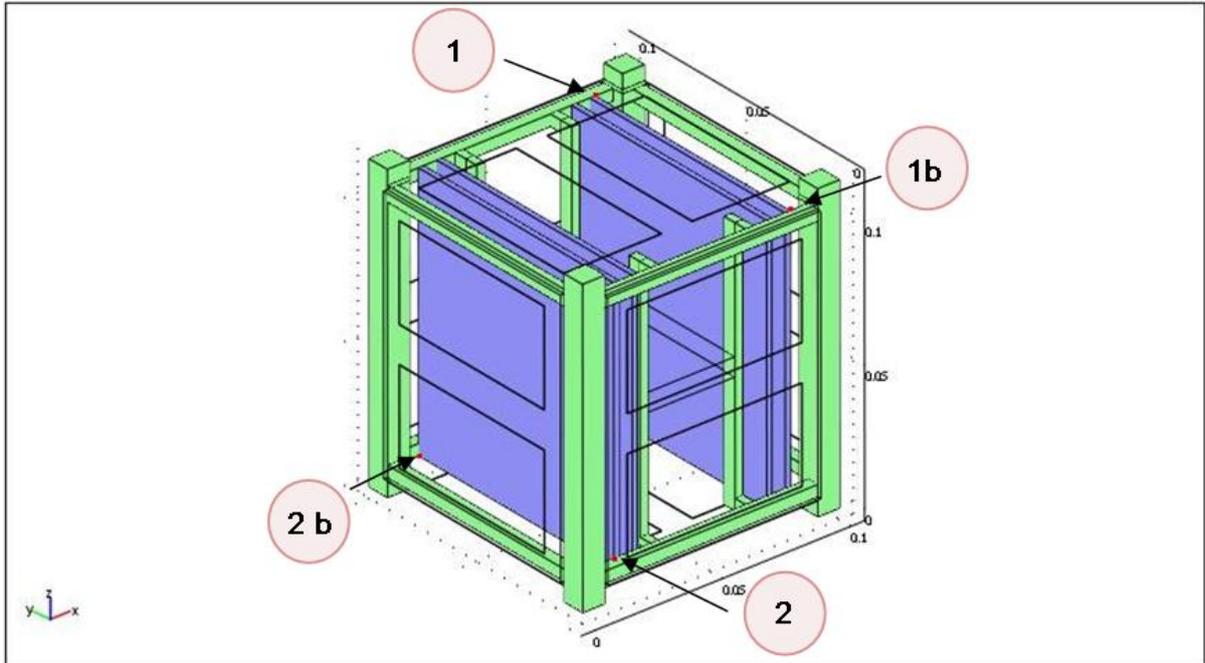


Figura 16. Referencia de los puntos para los gráficos siguientes

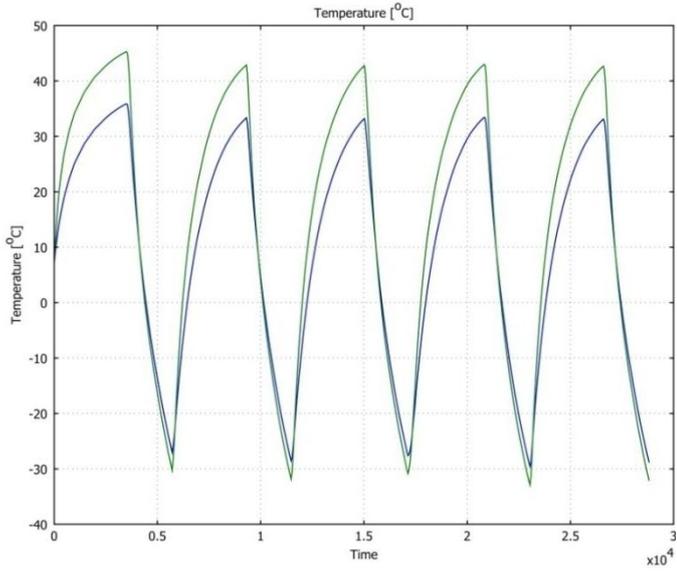
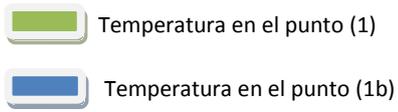


Figura 17. Temperatura plaqueta ($ap=0.2$) (Puntos 1 y 1b)

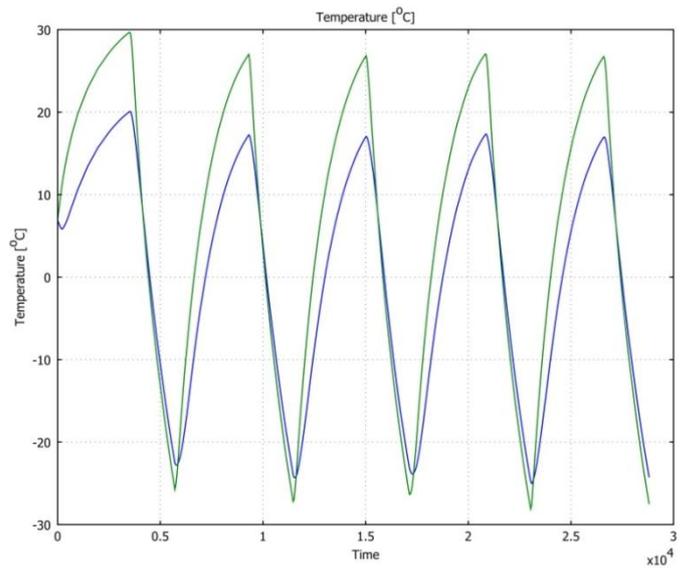
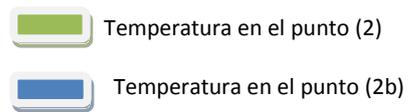


Figura 18. Temperatura plaqueta ($ap=0.2$) (Puntos 2 y 2b)

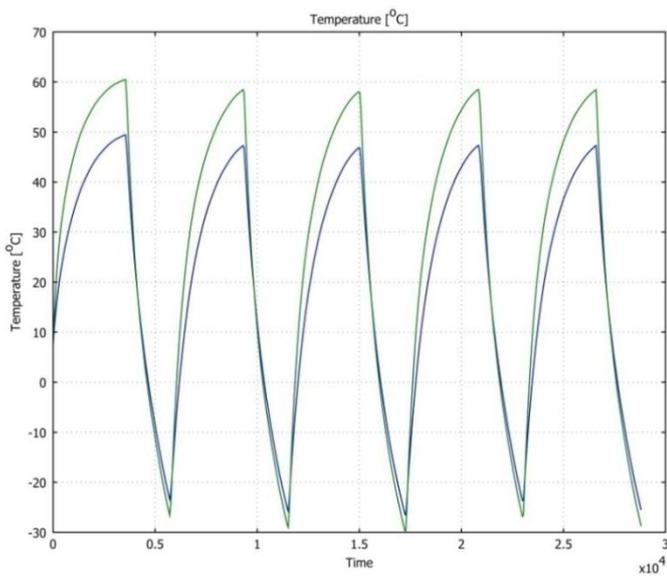


Figura 19. Temperatura plaqueta ($ap=0.4$) (Puntos 1 y 1b)

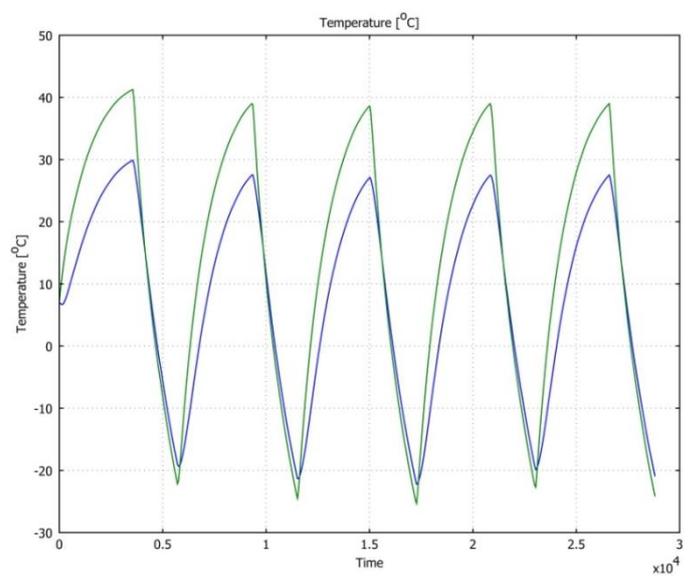


Figura 20. Temperatura plaqueta ($ap=0.4$) (Puntos 2 y 2b)

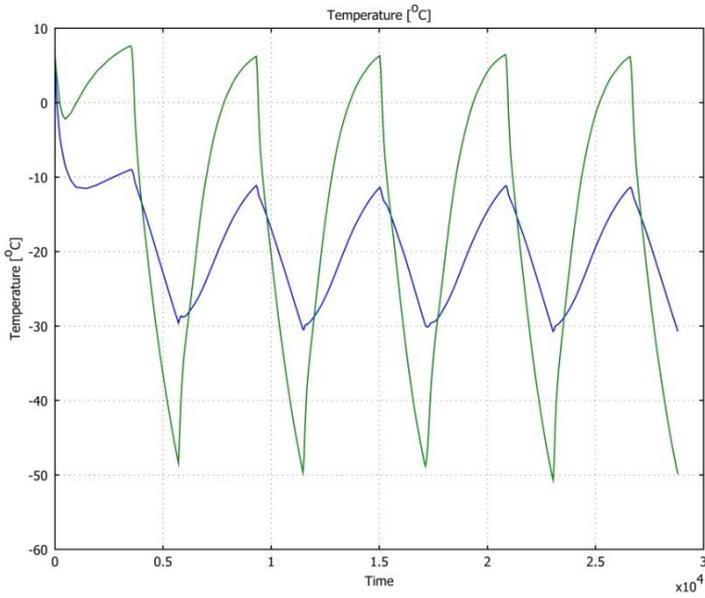
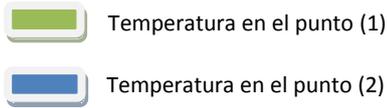


Figura 21. Temperatura armazón ($ap=0.2$)

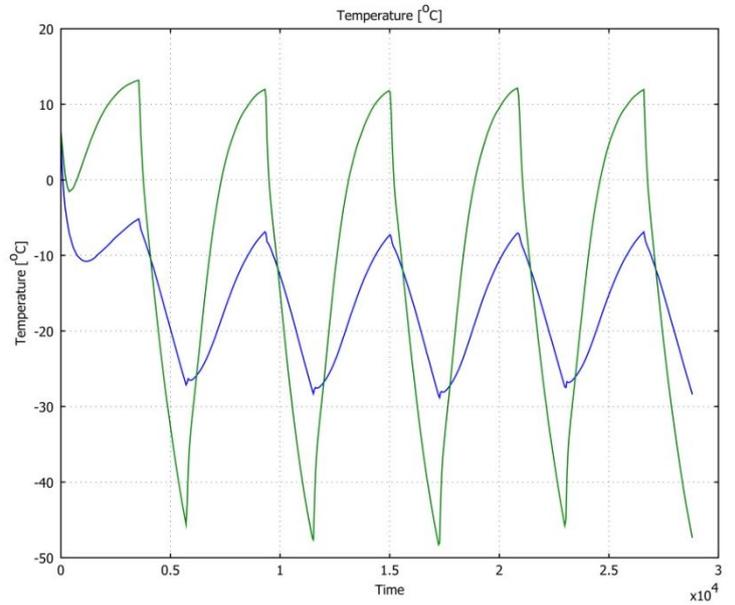
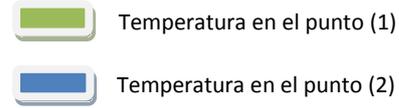


Figura 22. Temperatura armazón ($ap=0.4$)

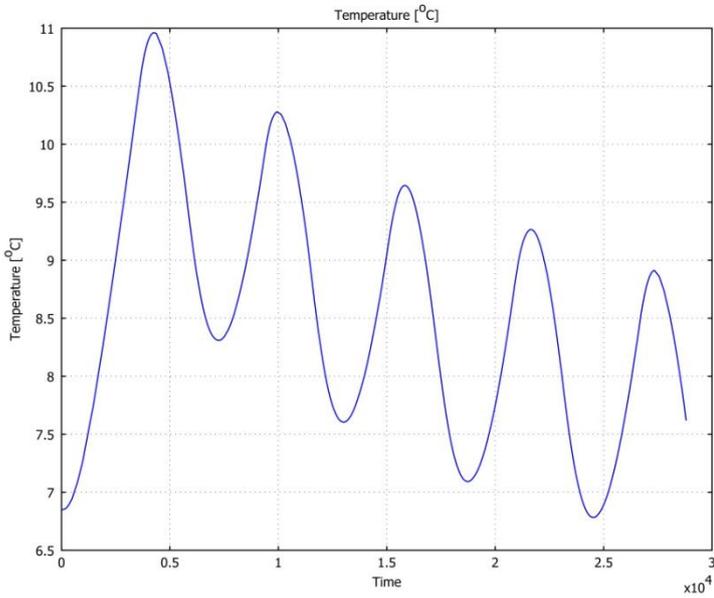
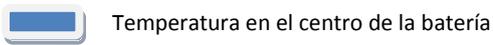


Figura 23. Temperatura batería ($ap=0.2$)

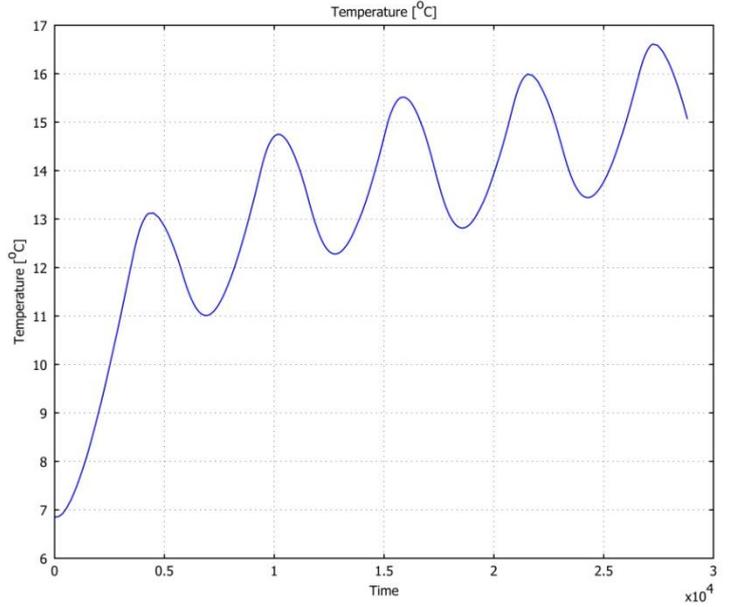
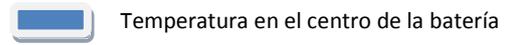


Figura 24. Temperatura batería ($ap=0.4$)

El análisis se ha hecho para condiciones extremas, y se tabulan los resultados de la simulación asociados a la variación de un solo parámetro. El satélite es sometido a grandes flujos de calor durante el día, y a prácticamente la ausencia de éste durante el eclipse, con el agregado de una temperatura externa que alcanza los $2.7K$. Pese a esto se logró mantener la electrónica del satélite dentro de un rango aceptable de temperaturas de $-30^{\circ}C$ a $60^{\circ}C$;

Es posible hallar valores de emisividades y absorbancias tales que el comportamiento de la temperatura de la batería sea estable y acotado dentro del rango estipulado. Esto es producto del tipo de aislación a utilizar, por ello es que se aconseja el uso de múltiples capas de aislación (MLI) donde la ap este entre 0.4 y 0.2 y la ep este en el entorno de 0.02.

Los resultados obtenidos aquí son solo a modo orientativo. Sin el afán de querer sustituir ensayos que reproduzcan de forma veraz las condiciones a las que el satélite será sometido. Por ejemplo un ensayo de vacío térmico, pues este será quien aporte datos lo más cercano posible a la realidad.

7 BALANCE ENERGÉTICO

Esta sección detalla las diferentes suposiciones de diseño y las aproximaciones de cálculo. Primero se listarán las suposiciones sobre el ambiente en el espacio exterior, para luego determinar los valores de potencia consumidos y generados.

7.1 Suposiciones sobre el Ambiente Espacial

Como primera aproximación se supondrá que tanto el nivel de insolación y albedo son constantes cuando el satélite se encuentra en la zona iluminada (durante el día). Mientras que durante el periodo de eclipse las radiaciones incidentes se considerarán nulas. La altitud de la órbita considerada es de 400km.

- Constante Solar (fuera de la atmosfera): $1371W/m^2$
- Albedo: $410W/m^2$
- Periodo de insolación (peor caso): $56.6min$
- Periodo de eclipse: $36min$
- Temperatura (peor caso): $29^{\circ}C$

El valor de temperatura se obtuvo de las simulaciones térmicas, en dichas simulaciones se determinó que el rango de la temperatura ambiente en el satélite se encuentra en el rango comprendido entre $-50^{\circ}C$ a $29^{\circ}C$. Dado que a mayor temperatura el rendimiento de los paneles solares disminuye, el peor caso es $10^{\circ}C$.

7.2 Determinación de la Potencia Solar

La potencia que se obtiene de los paneles solares depende del ángulo con que incide la luz en su superficie, se asumirá por lo tanto una dependencia con el coseno del ángulo de incidencia.

Los parámetros relevantes para el cálculo de dicha potencia son: el ángulo de reflexión total límite (ángulo para el cual la luz incidente es reflejada completamente por la celda) y la eficiencia del panel solar (que depende de la temperatura y distintos factores de degradación).

- Ángulo límite: 0° (mejor caso) – 20° (peor caso)
- Eficiencia del panel: 28.5% @ $29^{\circ}C$ (mejor caso) - 23.9% @ $29^{\circ}C$ (peor caso)

La potencia generada por los paneles depende de como estén orientadas las caras del satélite con respecto a la dirección de los rayos solares. Para realizar los cálculos se fijó el satélite en el origen de un sistema de ejes cartesianos, con sus caras orientadas en forma perpendicular a éstos. Para ubicar la posición del sol se utilizaron coordenadas cilíndricas, como se indica en la Figura 25. Los ángulos varían en los intervalos: $\alpha \in [0, \pi]$ y $\beta \in [0, 2\pi)$.

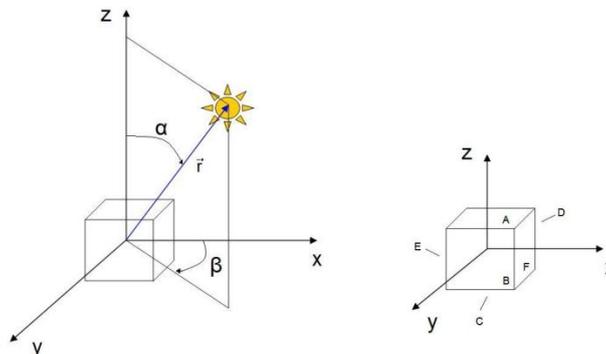


Figura 25. Posición del satélite en el sistema de ejes cartesiano y posición relativa del sol respecto al satélite.

Como se indicó anteriormente, la potencia depende del coseno del ángulo incidente de la luz sobre la superficie de cada cara del satélite. Dicho ángulo se detalla en la Figura 26, quedando la expresión de la potencia absorbida por la cara x como:

$$(9) P_x = G_s S \cos \theta$$

Donde G_s es la constante solar y S es la superficie de la cara del satélite. Observando la Figura 25 y Figura 26, se deduce que el ángulo de incidencia es igual al ángulo que forman el vector \vec{r} y el vector normal a cada una de las caras.

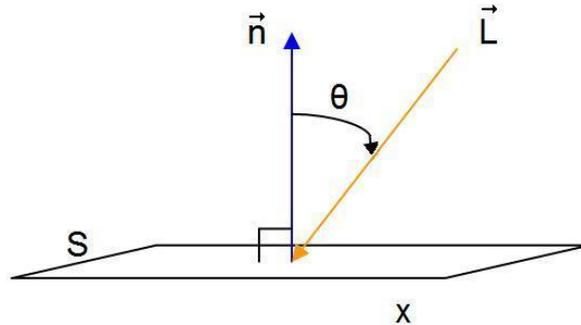


Figura 26. Ángulo de incidencia de la luz sobre la cara x del satélite.

Por lo tanto para calcular la (9) en cada una de las caras, es necesario obtener el coseno de dicho ángulo. Para ello es útil la relación entre el producto escalar de dos vectores y el coseno del ángulo que forman:

$$(10) \vec{r} \cdot \vec{n} = |\vec{r}| |\vec{n}| \cos \theta$$

Si se definen los vectores \vec{r} y \vec{n} con norma unitaria y se combinan la (9) y la (10) se obtiene:

$$(11) P_x = G_s S (\vec{r} \cdot \vec{n})$$

Cabe destacar que es posible definir al vector \vec{r} con norma unitaria ya que dicho vector es utilizado para determinar la orientación de los rayos solares y no la posición exacta del sol, es decir que los parámetros relevantes del vector \vec{r} son su dirección y sentido, y no su módulo.

Utilizando la (11) para cada cara del satélite y luego sumando, se obtiene la potencia total generada por los paneles en función de su orientación con respecto al sol. Para ello es necesario expresar las componentes del vector \vec{r} en función de los ángulos α y β , con norma unitaria:

$$(12) \vec{r} = (\sin \alpha, \cos \beta, \sin \alpha, \sin \beta, \cos \alpha)$$

Utilizando la (4) se calculan las potencias generadas en cada cara:

Cara A: - Para $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$ y $0 \leq \beta < 2\pi$

$$P_A = G_s \cdot S \cdot (\vec{n}_A \cdot \vec{r}) = G_s \cdot S \cdot [(0,0,1) \cdot (\sin \alpha \cdot \cos \beta, \sin \alpha \cdot \sin \beta, \cos \alpha)] \\ = G_s \cdot S \cdot (\cos \alpha)$$

-Para otro caso:

$$P_A = 0$$

Cara B: - Para $0 \leq \alpha \leq \pi$ y $0 \leq \beta \leq \pi$

$$P_B = G_s \cdot S \cdot (\vec{n}_B \cdot \vec{r}) = G_s \cdot S \cdot [(0,1,0) \cdot (\sin \alpha \cdot \cos \beta, \sin \alpha \cdot \sin \beta, \cos \alpha)] \\ = G_s \cdot S \cdot (\sin \alpha \cdot \sin \beta)$$

-Para otro caso:

$$P_B = 0$$

Cara C: - Para $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$ y $0 \leq \beta \leq 2\pi$

$$P_C = G_s \cdot S \cdot (\vec{n}_C \cdot \vec{r}) = G_s \cdot S \cdot [(0,0,-1) \cdot (\sin \alpha \cdot \cos \beta, \sin \alpha \cdot \sin \beta, \cos \alpha)]$$

$$= G_s \cdot S \cdot (-\cos \alpha)$$

-Para otro caso:

$$P_C = 0$$

Cara D: - Para $0 \leq \alpha \leq \pi$ y $\pi \leq \beta \leq 2\pi$

$$P_D = G_s \cdot S \cdot (\vec{n}_D \cdot \vec{r}) = G_s \cdot S \cdot [(0,-1,0) \cdot (\sin \alpha \cdot \cos \beta, \sin \alpha \cdot \sin \beta, \cos \alpha)]$$

$$= G_s \cdot S \cdot (-\sin \alpha \cdot \sin \beta)$$

-Para otro caso:

$$P_D = 0$$

Cara E: - Para $0 \leq \alpha \leq \pi$ y $\frac{\pi}{2} \leq \beta \leq \frac{3}{2}\pi$

$$P_E = G_s \cdot S \cdot (\vec{n}_E \cdot \vec{r}) = G_s \cdot S \cdot [(-1,0,0) \cdot (\sin \alpha \cdot \cos \beta, \sin \alpha \cdot \sin \beta, \cos \alpha)]$$

$$= G_s \cdot S \cdot (-\sin \alpha \cdot \cos \beta)$$

-Para otro caso:

$$P_E = 0$$

Cara F: $P_F = 0$ Para todo valor de α y β , ya que se supone que una cara no llevará paneles solares.

Se implementó un programa para realizar los cálculos para el mejor y peor caso obteniéndose los siguientes resultados:

- Mejor Caso

En la

Figura 27 se diagraman las potencias para cada una de las cinco caras y la

Figura 28 corresponde a la potencia total generada, que corresponde a la suma del aporte de cada cara.

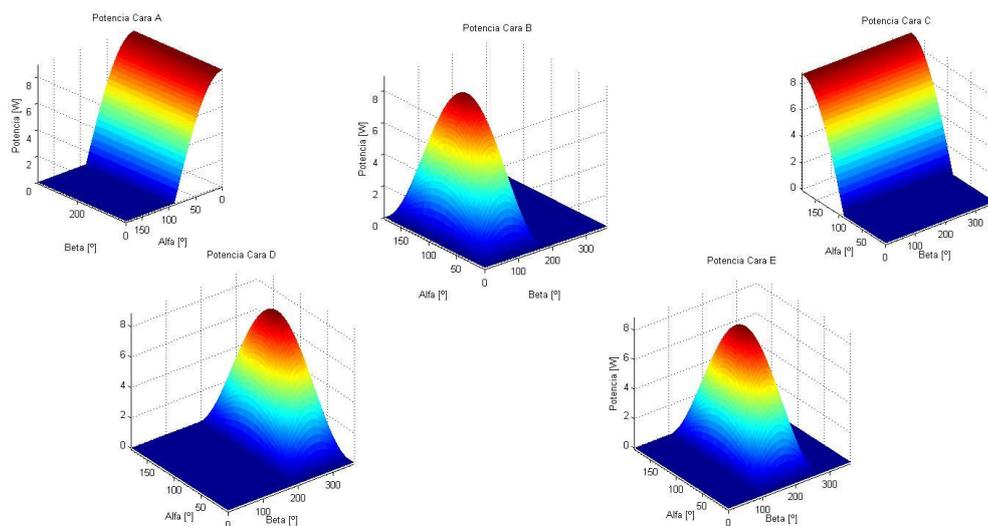


Figura 27. De izquierda a derecha, fila superior: potencia generada en las caras A, B y C. Fila inferior: potencia generada en las caras D y E. En función de los ángulos α y β en el mejor caso.

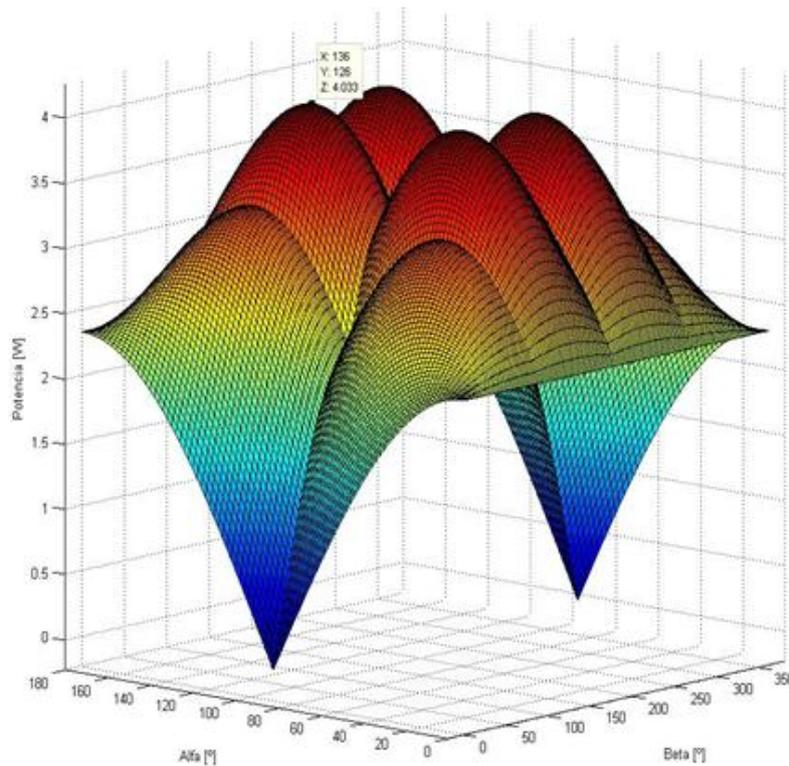


Figura 28. Potencia total generada por los paneles para el mejor caso, en función de los ángulos α y β .

Los resultados obtenidos indican que existen cuatro posiciones óptimas en las cuales se obtiene el máximo valor de potencia. Las orientaciones óptimas son:

$$\begin{aligned}
 &(\alpha, \beta) \\
 &(55^\circ, 135^\circ) \\
 &(55^\circ, 125^\circ) \\
 &(125^\circ, 135^\circ) \\
 &(125^\circ, 225^\circ)
 \end{aligned}$$

Estos máximos corresponden a las orientaciones para las cuales los rayos del sol son paralelos a las diagonales principales del cubo, de manera tal que la cara F permanece a la sombra.

La potencia máxima obtenida en el mejor caso (Ángulo límite: 0° y Eficiencia del panel: 28.5% @ 28°C) es:

$$P_{Max} = 4.03W$$

Mientras que el valor de potencia media es:

$$P_{Med} = 3.15W$$

El cálculo de la potencia media supone que el satélite mantiene la cara F apuntando en todo momento hacia el centro de la tierra, por lo tanto esta cara no recibirá luz solar en la mayor parte de la fase iluminada de la órbita.

Mientras que para las demás caras se supone que todas son iluminadas en forma similar durante todo el periodo iluminado de la órbita. Estas suposiciones son válidas ya que el satélite contará con un sistema de posicionamiento activo (SPA), que fijará la actitud del satélite de la forma descrita anteriormente. Esto implica que el ángulo β estará limitado al entorno $\left[\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}\right]$.

- Peor Caso

Para los cálculos bajo las hipótesis de peor caso se ajustó la eficiencia de los paneles (eficiencia del panel: 23.9% @ 29°C) y se introdujo el efecto del ángulo límite no nulo (ángulo límite: 20°). Los resultados se muestran en la Figura 29.

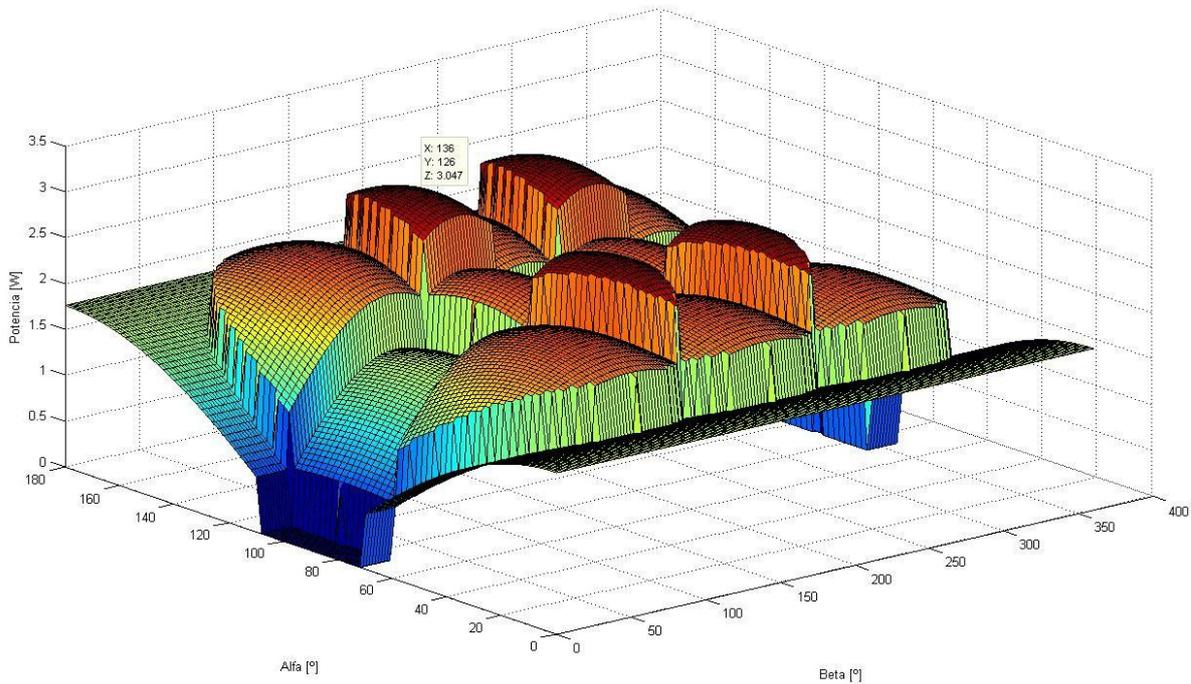


Figura 29. Potencia total generada por los paneles en el peor caso, en función de los ángulos α y β .

En el análisis del peor caso se observa que las posiciones óptimas son las mismas a las halladas para el mejor caso. Las diferencias se encuentran en los valores máximo y promedio de potencia:

$$P_{Max} = 3.05W$$

Mientras que el valor de potencia media es:

$$P_{Med} = 2.09W$$

En resumen se obtuvieron los siguientes valores de potencia media:

- Mejor Caso: $P_{Med_Sol_mejor} = 3.15W$
- Peor Caso: $P_{Med_Sol_peor} = 2.09W$

Se tomará el valor obtenido en el peor caso para realizar los siguientes pasos de diseño.

7.3 Efecto del Albedo

Como viéramos en 6.2.2 el albedo planetario es la fracción de radiación solar que es reflejada por la superficie y la atmósfera de un planeta. Su valor depende de las propiedades locales de la superficie y la atmósfera. Para el caso de la Tierra, puede variar de valores de $0.8 \cdot G$ sobre formaciones nubosas, a $0.05 \cdot G$ sobre superficies con agua o bosques [1]. Para realizar los cálculos se fijó el albedo a un valor promedio de 0.3, modificando el modelo utilizado para el cálculo de la potencia debida a la radiación solar. Al igual que para el caso de la potencia debida a la radiación solar, se deben fijar ciertas restricciones a los valores de α y β para tener en cuenta la orientación particular del satélite (la cara sin paneles (F) se orienta hacia el centro de la tierra). Por lo tanto la cara E, opuesta a la F, nunca recibirá radiación debida al albedo.

Teniendo este factor en cuenta y realizando las mismas suposiciones que en el caso anterior se obtuvieron los siguientes valores de potencia media:

- Mejor Caso: $P_{Med_Alb_mejor} = 0.73W$
- Peor Caso: $P_{Med_Alb_peor} = 0.49W$

Se tomará el valor obtenido en el peor caso para realizar los siguientes pasos de diseño.

7.4 Energía Generada por los Paneles Solares

Una vez obtenidos los valores promedio de potencia generada por los paneles en el peor caso, y debido a la radiación solar y el albedo, es posible determinar la energía generada al completarse un ciclo de la órbita.

Periodo de insolación (peor caso): $T_{ins} = 56.6 \text{ min}$

$$(13) E_{Gen/rev} = (P_{Med_Sol_peor} + P_{Med_Alb_peor}) \cdot \frac{T_{ins}}{60} = 2.43Wh$$

Nota: La energía calculada corresponde a la máxima energía que es posible extraer de los paneles.

7.5 Balance Energético por Módulos

Visto que aún hay módulos que no han sido desarrollados, se estima, en base a otros proyectos similares, el consumo promedio de los módulos insertados en un CubeSat. [10] [11] [12] [13] [14].

En la Tabla 5 se presentan, conforme la información brindada en [10] [11] [12] [13] [14], las potencias asociadas a cada una de los módulos del CubeSat.

Estos módulos son el

- Sistema de Control Principal (SCP)
- Sistema de Comunicación (SCM)
- Sistema de Posición Activo (SPA)
- Carga científica (Payload)

Tabla 5. Consumo para los diferentes módulos.

Módulo	Proyecto	Potencia Máx. (mW)	Potencia Med. (mW)
SCP	DTU	100	50
	SwissCube	150	75
	PLUME	450	225
	Montana	429	215
	Tokyo	20	10
	Washington	300	150
	Promedio	242	121
SCM	DTU	2000	1000
	SwissCube	3080	1540
	PLUME	11000	5500
	Montana	4286	2143
	Tokyo	6165	3083
	Washington	1000	500
	Promedio	4589	2294
SPA	DTU	-	-
	SwissCube	220	110
	PLUME	450	225
	Montana	-	-
	Tokyo	-	-
	Washington	-	-
	Promedio	335	168
Carga útil	DTU	-	-
	SwissCube	450	225
	PLUME	50	25
	Montana	480	240
	Tokyo	150	75
	Washington	2025	1013
	Promedio	631	316
	Total	5796	2898

La potencia media de los módulos se estima como la mitad de la potencia máxima. Se observa que para el caso del SCM, las potencias recabadas de otros proyectos varían de 1W a 11W. Dado que la variación es muy grande entre estos valores de consumo y para establecer un valor razonable de consumo para este módulo se fijó su potencia máximo en 1.5W.

Cabe destacar que al no conocer los tiempos de operación a máxima potencia de los distintos módulos, es difícil establecer el consumo real del sistema completo. Por ejemplo, el consumo del SCM es elevado en comparación al resto de los módulos, pero este funciona por breves periodos de tiempo, solo cuando se transmiten datos. El caso opuesto se da para el SCP, su consumo máximo promedio es el menor de todos los módulos, sin embargo este estará funcionando continuamente si no se presentan fallas.

En resumen, tomando como potencia máxima para el SCM 1.5W y las potencias promedio de la Tabla 5 para el resto de los componentes, se tiene como potencia máxima de 2.7W y una potencia media de 1.4W.

8 ESPECIFICACIÓN FUNCIONAL Y DISEÑO IMPLEMENTADA

Contemplando los requisitos de diseño planteados en la sección 5, se procura desarrollar en este apartado la determinación de las características generales tanto de la arquitectura de hardware como software así como las dimensiones del prototipo.

Se abordará la descripción del comportamiento del sistema durante su operación, tanto desde el punto de vista de hardware como de software.

La presente sección incluirá el diagrama de bloques del sistema así como el diagrama de flujo del software asociado al mismo.

Serán definidos entre otros: el tipo de CPU, el número y tensión de los puertos de alimentación. Por otra parte, se analizará las diversas posibilidades disponibles para la implementación de los mecanismos que vinculan los distintos subsistemas del gestor de energía i.e. protocolo de comunicaciones, tipo y cantidad de sensores en batería y puertos de alimentación.

Los componentes específicos a utilizar para el armado del módulo de gestión de energía, se determinaran a partir del desglose pormenorizado de cada bloque y en base al rango de temperaturas obtenido de las simulaciones térmicas.

8.1 Dimensiones Estructurales

De acuerdo a lo adelantado en la sección 5.1, el diseño deberá ajustarse a valores límite presentados en la Tabla 6.

Tabla 6. Dimensiones importantes

Masa del dispositivo	130g
Dimensiones del Circuito Impreso	92 x 98 mm
Volumen de la Batería	65 x 37 x 10 mm

8.2 Descripción y Comportamiento del Sistema

En esta sección se enunciará las características concretas referidas a la versatilidad del gestor de energía a diseñar. Este está intrínsecamente vinculado con la totalidad del CubeSat dado que lo que no sea previsto alimentar desde esta etapa no podrá luego incluirse en el satélite.

Los módulos a desarrollarse son:

- Control Principal (SCP)
- Sistema de Gestión de Energía (SGE)
- Comunicación con base en tierra (SCM)
- Control de Posición Activo (SPA)
- Carga científica (Payload)

De acuerdo a 7.5 , donde se vio el consumo estimado de cada módulo, se tiene que,

- Eficiencia de conversión de energía:>90%
- Tensión de Salida:3.3V +/- 1% (4 puertos de conexión)
- Corriente de Salida:20mA a 200mA

Desde el punto de vista de control de posibles fallas, se consideran tres tipos:

- Sobrecarga
- Cortocircuito
- Latch UP

Previo a cualquier acción correctiva es necesario detectar el problema para así actuar en consecuencia. Cualquiera de estas tres fallas de funcionamiento puede detectarse a partir de una sobrecorriente sobre una resistencia en serie que será colocada en cada uno de los puertos de alimentación.

Se requiere una gran velocidad en la medida de contingencia a aplicar frente a una falla de éstas características, a efectos de que no se destruya la electrónica del CubeSat o se drene toda su energía.

Por ello, al detectarse una sobrecorriente, se actuará por hardware cortando el suministro de energía al periférico que presente la falla para luego restaurarle la energía. Esta acción se basa en intentar descartar que se trate de un Latch UP. De haber sido uno, el corte de corriente y su restauración, será suficiente para volver a tener operativo todo el sistema.

En el caso que al restaurar la energía se vuelva a detectar una gran corriente por alguno de los puertos de alimentación, el sistema cortará de forma permanente el suministro a ese periférico.

Si bien las acciones de corte de energía serán realizadas por hardware (para mayor velocidad), las decisiones de si este corte es permanente así como la realización de un corte generalizado a toda la nave será una decisión procesada por la unidad control del SGE, que correrá una rutina de software.

Para realizar las funciones previamente descritas, el SGE debe contar con una unidad de procesamiento de datos y de toma de decisiones. En la elección de dicho módulo surgen distintas opciones que pueden dividirse en dos grandes grupos: uno es el de los dispositivos lógicos programables (FPGAs por ejemplo), y el otro formado por microprocesadores o PICs. Los factores a tener en cuenta para la elección de dicho módulo del SGE son: versatilidad, consumo y complejidad en su implementación.

En lo referente al consumo ambos grupos presentan características similares. En cuanto a la versatilidad, dispositivos como FPGAs permiten el diseño de sistemas a medida, lo que presenta una flexibilidad superior al caso de los microprocesadores. Sin embargo, las funciones hoy presentes en dichos elementos permiten cumplir con las funciones requeridas para el SGE. En resumen, ambas tecnologías presentan características similares en lo que respecta a consumo y versatilidad, para este caso particular.

Concretamente para esta aplicación el microprocesador presenta una ventaja sustancial sobre los dispositivos de lógica programable, pues todo el hardware requerido para realizar las tareas de recabado de datos, comunicación y toma de decisiones ya está definido y probado por el fabricante. Lo que reduce el diseño a la creación de un código a ejecutar por dicho dispositivo.

Por lo tanto se utilizará un microprocesador o PIC para realizar las tareas de procesamiento de datos y toma de decisiones en el SGE.

En vista que el sistema de gestión de energía recibirá y comunicará información a los diversos periféricos así como también al SCP, se debe definir un protocolo de comunicaciones a utilizar entre ellos. Se procurará hacer uso de la versatilidad de protocolos ya incluidos en los diferentes componentes a utilizar para el armado de este módulo y los restantes que se incluirán en el CubeSat. Como alternativas se han considerado los estándares más difundidos UART o I²C.

El protocolo I²C será el utilizado, principalmente por su característica de funcionamiento maestro-esclavo, que permite agregar nuevos módulos al bus de datos sin alterar al resto de los dispositivos. Además de ser un protocolo robusto e implementado en una gran variedad de microprocesadores mientras que la utilización de un módulo UART para las comunicaciones entre módulos implicaría la creación desde cero de un protocolo, lo que insumiría mucho tiempo de desarrollo de otros aspectos del satélite.

Otro sistema que se incluirá dentro del hardware es el interruptor “Remove Before Flight (RBF)”. Éste generalmente se utiliza para cerrar o abrir el camino de alta corriente que da potencia a los sistemas. En el caso del CubeSat, al retirar el pin RBF conecta el negativo de la batería a masa, cerrando así el circuito de la batería. Una vez realizado esto, la energía puede fluir desde la batería hacia los reguladores de tensión de los puertos de salida.

8.2.1 Protocolo de Protección de Fallas por Sobrecorrientes

Uno de los objetivos fundamentales para garantizar la vida útil del satélite y su fiabilidad requiere la protección de todos los sistemas electrónicos contra sobrecorrientes debidas principalmente a single-event up sets (SEU) y/o latch-ups.

Al generarse una falla se informa al microprocesador, éste deberá esperar un cierto tiempo a definir para volver a encender el puerto que presentó la falla. Durante este intervalo de espera, se informará de la falla al módulo principal del satélite.

Si al reiniciar el puerto la falla persiste, se fijará otro intervalo de espera y se reconectará el puerto. De mantenerse la condición al segundo intento de conexión, se supondrá que el problema es causado no por un factor externo, sino por un error interno al módulo en cuestión. Por lo tanto, de persistir la sobrecorriente en el segundo intento de reconexión, se avisará al módulo principal sobre la naturaleza de la falla y no se realizarán nuevos intentos de conexión.

Si se recibe un pedido de reconexión por parte del módulo principal éste será realizado, siguiendo el mismo procedimiento descrito anteriormente, con la excepción de que en esta oportunidad solo habrá un intento de reconexión. El diagrama de flujo del protocolo de manejo de fallas para un solo puerto se describe en la Figura 30. El mismo protocolo se aplicará para cada puerto, implementando un mecanismo que identifique cual es el que generó la interrupción.

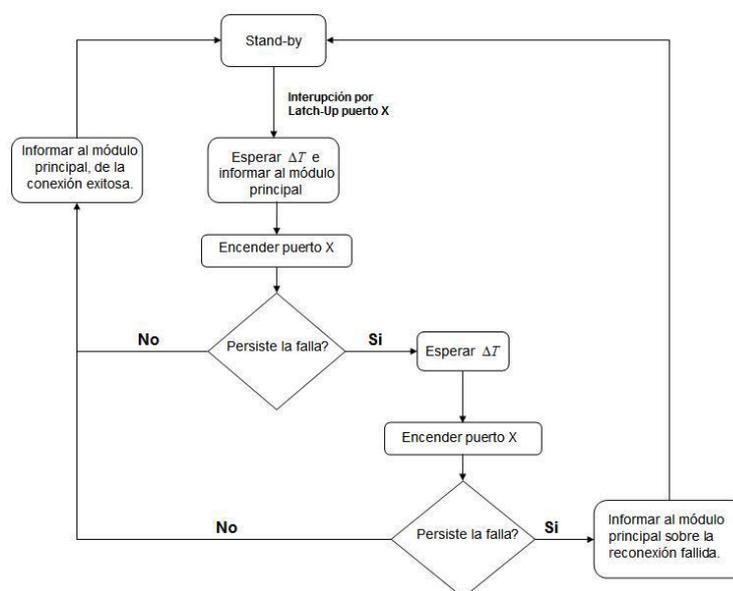


Figura 30. Diagrama de flujo para la interrupción por latch-up para un puerto.

En la Figura 31 se muestra un diagrama con las conexiones de los sistemas de protección contra sobrecorrientes y el resto del sistema.

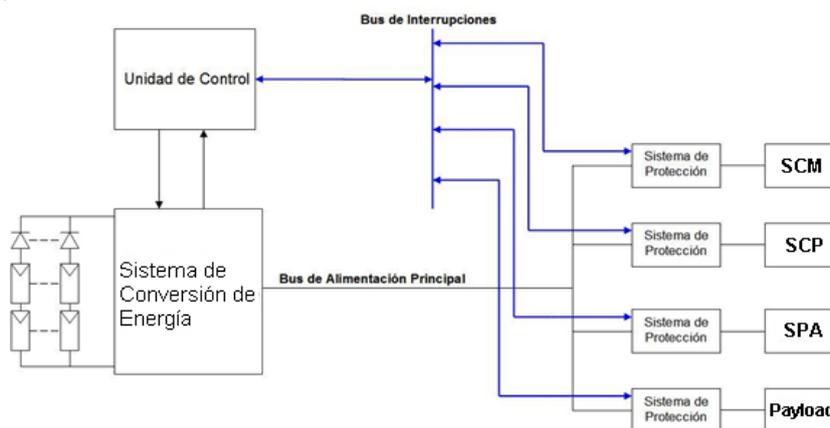


Figura 31. Esquema de conexión de los sistemas de protección contra sobrecorrientes.

8.2.2 Adquisición de Datos de Mantenimiento

Para lograr un manejo eficiente y seguro de los distintos dispositivos presentes en el satélite es necesario recabar información sobre distintas magnitudes físicas. Estas medidas se utilizarán por ejemplo, para tomar decisiones sobre el consumo que cada módulo tendrá disponible, en ese caso la variable a medir será la corriente que circula por cada puerto y su tensión.

También deben recabarse datos referentes al estado de funcionamiento de las baterías, es preciso que su operación este restringida a un determinado rango de temperaturas. Su utilización fuera de dicho rango puede implicar daños severos, por lo que resulta fundamental llevar un registro de dicha temperatura.

Por otro lado la corriente y tensión en los paneles resulta útil no solo para calcular la potencia de entrada al sistema, sino también para estimar la orientación del satélite con respecto al sol. Esta información puede ser utilizada por ejemplo, por el módulo encargado de la orientación del satélite para ubicar las antenas en forma adecuada o para orientar los paneles solares de la manera más eficiente.

En resumen, las magnitudes a ser relevadas serán: tensiones, corrientes y temperaturas.

La Figura 32 muestra un esquema de los puntos de medida de los datos de interés.

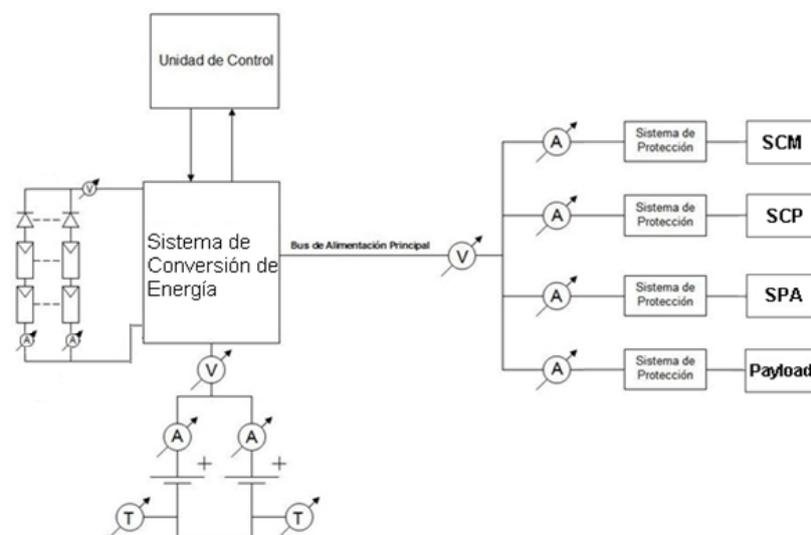


Figura 32. Esquema de los puntos de medida a implementar.

8.2.3 Medidas de Tensión

Las medidas de tensión variarán dependiendo de la amplitud de las medidas a tomar, el convertidor analógico-digital presente en el microprocesador presentará un rango máximo de tensiones de entrada por lo que de requerirlo, se deberán acondicionar las tensiones medidas a los rangos de entrada establecidos por el convertidor. Los puntos del sistema cuyas tensiones se adapten naturalmente a los requerimientos del convertidor serán conectados directamente a este.

8.2.4 Medidas de Corriente

Para relevar las corrientes de interés se utilizarán resistencias de valor conocido en serie con la línea cuya corriente se quiere medir. Conociendo el valor de la resistencia y midiendo la tensión en sus bornes, es posible calcular la corriente que por ella circula basándose en la Ley de Ohm. Por lo tanto las medidas de corriente se reducen a realizar medidas de tensión. La Figura 33 muestra un posible circuito a utilizar para realizar dicha medida.

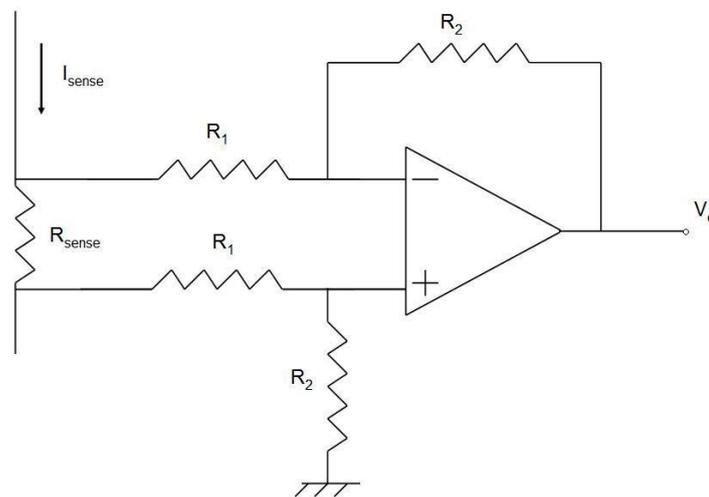


Figura 33. Posible circuito a implementar para realizar la medida de corrientes.

Este circuito relaciona la tensión de salida y la corriente censada (I_{sense}) como se indica la (14)

$$(14) V_o = -\frac{R_2}{R_1} I_{sense} R_{sense} \rightarrow I_{sense} = \frac{R_2}{R_1} \frac{V_o}{R_{sense}}$$

Utilizando esta configuración se puede ajustar el valor de las resistencias R_1 y R_2 para mantener el valor de salida dentro del rango de entrada del convertidor.

Un aspecto importante que debe tenerse en cuenta en la implementación del circuito de sensado de corriente es su consumo. Se analizarán distintas opciones a la hora de definir el sistema de medida a implementar, teniendo como principal criterio de decisión su consumo y precisión en dicha medida.

8.2.5 Medidas de Temperatura

La temperatura de las baterías, así como la de algún otro módulo de interés, puede ser adquirida mediante un sensor de temperatura en un integrado particular o utilizando protecciones de baterías que tengan integrados en sí mismo sensores para este fin.

Lo que se busca es utilizar electrónica ya disponible en plaza, dado que esto reduce los tiempos de diseño involucrados en un sensor de temperatura que sea capaz de operar en los rangos de temperatura a los que será sometido el satélite.

8.3 Arquitectura de Hardware

8.3.1 Características Funcionales

El sistema consta de paneles solares que son la fuente externa de energía del satélite, los cuales cargarán la batería en la fase iluminada de la órbita. Por lo tanto estos alimentarán a todo el satélite en la fase iluminada además de cargar la batería.

Estando la batería cargada el resto del satélite podrá acceder a esta energía almacenada siempre y cuando no sobrepase los límites de consumo establecidos.

Estos límites serán impuestos por la unidad de control, la cual mediante sensores de temperatura, tensión y corriente, controlará el consumo total del satélite.

Un diagrama de la unidad a desarrollar puede verse en la Figura 34.

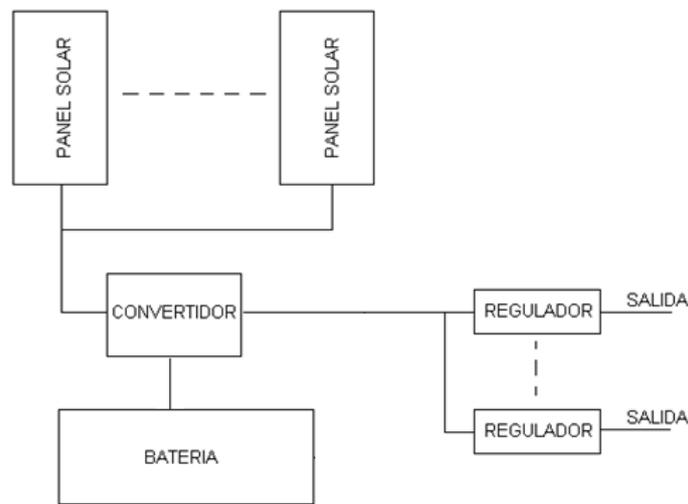


Figura 34. Diagrama de bloques del sistema genérico

8.3.2 Baterías [3]

8.3.2.1 Introducción

El uso de baterías tiene siempre asociado un compromiso entre el voltaje de operación del equipo que se alimentará, el tiempo de autonomía necesario entre cargas de la batería así como el volumen y peso requeridos por el tipo de acumulador que se elija para satisfacer lo anterior.

En nuestro caso la principal limitante a la hora del diseño radica justamente en este último punto, dadas las características del estándar Cal Poly.

8.3.2.2 Características Generales

El funcionamiento del satélite durante la fase de eclipse de la órbita está garantizado por la presencia de una o más baterías secundarias (recargables), que son la fuente de energía durante dicho período. Para la elección de las baterías deben tenerse en cuenta distintos factores, a continuación se enumerarán los más relevantes para el caso particular de un satélite:

- Densidad de Energía [Wh/L]
- Densidad de Potencia [W/Kg]
- Rango de temperaturas de operación [$^{\circ}C$]
- Eficiencia
- Vida útil
- Masa y Volumen

De los factores de diseño antes mencionados los más restrictivos son las limitaciones en masa y volumen, y el gran rango de de temperaturas de operación que debe soportar la batería, como se observó en las simulaciones térmicas. Ver sección 6.4.2.7.

Dado un volumen y masa fijos para las baterías se debe seleccionar aquellas que presenten una mayor densidad de energía y potencia que garanticen la provisión de la energía que el satélite va a consumir cuando se encuentre en el eclipse; cumpliendo también con los requerimientos de potencia instantánea que demandan los distintos módulos que componen al satélite.

El rango de temperaturas de funcionamiento es un factor fundamental ya que la utilización de las baterías fuera de dicho rango implica en la mayoría de los casos una falla permanente. Si se detectaran temperaturas no apropiadas para su funcionamiento, las baterías deben desconectarse del sistema en forma inmediata. Lo que dejaría al satélite sin energía, situación que se debe evitar eligiendo baterías que puedan operar en forma segura dentro de los rangos de temperatura estimados.

Teniendo estos aspectos en cuenta se realizará un análisis de las características de las distintas tecnologías de baterías disponibles, para luego definir cuál de ellas será utilizada en el diseño.

En la Figura 35 se observa la tensión en bornes en función del nivel de carga para distintas composiciones químicas. Si bien la tensión en bornes no tiene porque tener un valor determinado a priori (ya que se puede modificar usando convertidores DC-DC), es deseable que presente un valor por lo menos cercano o superior a la tensión que se utilizará en el bus de alimentación, a fin de evitar la utilización de componentes adicionales que aumentarían el volumen y peso del diseño.

La batería que mejor se adapta en cuanto a su tensión en bornes es la batería de Li-Ion que presenta un rango de tensión en bornes de 4.1V a 3.0V, teniendo la desventaja de no presentar una curva de descarga plana.

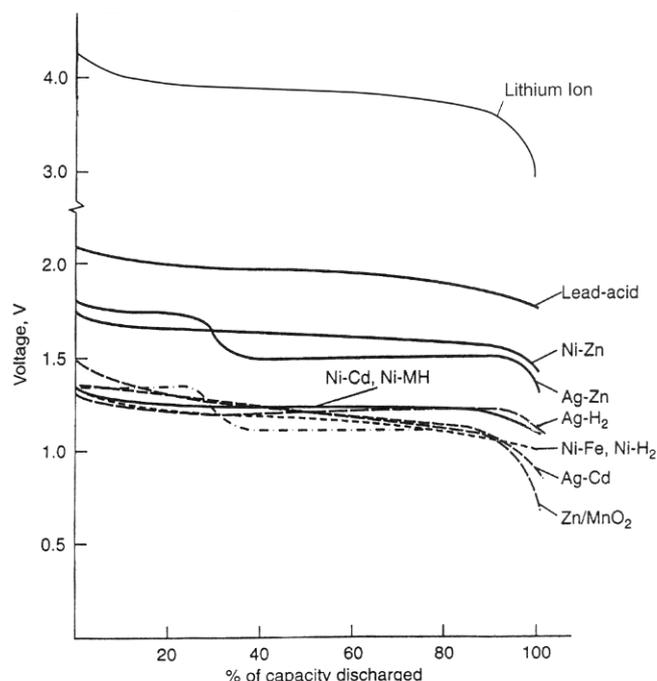


Figura 35. Perfiles de descarga de sistemas convencionales de baterías secundarias y de Li-Ion recargable a una tasa de descarga de aprox. C/5.

Como se expresó anteriormente, dadas las limitaciones en volumen y masa a que están sujetas las baterías, deben analizarse características como la densidad de energía, densidad de potencia y energía

específica. Todos estos parámetros caracterizan la relación entre la energía y potencia de la batería con respecto a su masa y volumen.

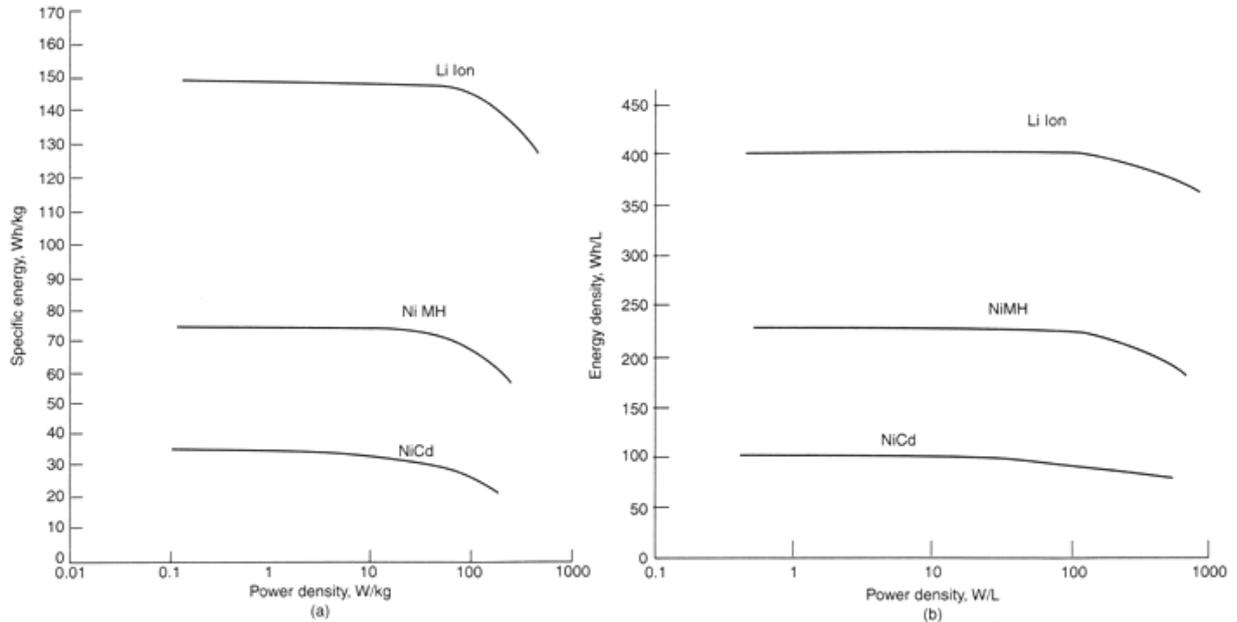


Figura 36. Comparación de una batería de Li-Ion 14500 y una batería AA de NiMH y NiCd a 20°C. (a) Energía específica en función de densidad de potencia. (b) Densidad de Energía en función de densidad de potencia.

En la Figura 36 se destaca la gran diferencia que presenta la batería de Li-Ion con respecto a baterías basadas en Ni, tanto en su energía específica [Wh/kg] como en su densidad de energía [Wh/L].

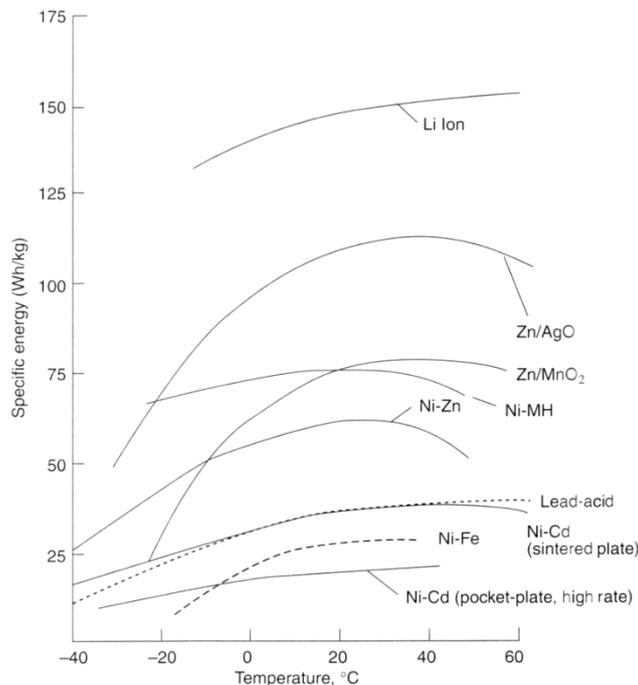


Figura 37. Efectos de la temperatura en la energía específica de distintos sistemas de baterías secundarias a una tasa de descarga de aproximadamente C/5.

El efecto de la temperatura en el funcionamiento de las baterías es un parámetro fundamental, como se expresó anteriormente se debe elegir una tecnología que soporte las amplias variaciones de

temperatura que experimentará el satélite. En la Figura 37 se muestra el desempeño basado en la energía específica de varios tipos de baterías en un rango de -40°C a 60°C a una tasa de descarga de $C/5$. La batería de Li-Ion presenta la energía específica más alta dentro de su rango de operación seguro que comprende el entorno de -20°C a 40°C .

Cómo conclusión al análisis realizado en los párrafos anteriores se puede afirmar que el tipo de batería que mejor se adapta a las limitaciones que presenta el diseño es la tecnología de Li-Ion. Principalmente por las altas densidades de energía y potencia que presentan estas baterías. Con respecto a la temperatura de operación segura, dichas baterías tienen un amplio margen de utilización, debiendo ajustarse los materiales de cobertura del satélite para lograr su funcionamiento en forma continua.

Es necesario conocer como deben ser utilizadas. Una vez adquirido el conocimiento es sencillo mantenerlas en buen estado. Incluso más simple que en otros casos, debido a que no tienen efecto memoria. En vista de los tiempos de funcionamiento más largos y la relación potencia-peso que se consiguen utilizando éstas, merece la pena el esfuerzo de aprender a manejarlas correctamente. Si se trata bien a estas baterías, su vida útil es mucho más larga que las baterías de NiCd y NiMH.

A continuación se presenta los parámetros más relevantes asociados a las baterías así como un ejemplo comparativo de las diversas tecnologías.

8.3.2.2.1 El Parámetro “C” – Medida de Capacidad

Diversas químicas de batería dan como resultados acumuladores de diversos voltajes, volúmenes y peso de acuerdo a la capacidad. Esta relación se representa con el parámetro C.

C tiene el valor $1/h$, o sea:

Si la batería es de 1050mAh por ejemplo entonces $1C$ es igual a $1050\text{mAh} \times 1/h = 1050\text{mA}$ para esa batería.

Entonces por ejemplo una descarga a $7C$ es simplemente 7 veces su capacidad.

Para un arreglo de 1050mAh será entonces: $7 \times 1050 \text{mAh} \times 1/h = 7350 \text{mA} = 7.35\text{A}$

Una carga a $2C$ para esa batería de 1050mAh sería: $2 \times 1050\text{mAh} \times 1/h = 2100\text{mA} = 2,1\text{A}$

Ahora si se dice que un arreglo es de $10C$ significa que es capaz de descargar en continuo hasta $10 \times$ capacidad $\times 1/h$, o sea que para un arreglo por ejemplo de 1050mAh sería: $10 \times 1050 \text{mAh} \times 1/h = 10,5 \text{A}$ de descarga máxima continua.

Esta forma de definir cargas o descargas para las baterías se utiliza para todos los tipos de baterías independientemente de la química de las mismas.

Un dato a tener muy en cuenta: Aunque las “C” de descarga de una batería son importantes y dan un dato sobre la potencia de la misma esto no es del todo correcto, ya que la potencia de una batería realmente se mide en W/kg no en “Cs”. Hay que tener muy en cuenta este dato al elegir una batería ya que normalmente una batería de muchas “C” de descarga puede tener muy baja potencia en relación a su peso. Y es muy posible que una batería con menos “C” tenga más potencia en relación a su peso.

8.3.2.2.2 Otros Parámetros

El peso es un factor muy importante, particularmente si se debe cumplir un máximo impuesto por la norma “CubeSat”.

La manera correcta de conocer la potencia de un arreglo de baterías es conocer la **densidad de capacidad**, la **densidad de potencia** y cuanta de su **capacidad nominal es capaz de descargar en alta descarga**.

Densidad de energía: Hace relación a la capacidad nominal y el peso del elemento/ configuración y se mide en Wh/Kg .

Densidad de potencia: Se refiere a la máxima descarga continua que un elemento/ configuración da y el peso del mismo, se mide en W/Kg .

Capacidad de descarga en alta descarga: Es el porcentaje de la capacidad nominal del elemento/ configuración que es capaz de descargar en alta descarga. Se considera alta descarga para ese elemento/ configuración una descarga al 80% de la potencia máxima de la configuración.

En la Tabla 7 se muestra la relación de estos parámetros en los diferentes tipos de baterías más utilizados

Tabla 7. Parámetros relevantes sobre baterías de diferentes tecnologías.

Tipo de Batería	Densidad de capacidad	Densidad de potencia	Capacidad descargada en alta descarga
NiCd	44Wh/kg	700W/kg	85%
Nimh	66Wh/kg	700W/kg	75%
Saphion (LiSph)	83Wh/kg	900W/kg	65%
A123	115Wh/kg	2400W/kg	80%
Lipoly	150Wh/kg	2600W/kg	80%
NanoLipo	200Wh/kg	2300W/kg	90%
Li-Ion	220Wh/kg	300W/kg	75%

NiCd y NiMh son obsoletas y poco a poco irán desapareciendo, principalmente debido a su alto contenido en metales pesados. Las baterías Saphion y A123 basadas en el Litio son relativamente recientes y son muy seguras teniendo muy buen compromiso entre peso, potencia y vida útil. De hecho las baterías A123 son sumamente potentes. Baterías Lipo y NanoLipo son el mejor compromiso entre capacidad potencia y peso; por el momento no tienen competidor en esta área.

Supóngase un dispositivo con un arreglo de Lipo de $4000mAh$ $12C$ que pesa 400g, si este arreglo le da 15 min de funcionamiento pleno, estará trabajando a una descarga media de 4-5C esto significa que estará utilizando del arreglo sobre el 85-90% de su capacidad nominal y no estará maltratando el arreglo. Este mismo dispositivo con una configuración de Lipo u otra tecnología de 2300mAh $30C$ que pesa 450g. Teóricamente debería de darle un tiempo de funcionamiento pleno de unos 7,5 minutos, pero en este caso la configuración estará trabajando en una descarga media de 8C por lo que solo será capaz de entregar aproximadamente un 80-85% de su capacidad nominal. Al estar sometida la configuración a una descarga más alta, la caída de voltaje será mayor por lo que tendrá menos potencia disponible. Si además se le añade que este arreglo es más pesado que el de Lipo probablemente se acabara con unos tiempos de funcionamiento pleno de solo 5-6 minutos (Descarga de 10-11C mayor a la previa calculada anteriormente) Por lo que con esta configuración de 30C finalmente se consigue menos potencia, menor tiempo de funcionamiento pleno y probablemente una vida menor del arreglo, que la teóricamente poco potente configuración de Lipo $12C$. Esto es debido a que esta última configuración esta mejor calculada para ese uso.

8.3.2.3 Características de la Batería de Li-Ion

Las baterías de Li-Ion están formadas por celdas que utilizan compuestos de intercalación de litio como materiales de sus polos positivos y negativos. En los ciclos de carga y descarga, iones de litio (Li^+) se intercambian entre los electrodos positivo y negativo. El material utilizado en el electrodo positivo es típicamente un óxido metálico con una estructura en capas, como el óxido de litio-cobalto ($LiCoO_2$) o un material con una estructura en forma de túnel como el óxido de litio-manganeso ($LiMn_2O_4$), en un colector de corriente de aluminio laminado. El electrodo negativo está compuesto generalmente de carbono grafito, también en forma de capas en un colector de corriente de cobre.

En la Figura 38 se esquematizan los flujos de iones y electrones en los ciclos de carga y descarga. En dichos ciclos los iones de litio son insertados o extraídos de los intersticios formados entre las capas atómicas de los materiales activos.

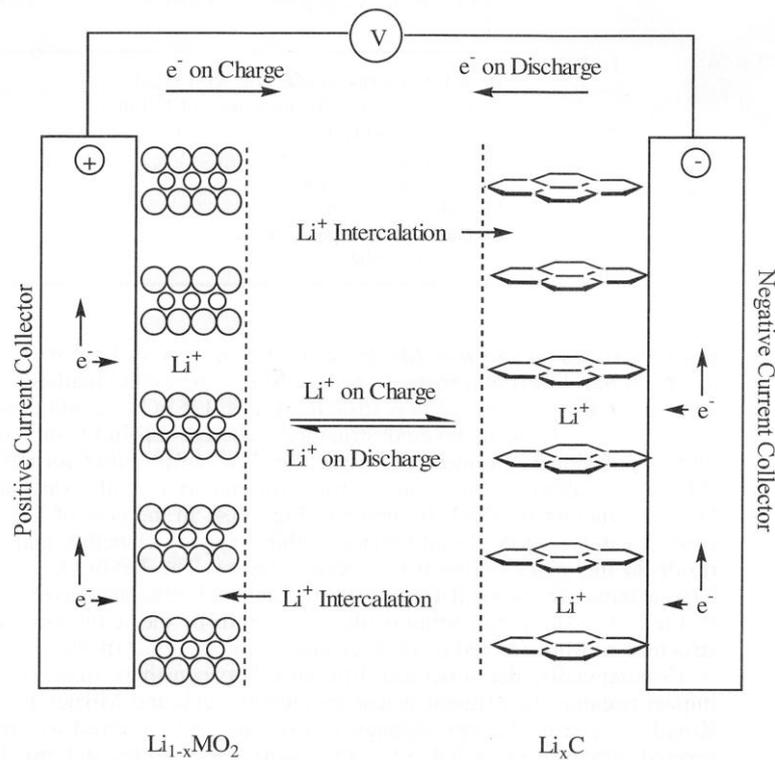


Figura 38. Esquema del proceso electroquímico en una celda de Li-Ion

Como se indicó en párrafos anteriores, las baterías de Li-Ion presentan una alta energía específica ($\sim 150 \text{ Wh/kg}$) y alta densidad de energía ($\sim 400 \text{ Wh/L}$). También presentan una baja tasa de auto descarga (2% a 3% mensual), un ciclo de vida extenso (superior a los 1000 ciclos) y un amplio margen de temperaturas de operación (en carga de -20°C a 60°C , en descarga de -40°C a 65°C).

Una única celda opera en un rango de tensiones típico de 2.5V a 4.2V, aproximadamente tres veces la tensión de una celda de NiCd o NiMH. Permitiendo una descarga a 5C continua o a 25C en forma pulsada. Un aspecto importante es el hecho de que estas baterías a diferencia de las de NiCd, no presentan efectos de memoria, es decir que pueden ser cargadas o descargadas a cualquier nivel sin que esto afecte su capacidad total.

Una desventaja notoria de las baterías de Li-Ion es su degradación al ser descargadas debajo de los 2V y pueden perforarse al ser sobrecargadas dado que no presentan un mecanismo químico que controle la sobrecarga, a diferencia de las configuraciones con celdas acuosas. Es necesario por lo tanto utilizar circuitos de control y dispositivos de desconexión para proteger a la batería contra sobre descarga, sobrecarga y condiciones de temperaturas extremas. Otra desventaja es la pérdida de capacidad a temperaturas elevadas (65°C), aunque a una tasa menor que la mayoría de las baterías de NiCd o NiMH.

La Tabla 8 muestra características generales de rendimiento de las baterías de Li-Ion.

Tabla 8. Características generales de las baterías de Li-Ion.

Característica	Rango
Tensión	4.2 a 2.5V
Energía Específica	100 a 158 Wh/Kg
Densidad de Energía	245 a 430 Wh/L
Capacidad de Descarga Cont.	Típica: 1C, Máxima: 5C
Capacidad de Descarga en Pulso	Hasta 25C
Cantidad de Ciclos con 100% DOD	Típico: 3000
Cantidad de Ciclos con 20% a 40% DOD	Sup. 20000
Tiempo de Vida	5 Años
Tasa de Auto Descarga	2% a 10% Mensual
Temperatura de Operación	-40°C a 65°C
Efecto Memoria	No
Densidad de Potencia	2000 a 3000 W/L
Potencia Específica	700 a 1300 W/Kg

8.3.2.3.1 Características de Carga de las Baterías de Li-Ion

Las baterías de Li-Ion se cargan típicamente con una corriente constante (CC) o bien con un régimen de carga gradual a corriente constante y luego tensión constante (CCCV). Este régimen de carga es logrado mediante el uso de circuitos de control de carga. A tasas de carga bajas (C/5), el régimen a CC se aproxima al régimen CCCV al alcanzar la celda su carga completa, esto se logra cuando el límite superior de tensión es alcanzado. Las celdas de Li-Ion son típicamente cargadas hasta alcanzar tensiones de 4.1V a 4.2V.

La tensión, porcentaje de carga y corriente de carga en el método CCCV se muestra en la Figura 39, para celdas 18650 de C/LiMn₂O₄ a una corriente de 1.4A y un límite de tensión de 4.2V, y para celdas de C/LiCoO₂ cargadas a 1.65A con límite de tensión de 4.2V.

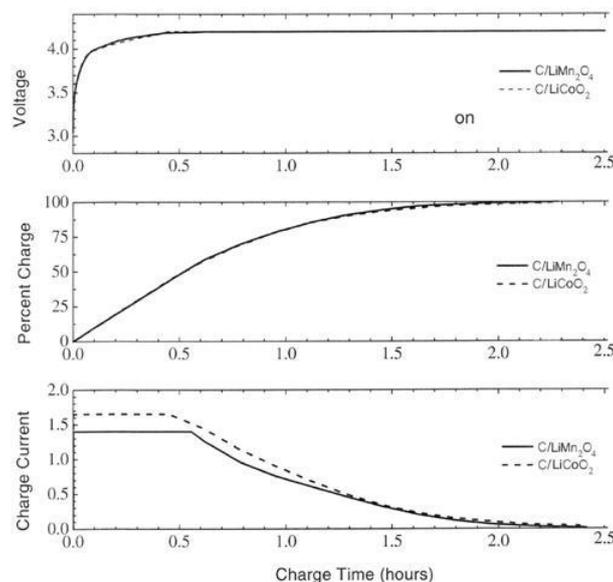


Figura 39. Tensión, porcentaje de carga y corriente de carga para celdas de C/LiMn₂O₄ y C/LiCoO₂ 18650 al ser cargadas a CCCV durante 2.5h, con corrientes de 1.4A (C/LiMn₂O₄) o 1.65A (C/LiCoO₂) y tensión máxima de 4.2V.

Inicialmente las celdas son cargadas a corriente constante, el estado de carga crece linealmente mientras que la tensión de la celda se aproxima asintóticamente a 4.2V.

En la fase de carga a tensión constante la corriente decae al alcanzar la celda la carga completa.

Las celdas de Li-Ion presentan una alta eficiencia coulombica (describe la eficiencia con la que la carga (e^-) es transferida a un sistema para facilitar una reacción electroquímica) típicamente del 99.9%, y una alta eficiencia energética de entre 95 a 98%. Debido a la ausencia de procesos parásitos, como la formación de gas, comunes a sistemas acuosos, los métodos de carga más complejos como los pulsos de carga no ofrecen mayores ventajas.

Producto de la degradación irreversible de las celdas de Li-Ion por sobrecarga o sobre descarga, pudiendo incluso perforarse frente a sobrecargas, es común que las baterías incluyan circuitos de control que aseguren su operación segura, previniendo sobrecargas, cortocircuitos y subtensiones. Estos circuitos pueden también controlar otras características como el estado de carga y el monitoreo de la temperatura.

8.3.2.4 Baterías de Li-Ion Polímero

Las baterías de Li-Ion Polímero presentan las mismas características de rendimiento que las de Li-Ion, incluyendo su alta energía específica y alta densidad de energía, en un envasado fino y con alta relación de aspecto.

Las celdas de Li-Ion Polímero utilizan los mismos materiales activos que las baterías cilíndricas o prismáticas de Li-Ion. Pero se diferencian en la utilización de electrodos planos conectados que permiten la fabricación de celdas finas empacadas dentro de una película de barrera a diferencia de los envases de acero o aluminio en las tecnologías de Li-Ion. En la Figura 40 se observan las distintas capas que se utilizan en su construcción.

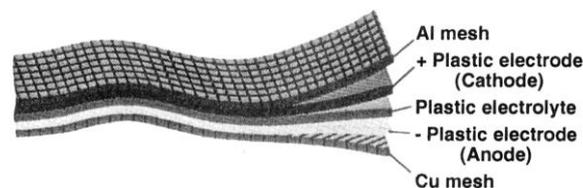


Figura 40. Diagrama esquemático de la construcción de una celda de Li-Ion Polímero.

Las celdas de Li-Ion Polímero utilizan un electrolito en gel, este electrolito contiene un componente líquido monomérico (los monómeros son compuestos de bajo peso molecular que pueden unirse a otras moléculas pequeñas (ya sea iguales o diferentes) para formar macromoléculas de cadenas largas comúnmente conocidas como polímeros) y volátil que es absorbido por un huésped polimérico. También hay tecnologías que utilizan electrolitos poliméricos sólidos.

El rendimiento eléctrico de las baterías de Li-Ion Polímero que utilizan química basada en C/LiMn2O4 es comparable a aquellas de Li-Ion.

En resumen la tecnología de Li-Ion Polímero ofrece rendimientos específicos comparables a aquellos de las baterías cilíndricas y prismáticas de Li-Ion, con la ventaja de poder ser fabricada en envases muy finos.

8.3.2.5 Períodos de Carga y Descarga

Basándose en las hipótesis realizadas en 7.1:

- Periodo de insolación (peor caso): 56.6 min
- Periodo de eclipse: 36 min

Se debe tener en cuenta estos intervalos de tiempo asociados a la carga de los acumuladores, la potencia drenada, estimada en el balance energético, así como también la eficiencia de carga y descarga de las baterías. A efectos de dimensionar la capacidad requerida para dichos componentes.

Como se vio en la sección 7.4, se tiene en el período de insolación (peor caso):

$$T_{ins} = 56.6 \text{ min} = 0.94 \text{ h}$$

Y suponiendo una eficiencia de carga y descarga de las baterías del 90% se obtiene:

$$(15) E_{Gen/rev} = (P_{Med_Sol} + P_{Med_Alb}) \cdot \frac{T_{ins}}{60} \times 0.9 = 2.2 \text{ Wh}$$

De acuerdo a 7.5 la potencia promedio total será del orden de 1400 mW con picos de hasta 2700 mW.

Vistas estas estimaciones, con dos baterías de Litio-Polímero del orden de 1400mAh, se tiene la (16)

$$(16) \text{TiempodeCargaTotal} = \frac{\text{CargaTotaldelasBaterías}}{\text{Cargaentregadaporlospaneles}} = \frac{2 \times 1400 \text{ mAh}}{\frac{1}{3.7 \text{ V}} \left(\frac{2.2 \text{ Wh}}{0.94 \text{ h}} \right)} = 4.4 \text{ hs}$$

Con lo que se lograría la carga completa del juego de baterías en aproximadamente cuatro y medio períodos de insolación a partir de carga cero.

Una vez cargadas las baterías, en régimen se tiene el siguiente comportamiento:

Estado de consumo medio de los dispositivos:

$$(17) \text{TiempodeDescargaTotal(eclipse)} = \frac{\text{CargaTotaldelasBaterías}}{\text{Consumoelectrícodispositivos (peor caso)}} = \frac{2 \times 1400 \text{ mAh} \times 0.9}{1200 \text{ mA}} = 2.1 \text{ hs}$$

En el caso en que el consumo sea un pico:

$$(18) \text{Tiempo de Descarga Total(eclipse)} = \frac{\text{Carga Total de las Baterías}}{\text{Consumo eléctrico dispositivos (valor máximo)}} = \frac{2 \times 1400 \text{ mAh} \times 0.9}{6726 \text{ mA}} = 0.38 \text{ hs} = 23 \text{ min}$$

Considerando luego que el período de eclipse estimado es de 36 min, debiera darse un situación circunstancial en la cual hubiera un consumo máximo durante todo el período de oscuridad para que la autonomía de las baterías no fuera suficiente.

Planteados estos cálculos, el uso de 2 baterías de Li-Po, 3.7V y del orden de 1400mAh es apropiado para garantizar el correcto funcionamiento del CubeSat.

8.3.2.6 Conexión, Cantidad y Ubicación de las Baterías

Dada la necesidad de brindar confiabilidad y redundancia al sistema, e independientemente de los requisitos de consumo, se deben utilizar al menos dos baterías en el diseño básico. Esto implica dos posibles opciones de conexión para dichos dispositivos: en serie o paralelo. En la conexión en serie se obtiene el doble de tensión y la misma capacidad que en el caso de una única batería. Mientras que en

el caso de la conexión en paralelo se logra el doble de capacidad y la misma tensión que en el caso de una sola batería. La potencia máxima que se puede extraer en ambas configuraciones es la misma.

La desventaja de la conexión en serie surge a la hora de la carga de las baterías, dado que la corriente de carga por las baterías es la misma, si hay diferencias en las características de ambas una puede alcanzar la tensión de carga antes que la otra, momento en el cual se debe detener el proceso de carga para evitar daños. Esto implica que las baterías se cargarán en forma completa en momentos diferentes.

La conexión en paralelo mitiga este fenómeno ya que la tensión en bornes de ambas baterías es la misma, lo que lleva a un balance en el cual la batería con más carga tomará menos corriente sin afectar en mayor grado la carga de la restante.

Otro aspecto importante de la conexión en serie es que de fallar una de las baterías, la otra queda automáticamente inutilizable. En el caso de la conexión en paralelo, la falla de una batería no implica la pérdida de todo el bloque ya que en esta conexión las baterías son independientes.

Por las características detalladas anteriormente se decidió utilizar la conexión en paralelo.

El conjunto de las dos baterías serán ubicadas en el centro del satélite como indica la Figura 8.

Dada su dependencia con la temperatura la posición de las baterías es muy importante. Todas las baterías deben tener la misma temperatura y así tener los mismos parámetros de operación. De lo contrario pueden aparecer desequilibrios entre las baterías que llevan a comportamientos no deseados (cargas y descargas desparejas).

Para mantener la misma temperatura entre las celdas es recomendable ubicarlas de manera que tengan el mayor contacto térmico entre ellas y a esto agregar un recubrimiento térmico al conjunto. Cabe destacar que en este último aspecto no fue considerado en las simulaciones térmicas.

8.3.3 Paneles Solares [2]

8.3.3.1 Características de los Paneles Solares

Un panel solar es un arreglo formado por miles de celdas fotovoltaicas conectadas en una forma tal que permiten entregar potencias de unos pocos Watts a decenas de kiloWatts. Cada celda fotovoltaica está formada por una juntura semiconductor p-n como se esquematiza en la Figura 41.

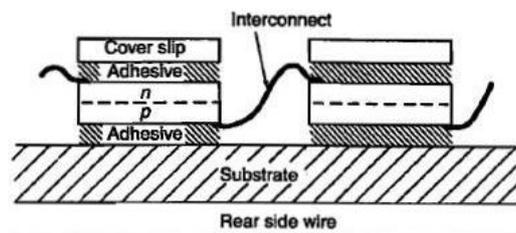


Figura 41. Esquemático de conexionado típico de celdas fotovoltaicas.

Sin iluminación la juntura alcanza un estado de equilibrio en el cual no hay flujo de corriente. Pero al ser iluminada con radiación adecuada, los fotones con un determinado nivel de energía crearán pares electrón-hueco, generando un potencial a través de la celda con una potencia eléctrica utilizable. Para que esto suceda, la energía del fotón incidente debe exceder una banda cuyo valor depende del

material utilizado en la juntura. Los fotones con exceso de energía la disipan en forma de calor dentro de la celda, lo que reduce su eficiencia.

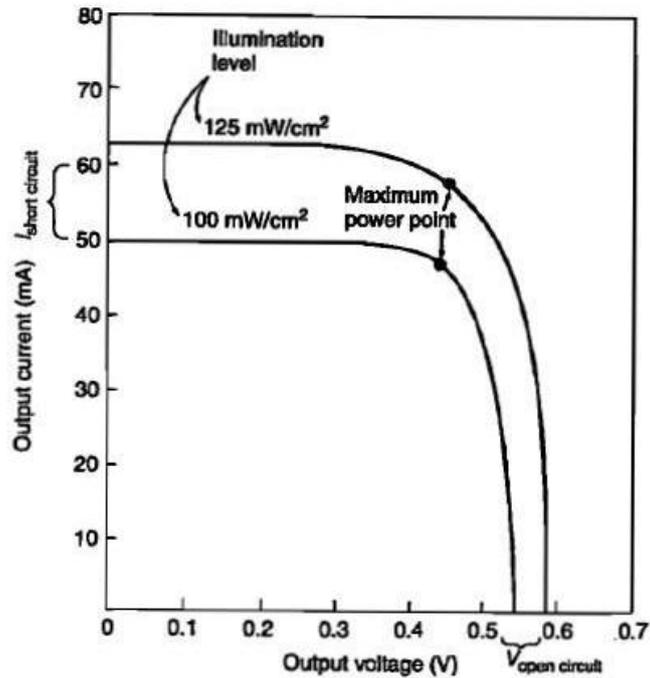


Figura 42. Curva característica $I - V$ de una celda solar típica.

Las curvas características tensión-corriente de las celdas fotovoltaicas se muestran en la Figura 42. Las tensiones de circuito abierto típicas para celdas de silicio bajo iluminación solar se encuentran entre los $0.5V$ y $0.6V$. La curva de potencia en función de tensión se muestra en la Figura 43, en dicha figura se observa un máximo con una caída abrupta luego de excedido el valor óptimo de tensión V_{mp} . Algunos vehículos espaciales utilizan sistemas de sensado del punto de potencia máxima (MPPT por sus siglas en inglés) a efectos de operar el panel solar en forma más eficiente, como se verá más adelante.

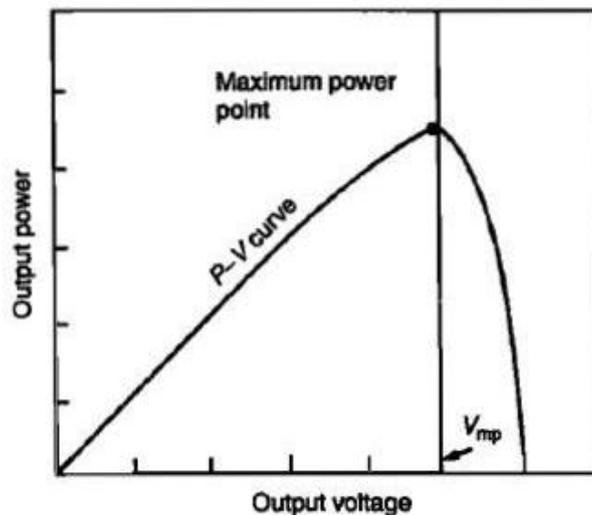


Figura 43. Curva característica $P - V$ de una celda solar típica.

Un incremento en la temperatura de la celda resulta en una reducción de la tensión de circuito abierto y en una leve disminución de la corriente de cortocircuito. Los valores teóricos máximos de eficiencia para celdas de germanio (Ge), silicio (Si) y arseniuro de galio (GaAs) se muestran en función de la

temperatura en la Figura 44. Se observa la sensibilidad particular del Si a la temperatura así como el mejorado rendimiento del GaAs a altas temperaturas.

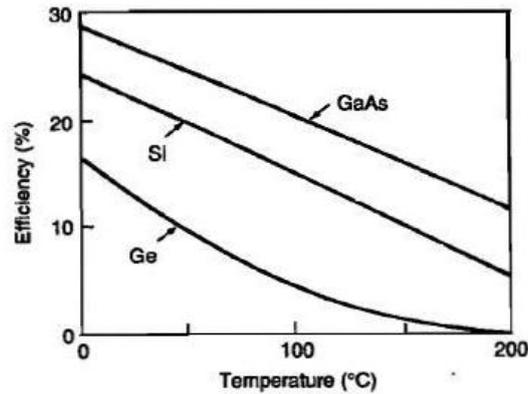


Figura 44. Eficiencia teórica en función de la temperatura para tres materiales semiconductores.

Los daños por radiación son un problema en las celdas solares, en general las celdas de Si toleran mejor la radiación debido a su elevada resistividad de base ($\cong 10 \Omega cm$).

Las celdas finas son más resistentes a la radiación que las gruesas, pero hoy en día presentan una eficiencia de conversión menor, las celdas de GaAs toleran mejor la radiación que las de Si.

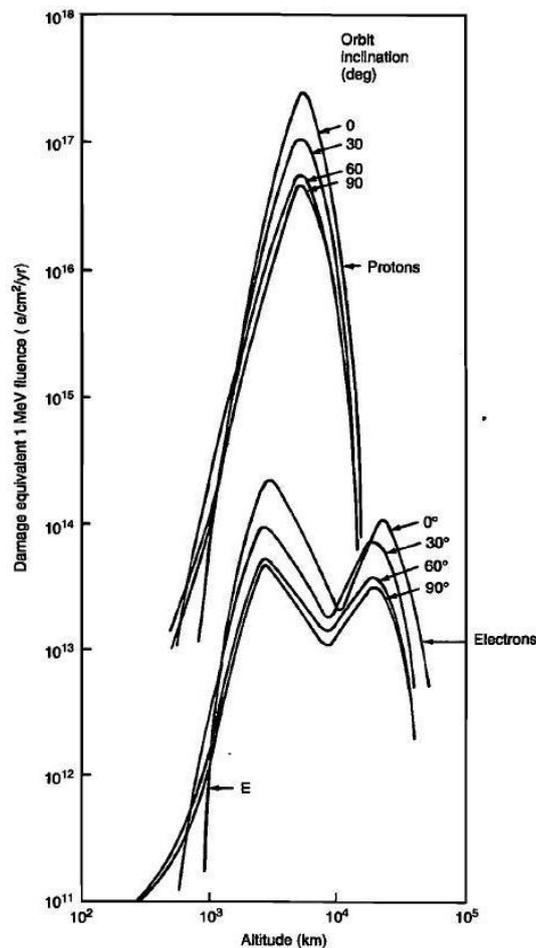


Figura 45. Flujo de daño equivalente causado por electrones y protones de 1 MeV, debido a partículas atrapadas, para celdas de Si protegidas por de sílice fundido y protección posterior de espesor infinito.

La cubierta de vidrio provee protección contra la radiación y otros factores ambientales. A efectos del diseño, el flujo de partículas en el entorno de un vehículo espacial se expresa como un flujo equivalente de electrones mono-energéticos de 1 MeV (ver Figura 45). Los valores de degradación de

la celda debido a estas radiaciones son generalmente brindados por el fabricante, la Figura 46 muestra las curvas de degradación de potencia típicas para celdas con distintos espesores.

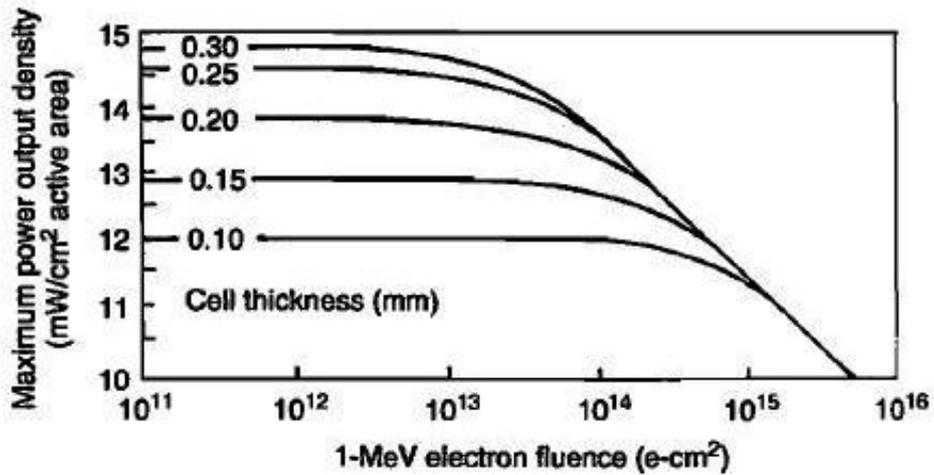


Figura 46. Degradación en la potencia en función del espesor de la celda.

La efectividad de la cubierta de vidrio depende de su densidad y espesor. Su absorción de radiación sigue aproximadamente una ley exponencial, por lo que la intensidad de radiación luego de atravesar un espesor x de vidrio es

$$(19) I \approx I_0 e^{-k\rho x}$$

Donde I_0 es el valor de flujo radiante para $x = 0$, ρ es la densidad del material y k es un coeficiente de absorción que depende de la energía de la partícula. La Figura 47 muestra el efecto del cambio de espesor para una cubierta de sílice fundido.

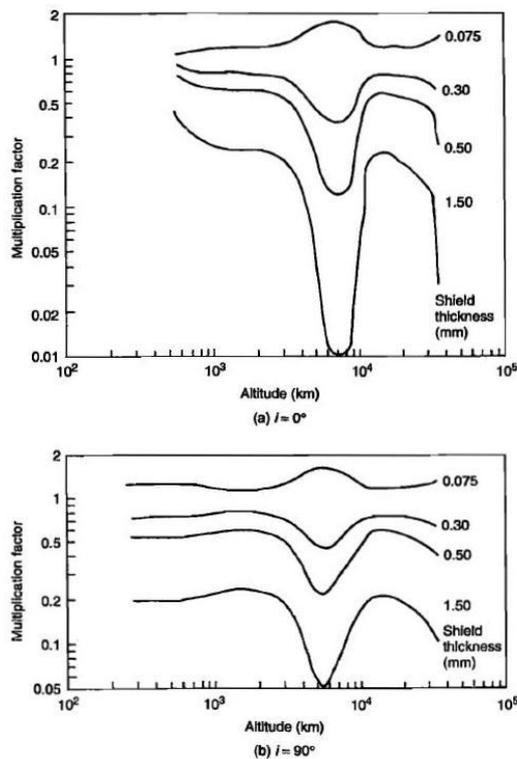


Figura 47. Factores de corrección para el flujo de daño equivalente en función del espesor de la cubierta y la altitud de la órbita. a) Inclinación de 0°, b) Inclinación 90°

Debe destacarse que a efectos del cálculo del flujo radiante total absorbido, deben tenerse en cuenta los flujos en ambas caras del panel. Para el caso de paneles adosados a las paredes del vehículo (como es el caso en el diseño del satélite), la cara posterior esta efectivamente aislada de la radiación.

Utilizando los datos provistos de la Figura 45 a la Figura 47 es posible estimar el área de paneles necesarios para alcanzar un determinado nivel de desempeño de final de vida (EOL por sus siglas en inglés). Suponiendo que se requiere una potencia de $1kW$ en EOL para un satélite en una órbita ecuatorial a una altitud de $1000 km$. Utilizando una celda de Si de $150 \mu m$ de espesor, con las características mostradas en la Figura 46. La duración de la misión para el ejemplo es de cinco años. En la discusión que sigue los valores numéricos son aproximados.

El paso inicial es utilizar la Figura 45 para encontrar el daño total por flujo de electrones de $1 MeV$ equivalente para una celda protegida por una cubierta de $150 \mu m$. Para una altitud de $1000 km$ la Figura 45 indica que el daño equivalente debido a protones es de $1.7x10^{14} e^- / (año.cm^2)$ y el debido a electrones es de $2x10^{12} e^- / (año.cm^2)$. El flujo total en cinco años es por lo tanto $5 * 1.72x10^{14} e^- / cm^2$. De la Figura 46, la potencia obtenida por unidad de área es de $11.5 mW/cm^2$. Se observa un deterioro significativo en el desempeño de la celda debido a la elevada dosis de radiación absorbida.

Una reducción en la dosis puede conseguirse al incrementar el espesor de la cubierta protectora. Por ejemplo si se utilizara una cubierta de $500 \mu m$, el flujo se reduciría según se indica en la Figura 47 por un factor de 0.6. Por lo que la dosis de radiación absorbida por la celda en cinco años sería de $5.2x10^{14} e^- / cm^2$, obteniéndose un desempeño de EOL de $12 mW/cm^2$, lo que resulta en una mejora de aproximadamente el 4%. La cubierta fina resulta en un área de panel de $(1000/0.0115)cm^2$ o $8.7m^2$. Mientras que si se utiliza la cubierta gruesa el área resultante es de solo $8.3m^2$.

La cubierta protectora de vidrio requiere características adicionales, como un buen acoplamiento óptico entre el espacio y el vidrio y también entre el vidrio y el adhesivo. También se requiere que realice una selección adecuada de las longitudes de onda, limitando el flujo de radiación UV hacia el adhesivo y la propia celda.

Estas características se logran utilizando cubiertas anti-reflejo, como las de fluoruro de magnesio en la superficie superior.

Los paneles solares con celdas de Si presentan una eficiencia de conversión de aproximadamente 12 a 14%. Las celdas de Si de $50 \mu m$ de espesor son capaces de convertir energía con una densidad de $120W/m^2$, celdas de GaAs de $\approx 5 \mu m$ logran eficiencias del 21% aproximadamente.

Como se indicó anteriormente, celdas individuales entregan potencia a una tensión de $\approx 0.5 V$, y es necesario conectar varias en serie. La confiabilidad de la conexión se logra mediante una conexión adicional en paralelo en cada celda, típicamente tres o cuatro celdas forman una combinación en paralelo. Estos arreglos en serie-paralelo son llamados cadenas de celdas solares. Una mejora en la protección se logra utilizando diodos en paralelo que proveen un camino alternativo a la corriente en caso de que celdas individuales queden sin iluminación, caso en el cual la tensión de la cadena completa aparecería como una tensión de bias inversa en bornes de la celda.

8.3.3.2 Conexión de los Paneles Solares

El satélite contará con diez paneles solares, dos por cara, ya que una de ellas se dejará libre para el despliegue de las antenas y posibles usos de la carga científica. Los paneles pueden ser conectados en serie, paralelo o una combinación de ambas para poder acoplarlos al resto del sistema.

La conexión en serie implica que la corriente por las celdas será la misma, mientras que su tensión variará para cada celda, dependiendo principalmente del nivel de iluminación en cada una. La tensión del conjunto será por lo tanto, la suma de las tensiones en cada celda, la tensión para un nivel dado de

iluminación en las caras (no necesariamente el mismo para todas) será mayor al caso de la conexión en paralelo, pero se obtendrá una corriente menor.

En la Figura 48 se observa la relación $I - V$ de dos celdas iluminadas con distintos niveles de iluminación, al estar conectadas en serie la corriente por ambas será la misma y la tensión en bornes del conjunto queda definida por dicha corriente y el nivel de iluminación en ambas celdas.

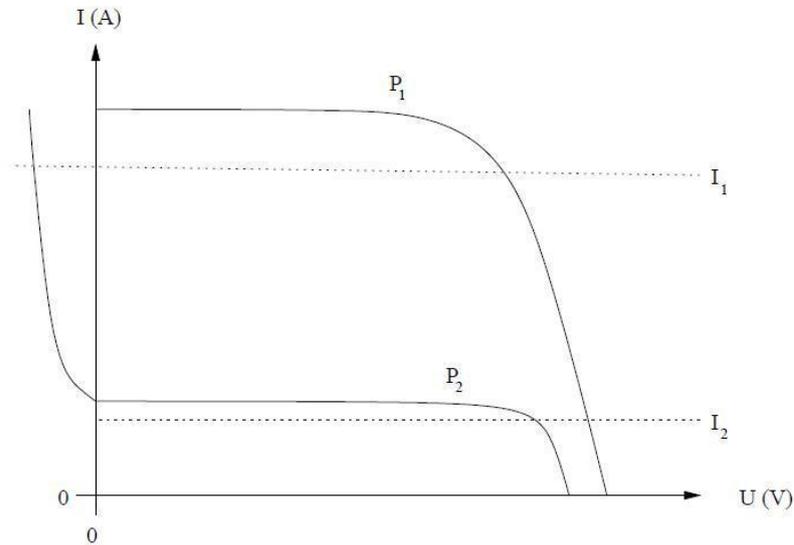


Figura 48. Característica I-V de dos paneles con distinto nivel de iluminación

Si por ejemplo una elevada corriente (I_1) circula por los paneles, la tensión en el panel con más iluminación (P_1) será mayor (y por lo tanto la potencia que entrega será mayor) en comparación al panel menos iluminado (P_2), que en este caso presentará una caída de tensión negativa, es decir actuará como un diodo, disipando potencia. En presencia de una corriente más baja (I_2), la tensión en el panel menos iluminado estará cerca de su valor óptimo, pero ese no será el caso del panel P_1 dado que la corriente que entrega está lejos del valor óptimo.

La Figura 49 detalla la relación $P - V$ de la conexión en serie en comparación con la relación $P - V$ de cada panel individualmente.

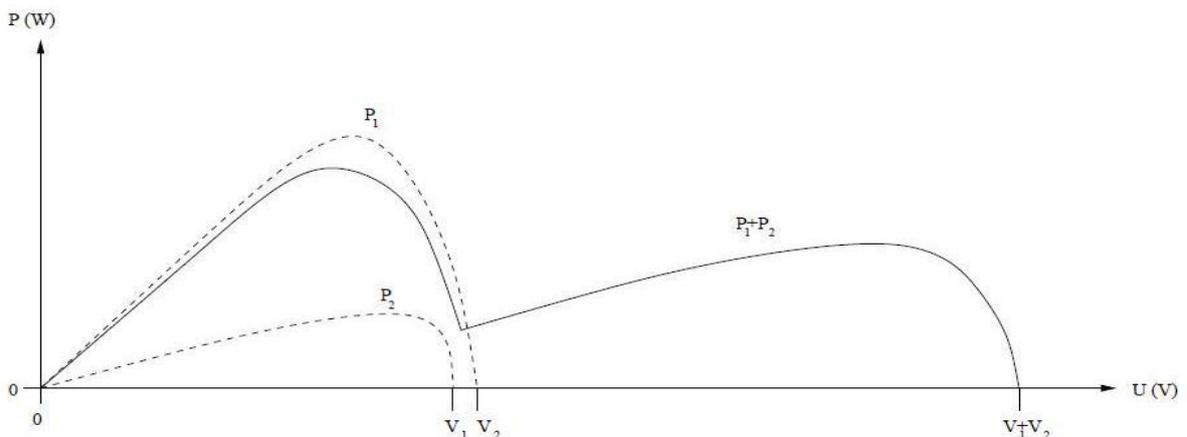


Figura 49. Relación $P - V$ de dos paneles conectados en serie con distinto nivel de iluminación y la potencia resultante

Se observa que la máxima potencia para la conexión en serie es menor a la máxima potencia del panel más iluminado. Este fenómeno ocurre cuando el nivel de iluminación de las celdas en cuestión es muy disímil, situación que puede darse dada la disposición espacial de los paneles en el satélite.

Será por tanto aconsejable no conectar en serie paneles que puedan presentar condiciones de iluminación muy diferentes.

En la conexión en paralelo la tensión en bornes de los paneles es la misma y la corriente por cada panel queda determinada por dicha tensión y por el nivel de iluminación particular de cada panel.

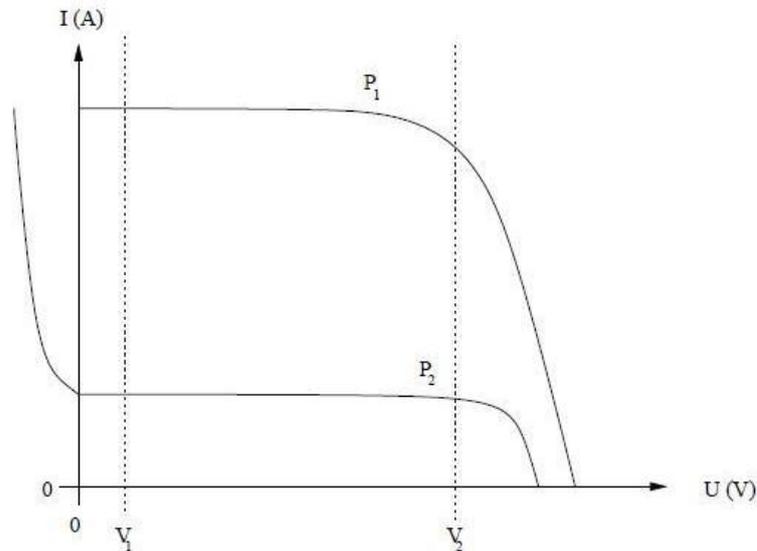


Figura 50. Característica $I - V$ de dos paneles con distinto nivel de iluminación, conectados en paralelo.

La Figura 50 muestra la relación $I - V$ de dos paneles con distinto nivel de iluminación, en dicha figura se observa que variaciones en la tensión del conjunto implican un comportamiento similar para ambos paneles. Si la tensión es baja (V_1), la potencia entregada por ambos paneles será baja.

Mientras que si la tensión es mayor (V_2), ambos paneles operarán a valores de tensión cercanos al valor de potencia máxima. Esto puede observarse en la Figura 28, cabe destacar que en la conexión en paralelo, la tensión del punto de máxima potencia es prácticamente el mismo para ambos paneles.

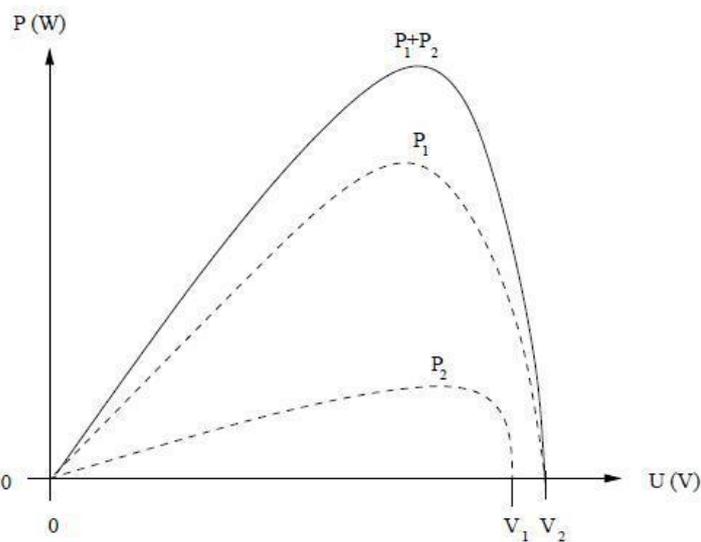


Figura 51. Relación $P - V$ de dos paneles conectados en paralelo con distinto nivel de iluminación y su potencia resultante

En resumen, se observa que la conexión en serie de paneles con diferentes niveles de iluminación no es recomendable, mientras que para paneles con niveles similares de iluminación la conexión en serie no presenta mayores dificultades.

Dado que los paneles en una misma cara presentan un nivel de iluminación prácticamente igual, estos serán conectados en serie. De esta manera se fijará una tensión de trabajo en los paneles similar a la de las baterías, minimizando así las pérdidas en el convertidor de acople de los paneles con el resto del sistema.

La conexión entre los pares de paneles correspondientes a cada cara será en paralelo ya que esta configuración es adecuada para paneles con distintos niveles de iluminación.

Por lo tanto, la conexión de los paneles se hará de manera de formar cinco pares de paneles conectados en serie (un par por cada cara), para luego conectarlos en paralelo, ver Figura 52.

A cada grupo de paneles conectados en serie se agregará un diodo en serie a efectos de impedir que circulen corrientes por dichos paneles cuando estos no están iluminados.

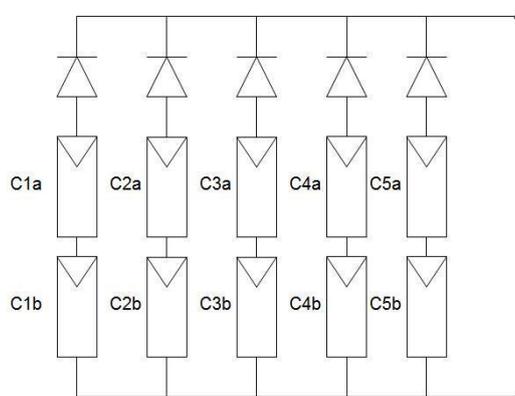


Figura 52. Conexión de los paneles

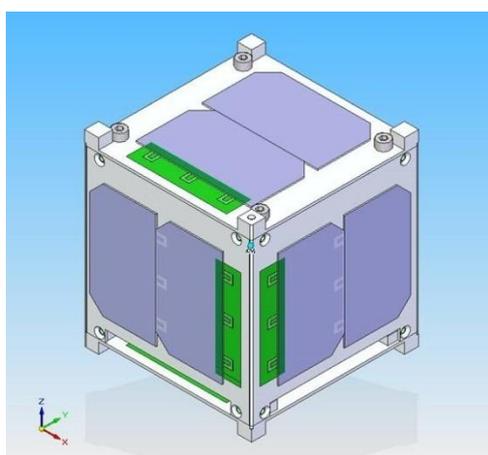


Figura 53. Esquema de ubicación de las celdas sobre el CubeSat

8.3.3.3 Paneles Elegidos

Visto la reducida superficie disponible en el cubo para poder colocar celdas fotovoltaicas y de acuerdo a los consumos planteados en el voltaje de trabajo ($3,3V$), son requeridos paneles particularmente eficientes y que generen, al ser iluminados, un voltaje superior a $0,5V$ para realizar la carga de las baterías.

Tras una laboriosa búsqueda de celdas solares que se ajustaran a las necesidades del diseño, se llegó a celdas de triple juntura.

Este tipo de paneles (de triple juntura) son los usualmente utilizados en aplicaciones espaciales con un costo muy superior a la de los de uso "terrestre".

Para que el lector se haga una idea de los órdenes de magnitud de los precios así como la cantidad de superficie necesaria (para igual performance) en cada una de las tecnologías (triple y simple juntura) se expondrán algunas cifras.

Con un arreglo de celdas de juntura simple se requiere el doble de superficie. El costo aproximado (duplicando el área) entonces es alrededor de USD 67 por cara para el voltaje y corrientes necesarios. Estos precios no incluyen protección contra radiación espacial ni diodos contra corrientes entrantes, por lo que no son aptas para su envío al espacio exterior.

Para hacer uso del área disponible obteniendo la tensión y corrientes requeridas, las celdas de triple juntura necesarias son dos por cara, esto totaliza un costo del orden de USD 1200 por dos celdas.

Cubrir las cinco caras del satélite con los paneles definitivos para el lanzamiento del satélite, requiere un presupuesto muy elevado, del orden de los 5000 dólares americanos.

En primera instancia se manejó la posibilidad de construir un modelo con celdas solares de uso general, y dejando a futuro el estudio con los materiales definitivos. Sin embargo tras varias averiguaciones y negociaciones con diversas empresas de venta de este tipo de celdas, fue encontrada una oportunidad única de poder adquirir los materiales de uso espacial a un costo reducido.

Estas celdas son producidas para su envío al espacio pero no llegan a pasar con los controles de resistencia mecánica y por tanto son descartadas.

Sin embargo, sus características eléctricas, son prácticamente las mismas que las homologadas para uso espacial pero a un precio menor. Esto significa un salto cualitativo en el avance del proyecto, visto que el desarrollo de la electrónica vinculada a los paneles podrá ser ensayado de forma más certera, con productos de iguales características que los finales.

El presupuesto necesario para adquirir estas celdas fue de €117 por cara (unos USD 140), cifra muy inferior y acorde a la financiación obtenida para el proyecto.

El producto a adquirir por tanto son celdas de la firma alemana AZURSPACE y el nombre del producto en cuestión es 3G - 28% el cual se muestra en la Figura 54.



Figura 54. Celda Solar de GaInP/GaAs/Ge en sustrato de Ge de triple juntura

Estas celdas se caracterizan por tener una alta eficiencia (ver Tabla 10) para un tamaño y masa reducidos, así como una absorbancia elevada. Incluyen protección contra radiación y protección contra consumo de las misma al no estar iluminadas. La Tabla 9 muestra valores relevantes provistos por el fabricante.

Tabla 9. Datos mecánicos y de diseño

Datos Mecánicos y de Diseño	
Material base	GalnP2/GaAs/Ge sobre substrato Ge
Revestimiento - AR	TiOx/Al2O3
Dimensiones	40 x 80 mm ± 0.1 mm
Área	30.18 cm ²
Peso típico	≤ 86 mg/cm ²
Grosor	150 ± 20 μm
Grosor del Ag	4 – 10 μm
Diseño de grilla	Sistema de grilla con 3 contactos
Protección de corriente	Diodo de protección integrado $V_{forward} (1.2 I_{SC}) \leq 2.5 V; T = 25 \pm 3^{\circ}C$
Absorbancia	≤ 0,91 (con CMX 100 AR)
Prueba de estiramiento	> 1.6N @ 45° Ensayo de soldadura (con líneas de 12.5 mm Ag)

Gracias a su tensión en circuito abierto (ver Tabla 10) y utilizando la configuración de conexión provista en la Figura 52 se logra alcanzar una tensión muy próxima a la de trabajo reduciendo la electrónica a aplicar, reduciendo la complejidad, el tamaño y el peso.

En la Tabla 10 se aprecia el desempeño de los parámetros eléctricos en BOL de la celda, a medida que recibe radiación produce el envejecimiento de la misma.

 Tabla 10. Datos eléctricos a 28°C y radiación solar 1367 W/m²

Datos Eléctricos					
		BOL*	2.50x10 ¹⁴	5.00x10 ¹⁴	1.00x10 ¹⁵
Tensión circuito abierto típico V_{OC}	[mV]	2667	0.96	0.95	0.93
Corriente cortocircuito típico I_{SC}	[mA]	506	0.99	0.99	0.96
Tensión @ Potencia máxima V_{pmax}	[mV]	2371	0.96	0.94	0.93
Corriente @ Potencia máxima I_{pmax}	[mA]	487	0.99	0.97	0.94
Eficiencia típica η_{bare}	[%]	28.0	0.95	0.92	0.88

* Desempeño de origen de vida (BOL por sus siglas en inglés)

Como se ha mencionado anteriormente las celdas también varían su comportamiento ante variaciones de temperatura. En la Tabla 11 se aprecia el comportamiento de los parámetros eléctricos entre la variación de la temperatura de la celda a medida que envejece producto de la radiación.

Tabla 11. Gradientes de temperatura.

Gradiente de Temperatura					
		BOL*	2.50x10 ¹⁴	5.00x10 ¹⁴	1.00x10 ¹⁵
Tensión circuito abierto dV_{OC}/dT	[mA/C°]	- 6.0	- 6.4	-6.2	- 6.3
Corriente cortocircuito dI_{SC}/dT	[mA/C°]	0.32	0.33	0.31	0.39
Tensión @ Potencia máxima dV_{mp}/dT	[mA/C°]	- 6.1	-6.8	- 6.3	- 6.4
Corriente @ Potencia máxima dI_{mp}/dT	[mA/C°]	0.28	0.36	0.20	0.29

* Desempeño de origen de vida (BOL por sus siglas en inglés)

8.3.3.4 Ensayo de los Paneles Solares

Medidas preliminares fueron realizadas con una lámpara halógena Flectahalogen mini-brenner 2023 de 3200°K / 1000W colocada a 50cm de las celdas. De esta manera se logró iluminar las celdas y elevar su temperatura al mismo tiempo (ver Figura 55). Estas medidas no son particularmente representativas, dado que el espectro de las lámparas no es el mismo que el espectro solar en el espacio exterior. Sin embargo, los ensayos permitieron tener una idea de la característica I-V de las celdas y permitieron ver la ubicación el punto de máxima potencia, como se observa en la Figura 56. La temperatura del ensayo fue de aproximadamente 56°C. La aproximación de la curva se hizo mediante mínimos cuadrados no lineales.

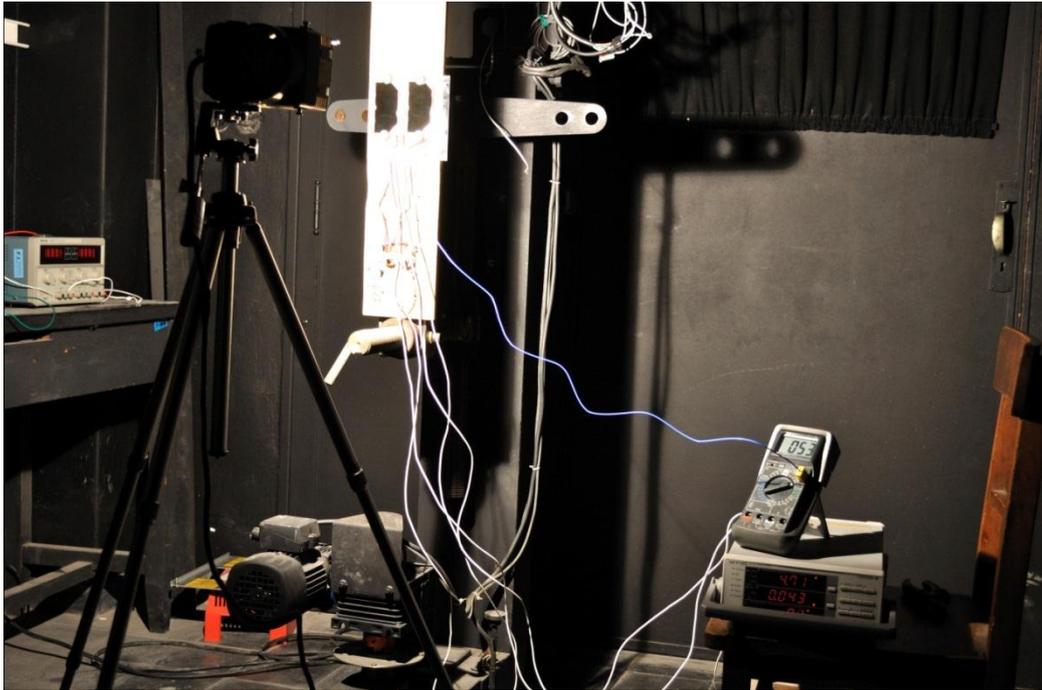


Figura 55. Disposición de las celdas solares, iluminación e instrumentos de medida utilizados en el ensayo de las celdas.

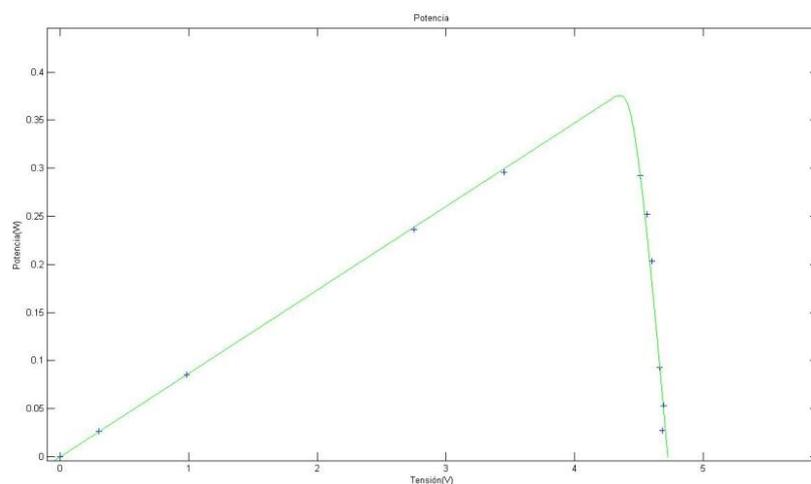


Figura 56. Curva I-V ensayada de par de celdas solares de AZURSPACE

Con el fin de relevar la variación de la potencia en función del ángulo de incidencia de los haces de luz, se varió el ángulo del goniofotómetro dejando las lámparas fijas. Se midió la potencia generada por los

paneles variando el ángulo de incidencia en pasos de 10 grados. Los resultados se muestran en la Figura 57.

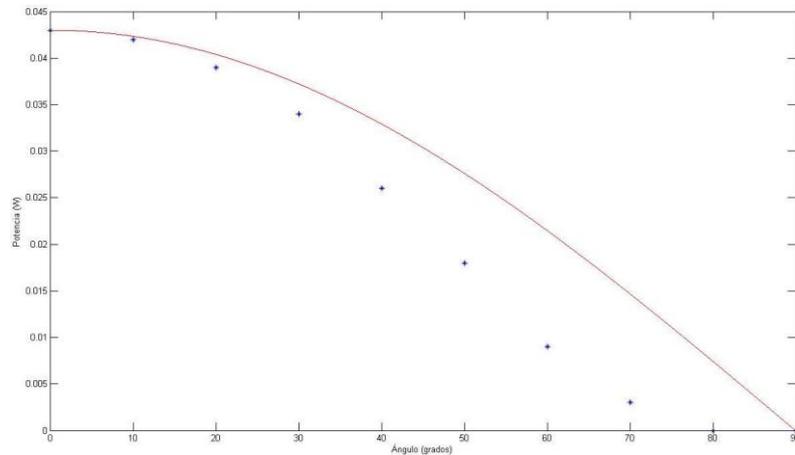


Figura 57. Potencia en función del ángulo de incidencia de los haces de luz (valores relevados y teóricos).

Se observa que el ángulo crítico es de 80 grados y que si bien la potencia decrece con el ángulo de incidencia, su comportamiento no se aproxima al coseno del ángulo de incidencia. Esto puede deberse a múltiples factores, siendo los más probables el hecho de que las celdas utilizadas no son homologadas para uso espacial, lo que puede implicar una alteración de los materiales de cobertura de la celda. Lo que determina su esta diferencia en el comportamiento relevado. Otra posible causa puede deberse al hecho de que al estar las lámparas tan próximas a las celdas, los haces de luz no inciden en las celdas de forma perpendicular, sino que estos ya presentan un ángulo de incidencia no perpendicular, lo que explica que la potencia relevada sea menor a la esperada. A pesar de las diferencias encontradas el ensayo sirvió como una primera aproximación al trabajo y manipulación de paneles solares de triple juntura.

8.3.4 Análisis de Topologías de la Fuente de Alimentación [4], [9], [11], [24]

En la presente sección se analizarán distintas topologías para la implementación del módulo de gestión de energía. Para definir el esquema a utilizar se estudian características como la eficiencia, confiabilidad y redundancia de las distintas estructuras propuestas. Cabe destacar que el concepto de eficiencia no abarca solamente la conversión de energía, sino también la masa y el volumen del módulo.

Una vez definidas las conexiones de las baterías y paneles, el siguiente paso es acoplar dichos elementos para formar el módulo que se encargará de la alimentación del resto del satélite. Para ello hay que tener en cuenta distintos aspectos:

- La cantidad de convertidores DC-DC a utilizar para realizar las conexiones entre las distintas partes del sistema de gestión de energía. Dichos convertidores son necesarios dado que permiten adaptar distintos niveles de tensión según se requiera.
- El conexionado de los convertidores debe garantizar la robustez del sistema.
- La eficiencia de la topología a implementar y su masa ya que esta juega un papel importante en dichos convertidores.
- La utilización de MPPT en los paneles.

Elegida la topología a implementar, se irá aumentando la complejidad del diseño, agregando las funcionalidades requeridas, como por ejemplo el sensado de magnitudes de interés y los sistemas de protección de fallas.

La estructura básica del sistema de gestión de energía (SGE) utiliza un grupo de paneles solares con los cuales se genera la potencia necesaria para alimentar (durante la fase diurna de la órbita) a los demás subsistemas y almacenar energía en las baterías con las que se mantendrá al satélite funcionando en la etapa de eclipse de la órbita. El SGE debe por lo tanto, controlar las potencia generada y consumida, administrándola de manera tal que maximice el tiempo de operación de todos los subsistemas del satélite. Cumpliendo también funciones de protección contra fallas, recabado de datos de mantenimiento y arranque de módulo principal del satélite.

El MPPT se basa en el hecho de que los paneles solares presentan, para un determinado nivel de iluminación, un valor de tensión para el cual entregan la máxima potencia posible, ver sección 8.3.4.1.2. Para implementar la función de MPPT, se debe ajustar continuamente el nivel de tensión en los paneles para alcanzar el punto de máxima potencia. Esto se puede realizar con un convertidor DC-DC que mide la potencia entregada por el panel y ajusta el ciclo de trabajo de su llave de conmutación para lograr variar la carga que se conecta al panel.

Se analizarán varias topologías del diseño básico del SGE, para luego elegir la más adecuada en cuanto a los criterios previamente definidos. El análisis realizado a continuación se basa en las referencias [3], [5] y [6].

8.3.4.1 Arquitectura de la Fuente de Alimentación

En el transcurso del proyecto se plantearon varias alternativas para realizar el vínculo entre los paneles solares, las baterías y el resto de los sistemas del satélite. Una vez definida la implementación de un sistema de MPPT, se plantearon tres posibles arquitecturas para la fuente de alimentación. Los criterios de elección fueron los siguientes:

- Eficiencia
- Volumen y Peso
- Confiabilidad
- Redundancia

A continuación se analizan las topologías propuestas, estudiando sus características según los criterios anteriores, para finalmente definir la arquitectura a implementar.

En la Figura 58 se muestra la primera topología planteada que utiliza un total de cuatro convertidores DC-DC. El convertidor conectado a los paneles realiza la función de MPPT, un segundo convertidor realiza la carga de las baterías y por último dos convertidores conectados en paralelo alimentan a las cargas.

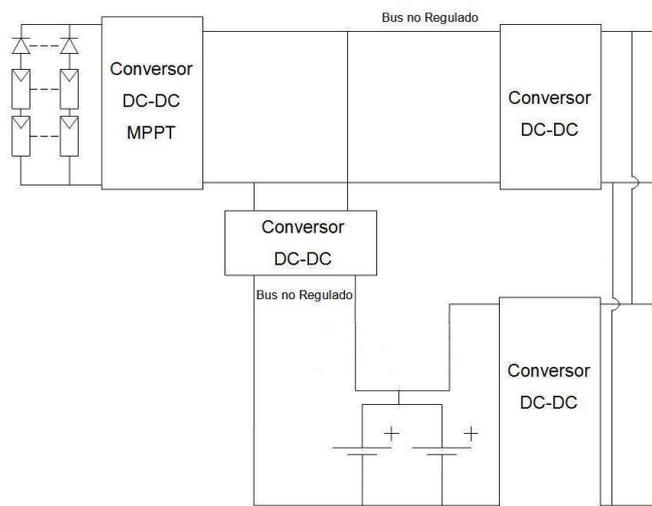


Figura 58. Arquitectura de la fuente de alimentación con cuatro convertidores DC-DC.

La ventaja principal de esta configuración reside en la redundancia que brinda la conexión en paralelo de los convertidores que alimentan las cargas. Lo que garantiza que ante la eventual falla de uno de ellos el satélite pueda seguir funcionando utilizando al convertidor restante como fuente regulada. Sin embargo esta arquitectura presenta varias desventajas, el hecho de utilizar cuatro convertidores implica un costo elevado en volumen y masa. Por otro lado, al tener tres convertidores conectados en serie (MPPT, carga y descarga de baterías), la eficiencia total del sistema puede verse comprometida.

Por último, la conexión en paralelo de los convertidores que alimentan las cargas (ambos funcionando como reguladores), pueden traer aparejados problemas de resonancia, lo que implicaría el desarrollo de un sistema de control que le agregaría más complejidad al diseño.

Una alternativa simple para permitir la conexión de los reguladores en paralelo sería la utilización de diodos conectados como indica la Figura 59. Con esto se logra que no haya recirculación de corrientes entre los convertidores.

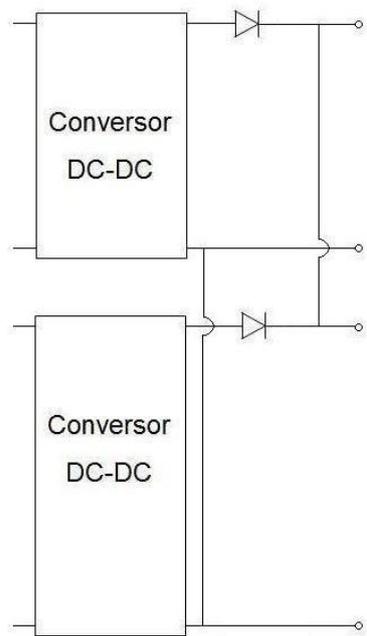


Figura 59. Conexión segura de dos convertidores DC-DC en paralelo.

La potencia disipada para esta conexión en los diodos no es despreciable. Por ejemplo si se utilizaran diodos con baja tensión de conducción (diodos Schottky) del orden de 0.2V, en una situación de medio-alto consumo, donde circularían corrientes del orden de los 600mA por los diodos, se tendrían pérdidas en el entorno de los 120mW. Estas pérdidas equivalen al consumo promedio de algunos de los subsistemas del satélite, por lo que la utilización de diodos para la conexión en paralelo de los reguladores resulta sumamente ineficiente.

El segundo paso en el diseño consistió en simplificarlo, eliminando la conexión en paralelo de los reguladores, obteniéndose el sistema de la Figura 60. Esta arquitectura sigue presentando las desventajas de la anterior debido al gran número de convertidores (todos conectados en serie) lo que reduce la eficiencia y requiere un volumen y masa no despreciables.

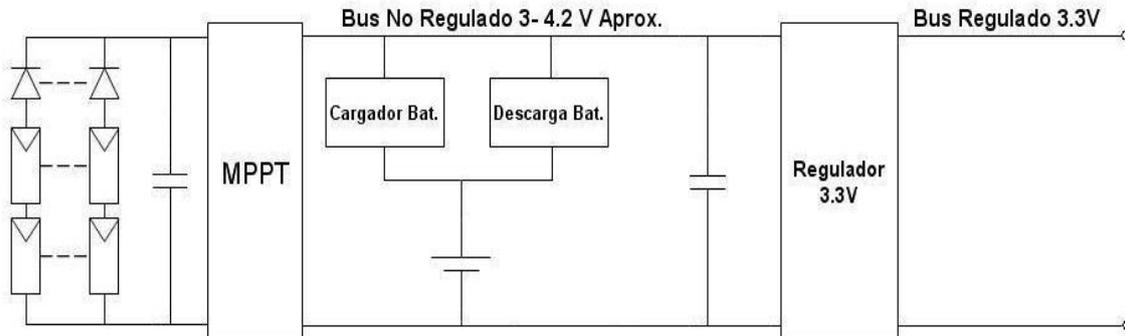


Figura 60. Arquitectura de la fuente de alimentación sin convertidores DC-DC en paralelo.

Para reducir de manera significativa la cantidad de convertidores, se optó por reasignar las tareas que cada convertidor debía realizar, dicha estructura se diagrama en la Figura 61.

Con esta arquitectura se reducen a dos los convertidores a utilizar, lo que reduce su costo en volumen y masa. También se tiene una mayor confiabilidad dado el bajo número de componentes y al tener solo dos convertidores en serie pueden obtenerse eficiencias aceptables. El primer convertidor, que es alimentado por las celdas solares, realiza la función de MPPT y de la carga de las baterías, mientras que el segundo es alimentado desde el bus no regulado para obtener en bornes de salida una tensión regulada de 3.3V.

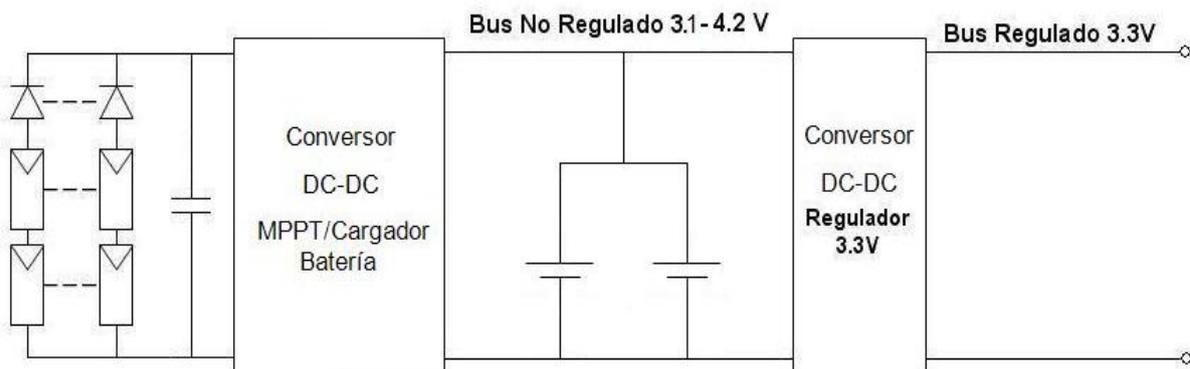


Figura 61. Arquitectura de la fuente de alimentación sin convertidores DC-DC en paralelo, reduciendo la cantidad de estos.

El primer convertidor será del tipo buck-boost ya que este debe ser capaz de convertir la tensión de los paneles (0V-4.9V) al rango de tensión de trabajo de las baterías de Li-Ion (2.6V-4.2V). Por la misma razón el segundo convertidor también debe ser un buck-boost dado que su tensión de entrada fluctuará entre los 2.6V a 4.2V dependiendo del nivel de carga de las baterías, manteniendo a la salida una tensión regulada de 3.3V.

8.3.4.1.1 Regulador de 3.3V

Cómo se definió anteriormente, se utilizará un convertidor buck-boost para el bus de 3.3V. El circuito integrado a utilizar es el TPS63000, un buck-boost diseñado para utilizarse con baterías de Li-Ion y que presenta una tensión de salida que puede fijarse en el intervalo de 1.2V a 5.5V y cuyas características más relevantes se describen a continuación:

- Eficiencias de hasta 96%
- Corrientes de salida de hasta 1200mA a 3.3V de tensión de salida.
- Transición Automática entre modo Step-Up y Step-Down
- Corriente de consumo en reposo menor a 50µA
- Valores de tensión de salida ajustable desde 1.2V a 5.5V
- Protección contra sobre temperatura
- Disponible en empaquetado QFN-10 de 3 mm × 3 mm

El esquema de conexión típico se muestra en la Figura 62 y el diagrama funcional del regulador se muestra en la Figura 63. El convertidor buck-boost está basado en un controlador por modulación por ancho de pulso de frecuencia fija, que utiliza rectificación sincrónica para obtener la máxima eficiencia posible. Para bajas corrientes de carga, el regulador entra en el modo de ahorro de energía para mantener una eficiencia elevada en un amplio rango de corrientes de carga. El modo de ahorro de energía puede ser desactivado, forzando al convertidor a operar en una frecuencia de conmutación fija. La máxima corriente promedio a través de las llaves está limitada a un valor típico de 1800mA

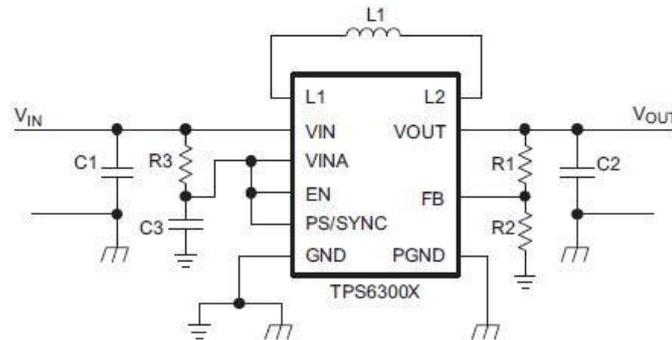


Figura 62. Aplicación típica del TPS63000 brindada por el fabricante.

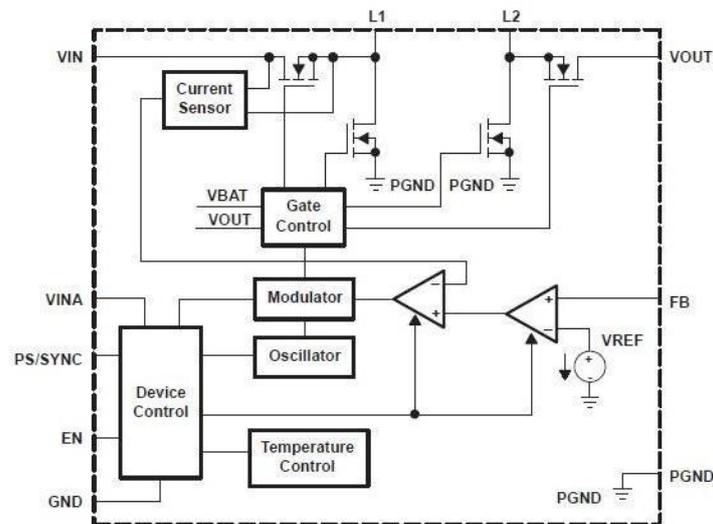


Figura 63. Estructura interna del TPS63000.

La tensión de salida es programable utilizando un divisor resistivo externo representado por las resistencias R1 y R2 de la Figura 5. El circuito integrado está encapsulado en un pack de 10 pins con una medida de 3mm x 3mm.

Sistema de control

El circuito de control del dispositivo se basa en un modo de corriente promedio. La corriente promedio por el inductor es controlada por un lazo de regulación de corriente que es controlado por un lazo de control de tensión. Las tensiones de entrada y salida son monitoreadas, pudiendo cambiar en forma inmediata el ciclo de trabajo del modulador para lograr respuestas rápidas a esos errores. El amplificador de tensión de error tiene su entrada de retroalimentación en el pin FB. Para obtener tensiones de salida ajustables, un divisor resistivo debe conectarse en dicho pin. La tensión de retroalimentación es comparada contra una referencia interna de tensión para generar una tensión de salida estable y precisa.

El circuito de control también censa la corriente de entrada promedio así como también la corriente de entrada de pico. Con estos parámetros puede controlarse la potencia de entrada máxima y la corriente de pico máxima, para lograr un funcionamiento seguro y estable bajo todas las condiciones de trabajo posibles. Un sensor de temperatura es utilizado para proteger al dispositivo frente a sobrecalentamiento, lo que aumenta su robustez y confiabilidad.

Operación Sincrónica

El dispositivo utiliza cuatro MOSFETs internos tipo N para mantener una conversión sincrónica de potencia bajo todas las condiciones de operación posibles. Esto permite al dispositivo mantener una eficiencia alta en un rango amplio de tensiones de entrada y potencias de salida.

Para evitar problemas de corrimiento de la tierra de referencia debido a las altas corrientes en las llaves, dos pines de tierra separados GND y PGND son utilizados. La referencia para las funciones de control es el pin GND. Los MOSFETs de potencia se conectan al pin PGND. Ambas tierras deben conectarse en el PCB en un solo punto, idealmente lo más cercano al pin GND. Debido a la topología de cuatro llaves, la carga es siempre desconectada de la entrada durante el apagado del regulador.

Operación del Buck-Boost

A efectos de regular la tensión de salida en forma adecuada para todos los posibles valores de la tensión de entrada, el dispositivo automáticamente cambia del modo de operación step-down (buck) a step-up (boost) y viceversa según se requiera. Siempre utiliza una llave activa, una de rectificación, una permanentemente cerrada y la restante abierta. Por lo tanto, el regulador opera como step-down cuando la tensión de entrada es mayor a la de salida, y como step-up cuando la tensión de entrada es menor a la de salida. En ningún modo de operación las cuatro llaves conmutan en forma permanente, lo que permite al convertidor mantener una alta eficiencia en el punto más importante de operación: cuando el valor de la tensión de entrada es similar al de la tensión de salida. La corriente RMS a través de las llaves y el inductor se mantiene en el mínimo valor posible para minimizar las pérdidas por conducción y conmutación. Las pérdidas por conmutación también son minimizadas mediante la utilización de solamente una llave activa y una pasiva. Con respecto a las dos llaves restantes, una permanece cerrada y la otra abierta, por lo que no presentan pérdidas por conmutación.

Sincronización y Modo de Bajo Consumo

El pin PS/SYNC se utiliza para elegir diferentes modos de operación, para activar el modo de ahorro de energía el pin PS/SYNC debe ser llevado a un valor bajo de tensión.

El modo de ahorro de energía es utilizado para mejorar la eficiencia frente a niveles bajos de carga. Si el modo de ahorro de energía se activa, el convertidor deja de funcionar si la corriente promedio por el inductor es menor a 300mA aproximadamente y la tensión de salida se encuentra en o sobre su valor nominal.

Si la tensión de salida cae debajo de su valor nominal, el dispositivo eleva dicha tensión nuevamente iniciando el modo de operación con una corriente promedio programada en el inductor superior a la

requerida por la condición de carga. Este modo de operación puede mantenerse por uno o varios pulsos y deja de funcionar una vez que las condiciones de parada se cumplen nuevamente.

El modo de ahorro de energía puede desactivarse llevando el pin PS/SYNC a un valor alto de tensión. Si se conecta una señal de reloj en dicho pin, se fuerza al dispositivo a sincronizarse a la frecuencia del reloj. La sincronización se logra con un PLL (Phase-locked Loop), por lo que la sincronización a frecuencias mayores o menores con respecto al reloj interno no presenta dificultades. El PLL tolera incluso la pérdida de pulsos de reloj, sin causar un malfuncionamiento del convertidor. El pin PS/SYNC soporta entradas lógicas estándar.

Activación del dispositivo

El dispositivo se pone en operación cuando el pin EN es llevado a un valor alto de tensión y se apaga cuando su tensión es llevada a GND. Cuando se apaga, el regulador deja de conmutar, todos los circuitos de control internos se apagan y la carga se desconecta de la entrada. Esto implica que la tensión de salida puede ser menor a la tensión de entrada durante el apagado. En el arranque del convertidor, el ciclo de trabajo y la corriente de pico son limitadas para evitar corrientes de pico elevadas circulando por la entrada.

Arranque suave y Protección contra Cortocircuitos

Luego de ser activado, el regulador comienza a operar aumentando la corriente promedio con una rampa desde los 400mA hasta que la tensión de entrada comienza a aumentar. Al alcanzar una tensión de aproximadamente 1.2V a la salida, el límite de corriente se fija en su nivel nominal. Si la tensión de salida no aumenta, el límite de corriente no aumentará. De esta manera los sobretiros en la tensión de salida en el arranque, así como también las sobrecorrientes son minimizadas. El regulador aumenta la tensión de salida con una rampa en forma controlada incluso si una carga capacitiva elevada es conectada a la salida.

Cuando la tensión de salida no supera los 1.2V, el dispositivo asume un cortocircuito en la salida y mantiene el límite de corriente bajo para protegerse a sí mismo y a la carga. Un cortocircuito en la salida luego del arranque también limita el límite de corriente en forma acorde. Para una tensión de 0V en la salida, por ejemplo, la corriente no excederá los 400mA.

Apagado por baja tensión

Una función de apagado por baja tensión previene el arranque del regulador si la tensión en el pin VINA es aproximadamente menor a su valor límite (menor a 1.9V).

Una vez encendido, el dispositivo automáticamente entra en modo de apagado si la tensión en el pin VINA cae debajo del límite de apagado por baja tensión. Reiniciándose automáticamente si la tensión en el pin de entrada se recupera sobre la mínima tensión de operación.

Protección contra alta temperatura

El dispositivo presenta un sensor de temperatura integrado que monitorea la temperatura interna del circuito integrado. Si esta excede el límite programado, cuyo valor típico es de 140 °C, el dispositivo deja de funcionar. Una vez que la temperatura del circuito es inferior al límite programado, este comienza a operar nuevamente. El sistema de protección frente a sobre temperaturas presenta una histéresis típica de 20°C, que evita la operación inestable en temperaturas cercanas al límite programado.

8.3.4.1.2 MPPT-Cargador de Batería [15] [16]

Cómo se describió en la sección 8.3.3, los paneles solares presentan un valor de tensión en bornes para el cual entregan la máxima potencia que estos pueden generar en un determinado nivel de iluminación, como se observa en la Figura 64.

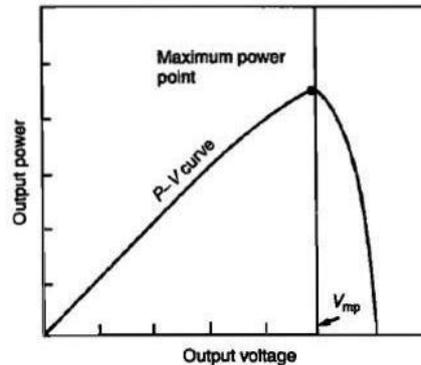


Figura 64. Curva tensión vs potencia de una celda.

Dada la baja eficiencia de conversión que presentan las celdas solares (en el entorno de 25%) y la disminución de dicha eficiencia con los aumentos en su temperatura (que ocurren precisamente en la fase iluminada de la órbita), es imprescindible la utilización de un MPPT. El MPPT es un dispositivo electrónico que controla el punto de operación de las celdas para lograr que estas entreguen la máxima potencia disponible.

La implementación del MPPT se logra mediante el uso de un convertidor DC-DC que logra ajustar la potencia extraída desde las celdas, controlando el ciclo de trabajo de conmutación del convertidor.

Por otro lado, según la arquitectura planteada para la fuente de alimentación, el convertidor utilizado en el MPPT también debe cumplir la función de carga de la batería.

Para lograr cumplir ambos modos de operación se decidió utilizar un método de control del convertidor que permita realizar el MPPT y la carga de las baterías según los niveles de consumo y de potencia entregada por las celdas. Este enfoque permite extraer solo la potencia necesaria de las celdas, lo que evita la utilización de dispositivos de disipación que agregan costos en masa y volumen al sistema.

En vez de controlar el convertidor únicamente como regulador de corriente o tensión, este es utilizado para regular en forma balanceada el flujo de potencia desde las celdas a la batería y la carga realizando las siguientes acciones:

- Maximizar la potencia entregada por las celdas cuando el consumo de la carga es elevado o el nivel de iluminación es débil.
- Limitar la corriente de carga de las baterías cuando el consumo es bajo o el nivel de iluminación es alto.
- Limitar la tensión de las baterías para evitar sobrecargas.

El circuito de MPPT y carga de baterías que se muestra en la Figura 65 tiene como único parámetro de entrada el ciclo de trabajo del convertidor. Al modificar dicho ciclo de trabajo se puede regular la corriente proveniente de las celdas y la corriente o tensión de las baterías, pero no en forma independiente. La estrategia de control implica tres modos de regulación: modo de rastreo del punto de máxima potencia (MPPT), modo de limitación de la corriente por las baterías (LCB) y modo de limitación de tensión de las baterías (LTB).

El modo LTB es un elemento importante de regulación, dado que si la tensión en las baterías sobrepasa el valor máximo admisible debido a un nivel alto de iluminación, consumo nulo de la carga o bajo consumo de la carga con un nivel de carga alto en las baterías, el modo LTB interviene para proteger a las baterías frente a sobrecargas.

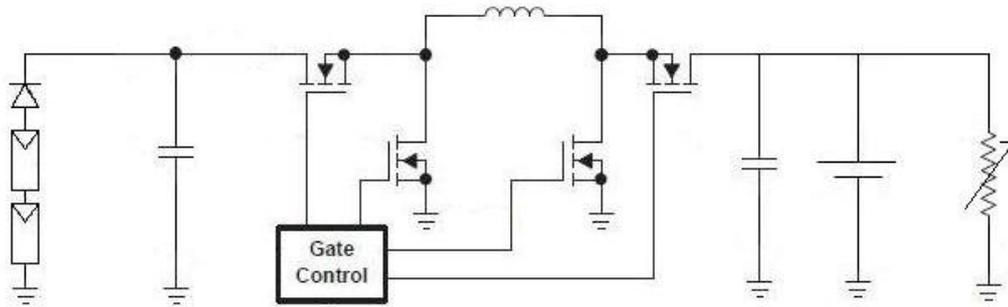


Figura 65. Posible implementación del circuito de MPPT y carga de baterías.

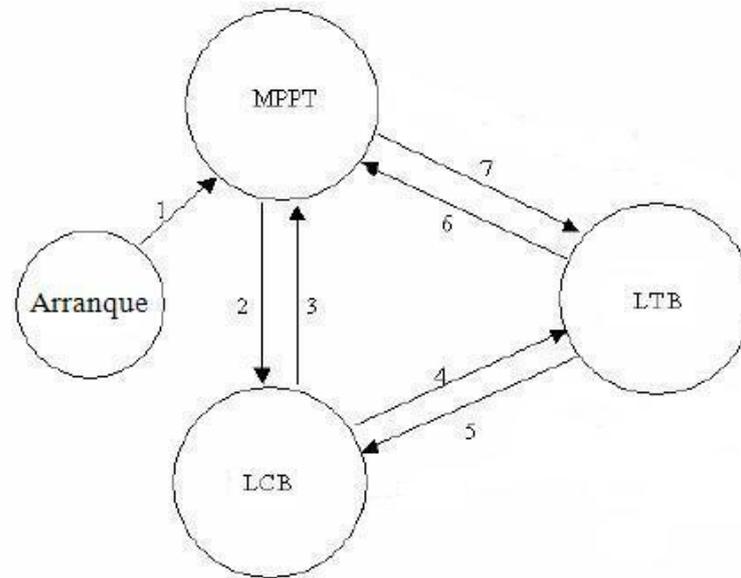
En este modo el punto de trabajo de las celdas puede diferir del punto de máxima potencia y la corriente de carga de las baterías debe permanecer debajo del límite máximo permitido. Si la tensión en las baterías es menor a la tensión máxima, situación que ocurre por un bajo nivel de iluminación, consumo elevado de la carga o un consumo bajo de la carga con un nivel bajo en la carga de las baterías, los modos MPPT o LCB entran en funcionamiento dependiendo del nivel de iluminación y el consumo de la carga.

Si la demanda de potencia de la carga es tal que la corriente por las baterías supera el límite de carga, la corriente deberá ser regulada para proteger las baterías, por lo que el modo LCB debe aplicarse. En caso de que la potencia consumida por la carga sea alta, la batería puede ser descargada o cargada con una corriente menor a la máxima permitida. En esta situación el modo a utilizar es el MPPT, cuyo objetivo es extraer la máxima potencia posible de las celdas.

La Figura 66 muestra la representación de máquina de estados de la estrategia de control planteada. Los círculos representan los modos de regulación, mientras que las flechas indican los cambios entre los distintos modo de regulación. Las transiciones ocurren según se cumplan distintas condiciones que se especifican en la Figura 66, inicialmente el sistema funciona en el modo MPPT.

Si la potencia de la carga es baja, la corriente de carga de las baterías puede elevarse alcanzando el límite permitido, lo que inicia el modo LCB. Si la tensión en la batería alcanza el máximo valor permitido, el modo LTB se aplica. En caso que la potencia demandada por la carga aumente rápidamente, lo que implica que la tensión de las baterías y la corriente de carga sean menores a los límites, se utiliza el modo MPPT.

En todo momento el sistema de control elige el modo de regulación, lo que determina un único objetivo de regulación del convertidor en ese momento. El ciclo de trabajo del convertidor será modificado acorde a dicho objetivo de regulación.



Estados:

- MPPT: Punto de Máxima Potencia de las Celdas
- LCB: Modo de Limitación de Corriente de las Baterías
- LTB: Modo de Limitación de Tensión de las Baterías

Eventos:

- 1: Inicio
- 2: $I_b > I_{ref}$
- 3: $I_b < I_{ref}$
- 4: $V_b > V_{ref}$
- 5: $V_b < V_{ref}, I_b > I_{ref}$
- 6: $V_b < V_{ref}$
- 7: $V_b < V_{ref}$

Figura 66. Representación de máquina de estados de la estrategia de control planteada para el hardware MPPT-Cargador de batería.

Un cambio en el nivel de iluminación, en el nivel de carga de la batería o en la potencia demandada por la carga resultara en el cumplimiento de alguna de las condiciones de transferencia de un modo de regulación a otro, lo que implica que el parámetro de control (el ciclo de trabajo del convertidor) sea modificado acorde al nuevo modo de regulación, lo que permite cumplir varios objetivos, utilizando solamente una variable de control.

8.3.4.1.2.1 Estabilidad del Sistema

El sistema presenta no linealidades tanto en las celdas, como en las baterías y la carga. Por lo que pueden presentarse varios puntos de equilibrio, siendo solo uno de ellos el deseado. Es necesario garantizar la estabilidad a gran señal del sistema, lo que implica realizar un análisis del comportamiento a gran señal del mismo. A continuación se describirán los cambios en los modos de operación y sus implicancias en el comportamiento a gran señal del sistema.

8.3.4.1.2.2 Cambios en el Modo de Operación

El algoritmo de control tiene tres modos de regulación, pero el sistema presenta cinco modos de operación: descarga de la batería, descarga de la batería con MPPT, carga de la batería con MPPT, carga a corriente constante de la batería, carga a tensión constante de la batería. En los primeros tres modos de operación, el controlador funciona en modo MPPT. A continuación se enumerarán los cambios en los modos de operación.

En la fase de eclipse de la órbita, las celdas no producen energía, por lo que la batería se descarga alimentando a la carga. Al entrar en la fase iluminada de la órbita, la potencia generada no es suficiente para alimentar a la carga, el convertidor entra en modo MPPT y las baterías se descargan.

Si el nivel de iluminación permite que la potencia generada por las celdas exceda la demanda de la carga, la batería automáticamente comienza a cargarse. Si el nivel de iluminación aumenta o el consumo de la carga disminuye, la corriente de carga de la batería puede exceder el límite permitido, momento en el cual el convertidor comienza a regular la corriente de carga para mantenerla en valores aceptables.

En caso que la tensión en la batería alcance el nivel máximo, se pasa al modo de regulación de tensión para que esta permanezca en un valor constante. Cualquier cambio en el nivel de iluminación o demanda de la carga causará que el modo de control cambie de uno a otro.

8.3.4.1.2.3 Comportamiento en Gran Señal

Cuando las celdas no están iluminadas, la batería alimenta la carga, por lo que en este caso la estabilidad del sistema está garantizada. Cuando el sistema opera en modo MPPT-descarga, las celdas trabajan en su punto de máxima potencia y por lo tanto la curva Fuente 1 de la Figura 67(a) representa una relación V-I de potencia constante. En la Figura 67(a y b) el eje de abscisas corresponde a la tensión en las baterías y el eje de ordenadas las corrientes entregadas por las celdas y las baterías, y la corriente consumida por la carga.

La curva Fuente 2 es una fuente de tensión variable, que representa a la batería. Esta provee la corriente para compensar la diferencia entre la Fuente 1 y la curva de V-I de la carga. Por lo tanto solo existe un punto de equilibrio en esta situación. Si se asume que la carga presenta una curva de potencia constante, la potencia entregada por la batería es constante, por lo que la corriente por ella depende de la tensión. La curva Fuente 2 se desplazará a la izquierda o la derecha según la demanda de la carga.

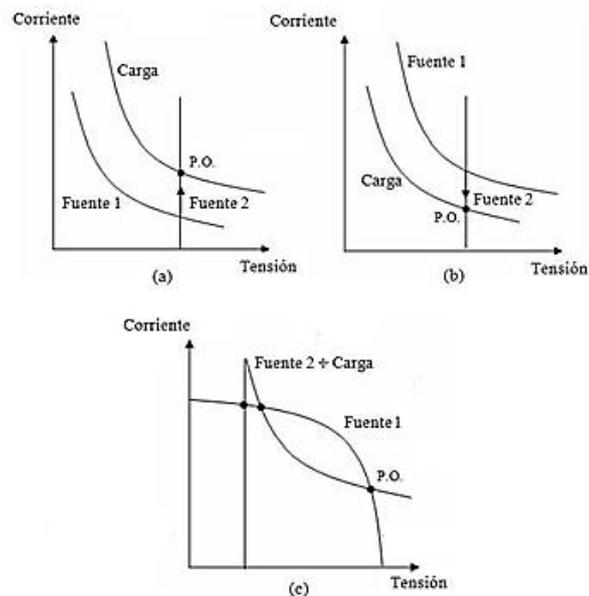


Figura 67. Comportamiento en gran señal del sistema MPPT-Cargador de batería.
 (a) Modo MPPT-descarga. (b) Modo MPPT-carga. (c) Modo LCB / LTB.

Cuando el sistema opera en modo MPPT-carga, las celdas operan en su punto de máxima potencia y la batería absorbe corriente variando su tensión. La potencia excedente proveniente de las celdas es absorbida por las baterías para compensar la diferencia entre la curva de carga y la curva Fuente 1, como se muestra en la Figura 67(b). Nuevamente hay un único punto de equilibrio. Asumiendo una carga de potencia constante, la potencia de carga de la batería es también constante, por lo que la corriente de carga de la batería depende de su tensión. El cambio de MPPT-descarga a MPPT-carga y viceversa no presenta problemas de estabilidad, dado que el convertidor siempre llevará a las celdas a su punto de máxima potencia. La diferencia entre ambos modos de operación es el sentido de la corriente a través de las baterías.

Cuando la corriente de carga de las baterías es regulada (modo LCB) o la tensión de la batería es regulada (modo LTB), las baterías se comportan como una carga de potencia constante. Se puede obtener una única curva de potencia constante al combinar la curva de las baterías y la curva de la carga, como se muestra en la Figura 67(c), se observa que hay tres puntos de equilibrio. En esta configuración la tensión de las celdas no es regulada y permanece flotando. Se muestra en [16], que el punto de operación se moverá del punto de máxima potencia al punto de deseado de equilibrio estable, cercano al punto de tensión de circuito abierto.

La curva de potencia constante se moverá a lo largo de la curva V-I de los paneles solares, dependiendo del nivel de carga. La tensión de las celdas variará acorde al nivel de potencia requerido por la carga. Cuando ésta aumenta de manera que solo existe un solo punto de equilibrio, el sistema entra en modo MPPT según Figura 67 (a y b).

Del análisis anterior se concluye que en todos los modos de operación del sistema se tiene estabilidad a gran señal.

Debido a los problemas suscitados con el hardware del módulo MPPT-Cargador de baterías, no fué posible realizar un estudio de la estabilidad del sistema en pequeña señal. Más precisamente del modo LCB, que implementa una realimentación que no es estándar para el integrado TPS63000 (cómo se verá en las secciones siguientes). Es por ello fundamental probar la estabilidad del sistema en este modo de regulación, siendo necesario para ello construir el sistema para caracterizar su transferencia en pequeña señal y poder así realizar un análisis de estabilidad teniendo en cuenta también al resto del sistema.

8.3.4.1.3 Diseño Hardware del MPPT-Cargador de Batería

El bloque fundamental del módulo de MPPT y carga de baterías es el convertidor DC-DC. Este permite mediante el control de su ciclo de conmutación, la conversión de energía desde los paneles a las baterías y la carga.

Permitiendo la operación de los paneles en su punto de máxima potencia, así como también la regulación de la corriente y tensión de las baterías en sus valores de operación seguros. La construcción y diseño de un convertidor DC-DC con valores de eficiencia aceptables no es una tarea trivial, a lo que se suman las limitaciones en espacio y masa del circuito.

Por ello se decidió utilizar para el convertidor DC-DC un circuito integrado adquirible en plaza, que cumpliera con los requisitos del diseño en cuestión. Debido a los niveles de tensión que debe manejar, el tipo de convertidor necesario es el Buck-Boost, del mismo tipo utilizado en el regulador de 3.3V.

Por ello al igual que para el regulador de 3.3V, el circuito integrado elegido fue el TPS63000. Dicho integrado requiere únicamente la conexión de un inductor externo, dado que ya implementa los transistores de conmutación en forma interna, así como también el sistema de control de dichos transistores, como se muestra en la Figura 65.

El TPS63000 está diseñado para utilizarse como un regulador de tensión en su configuración estándar, es decir, un divisor resistivo entre la tensión de salida y el pin de retroalimentación es el que fija el valor de la tensión de salida que se desea, como muestra la Figura 69. Pero el convertidor utilizado en el módulo de MPPT requiere que el ciclo de conmutación sea variable, en otras palabras, este requiere que la tensión de salida del convertidor sea variable.

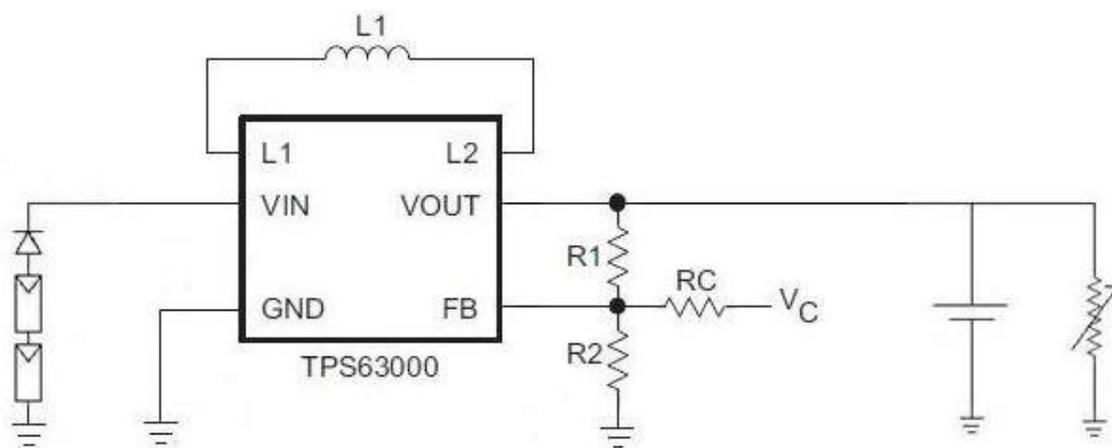


Figura 68. Forma de variar la tensión de salida del TPS63000 de forma continua.

Por lo tanto se utilizó una configuración de retroalimentación que presenta una modificación con respecto a la usada en el regulador de 3.3V. Dicha configuración se muestra en la Figura 68, se observa que la diferencia con la configuración estándar es la presencia de la resistencia R_C , con esta nueva disposición es posible obtener una fuente de tensión variable controlada por la tensión V_C .

En la Figura 63 se observa que el pin de FB corresponde a una de las entradas de un amplificador diferencial, cuya salida es el error entre la tensión en el pin FB y la referencia interna de 500mV. Esta señal de error es retroalimentada al lazo de control implementado en el TPS63000, que regula la tensión de salida de manera de obtener una tensión igual a la referencia interna en el pin FB.

Al agregar la resistencia R_C al divisor resistivo original se logra cambiar la relación de conversión entre la tensión de salida y el pin FB, variando la tensión V_C . De esta forma es posible variar el régimen de trabajo del convertidor, lo que permite utilizar el TPS63000 en conjunto con el microprocesador para implementar un algoritmo de MPPT.

Del análisis de la Figura 68 se determina que en régimen, la tensión en el pin FB debe ser igual a la tensión de referencia interna V_{ref} . Por lo tanto, aplicando superposición a las tensiones V_{out} y V_C se tiene la (20).

$$(20) V_{FB} = \frac{R_2//R_c}{R_1+(R_2//R_c)} V_{out} + \frac{R_1//R_2}{R_c+(R_1//R_2)} V_c$$

Para determinar el valor de las resistencias R1, R2 y Rc se fijaron condiciones para las tensiones Vout y Vc. Dado que las baterías van conectados a la salida del módulo de MPPT, la tensión Vout debe mantenerse en los valores de trabajo de las baterías(2.6V-4.2V). La tensión Vc por otro lado, al ser controlada por el microprocesador variará de 0V a 3.3V, la tensión VFB en régimen tiene un rango de variación comprendido entre los 495mV y los 505mV.

$$(21) V_{out} = \frac{R_2.R_1+R_c.R_1+R_2.R_c}{R_2.R_c} . V_{FB} - \frac{R_1}{R_c} . V_c$$

De la (20 se puede despejar Vout en función de VFB y Vc ((21), se observa que la relación entre Vout y Vc es una recta con pendiente negativa, cuyo término independiente depende en forma proporcional con el valor de VFB.

Por lo tanto, el valor máximo de Vout se corresponde con Vc=0V y VFB=505mV, mientras que el mínimo se obtiene para Vc=3.3V y VFB=495mV.

Obteniéndose las ecuaciones (22 y (23 que permiten calcular los valores de R1, R2 y Rc.

$$(22) V_{out\ max} = \frac{R_2.R_1+R_c.R_1+R_2.R_c}{R_2.R_c} . V_{FBmax}$$

$$(23) V_{out\ min} = \frac{R_2.R_1+R_c.R_1+R_2.R_c}{R_2.R_c} . V_{FBmin} - \frac{R_1}{R_c} . V_{C\ max}$$

Al igual que para el regulador de 3.3V, por el pin FB circulará una corriente de 0.01µA, por lo que el fabricante recomienda que la resistencia R2 sea menor a los 200kΩ, ya que la tensión en bornes de dicha resistencia en régimen es de aproximadamente 500mV, lo que garantiza una corriente por dicha resistencia mucho mayor a la que ingresa al pin FB.

De la (22 surge la siguiente relación:

$$(24) \frac{R_1}{R_c} + \frac{R_1}{R_2} + 1 = \frac{V_{out\ max}}{V_{FBmax}} = 8.32$$

Que al aplicarla en la (23 se obtiene:

$$(25) \frac{R_1}{R_c} = \frac{8.32.V_{FBmin}-V_{out\ min}}{V_{Cmax}} = 0.46$$

Como resultado se obtuvieron los siguientes valores para las resistencias:

$$R_1 = 16.19k\Omega$$

$$R_2 = 2.36k\Omega$$

$$R_c = 35.2k\Omega$$

La Figura 69 muestra la relación entre Vout y Vc al utilizar los valores previamente calculados. La recta roja corresponde al valor máximo de VFB (505mV), mientras que el azul corresponde al valor mínimo de VFB (495mV).

Como se observa, los valores máximos y mínimos de Vout se mantienen en los valores previstos, es necesario sin embargo utilizar resistencias con tolerancias del 1% para no tener derivas muy grandes en los valores máximos y mínimos de Vout.

Con esta configuración es posible realizar, en conjunto con el microprocesador, la función de MPPT. Pero como se discutió en la sección 8.3.4.1.2, el convertidor DC-DC no sólo debe implementar el modo MPPT, sino también un modo de regulación de tensión y corriente que permiten la carga de la batería en forma segura.

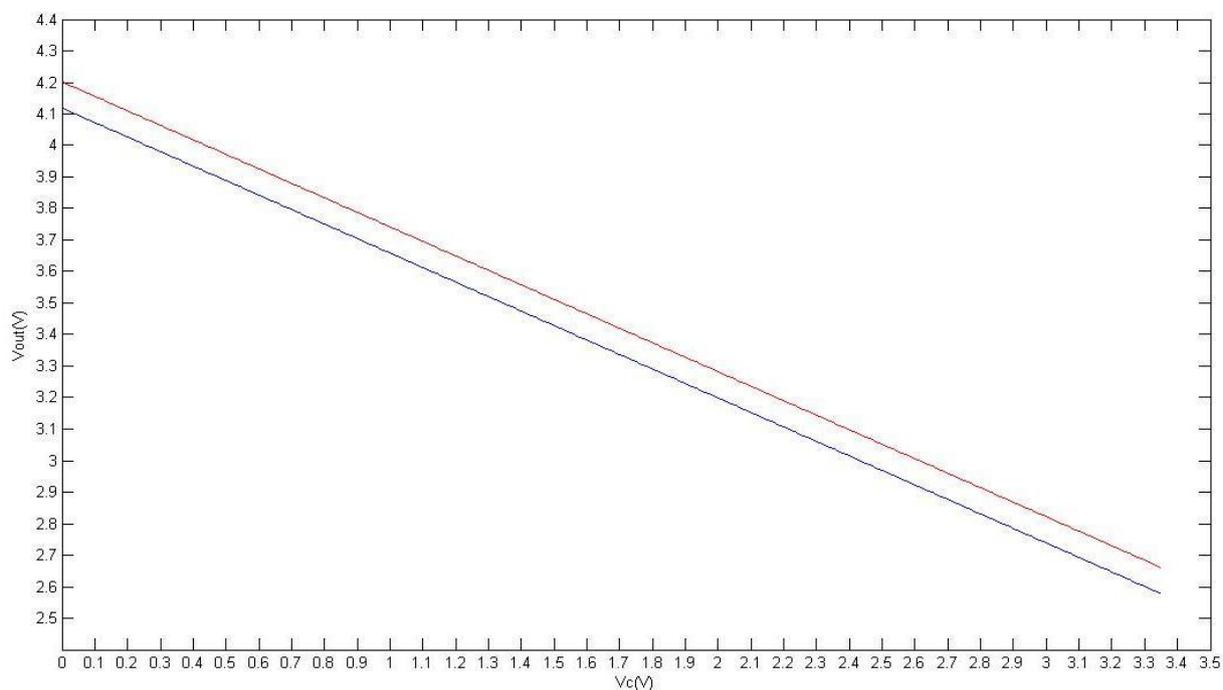


Figura 69. Relación entre V_{out} y V_c para el TPS63000.

8.3.4.2 Diseño de los Reguladores de Tensión y Corriente

Para el diseño de los reguladores de tensión y corriente del módulo MPPT-Cargador de Baterías se presentaron dos posibles formas de implementación. Una de ellas es la utilización de la configuración utilizada para el MPPT, pero utilizando al microprocesador para regular tanto la corriente como la tensión, variando el valor de V_c en forma adecuada.

Si bien esta solución implica un ahorro de espacio y una reducción de la complejidad del sistema, el hecho de que el microprocesador realice la función de MPPT, regulación de tensión y corriente, implica que ante una falla del microprocesador, el módulo de MPPT-Cargador de Baterías queda completamente inutilizable. Por lo tanto, el esquema de regulación completamente controlado por el microprocesador no fue implementado.

El enfoque opuesto sería utilizar un sistema de regulación y selección de los modos de regulación y MPPT completamente analógico, dejando que el microprocesador realice únicamente la función de MPPT cuando se le sea indicado.

Esta solución reduciría al mínimo las chances de falla debidas al microprocesador, pero requeriría la creación de un sistema dedicado únicamente a estas tareas, que pueden implementarse con relativa facilidad utilizando el microprocesador.

Cabe destacar que la función de MPPT debe ser realizada exclusivamente por el microprocesador, ya que ésta se implementa con algoritmos que involucran la toma de medidas de tensión, corriente y operaciones matemáticas con dichas medidas, por lo que el microprocesador es la plataforma ideal para dicha función. El algoritmo utilizado para la función de MPPT será descrito en detalle en secciones subsiguientes.

El diseño elegido para los reguladores de tensión y corriente es un punto intermedio entre los dos tipos de arquitectura discutidas previamente. Los modos de regulación son definidos por el microprocesador según el diagrama de estados de la Figura 66, pero la regulación de la corriente y la tensión de las baterías es realizado enteramente en forma analógica.

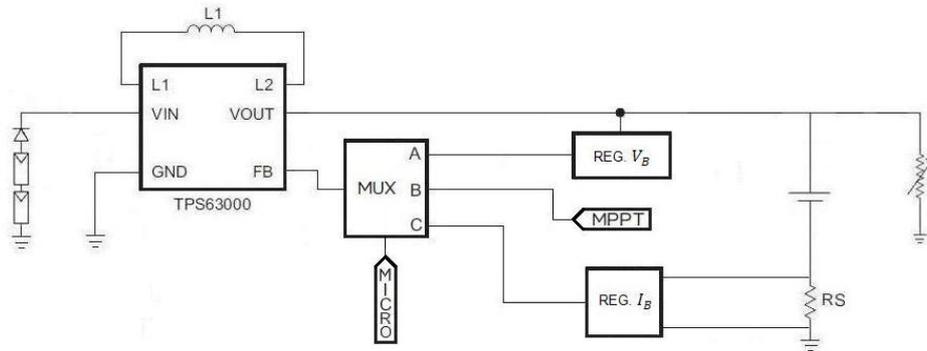


Figura 70. Diagrama para implementar los 3 modos de operación del MPPT-Cargador de batería.

En la Figura 70 se detalla un diagrama de bloques del diseño implementado, el microprocesador define mediante el manejo del multiplexor, que señal de retroalimentación se alimenta al convertidor DC-DC, fijando así el modo de regulación.

Este enfoque permite un compromiso más balanceado entre complejidad y confiabilidad, dado que el correcto funcionamiento de los modos de regulación no depende del microprocesador, este únicamente elige cuando corresponde regular la tensión o la corriente en las baterías o realizar el mismo la función de MPPT.

El punto fundamental en el diseño de los reguladores analógicos es el hecho de que el propio TPS63000 es un regulador de tensión en sí mismo. Es decir que ya implementa un lazo de control para regular tensión, para lograr que también regule corriente es necesario realimentar una señal en el pin de FB que sea proporcional a la corriente que se desea regular, fijando la constante de proporcionalidad en forma adecuada.

Como se vio en el diseño del regulador de 3.3V, al fijar los valores de las resistencias de retroalimentación, es posible fijar el valor de tensión de salida que se quiere regular. Por otro lado, al diseñar el lazo de realimentación variable implementado en el hardware del MPPT, se observa que para una entrada de $V_c=0V$ la tensión de salida corresponde a la máxima tensión admisible por las baterías, que coincide con la tensión que debe obtenerse en el modo de regulación de tensión.

Por lo tanto si se colocan las resistencias R_1 , R_2 y R_c del MPPT como indica la Figura 71, que equivalen a una entrada $V_c=0V$, se obtiene un regulador de tensión cuyo valor de regulación es la máxima tensión de trabajo de las baterías como se requería.

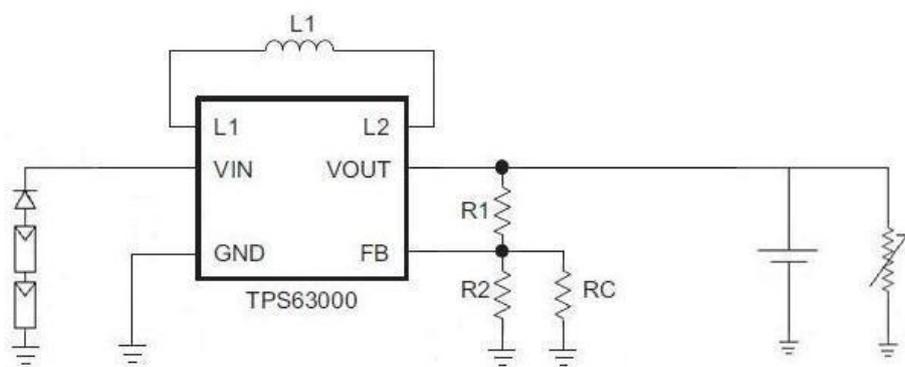


Figura 71. Entrada $V_c = 0V$ con valor de regulación máxima.

En el caso del regulador de corriente, la idea es realimentar una señal proporcional a la corriente por las baterías, el factor de proporcionalidad debe ser tal que, cuando por las baterías circule la máxima corriente admisible, en el pin de FB la tensión sea igual a el valor de referencia interna de 500mV en el TPS63000.

Como transductor corriente-tensión se puede utilizar el mismo circuito integrado de los sensores de corriente descritos en la sección 9.1.5.1. El regulador de corriente se muestra en la Figura 72.

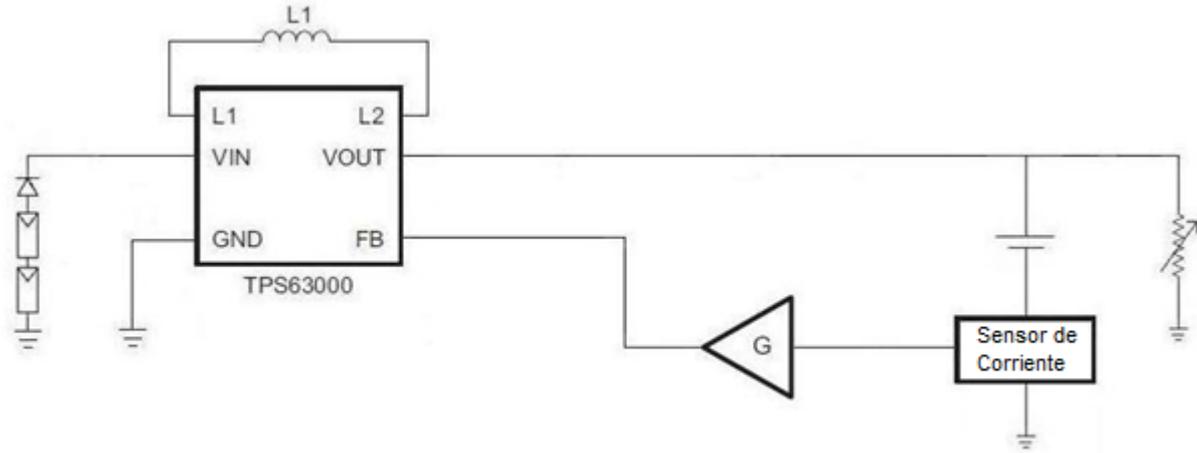


Figura 72. Regulador de corriente.

Para determinar el valor de ganancia G , primero debe conocerse el factor de proporcionalidad que relaciona la corriente medida por el sensor de corriente y su tensión de salida.

Dicho factor de conversión depende del valor de la resistencia de sensado y la ganancia en tensión del sensor de corriente. Si el valor de corriente a regular es I_B y el factor de conversión del sensor es γ_S , la tensión de salida del sensor queda determinada por la (26)

$$(26) V_S = \gamma_S \cdot I_B$$

Donde γ_S se calcula como

$$(27) \gamma_S = R_S \cdot A_S$$

Siendo R_S el valor de la resistencia de sensado y A_S la ganancia entre la tensión en bornes de la resistencia de sensado y la tensión de salida.

El valor de ganancia G debe ser tal, que para un valor V_S en su entrada la tensión de salida debe ser igual al valor de referencia interna del TPS63000. Dicho valor de referencia tiene un rango de variación comprendido entre 495mV y 505mV.

Por lo tanto para el diseño del amplificador es necesario tener en cuenta el peor caso, que corresponde a un valor de referencia de 505mV. Como contrapartida, cuando la tensión de referencia sea de 495mV, la corriente real de regulación será menor a la máxima corriente de carga de las baterías.

Sin embargo esto no presenta mayores inconvenientes ya que mantiene un margen de seguridad mayor para dicha corriente.

Por lo tanto la ganancia del amplificador deberá cumplir con la (28).

$$(28) G = \frac{505\text{mV}}{\gamma_S \cdot I_B}$$

Dicho valor de ganancia puede ser mayor o menor a la unidad, esto depende del valor de la resistencia de sensado que se utilice.

Si por ejemplo se utiliza un sensor de corriente-tensión que presente una ganancia de 50V/V, y se utiliza una resistencia de sensado de 20mΩ el factor de conversión del sensor es

$$(29) \gamma_S = R_S \cdot A_s = 20\text{m}\Omega \cdot \frac{20\text{V}}{\text{V}} = 0.4 \frac{\text{V}}{\text{A}}$$

Para una corriente de carga de las baterías de 1.5A, la ganancia necesaria en el amplificador es

$$(30) G = \frac{505\text{mV}}{0.4 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 1.5\text{A}} = 0.84\text{V/V}$$

Dado que la ganancia necesaria es menor a la unidad, la solución más simple es utilizar un divisor resistivo entre la salida del sensor de corriente y el pin FB del TPS63000 como se muestra en la Figura 73. De la relación de tensiones del divisor resistivo formado por R_A y R_B se tiene

$$(31) G = \frac{R_B}{R_A + R_B} = 0.84$$

Que implica

$$(32) R_A = 0.19R_B$$

Recordando que la corriente por el divisor resistivo debe ser mayor a $1\mu\text{A}$ (la corriente que circula por el pin FB es de $0.01\mu\text{A}$) y que la tensión en bornes de R_B será de aproximadamente 500mV. Se eligen los siguientes valores para las resistencias en cuestión:

$$R_B = 200\text{k}\Omega$$

$$R_A = 35\text{k}\Omega$$

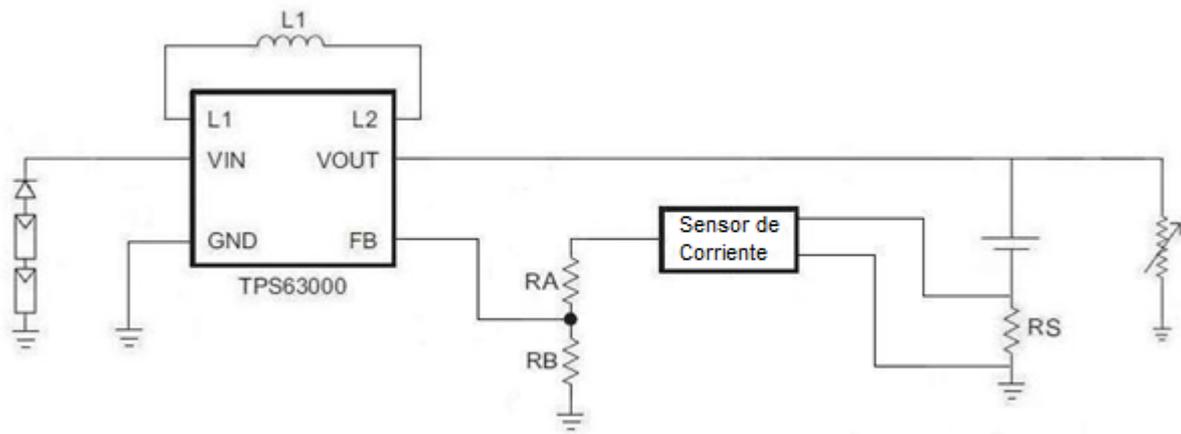


Figura 73. Regulador de corriente implementado con un sensor de corriente.

Si debido a la elección de los componentes se requiere un amplificador con ganancia mayor a la unidad se puede implementar dicho amplificador con un amplificador operacional en configuración no inversora.

Debido a las variaciones en la tensión de referencia del TPS63000, es necesario verificar el rango de la corriente regulada en régimen. Como la ganancia del divisor resistivo está fijada para obtener una tensión de 505mV, para una corriente de 1.5A. Ese será el valor de corriente cuando la tensión de referencia interna alcanza su valor máximo de 505mV.

Cuando la tensión de referencia alcanza su valor mínimo, la salida del divisor (la tensión en el pin FB) será de 495mV la que implica una tensión a la salida del sensor de corriente de

$$(33) V_S = \frac{495\text{mV}}{G} = 0.589\text{V}$$

Que para los valores de resistencia de sensado y ganancia interna del sensor utilizadas, corresponde a una corriente de

$$(34) I_B = \frac{V_s}{\gamma_s} = 1.47A$$

Es decir que la diferencia entre el valor deseado de corriente de 1.5A y el valor mínimo debido a variaciones de la tensión de referencia es de 2%. Por lo que se concluye que el rango de valores posibles en dicha tensión, prácticamente no afectan el valor regulación de corriente. Para lograr fijar en forma precisa dicho valor es recomendable ensayar el sensor de corriente para determinar con un margen de precisión mayor el factor γ_s y utilizar resistencias con tolerancias del 1% en el divisor resistivo.

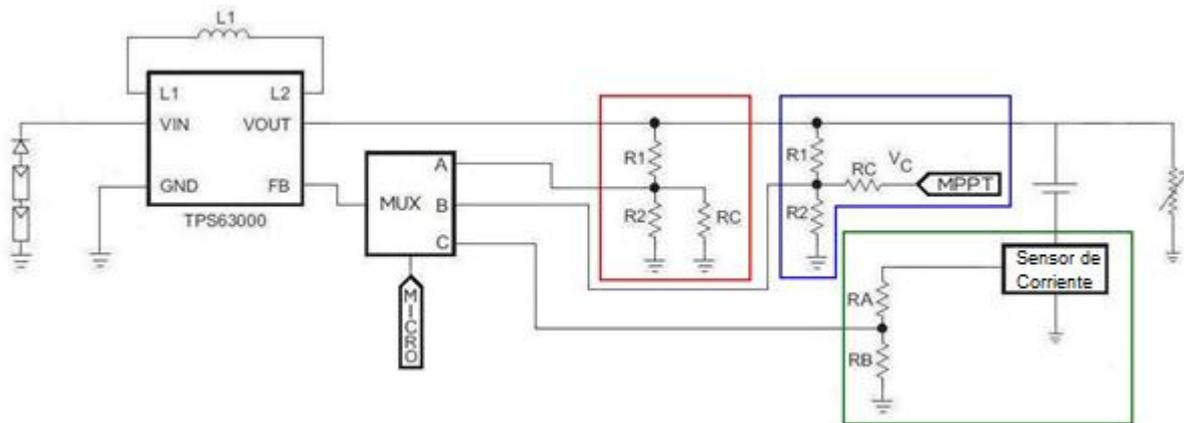


Figura 74. Diseño completo del hardware del módulo MPPT-Cargador de baterías.

El diseño completo del hardware del módulo MPPT-Cargador de Baterías se muestra en la Figura 74. Se observa que con el multiplexor el microprocesador define cual de las señales es realimentada al convertidor DC-DC, consiguiendo así realizar las funciones de MPPT y regulación de la tensión y corriente de las baterías.

El divisor resistivo en el recuadro rojo corresponde al modo de regulación de tensión, el azul comprende la configuración utilizada para permitir que el microprocesador varíe la tensión de salida para poder realizar la función de MPPT y por último el recuadro verde abarca al lazo de retroalimentación del regulador de corriente.

En el análisis anterior se detalló el diseño del hardware del MPPT, regulador de tensión y regulador de corriente. Sin embargo, debido a los niveles de potencia generados por las celdas y el valor de corriente máxima de carga de las baterías utilizadas, el modo de regulación de corriente nunca será utilizado. Suponiendo que no hay pérdidas de potencia en el MPPT y suponiendo que no hay consumo de las cargas, podemos afirmar que las baterías serán cargadas con una potencia máxima de 2.6W, por lo tanto la máxima corriente de carga se corresponderá con la mínima tensión de las baterías (2.6V), lo que implica una corriente máxima de carga de aproximadamente 1A. Con este nivel máximo de corriente de carga, no es posible superar la corriente máxima de carga de 1.7A de las baterías adquiridas. Sin embargo se realizó el diseño del hardware de regulación de corriente en la eventualidad de que por cambios en los parámetros del sistema (por ejemplo la capacidad de las baterías, eficiencia de los paneles) sea necesario utilizar dicho modo de regulación.

La arquitectura propuesta comprende una implementación simple y robusta, que hace uso del propio sistema de control del TPS63000, lo que evita la utilización de amplificadores externos, que aumentan el volumen del diseño. Otro aspecto a resaltar es que de haber implementado lazos de control externos al TPS63000 hubiera implicado la utilización de amplificadores diferenciales, para comparar con los valores de referencia. Dichos amplificadores diferenciales por lo tanto tendrían necesariamente una excursión negativa. En caso de que la señal a regular fuera superior a la

referencia, para lograr excursiones negativas es necesario alimentar a los amplificadores con una fuente de tensión positiva y negativa respecto a tierra.

Dado que el módulo de gestión de energía del satélite es alimentado, al igual que los demás módulos con una tensión de 3.3V, hubiera sido necesario implementar otra fuente de alimentación simétrica respecto a tierra dedicada únicamente para hacer funcionar el sistema de regulación. Esto hubiera implicado la utilización de otro convertidor DC-DC para lograr la tensión negativa, aumentando significativamente el volumen y masa del sistema de control de regulación.

Sin embargo al hacer uso del propio sistema de control del TPS63000, estos problemas son evitados. Cabe preguntarse si el diseño en cuestión depende muy fuertemente de dicho circuito integrado, lo que lo haría muy limitado a modificaciones o directamente obsoleto en caso de no contar con el TPS63000. La respuesta a dicha pregunta es que el principio de funcionamiento del circuito integrado no es exclusivo del TPS63000 sino que otros fabricantes de convertidores buck-boost (por ejemplo el MAX8625) también utilizan diseños muy similares, por lo que la utilización de otro circuito integrado del estilo implicaría modificaciones en los valores de los componentes, pero no un rediseño completo del sistema.

8.3.5 Eficiencia

La hoja de datos del TPS63000 provee curvas de eficiencia en función de varios parámetros, como la tensión y corriente de entrada y la corriente de salida. Las curvas de eficiencia utilizadas refieren a las versiones TPS63001/2, pero estas aplican al análisis del TPS63000, ya que la única diferencia entre las distintas versiones radica en la implementación interna del divisor resistivo de realimentación. Es decir que los circuitos internos de conmutación y control son los mismos, por lo que sus curvas de eficiencia serán las mismas. Sin embargo debe señalarse que al ser las tensiones de salida de las versiones TPS63001/2 fijas (3.3V y 5V respectivamente), para poder utilizar dichas curvas para el TPS63000 (tensión variable), su tensión de salida debe ser justamente 3.3V o 5V. Las curvas de eficiencia provistas son solo válidas para el TPS63000 si su tensión de salida es 3.3V (TPS63001) o 5V (TPS63002).

8.3.5.1 Eficiencia del Regulador de 3.3V

Para este módulo, el TPS63000 tiene una tensión de salida de 3.3V, por lo que las curvas de eficiencia pueden utilizarse directamente.

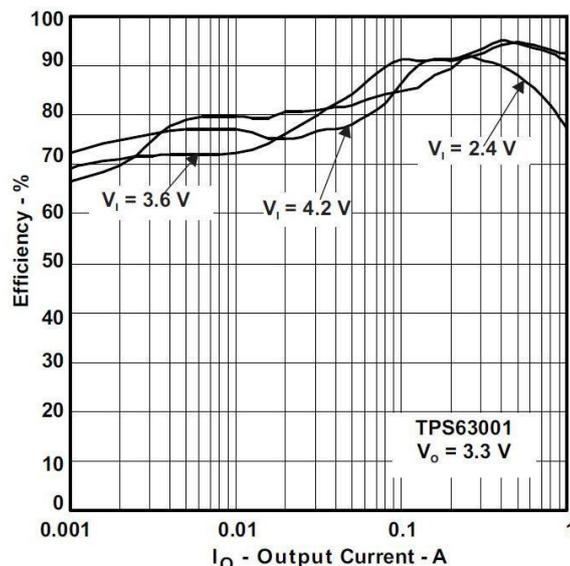


Figura 75. Eficiencia del Regulador de 3.3V en función de la corriente de salida.

En la Figura 75 se detalla la eficiencia en función de la corriente de salida para tensiones de entrada de 2.4V, 3.6V y 4.2V. Dado que la tensión de entrada al regulador de 3.3V es la tensión de las baterías, ésta tendrá un rango de variación comprendido entre 2.6V (baterías descargadas) y 4.2V (baterías

cargadas). La estimación de la eficiencia se realizará en los estados extremos de carga de las baterías, tomando para cada uno de ellos dos casos: consumo medio y consumo máximo de los puertos. La estimación del consumo de los puertos se basa en la Tabla 12, de donde se obtienen las corrientes promedio máximas de cada módulo del satélite. Como valor de corriente para consumo medio se tomó la mitad del valor máximo. Para el módulo de comunicación se promedió los valores correspondientes al proyecto DTU y Univ. de Washington, dado que los consumos de los otros proyectos exceden los valores de potencia que puede entregar el TPS63000 (3.8W en el peor caso). Del análisis anterior surge la Tabla 12 que muestra las corrientes durante el consumo máximo y medio. Luego del análisis de la Figura 75 para la curva correspondiente a 2.4V (baterías descargadas) y 4.2V (baterías cargadas), se obtienen los valores de eficiencia para los casos definidos anteriormente.

Tabla 12 Corrientes para consumo máximo y medio.

Módulo	Proyecto	Corriente Máx.(mA)	Corriente Med.(mA)
SCP	DTU	30	15
	PLUME	136	68
	Montana	130	65
	Tokyo	6	3
	Washington	91	45
	Promedio	79	39
SCM	DTU	606	303
	Washington	303	152
	Promedio	455	227
SPA	PLUME	136	136
	Promedio	136	68
Carga útil	PLUME	15	15
	Montana	145	145
	Tokyo	45	45
	Washington	614	614
	Promedio	205	102
	Total	875	437

Los resultados se listan en la Tabla 13. Se observa que se obtienen eficiencias del orden del 90%, exceptuando el caso de un nivel de carga bajo en las baterías sumado a un consumo máximo de los módulos del satélite. Sin embargo esta condición puede evitarse si se administran los consumos de manera de lograr una carga elevada al final de la fase iluminada de la órbita y durante la fase de eclipse un nivel de consumo que no reduzca la carga de las baterías en forma pronunciada.

Tabla 13. Eficiencia del Reg. de 3.3V

Carga Batería	Eficiencia	
	Consumo Máx.	Consumo Med.
Baja (V=2.6)	85%	90%
Alta (V=4.2)	95%	92%

8.3.5.2 Eficiencia del MPPT-Cargador de Batería

La estimación de la eficiencia de dicho módulo solo tendrá en cuenta su funcionamiento en modo MPPT, ya que mientras funciona en los modos LTB y LCB no es necesario extraer la máxima potencia de las celdas, sino mantener la tensión o corriente en las baterías en los valores seguros de operación. Al ser utilizado como fuente variable en modo MPPT, solo es posible utilizar las curvas de eficiencia cuando la tensión de salida es 3.3V o 5V.

De todas formas esto permite un análisis de la eficiencia en los casos extremos de tensión de salida. El fabricante provee curvas de eficiencia en función de la tensión de entrada, para corrientes de salida de 10mA, 100mA y 500mA. La Figura 76 muestra estas curvas para una tensión de salida de 3.3V, mientras que la Figura 77 aplica para tensiones de 5V.

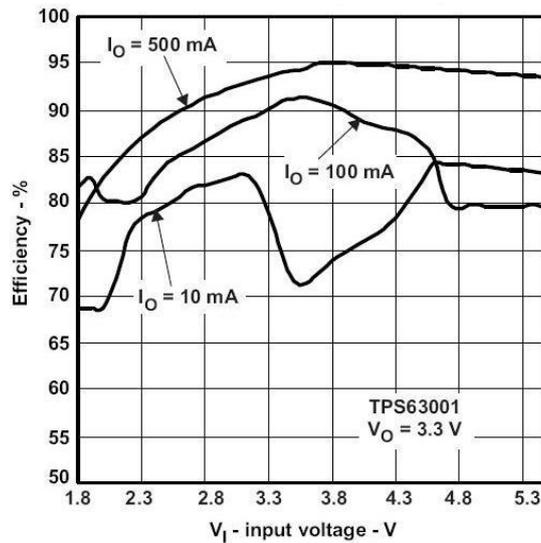


Figura 76. Eficiencia del MPPT en función de la tensión de entrada, para corrientes de salida de 10mA, 100mA y 500mA. La tensión de salida es de 3.3V.

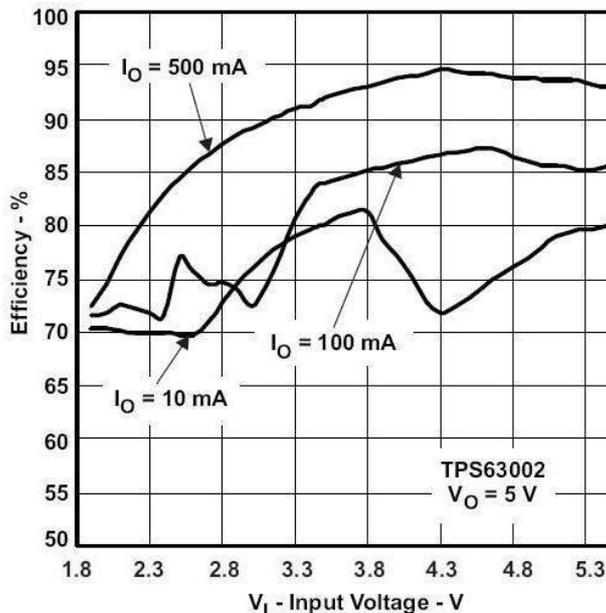


Figura 77. Eficiencia del MPPT en función de la tensión de entrada, para corrientes de salida de 10mA, 100mA y 500mA. La tensión de salida es de 5V.

Para el cálculo suponemos que los paneles estarán operando en su punto de máxima potencia (dado que el modo MPPT estará en funcionamiento), por lo tanto puede estimar que la tensión en los paneles estará aproximadamente 0.3V por debajo de su tensión de circuito abierto. Si a esto sumamos

la caída de tensión de aproximadamente 0.3V en los diodos de protección, se puede estimar que en bornes de entrada del MPPT-Cargador de Batería se tendrá una tensión de 4.7V.

Con ese valor de tensión es posible, utilizando la Figura 76 y Figura 77 determinar la eficiencia para los tres valores de corriente de salida especificados en las figuras. Dado que el nivel de corriente de salida no es conocido a priori, pues este depende del nivel de carga de las baterías, el nivel de consumo de las cargas y de la propia eficiencia del circuito.

Suponiendo que no hay pérdidas en el TPS63000, la potencia en bornes de salida sería igual a la generada por los paneles, por lo que si se conoce la tensión de salida (la tensión de las baterías) es posible estimar la corriente de salida del TPS63000.

La potencia media generada por los paneles es de 2.1W (calculada en la Sección 7.4), por lo tanto si las baterías están cargadas (4.2V), la corriente de salida es de 0.5A. Si las baterías están descargadas (2.6V) dicha corriente sería de 0.8A aproximadamente. Con esta estimación de la corriente de salida se pueden utilizar la Figura 76 y Figura 77 para determinar la eficiencia del sistema.

Se observa que para el caso de una tensión de salida de 3.3V, la eficiencia obtenida es de aproximadamente 94%, para la tensión de salida de 5V no se cuenta con una curva correspondiente a una corriente de salida de 0.8A, pero se observa que a mayores corrientes de salida, la eficiencia es mayor al 80%.

Por lo tanto puede suponerse que la eficiencia del módulo MPPT-Cargador de baterías se encuentra en el intervalo comprendido entre el 80% y 95% dependiendo de las condiciones de carga de las baterías y consumo del sistema. Cabe destacar que esta es una aproximación y que para obtenerse valores más precisos de la eficiencia de este módulo es preciso realizar ensayos bajo todas las posibles condiciones de operación del mismo.

8.4 Arquitectura de Software [4] [9]

Esta sección analiza el diseño del software del sistema de gestión de energía. Primero se describirán los requerimientos operativos, para luego realizar el diseño del software involucrado.

8.4.1 La Funcionalidad del SGE

El propósito principal del SGE es el de proveer a los demás subsistemas del satélite con la energía absorbida por los paneles solares y/o acumulada en las baterías. Sin embargo, el SGE debe realizar otras tareas, como por ejemplo: actuar como “watchdog” del sistema de comando principal (SCP), recabar información de mantenimiento, entre otros. Las distintas funcionalidades del SGE se listan a continuación.

Funciones principales:

- Transferir la energía de los paneles a las baterías y los demás subsistemas. (MPPT)
- Asegurar protección contra “latch-up” a los demás subsistemas.
- Protección de las baterías contra subtensiones y sobretensiones, así como su operación en los rangos de temperatura adecuados.

Funciones secundarias:

- Actuar como “watchdog” del SCP.
- Recabar información de mantenimiento.
- Comunicación con el SCP. (I²C)
- Función de baliza.

El software será dividido en funciones, principalmente según el listado anterior. Sin embargo la estructura de ejecución será dividida en dos partes, un bucle infinito y una serie de rutinas de atención a interrupciones (ISR) como muestra la Figura 78.

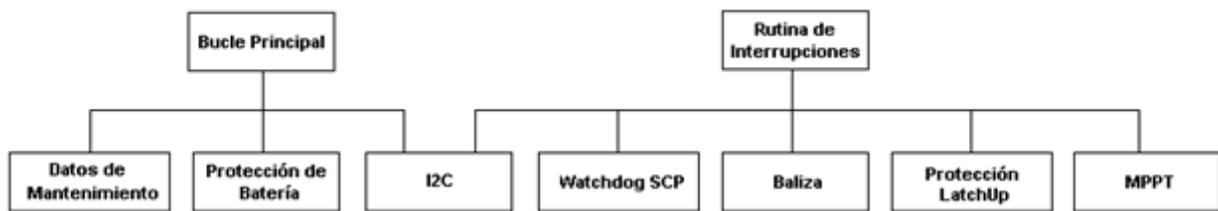


Figura 78. Estructura de ejecución del software del SGE

Como se observa en la Figura 78, el bucle principal consta del recabado de datos de mantenimiento, la protección de la batería y parte de la función de comunicación I²C. Las rutinas de atención a interrupciones comprenden el contador del “watchdog” SCP, el manejo de la carga de los paneles solares (MPPT), la baliza y la protección contra “latch-up”.

8.4.2 Protocolo I2C

La comunicación serial I2C fue desarrollado por Phillips donde el maestro y el esclavo son conectados a través de dos cables bidireccionales, un cable de datos (SDA) y un cable para reloj (SCL). Algunas de las características de I2C son, filtro contra picos de tensión en el bus, velocidad de transferencia de 3.4 Mbit/s y detección de colisiones y sucesos espurios.

El bus es multi-maestro, lo cual significa que es posible tener más de un dispositivo controlando el mismo bus. Esta característica se usara en el satélite, donde tanto el SCP como el SGE serán los maestros y el resto de los dispositivos serán esclavos.

El SGE será maestro debido a que la protección de la batería cuenta con comunicación I2C como se verá en la sección 9.1.4.

La transferencia comienza con una condición de inicio, cuando el SDA sube a nivel alto mientras el SCL está en uno. La condición de inicio indica cuando debe transferirse un dato y siempre es generada por un maestro.

Después de transferir la condición de inicio el maestro envía un byte en el SDA que consiste en la dirección del esclavo con el cual se quiere comunicar y un bit de R/W. El bit R/W determina si el maestro escribe al esclavo o si espera leer del esclavo. Como una extensión del estándar I2C siempre se envía un byte de encabezado y un byte de “checksum”; el encabezado después de la dirección y el “checksum” después de los datos. Ver Figura 79.

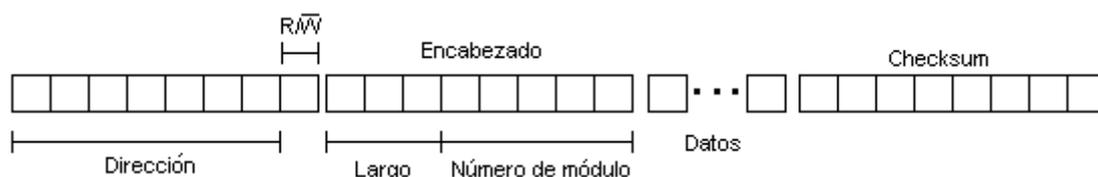


Figura 79. Trama del protocolo I2C

Todos los bytes transmitidos por el bus son seguidos por una señal de reconocimiento por el receptor que indica si el byte ha sido leído. La transferencia termina cuando el maestro pone una condición de detención, la cual se logra llevando de bajo a alto el nivel del SDA mientras el SCL está en alto.

En el encabezado hay tres bits que definen cuantos paquetes de 8 bits vendrán a continuación. El 000 indica un paquete y el 111 indica ocho paquetes. El resto del encabezado son 5 bits los cuales son usados para definir un comando.

El último paquete de datos es siempre el “checksum” el cual es calculado sumando los bits del encabezado y de todos los datos juntos. Cuando el dato es recibido el “checksum” es calculado de nuevo y se le resta al “checksum” recibido, si la sustracción da cero entonces se toma como válido. Si por el contrario el resultado no es cero, el dato no es válido y una retransmisión es iniciada por el maestro.

Hay dos maneras de comunicación entre el SCP y el SGE cuando el primero maestro y el segundo esclavo.

Pedido de datos de mantenimiento: Ej.: El SCP envía el encabezado y el “checksum”, pidiéndole al SGE que envíe los datos de mantenimiento. El SGE se prepara y si este recibe datos validos entonces responderá con los datos de mantenimiento de lo contrario se envía un mensaje de error.

Comando a ejecutar: En este formato el SCP envía un comando a ser ejecutado. Ej.: apagar un subsistema; comienza enviando un comando al SGE, el cual corrobora el “checksum” luego el SCP lee la respuesta del SGE (valida o invalida).

Es importante recordar que la conexión es iniciada por el SCP. Por ello el SCP debe siempre preguntar al esclavo si la transmisión de este último fue válida y si no lo fue iniciar la retransmisión. Si el SCP recibe datos inválidos este no informara al SGE, pero iniciará una retransmisión.

8.4.3 Bucle Principal

El bucle principal consta de la secuencia de arranque y un bucle infinito, ver Figura 80.

Previo a entrar en el bucle infinito se ejecuta la secuencia de arranque una vez. Luego se ejecuta el bucle infinito que consta de: la adquisición de datos de mantenimiento, protección de la batería y por último el I2C. También es parte del bucle principal reiniciar el contador del “watchdog” del SGE.

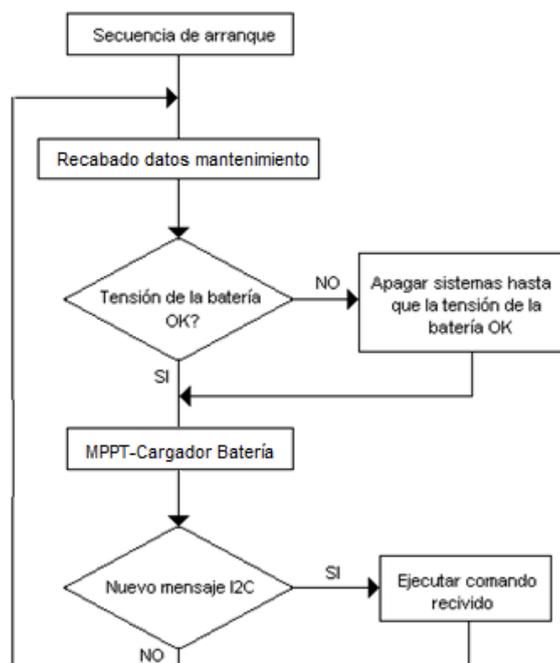


Figura 80. Bucle principal

8.4.3.1 Secuencia de Arranque

La secuencia de arranque del satélite es responsabilidad natural del SGE porque él es el primero de los subsistemas en activarse.

Paso 1: abandono del P-POD

- señal física de liberación
- 0.3s de espera en el sistema
- Arranca el SGE

Paso 2: 5 minutos

- El SGE se toma 5 minutos para permitir que los satélites se separen al salir del P-POD.

Paso 3: liberación de antena

- El SGE da la orden de liberar las antenas.

Paso 4: Arranque del sistema de comunicación (SCM) y el SCP.

- El SGE enciende el SCM y pone en funcionamiento la baliza.
- El SGE enciende el SCP con el puerto de arranque en la PROM.

Paso 5: Secuencia de arranque del SCP

- Enciende el SCP

Paso 6: Inicio del “watchdog”

- El SGE inicia el contador del “watchdog” para el SCP

Paso 7: Apagado de la baliza.

- El SGE continúa con la baliza encendido hasta que el SCP lo detiene.

La cámara y el sistema de posicionamiento activo (SPA) son iniciados por el SCP

8.4.3.2 Adquisición de Datos de Mantenimiento

La adquisición de datos se realiza durante el bucle principal.

8.4.3.3 Protección de Baterías

La protección de la batería abarca cuatro aspectos: sobretensión, subtensión, sobrecorriente y rango de temperatura.

La protección del rango de temperatura asegura que la batería no sea cargada cuando la temperatura esté por fuera del rango 0°C a 50°C, y en descarga entre -20 °C a 50°C. De esto se encargará el microprocesador midiendo la temperatura de forma periódica, y en caso de operar fuera del rango se cortará la alimentación.

El sistema constará con protección de la batería por hardware dedicado, como se verá en la sección 9.1.4.

8.4.3.4 Función I2C

La implementación de la comunicación I2C está dividida en dos partes. Una parte como interrupción y la otra como función del bucle principal. La parte de interrupción se encarga de las operaciones de comunicación de bajo nivel (chequeo de CRC por ejemplo), mientras que la parte comprendida en el bucle principal se encarga de la interpretación de los datos recibidos.

8.4.3.4.1 Selección de arranque

Esta función será implementada para que sea posible modificar el software del satélite durante la propia misión. Esto permite aumentar la vida útil del satélite ya que en la eventualidad de haber completado la misión original, se puede modificar sus instrucciones para que realice nuevas tareas.

La selección de arranque se lleva a cabo por orden del SCP. Con dicha orden se seleccionará la memoria de arranque que podrá ser la PROM cargada con el código original o una memoria FLASH con el código de arranque enviado al satélite desde Tierra.

8.4.4 Interrupciones

Hay tres tipos de interrupciones en el programa. Una de ellas es periódica y las otras son aperiódicas. Las aperiódicas son: la protección contra “latch-up” y la de I2C. La periódica es una interrupción que corre a una frecuencia de 76Hz y es usada en la baliza, el “watchdog” del SCP.

8.4.4.1 Baliza

La baliza funciona cuando se inicia el arranque del satélite, es decir una vez liberado del P-POD transmitirá información de identificación del satélite en código Morse almacenado en una memoria PROM. Luego de que el arranque del satélite es exitoso, el SCP puede ordenar el apagado de la baliza.

8.4.4.2 Contador Externo del “Watchdog”

La función del “watchdog” externo es ser un respaldo del “watchdog” interno. Si no hay comunicación por 10s entonces el SCP es apagado y no se enciende de nuevo después de 5 minutos. La función usa un contador creciente de 10s cuando el SCP está encendido, y un contador decreciente de 5 minutos cuando el SCP está apagado. Cuando han pasado 5 minutos el SCP es encendido en el mismo modo de arranque que estaba antes de la cuenta (PROM o FLASH). Sin embargo si esto sucede dos veces el modo de arranque es cambiado al original (PROM). Esto significa que si el SCP nunca se comunica con el SGE será arrancado en la PROM. El SCM nunca es apagado mientras el SGE tenga encendido la baliza.

8.4.4.3 MPPT [9] [16] [17] [18] [19] [20] [21] [22]

La relación tensión-potencia de las celdas solares, las fluctuaciones de su eficiencia con la temperatura y el nivel variable en la iluminación de los paneles, requieren necesariamente del uso de un algoritmo de MPPT que permita extraer la máxima potencia disponible en los paneles.

Para ello se diseñó el módulo de MPPT-Cargador de Baterías, que implementa un convertidor DC-DC con una interfaz de control, para que el microprocesador pueda realizar la función de MPPT. La utilización del microprocesador permite la utilización de algoritmos digitales de MPPT, que presentan varias ventajas sobre sus contrapartes analógicas. Estos presentan una mayor flexibilidad, permitiendo su modificación y el agregado de mejoras en forma sencilla. También conllevan un costo de volumen y masa inferiores, ya que el hardware que se necesita es el microprocesador y un filtro RC.

La idea es que un algoritmo de MPPT digital puede alcanzar niveles de sofisticación mayores a los analógicos. Es claro que es posible realizar un MPPT analógico complejo, pero dicha complejidad incrementa el tamaño y masa del sistema, que en el caso de la implementación digital implica únicamente el agregado de líneas de código.

Existen distintos métodos para realizar el MPPT, algunos de ellos bastante convencionales como el método de hill-climbing, perturbación y observación o el método de la conductancia incremental. También existen algoritmos mucho más sofisticados que involucran inteligencia artificial, por ejemplo control digital difuso o sistemas neuronales adaptativos de inferencia difusa.

Con los métodos convencionales se obtienen rendimientos más bajos, pero son más fáciles de implementar. Aquellos basados en inteligencia artificial tienen rendimientos más altos pero son más complicados de implementar y requieren un nivel mayor de procesamiento.

Las redes neuronales artificiales (RNA), también han sido utilizadas para el MPPT [22], sin embargo estas técnicas requieren complicados procedimientos de entrenamiento del sistema, previo a su puesta en funcionamiento.

El método de MPPT implementado es una adaptación del algoritmo propuesto en [16], para ser utilizado con el hardware del módulo MPPT-Cargador de Baterías. Este método se basa en el algoritmo de hill-climbing y RNA. El objetivo del procedimiento es controlar el nivel de tensión en el pin Vc del módulo MPPT-Cargador de Batería, de manera de llevar a las celdas a su punto de trabajo de máxima potencia. Para poder modificar la tensión Vc con el microprocesador se puede utilizar un convertidor D/A de estar disponible. Sin embargo es más común en los microprocesadores contar con un modulador por ancho de pulso (PWM), es decir un generador de onda cuadrada cuyo ciclo de trabajo es variable. Filtrando la salida del PWM para obtener únicamente el nivel de continua de la onda cuadrada, se obtiene un nivel de tensión continua que puede fijarse con el microprocesador.

8.4.4.3.1 El Algoritmo de Hill-Climbing

El nombre del algoritmo hace referencia a la forma de colina que presenta la curva tensión-potencia de una celda solar. Dicho algoritmo es uno de los métodos más simples para realizar el MPPT y como su nombre lo indica, consiste en ir escalando la curva tensión-potencia hasta llegar a su máximo. Esto se logra comparando el nivel de potencia de las celdas en diferentes puntos de operación, para luego calcular el valor del ciclo de trabajo del PWM mediante la siguiente ecuación:

$$(35) D(n) = D(n - 1) + \text{sgn}(\Delta P(n)) \cdot \Delta D(n)$$

Donde $\text{sgn}(\Delta P)$ es la función signo, $\Delta P(n)$ es el cambio en la potencia de las celdas y $D(n)$ es el ciclo de trabajo del PWM para el intervalo de tiempo n. $\Delta D(n)$ representa la magnitud de variación del ciclo de trabajo, generalmente $\Delta D(n)$ es fijo. Si se utiliza un paso fijo grande se converge al valor deseado para una menor cantidad de iteraciones, pero se presentan fluctuaciones entorno al valor de máxima potencia. Si por otro lado se define un $\Delta D(n)$ pequeño, la convergencia es más lenta, pero las oscilaciones entorno al valor objetivo no son tan pronunciadas.

Es por ello que surge un compromiso entre el tiempo de convergencia y las oscilaciones una vez alcanzado un estado de régimen, lo que requiere una selección cuidadosa del paso de variación del ciclo de trabajo. El algoritmo utilizado emplea una RNA en conjunto con el método de hill-climbing para obtener un paso variable en el ciclo de trabajo, según la relación P/D.

El diagrama de bloques de la RNA se muestra en la Figura 82 en el recuadro punteado, se observa que está compuesta por tres capas que se describen a continuación:

Capa 1: Presenta un único nodo que recibe el cociente $\Delta P/\Delta D$ como entrada y devuelve dos salidas a la Capa 2. Los factores de proporcionalidad de esta capa, ϖ_{11} y ϖ_{21} , son 1 y -1 respectivamente. La función de salida de la Capa 1 queda definida por la siguiente expresión:

$$(36) f_i = \varpi_{i1} \frac{\Delta P(n)}{D(n-1)}$$

Capa 2: Esta comprendida por dos nodos que calculan la salida utilizando una función rampa como muestra la Figura 81 (a), cuya definición es:

$$(37) a(f_j) = \begin{cases} 1 & \text{si } f > 0 \\ f_j & \text{si } 0 \leq f < 0 \\ 0 & \text{si } f < 0 \end{cases}$$

Donde f es la entrada del nodo. Los coeficientes de proporcionalidad, v_{11} y v_{12} , se eligen de manera que la salida de la red neuronal (el cambio en el ciclo de trabajo), cubra el valor deseado, como se observa en la Figura 81(b).



Figura 81. (a) Transferencia de la Capa 2, (b) Transferencia de la Capa 3.

Capa 3: constituida por un único nodo que calcula la salida sumando la contribución de cada nodo de la Capa 2, según la ecuación:

$$(38) \Delta D = \sum_j v_{1j} a(f_j)$$

La salida de la Capa 3 se suma al valor de ciclo de trabajo anterior para obtener así el nuevo ciclo de trabajo del generador de PWM. Luego esta señal es filtrada para obtener su nivel de continua que es proporcional al valor del ciclo de trabajo del PWM, esta tensión es utilizada para controlar el módulo MPPT-Cargador de Baterías.

El diagrama de bloques y la interfaz entre el microprocesador y el hardware de MPPT se muestra en la Figura 82.

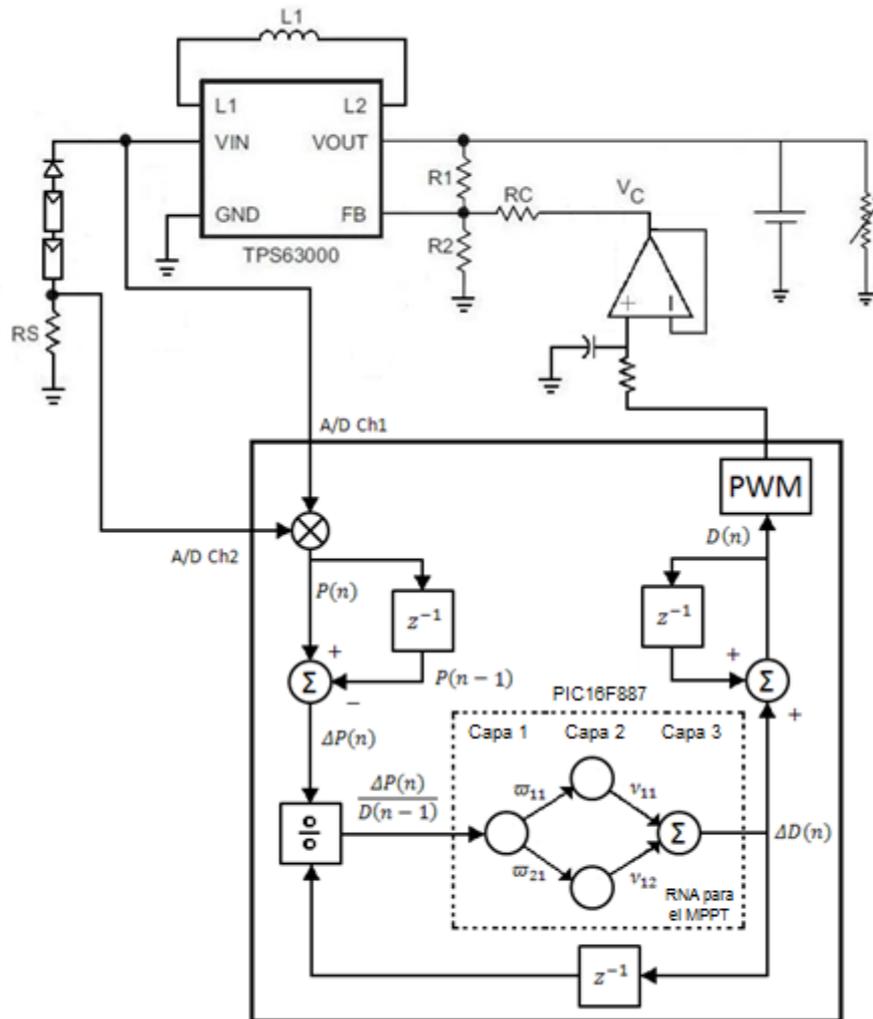


Figura 82. Diagrama de bloques del algoritmo de MPPT y su interfaz con el resto del sistema. No se muestra el multiplexor de cambio de modo.

En la implementación del filtro del PWM se utiliza un filtro RC con un amplificador operacional en configuración seguidor. A efectos de aumentar la impedancia vista por el microprocesador. Se utilizó dicha configuración, dado que solo se cuenta con alimentación de 0V a 3.3V, por lo que la utilización de amplificadores inversores no es posible.

El algoritmo utilizado es una modificación del método de hill-climbing, que permite alcanzar el punto de trabajo de máxima potencia de las celdas más rápidamente y disminuye las oscilaciones una vez alcanzado dicho punto. Esto se logra utilizando una red neuronal artificial que permite un paso variable en el ciclo de trabajo del PWM, a diferencia del paso fijo utilizado en el método de hill-

climbing original. Cabe destacar que el método solo requiere una medida de tensión y corriente y a pesar del agregado de la red neuronal, no implica mayor complejidad.

8.4.4.4 Protección Contra “Latch-up”

La rutina de interrupción para la protección contra “latch-up” se ejecuta cuando la protección del puerto de alimentación es activada debido a un “latch-up”. Una vez que la falla ocurre el SGE desconecta el subsistema en falla, y luego el SCP decide si enciende el subsistema o no. Sin embargo cuando el SCP sufre un “latch-up” todo es apagado excepto el SCM y se enciende la baliza. Gracias al “watchdog” externo el SGE enciende el SCP luego de 5 minutos.

8.4.4.5 Respuesta a la Interrupción (ISR) de I2C

En este caso se implementa una máquina de estados.

Inicialmente la ISR espera la dirección que coincide con la primera parte de la comunicación I2C. Luego se determina si el SCP quiere escribir o leer. En caso de escribir la ISR espera por el encabezado y luego el verifica el “checksum”, de forma consecutiva se indica que hay un mensaje nuevo y el ISR espera otra coincidencia en las direcciones.

En caso de leer, el primer byte es enviado y ocurre una interrupción cuando la transmisión es completada. Esta examina si hay más datos para enviar y si lo hay el ISR vuelve a enviar otro byte, si no lo hay espera otra coincidencia en las direcciones.

8.5 Criterios de Éxito y Aceptación

a) Una prueba de funcionamiento donde se analice el balance energético del dispositivo, para estimar la autonomía del sistema en condiciones de operación sin fallas. El sistema debe entregar una potencia del entorno de 1W, la cual debe ser repartida entre los demás sistemas del satélite.

b) Una prueba de fallos típicos: Corto circuito de alguno de los elementos alimentados por el gestor de energía. El mismo deberá reaccionar de manera de aislar este elemento desconectándolo. De esta forma se garantiza que el satélite no drene toda su energía y quede inoperativo. El sistema de protección contra Latch-UP también será probado y el mismo deberá responder adecuadamente.

c) El volumen y peso del prototipo final deberá ser compatible con el resto de la carga útil del satélite. A saber, no más de 70cm^3 y no más de 130g.

9 COMPONENTES UTILIZADOS Y CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA

En las secciones previas han sido presentados los lineamientos a seguir en el diseño del sistema de gestión de energía. Fueron discutidas alternativas diversas para implementar en el dispositivo las características que se busca que posea.

Considerando estos aspectos, la presente sección abarca el análisis pormenorizado de los diversos componentes que conforman el hardware del gestor de energía del satélite.

9.1 Diseño y Montaje Modular

Como resultado de las especificaciones mencionadas en la sección 8.3 referente a la arquitectura de hardware, detallamos el diseño y el análisis de cada parte de la circuitería a construir.

Toda la electrónica diseñada y fabricada se realizó utilizando soldadura de superficie (SMD) con tamaños de encapsulados de los elementos pasivos no menores a 0603 (1.6 mm × 0.8 mm). No se pudo trabajar con componentes más pequeños por sus complicaciones a la hora de soldar, visto que estas son realizadas manualmente. De todos modos se estima que componentes 0402 son posibles de soldar manualmente. Se recomienda reducir aún más el tamaño de los componentes y comprimir los diseños en las plaquetas, conservando las recomendaciones de los fabricantes a la hora de diseñar los circuitos impresos.

La elección de los componentes se rigió por cinco premisas: funcionalidad, tamaño, disponibilidad, estado de producción y precio. Cuando una de ellos no cumplía, se iniciaba de nuevo la búsqueda.

Todos los integrados presentados aquí están en plena producción, garantizando la reproducción de las configuraciones presentadas más adelante.

Se crearon todas las librerías para todos los integrados adquiridos, de manera de facilitar el diseño y la construcción bajo programas CAD de diseño de circuitos impresos.

Se realizaron montajes individuales de cada una de las configuraciones para así probar su funcionamiento y ratificar o no su uso.

9.1.1 Regulador Lineal

El regulador lineal es utilizado para alimentar los componentes que deben funcionar como control de los reguladores principales, como ser el microprocesador, el multiplexor, los sensores de corriente, los latches, etc.

El LP2981 es un regulador lineal que puede operar con una diferencia muy pequeña entre la tensión de entrada y la tensión de salida llamado también LDO por sus siglas en inglés "Low-Drop Out". Esta característica hace que su rendimiento máximo ronda el 85 al 90%. Si bien tiene menor rendimiento que una fuente conmutada (95% máximo aprox.), estos son más sencillos en su implementación.

El LP2981 es un componente de TEXAS INSTRUMENTS capaz de entregar una corriente en régimen de 100mA a 3.3V. La diferencia de tensión entre la entrada y la salida como mínimo debe ser 0.7V según el fabricante. En la práctica esta diferencia puede ser menor llegando incluso a menos de la mitad, lo cual no es garantido. Cuenta con protección contra cortocircuito, contra sobrecalentamiento y tiene un pin de encendido y apagado para disminuir el consumo cuando no es utilizado.

Tener presente que este regulador se presenta en dos versiones, uno para 3.0V (LP2981-30) y el que se utiliza para 3.3V (LP2981-33)

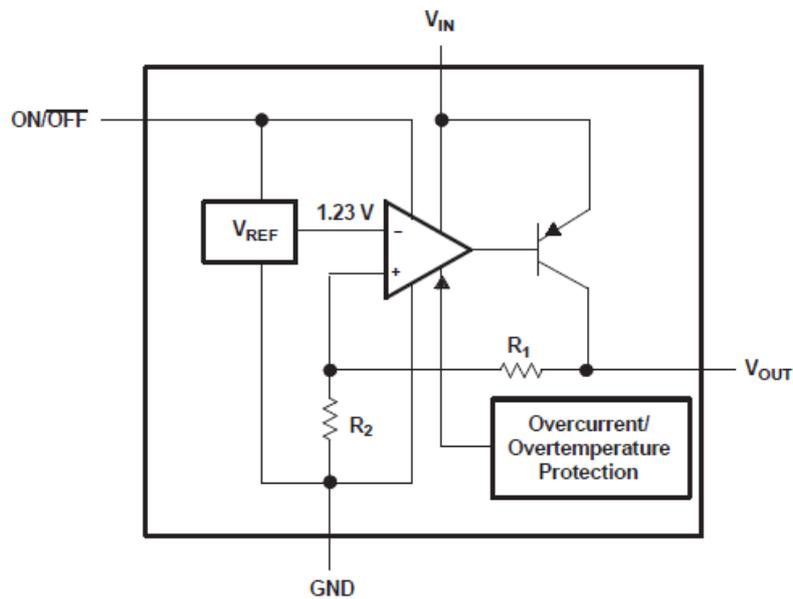


Figura 83. Estructura interna del LP2981

La Figura 83 muestra la estructura interna del LP2981 donde deja en evidencia la tensión de referencia con la cual efectúa la regulación, sumado a esto la protección de sobrecorriente y temperatura acciona directamente el amplificador interno apagándolo cuando se genera una falla de este tipo.

El fabricante recomienda la configuración de la Figura 84 con el fin de que este funcione como regulador a la tensión 3.3V. Los condensadores ofician de filtros pasa bajos.

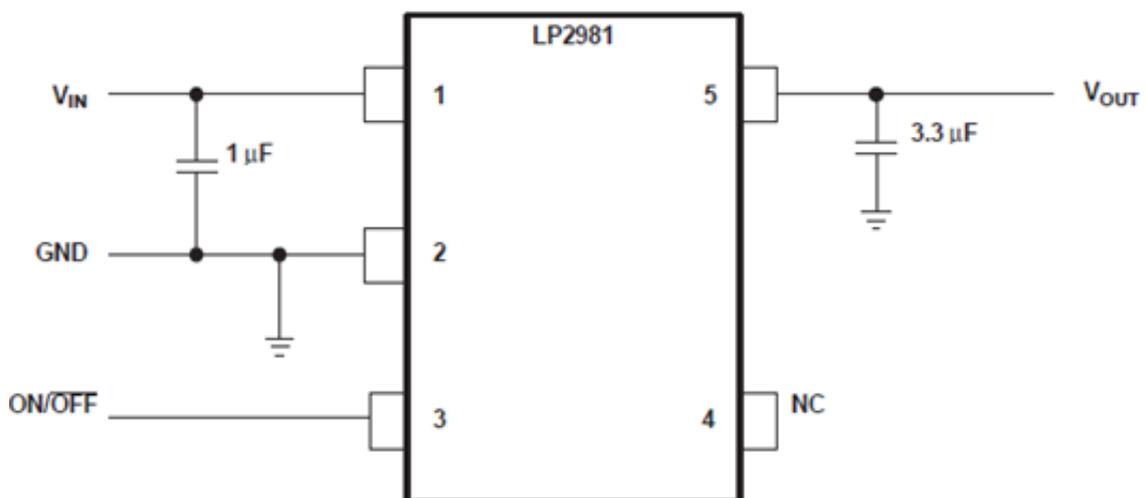


Figura 84. Aplicación recomendada por el fabricante para el LP2981

En la Figura 85 se aprecia el esquemático realizado. Éste implementa la configuración brindada por el fabricante.

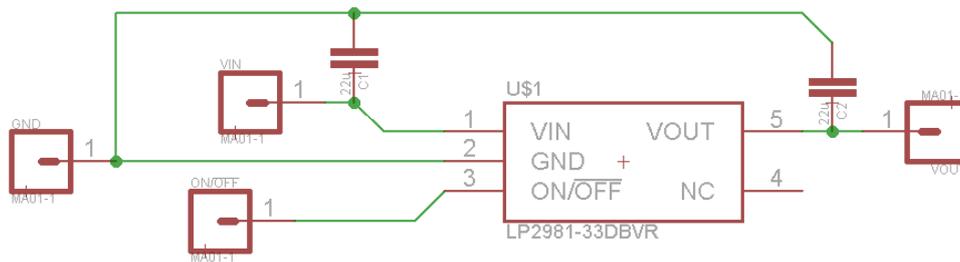


Figura 85. Esquemático del regulador LP2981 para su fabricación

El encapsulado utilizado es en tecnología SMD y es del tipo SOT23-5, apreciable en Figura 86 y Figura 87.

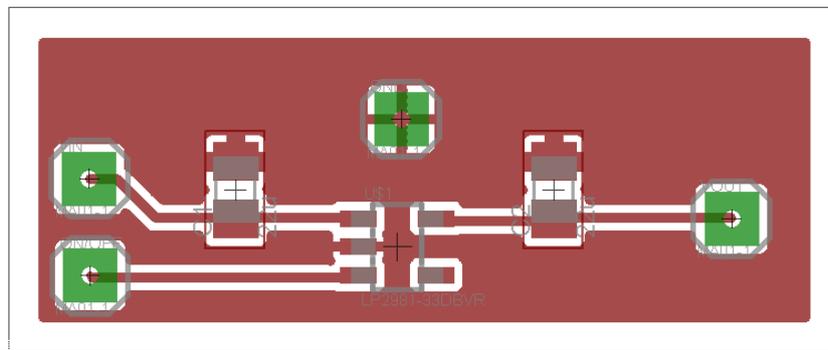


Figura 86. Circuito impreso de la implementación básica del LP2981



Figura 87. Circuito impreso fabricado para la implementación básica del LP2981

9.1.1.1 Ensayo

El ensayo realizado al impreso de la Figura 87 consintió en lo siguiente.

Se alimentó tanto el conector Vin como el Enable directamente desde una celda de Li-Ion con tensión de 4.0V.

La tensión a la salida se midió mientras se modificaba la carga en ésta a fin de ver posible caídas de tensión producto del aumento de consumo. Se confirmó la estabilidad de la tensión de 3.3V en un rango de corrientes menores a 100mA.

Se recomienda para un futuro diseño no utilizar este tipo de reguladores ya que requirieron como se mencionó antes, una diferencia de tensión entre la entrada y la salida no menor de 0.7V. Esto no es viable por tanto se debe usar otro regular como se describe a continuación.

9.1.2 Implementación del Regulador de 3.3V

9.1.2.1 Procedimiento de Diseño

A efectos de configurar la tensión de salida deseada, se debe conectar un divisor resistivo externo entre los pines VOUT, FB y GND.

Cuando la tensión de salida está regulada, el valor típico de tensión en el pin FB es de 500mV.

El valor máximo de tensión de salida recomendado es de 5.5V. La corriente por el divisor resistivo debe ser al menos cien veces superior a la corriente que circula por el pin FB. El valor típico de dicha corriente es de 0.01 μ A, y la tensión a través de la resistencia entre FB y GND, R2, es típicamente de 500mV. De los parámetros descritos anteriormente, el valor elegido para R2 debe ser inferior a 500 k Ω , para obtener una corriente por el divisor resistivo de al menos 1 μ A. El fabricante recomienda utilizar un valor de resistencia en el entorno de 200 k Ω .

De lo anterior, el valor de la resistencia conectada entre VOUT y FB, R1, dependiendo del valor de tensión deseada a la salida, queda determinado por la siguiente ecuación:

$$(39) R_1 = R_2 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right)$$

Para obtener una tensión de salida de 3.3V y utilizando un valor de 200 k Ω para la resistencia R2, se calcula el valor de R1 con la (39).

Por lo tanto los valores de las resistencias del divisor resistivo son:

$$R1=1.12M\Omega$$

$$R2=200 K\omega$$

9.1.2.1.1 Selección del Inductor

El TPS63000 requiere de la conexión de un inductor externo entre los pines L1 y L2, para estimar el valor del inductor el fabricante provee las siguientes ecuaciones:

$$(40) L_1 = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN1} - V_{OUT})}{V_{IN1} \times f \times 0.3A}$$

$$(41) L_2 = \frac{V_{IN2} \times (V_{OUT} - V_{IN2})}{V_{OUT} \times f \times 0.3A}$$

En ambas ecuaciones f corresponde a la mínima frecuencia de conmutación, que según la hoja de datos es de 1250kHz. La (40) define el mínimo valor de inductor en el modo step-down. V_{IN1} es la máxima tensión de entrada, que corresponde a la máxima tensión en bornes de la batería (4.1V). La (41) permite calcular la mínima inductancia necesaria en el modo step-up, V_{IN2} es la mínima tensión de entrada, fijada por la mínima tensión en bornes de la batería (2.6V).

El fabricante recomienda como mínimo valor del inductor al máximo valor obtenido en las (40) y (41). Utilizando los valores antes mencionados se obtuvieron los siguientes valores:

$$L1=1.7\mu H$$

$$L2=0.26\mu H$$

Por lo tanto el valor a utilizar para el inductor es de 1.7 μ H, cabe destacar que el fabricante define un rango recomendado para el inductor entre los 1.5 μ H y los 4.7 μ H.

9.1.2.1.2 Selección de los Capacitores

Capacitor de entrada

Se recomienda un capacitor de al menos $4.7\mu F$ para el capacitor de entrada, para mejorar el comportamiento transitorio del regulador, así como también reducir la interferencia electromagnética de todo el circuito de la fuente de alimentación. Dicho capacitor debe ser cerámico y debe ser colocado lo más cerca posible de los pines VIN y PGND.

Capacitor de Salida

Para obtener una estimación del valor del capacitor de salida se utiliza la siguiente relación:

$$(42) C_{OUT} = 5 \times L \times \frac{\mu F}{\mu H} = 8.5\mu F$$

Debe utilizarse un capacitor cerámico colocado lo más cerca posible de los pines VOUT y PGND. El valor calculado es el mínimo a utilizar. El capacitor de salida mantiene la estabilidad del lazo de control y no debe cumplir requerimientos mínimos de ESR (Resistencia Serie Equivalente), como es el caso en otros circuitos integrados similares. Tampoco existe un límite para el valor superior del capacitor de salida, valores altos conllevan un ripple menor en la tensión de salida, así como también caídas de tensión menores frente a variaciones en la carga.

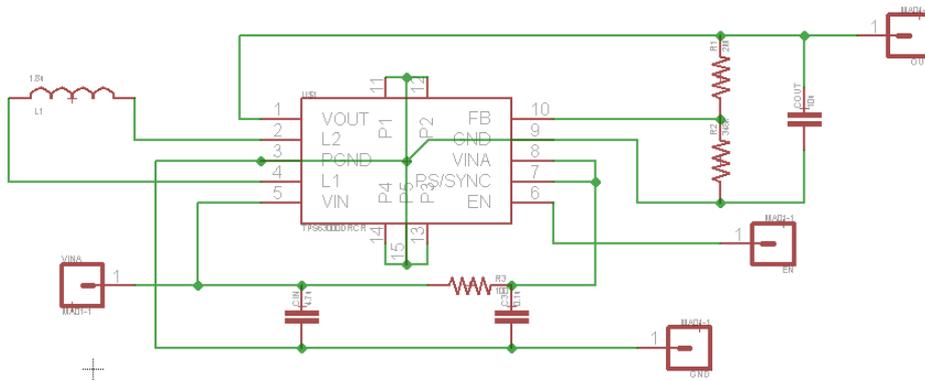


Figura 88. Esquemático realizado con la configuración básica brindada por el fabricante.

El diseño del circuito impreso se hizo bajo el diseño brindado por el fabricante en la Figura 62 y Figura 88

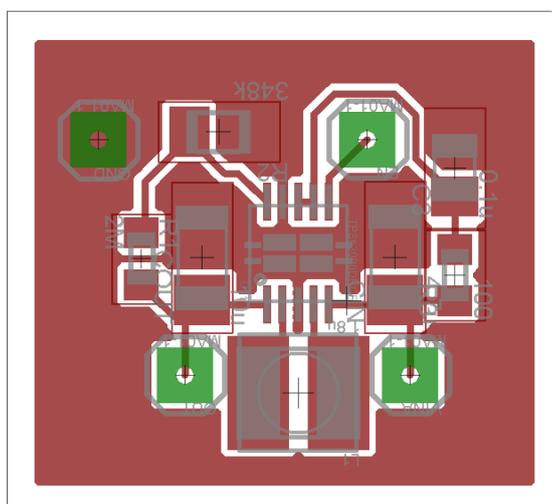


Figura 89. Circuito impreso, paso previo a la fabricación para el regulador 3.3V con el TPS63000

El encapsulado utilizado es el SON -10 para el TPS63000 apreciable en las Figura 89 y Figura 90.

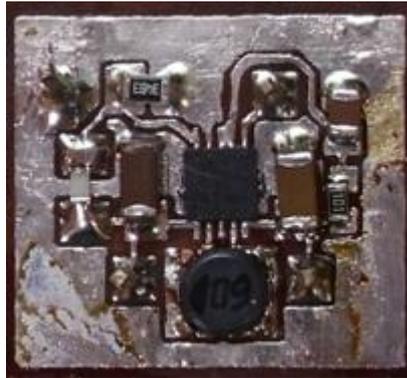


Figura 90. Circuito impreso fabricado para el regulador 3.3V con el TPS63000

9.1.2.2 Ensayo

Para el ensayo, se conectó el ENABLE con el conector de entrada. La alimentación fue suministrada por una fuente variable la cual se hizo fluctuar entre 1.8V y 5.5V, la salida se mantuvo constante en 3.28V al igual que la tensión en el conector FB en 0.54V.

Las pruebas consistieron en cargar al regulador de 3.3V con un potenciómetro, alimentando el sistema con una batería de Li-Ion. Se redujo el valor del potenciómetro a su valor mínimo, obteniéndose una carga de 8.1Ω . Se procedió a relevar la tensión en bornes del potenciómetro y la tensión del pin FB del TPS63000. Los resultados son detallados en la Tabla 14.

Tabla 14. Resultados del ensayo del Regulador de 3.3V

Resistencia de Carga	[Ω]	8.1
Tensión de Salida	[V]	3.29
Corriente de Salida	[A]	0.406
Potencia	[W]	1.34
Tensión del pin FB	[V]	0.496
Tensión de la Batería	[V]	3.9

Se observa que frente a un nivel de carga similar al consumo medio esperado, el regulador es capaz de mantener el nivel de tensión requerido con un error del 0.3%. La medida de tensión del pin FB indica que el regulador alcanzó el valor de equilibrio esperado.

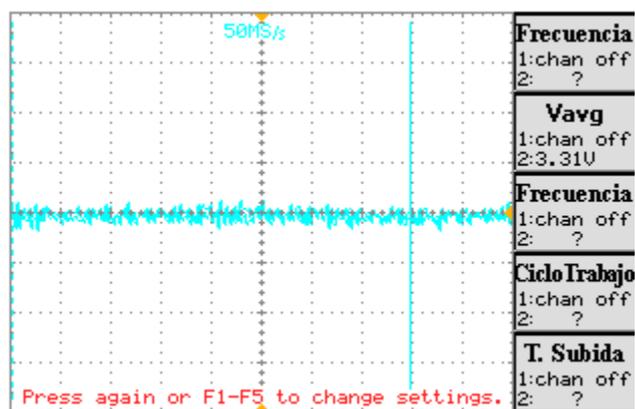


Figura 91. Tensión de salida del Regulador de 3.3V

La Figura 91, muestra la tensión de salida del circuito capturada con el osciloscopio, el ripple de la tensión se muestra en la Figura 92, se observa que su valor medio es de aproximadamente 3mV.

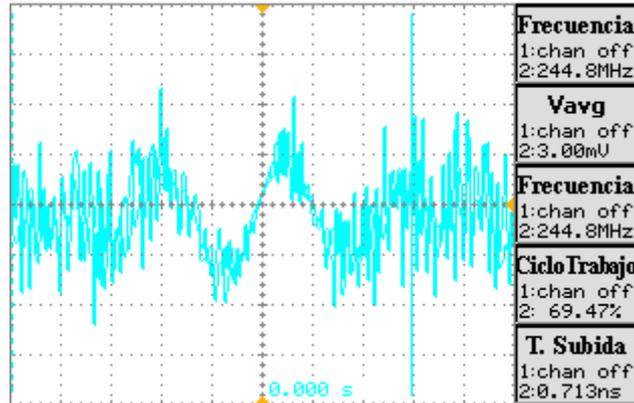


Figura 92. Detalle del ripple de la tensión de salida del Regulador de 3.3V.

Si se encuentra un camino de baja impedancia entre el conector GND y el conector L2 significa que el TPS63000 está estropeado, y debe cambiarse. Esto puede deberse al diseño del circuito impreso. Un mal diseño en este puede provocar picos de corrientes indeseados. Por ello es importante apearse a las recomendaciones del fabricante. Dado los resultados obtenidos este integrado es recomendable.

9.1.3 Primera aproximación hardware del MPPT

Para el desarrollo del MPPT se utiliza un TPS63000 de la mano de la configuración vista en 8.3.4.1.3 como se observa en la Figura 93.

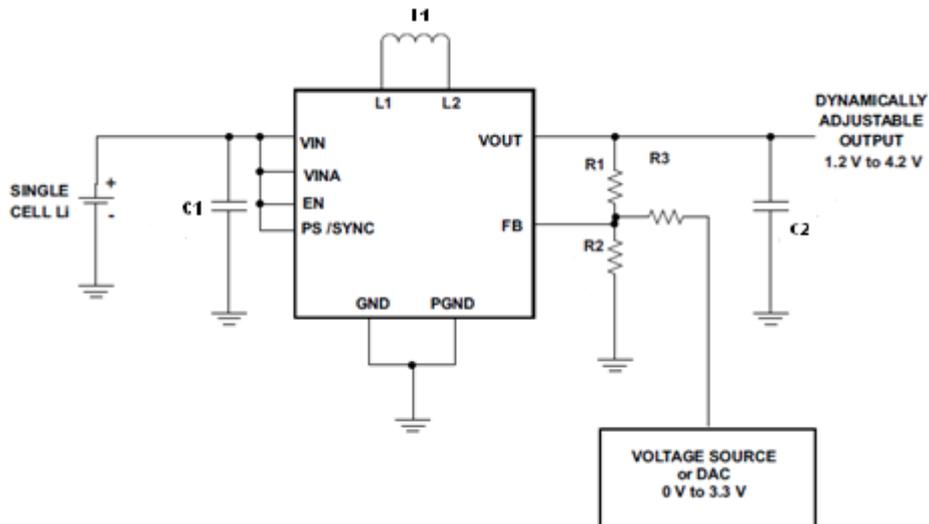


Figura 93. Configuración brindada por el fabricante.

En la Figura 93 se observa que en el conector FB del TPS63000 se conecta una fuente de tensión variable. En nuestro caso se implementa en el esquemático de la Figura 94 por medio del extensor VC, el cual será manejado por el microprocesador quien hará la parte lógica del MPPT. Modificando la tensión en VC se logra modificar la tensión en la salida del TPS63000 de forma lineal y estable.

La Figura 95 y Figura 96 presentan el diseño que se llevó a una plaqueta de circuito impreso, este diseño conlleva un inconveniente presentado en la larga separación de los componentes respecto al TPS63000 la cual puede generar inestabilidad en la corriente por el dispositivo. Dicha inestabilidad

9.1.3.1 Ensayo

El ensayo difiere respecto al del regulador de 3.3V diseñado con el TPS63000 en que se utilizó una señal variable entre 0V y 5V para alimentar el conector VC. El rango de tensiones para el cual el conector de FB se mantenía en 0.5V era para VC entre 1.8V y 4.3V. Por fuera de este intervalo la salida se dispara fuera de los rangos admitidos.

Habiendo utilizado los cinco TPS630000 adquiridos, de los cuales cuatro de ellos fueron dañados producto de un mal diseño en el PCB, es que no se pudo continuar con los ensayos pertinentes. El pedido de nuevas muestras, la corrección del PCB, la fabricación del mismo y por último el ensayo insumía tiempo del cual no se disponía.

Cabe destacar que el diseño utilizado para realizar el MPPT está abalado por el fabricante en la nota de aplicación [23], por lo que es de suponer que una vez realizado el PCB adecuado, el comportamiento del circuito sea el esperado.

9.1.4 Protección de Batería

Las baterías de Li-Ion como se menciona en la sección 8.3.2 precisan de cuidados específicos. Tanto cortocircuitos como sobre o baja tensión dañan de forma irreversible estas baterías. De allí la necesidad de utilizar protecciones dedicadas exclusivamente al monitoreo de estas. Con este fin se utiliza el integrado DS2764.

El DS2764 es un monitor de alta precisión para baterías de Litio-Ion con comunicación I2C desarrollado por MAXIM. Además de proteger a la batería, adquiere datos y los guarda en una memoria no volátil. Puede medir temperatura, corriente y tensión. Protege contra sobre o baja tensión, sobrecorriente o cortocircuito.

Para la medida de la corriente cuenta con una resistencia de 25mOhm interna o permite la conexión de una externa a tales efectos, dependiendo del modelo de integrado que se disponga.

La medida de la tensión se hace con una precisión de 4.88mV y la temperatura con 0.125°C. En el caso de la corriente se utiliza 12 bits, cuenta con una EEPROM de 40 Bytes.

Su consumo es muy bajo, cuando se encuentra en modo activo este consume como máximo 90uA y en modo dormido 2uA máximo.

Existen dos variantes del DS2764, una de ellas implementa el resistor de sensado de corriente en forma interna, mientras que en la restante dicho resistor debe ser conectado externamente. Dado que para medir la corriente por la batería y activar la protección frente a una sobrecorriente, el circuito mide la tensión en bornes de la resistencia de sensado. La elección de dicha resistencia define entonces el valor máximo de corriente que activa la protección. Para la versión con resistencia de sensado integrada, el valor máximo de corriente es de 2A.

El valor de tensión límite de sobrecarga es fijado por el fabricante, pudiendo tomar como valor máximo 4.375V o 4.3V, dependiendo del modelo que se elija.

En la fabricación y ensayos de la protección de la batería se utilizó el DS2764AE+025.

Tabla 15 Conectores del DS2764 y sus funciones básicas resumidas

Conectores	Función
CC	Protege la carga controlando un P-MOS
PLS	Terminal positivo del Pack
DC	Protege la descarga controlando un P-MOS
SNS	Conector de medida de corriente
PS	Encendido o apagado
IS2	Filtro pasabajos
IS1	Filtro pasabajos
SDA	Datos I2C
Vss	Alimentación
SCL	Reloj I2C
Vdd	Tierra
Vin	Medida de la tensión de la batería

Para comprender la funcionalidad de cada conector se recomienda observar la Tabla 15 de la mano de la Figura 98. La comunicación I2C permite leer y/o modificar registros de configuración que permiten modificar aspectos de funcionamiento de la protección.

El registro Protection Register Format almacena la información referente a las posibles condiciones que llevaría a la activación de la protección. La modificación del registro Status Register Format permite la activación del modo de bajo consumo, mientras que el registro Slave Address Format define la dirección en el bus I2C de la protección.

La memoria del DS2764 está formada por un bloque EEPROM y una memoria RAM que funciona como “espejo” de la memoria EEPROM. Esto elimina los retardos de programación entre escrituras y permite que el maestro verifique los datos, antes de que estos sean transferidos a la EEPROM. La Figura 97 esquematiza los protocolos de transferencia de datos basados en I2C. Estos son los protocolos de escritura/lectura que operan sobre la RAM y dos protocolos llamados Copy y Recall para la transferencia y lectura de datos hacia y desde la EEPROM respectivamente. La memoria EEPROM al ser no volátil puede almacenar datos relevantes de la batería a pesar de que la protección haya sufrido un corte en su alimentación.

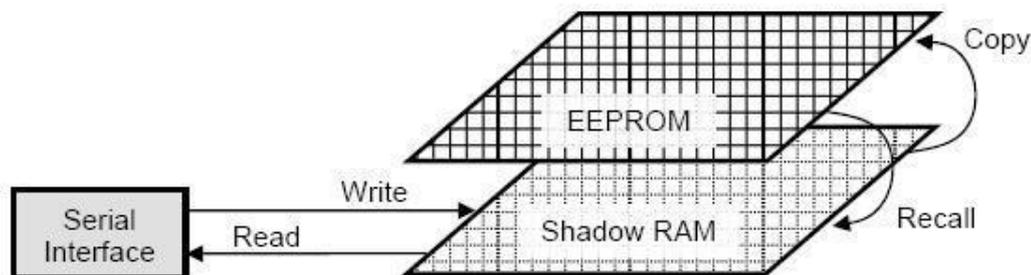


Figura 97. Diagrama de los protocolos de manejo de las memorias del DS2764.

Sumado a esto mediante la comunicación I2C se puede accionar un fusible el cual una vez cambiado este no permite la modificación de la EEPROM de ninguna manera. Obsérvese la resistencia interna de medida de corriente la cual solo está disponible según la variedad de integrado que se adquiera, además nótese el sensor interno de temperatura.

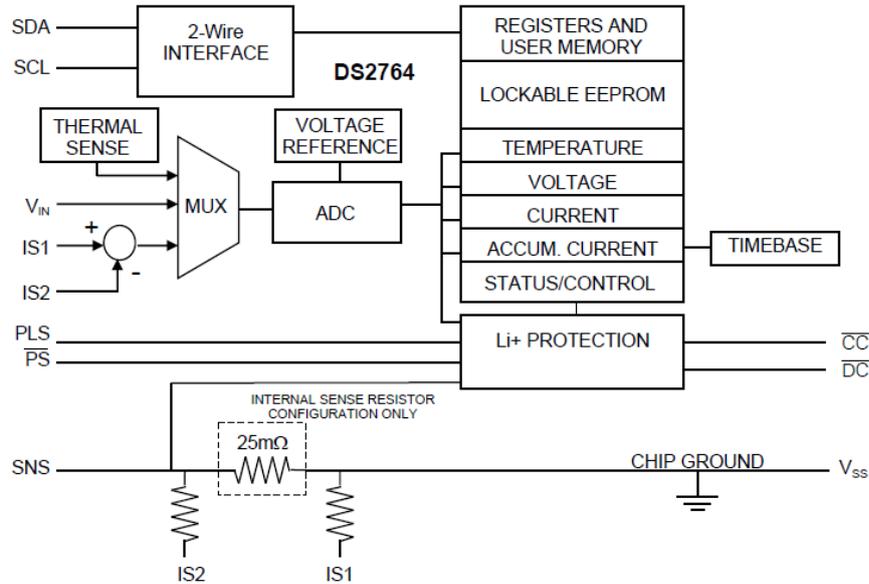


Figura 98. Estructura interna del DS2764. Nótese la resistencia interna de medida de corriente.

El DS2764 permite medir temperatura, corriente y tensión con una resolución suficiente para soportar la aplicación de monitoreo de carga y la capacidad remanente. La medida de la corriente es bidireccional.

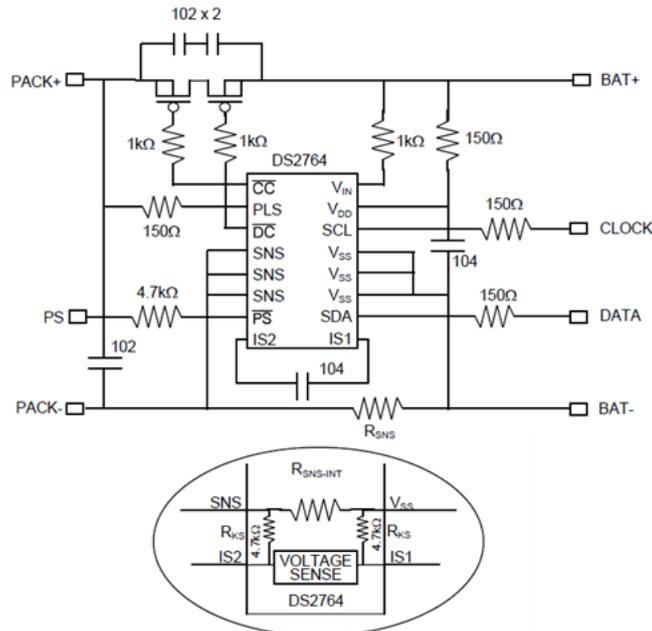


Figura 99. Configuración básica con Rsens externa, la cual es posible quitar si existe la Rsens-int.

Para la implementación de sus funciones es necesaria la utilización de dos transistores CMOS los cuales oficián de llave de corte para desacoplar la batería de la carga.

El circuito de la Figura 99 indica la conexión básica utilizada para proteger una batería de Li-Ion, esta debe ser conectada en los terminales con igual nombre y la carga en los terminales PACK. CLOCK y DATA son los terminales correspondientes a la conexión I2C y el terminal PS se utiliza para que el integrado entre en modo activo o de bajo consumo.

El sensado de corriente se hace mediante la resistencia interna destinada a este fin. Cuando el DS2764 detecta una de las fallas estipuladas, desconecta la batería de la carga accionando dos transistores

PMOS que están en serie entre la carga y la batería. Cualquier falla es marcada en los registros los cuales pueden ser leídos a través de I2C. Entre los conectores IS1 y IS2 se conecta un condensador que oficia de filtro pasa bajo junto a las resistencias internas de 4.7k, de esta manera el sensor de tensión puede medir la corriente por Rsens sin errores.

Para los transistores PMOS se utilizó el integrado IRF7324 creado por INTERNATIONAL RECTIFIER que se aprecia en la Figura 100.

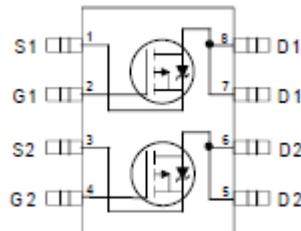


Figura 100. Estructura interna del IRF7324 y su diagrama de conectores.

En la Figura 101 se aprecia el esquemático realizado. Este implementa la configuración brindada por el fabricante.

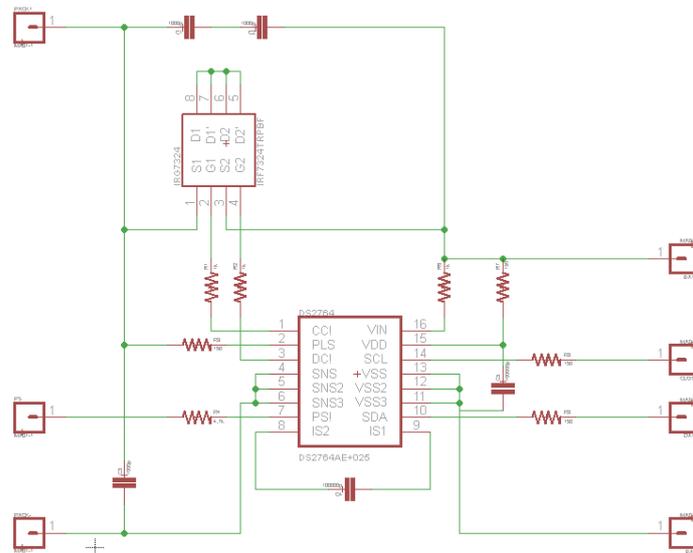


Figura 101. Esquemático sin Rsens externa para su fabricación en la configuración básica del DS2764 con el IRF7324.

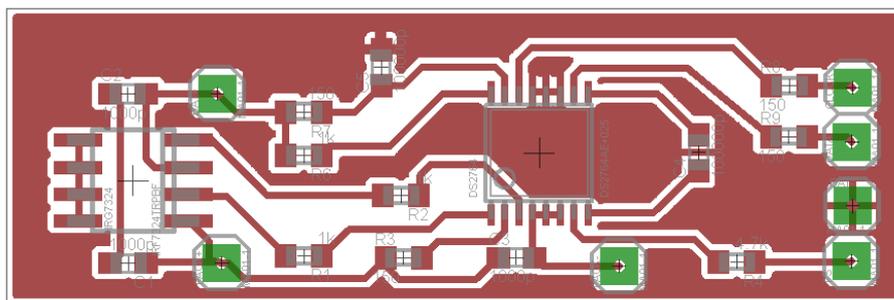


Figura 102. Circuito impreso de la implementación básica del DS2764 con el IRF7324 sin Rsens externa

Los encapsulados utilizados son TSSOP-16 para el DS2764 y SO-8 para el IRF7324 apreciables en las Figura 102 y Figura 103.

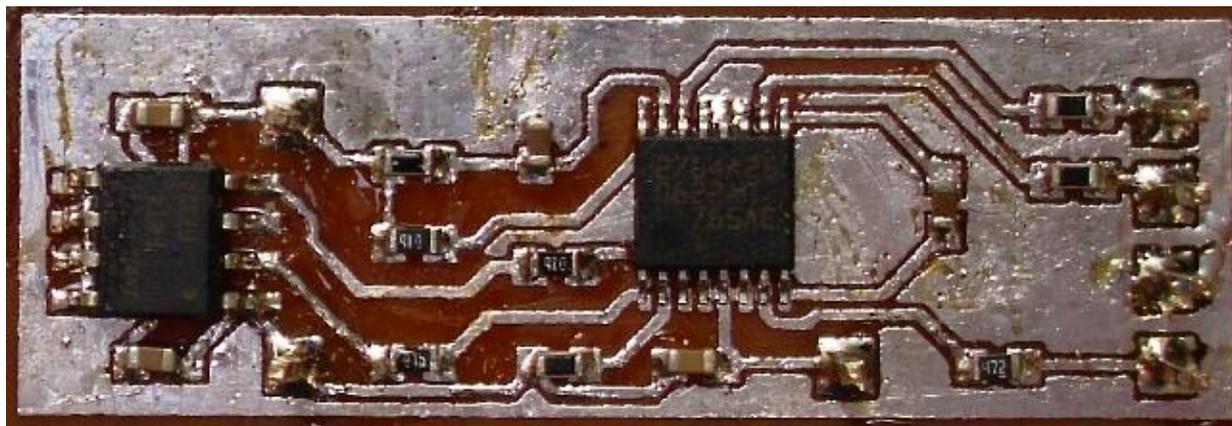


Figura 103. Circuito impreso de la implementación básica del DS2764 con el IRF7324 sin Rsens externa

9.1.4.1 Ensayo

El ensayo realizado al impreso de la Figura 103 consistió en el relevamiento de las tensiones máximas y mínimas admitidas en bornes de una batería de Li-Ion, así como las máximas corrientes de carga y descarga permitidas. Se conectaron BAT+ al polo positivo de una celda de Li-Ion y el BAT- al polo negativo. Para la medida de la corriente máxima de descarga I_{Dmax} se conectó un potenciómetro en los bornes PACK+ y PACK- de la protección. De esta manera fue posible reducir la resistencia conectada y aumentar la corriente entregada por la batería hasta alcanzar el punto de corte.

Para la medida de sobretensión V_{max} se conectó una fuente DC variable en las terminales PACK+ y PACK-, aumentando progresivamente su valor hasta alcanzar el límite de tensión máxima permitida por la protección. El valor de tensión mínima V_{min} se relevó sustituyendo la batería por una fuente de tensión DC variable, dicha fuente juega el papel de la batería. Al reducir la tensión en la fuente fue posible obtener el valor de V_{min} .

La Tabla 16 muestra los valores relevados y los estipulados por el fabricante.

Tabla 16. Ensayo DS2764AE+025 vs. Hoja de Datos

		Valores Relevados	Hoja de Datos		
			Mínimo	Típico	Máximo
Idmax	[A]	1.72	1.8	1.9	2
Vmax	[V]	4.26	4.25	4.275	4.3
Vmin	[V]	2.56	2.5	2.6	2.7

Los valores relevados están dentro de los intervalos definidos por el fabricante.

Se logró adquirir por medio de I2C con el microprocesador, la temperatura, la corriente y la tensión de la batería, además se logró modificar los registros de control.

9.1.5 Adquisición de Datos

La adquisición y manejo de datos de corriente tensión y temperatura del satélite son realizados por el SGE y luego enviados al SCP para ser enviados a la base en tierra.

Todas las medidas son realizadas por los 14 convertidores analógicos digitales disponibles en el microprocesador con resolución de 10 bits, exceptuando aquellos datos recabados por I2C.

9.1.5.1 Medidas de Corriente

La corriente es medida con la caída de tensión en una resistencia de bajo valor conectada en serie (Rsens) con el circuito a medir, ya que estos son proporcionales.

Con este fin se utiliza el integrado MAX4372 creado por MAXIM. Es un sensor de corriente con amplificación integrada. Con un consumo de 30uA.

Como la tensión de entrada es muy baja esta puede verse afectada por corrientes parasitas por tanto un filtro pasa bajos es necesario en la entrada con se ve en la Figura 104.

Los integrados MAX4372 vienen en tres versiones T = 20V/V o F = 50V/V o H = 100V/V. Se cuenta solo con los de tipo F (50V/V)

Tomando como máxima salida de tensión para el MAX4372 2V se tiene una caída de tensión máxima en la Rsens de $2/50 = 0.04$. El límite de 2V surge de dos puntos. El primero es mantener un margen respecto a la tensión de alimentación de 3.3V permitiendo excederse de los 2V si las corrientes a medir o las Rsens varían por causas accidentales. El segundo punto es para mantener una caída de tensión máxima en Rsens menor al 2%. Para seleccionar las Rsens adecuadas según el sistema a medir léase la Tabla 17.

Tabla 17 Calculo para la elección en la Rsens a utilizar para las diferentes medidas de corriente.

Sistema	Pmax (mW)	I _{max} (mA)	I _{margin} (mA)	R _{sen} (ohm)	I _{min_medible} (mA)	Psop (W)
SCP	242	73	200	0,2	0,32	0,008
SCM	1500	554,5	2000	0,02	3,22	0,08
SPA	335	101,5	500	0,08	0,81	0,02
PL	631	191	500	0,08	0,81	0,02
Celdas serie	1670	506,00	1000	0,04	1,61	0,04
Batería	1650	500,00	500	0,08	0,81	0,02

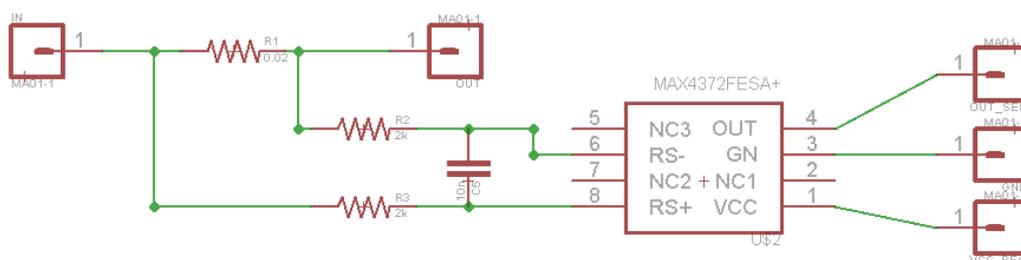


Figura 104. Esquemático de prueba para el medidor de corriente MAX4372

El encapsulado utilizado es el SO-8 para el IRF7324 apreciables en las Figura 105 y Figura 106.

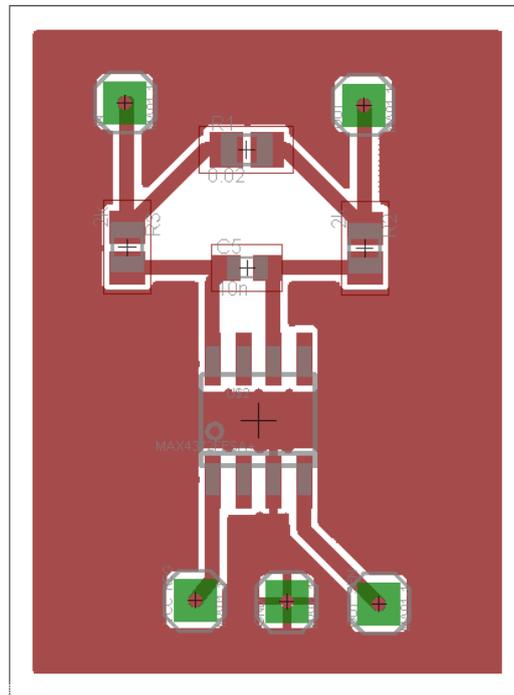


Figura 105. Circuito impreso de prueba para el medidor de corriente MAX4372

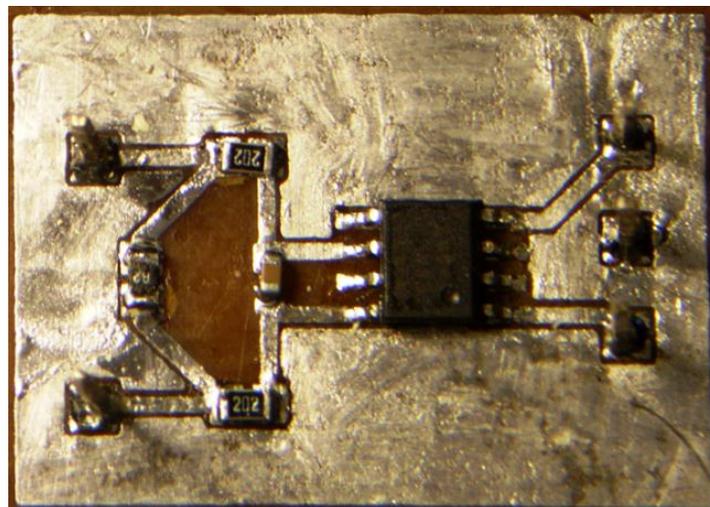


Figura 106. Plaqueta de prueba para el medidor de corriente MAX4372

9.1.5.1.1 Ensayo

En este caso la plaqueta a ensayar cuenta con una R_{sens} de 0.2 ohm con lo cual las corrientes para medir rondaran entre 0 y 200mA. Se creó un circuito externo de manera de ir variando una resistencia para obtener corrientes de este orden para así hacerlas circular de forma positiva por R_{sens} . El MAX4372 se alimentó con una celda de Li-Ion. Se puede apreciar el relevamiento de los datos en la Figura 107, comprobando de esta manera la linealidad del sensor.

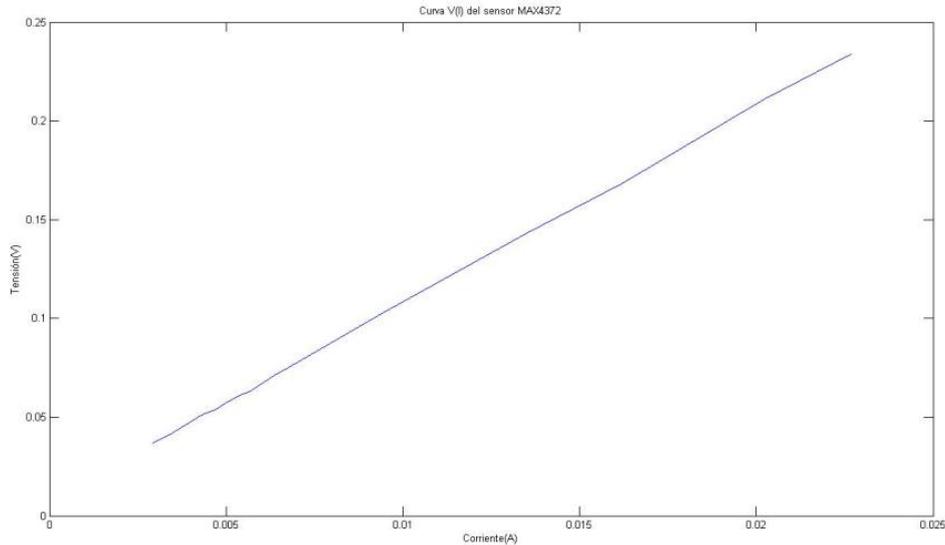


Figura 107. Corriente por R_{sens} VS Tensión a la salida del MAX4347

9.1.5.2 Medidas de Tensión

Todos las tensiones que ingresen al microprocesador deben estar por debajo de 3.3V por tanto para ello se utilizaran divisores resistivos de altos valores en sus resistencias para obtener corrientes pequeñas y disminuir el consumo.

Para tomar un margen suficientemente seguro se tomara el doble de tensión de alimentación como posible tensión a medir (6.6V) haciendo necesario utilizar dos resistencias de igual valor para el divisor resistivo, obteniendo la mitad de tensión. Un valor adecuado es 1Mohm.

Las tensiones a medir serán:

- Tensión de cada cara del satélite.
- Tensión de las baterías.
- Tensión antes de los puertos

9.1.5.3 Medidas de Temperatura

Basándose en el análisis térmico realizado en la sección 6.4 se colocaran seis sensores de temperatura que se observan en la Figura 108. Cuatro de ellos irán en los vértices de manera de formar un tetraedro regular de aristas con las diagonales de cara del cubo. Los otros dos sensores irán en los módulos que se encuentren más en la periferia interna del satélite.

Además de estos sensores, se encuentran lo integrados dentro del DS2764 que ofician de protección de las baterías, por ende hay 2 sensores más.

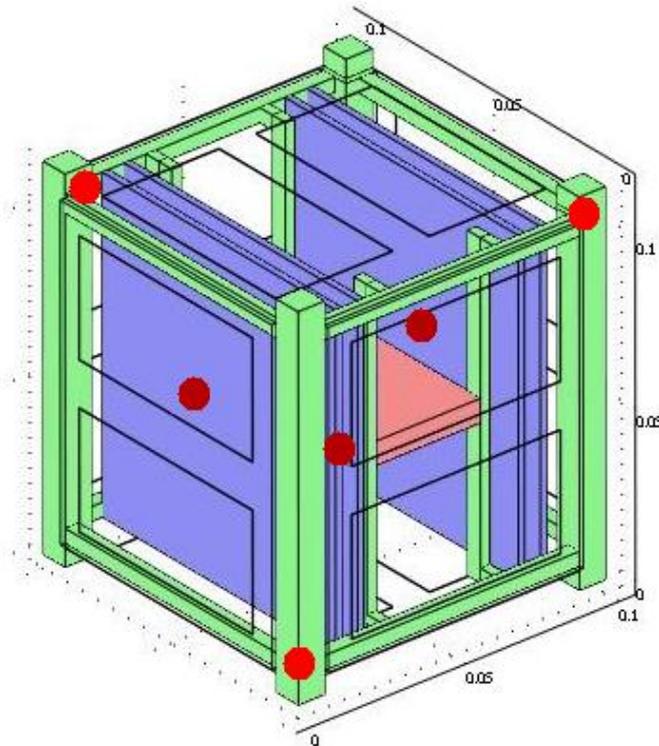


Figura 108. Ubicación de los sensores térmicos en el satélite. Aquellos de color opaco se encuentran tras la estructura.

El sensor de temperatura a utilizar es el LM20, fue diseñado por NATIONAL SEMICONDUCTOR. Este opera entre -55°C a 130°C y entre 2.4V y 5.5V. La función de transferencia es prácticamente lineal (observar Figura 109) con leves no linealidades en los extremos de la escala del orden de 0.4%. El consumo es menor a 10uA.

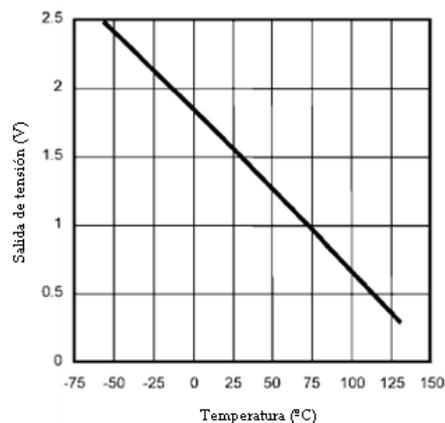


Figura 109. Curva Temperatura vs Salida de tensión.

La implementación del circuito de prueba es muy sencillo, solo se requiere un condensador para eliminar ruido a la entrada del sensor como se aprecia en la configuración básica provista por el fabricante en la Figura 110. Seguida de esta, en la Figura 111 se encuentra el esquemático realizado con la configuración anterior.

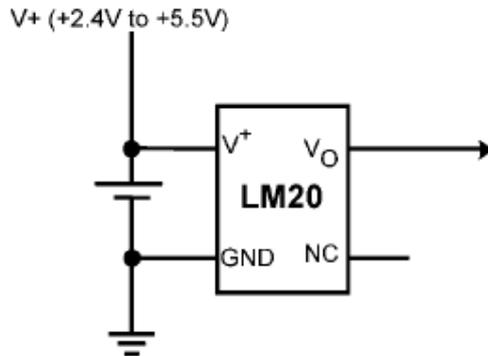


Figura 110. Configuración básica de uso para el LM20.

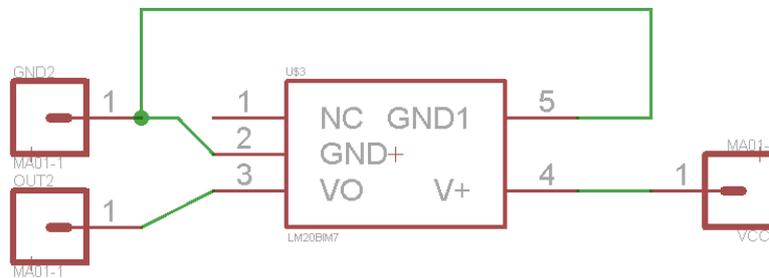


Figura 111. Esquemático para el ensayo del LM20.

El encapsulado utilizado es el SC70 para el LM20, apreciable en las Figura 112 y Figura 113. No es el SOT23-5 ya que este último es más grande.

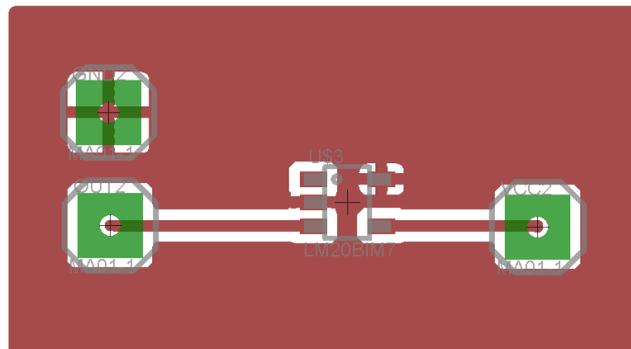


Figura 112. Circuito impreso para el ensayo del LM20.

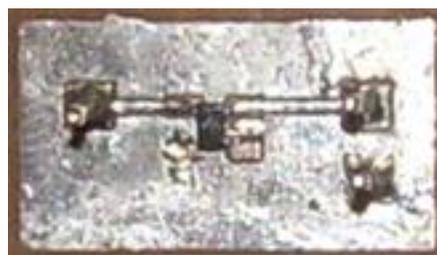


Figura 113. Circuito impreso de prueba fabricado para el ensayo del LM20.

9.1.5.4 Ensayo

El ensayo de este módulo consistió en el relevamiento de la curva tensión contra temperatura asociada al componente. La expresión teórica que vincula el voltaje de salida con la temperatura, de acuerdo a la hoja de datos es,

$$(43) T = 1.481.96 + \sqrt{2.1962 \times 10^6 + \frac{(1.8639 - V_o)}{3.88 \times 10^{-6}}}$$

Donde T se expresa en °C y Vo en Volts.

La Figura 114 muestra los valores relevados y la curva teórica del dispositivo

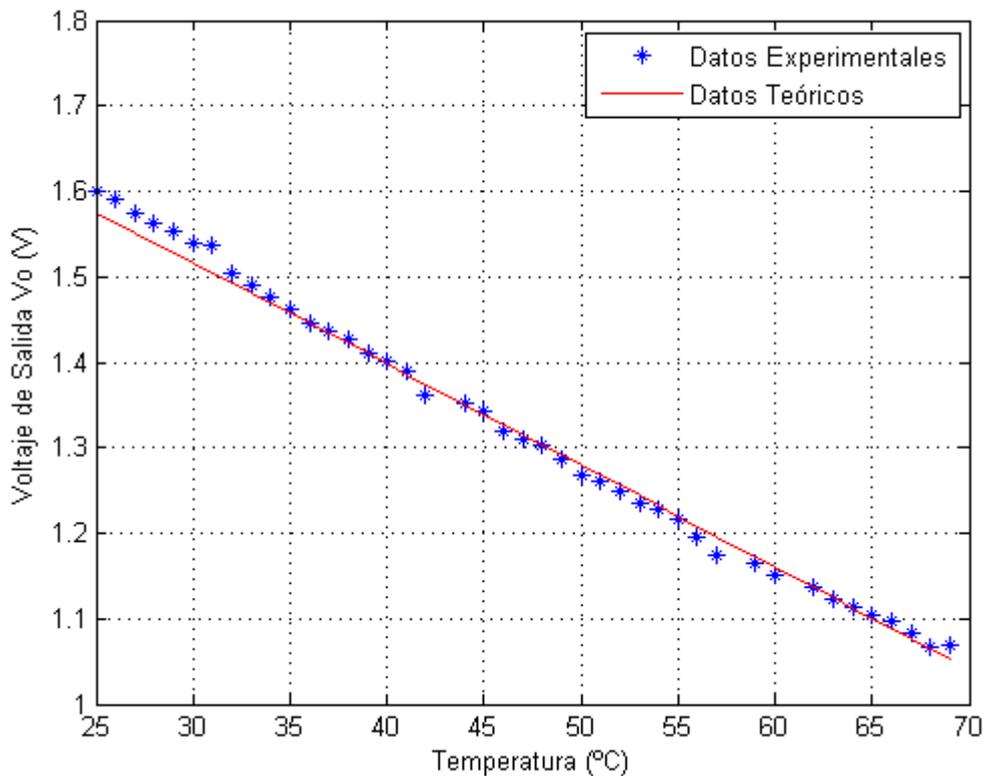


Figura 114. Curvas comparativas entre los valores relevados y la curva teórica del LM20

9.1.1 Puerto de Alimentación [9]

Cada módulo debe usar un puerto el cual está compuesto por dos funciones básicas, protección autónoma contra sobrecorriente o cortocircuitos y sensor de corriente. La única diferencia entre los distintos puertos es la corriente máxima que son capaces de limitar y medir.

Un puerto está compuesto por 2 integrados, el TPS203X (protección), el MAX835 (latch) y el sensor de corriente.

Cuando una sobrecorriente es detectada por el TPS203X este limita la salida de corriente forzando su conector OC a tierra. El MAX835 compara la señal anterior con su referencia, si la señal es menor que su referencia interna entonces fija su salida por bajo, apagando el TPS203X ya que está conectado al Enable de este último. De esta manera se apaga el puerto cuando se detecta una falla. El Enable puede ser habilitado por el microprocesador. Si bien en este caso está implementado por medio de una función lógica OR con dos diodos, también se puede usar compuertas AND como las SN74LVC08ADR.

Una vez que el MAX835 desactiva al TPS203X, no lo dejara funcionar nuevamente si no se da un pulso en su conector Clear el cual será dado por el microprocesador o en su defecto puede ser implementado con un circuito astable como el TLC555

9.1.1.1 TPS203X

El TPS203X es una familia de integrados creado por TEXAS INSTRUMENTS. Estos son llaves para el control de cortocircuitos y sobrecorrientes.

Sus características principales son:

Protección térmica y contra cortocircuitos

Salida lógica dando aviso por falla

Rango de tensión de operación 2.7V a 5.5V

Conector Enable

Consumo en modo latente 10mA

Tabla 18 Familia de TPS203X con sus corrientes de protección

Integrado	Corriente de CC (A)
TPS2030	0,3
TPS2031	0,9
TPS2032	1,5
TPS2034	2,2

Dentro de la familia de los TPS203X se encuentran cuatro variantes según la corriente de cortocircuito que son capaces de limitar. (Ver Tabla 18). En conjunto con la Tabla 17 se determina que TPS usar para cada puerto. Para todos los puertos se usan el TPS2030 con excepción del SCM que utiliza el TPS2034.

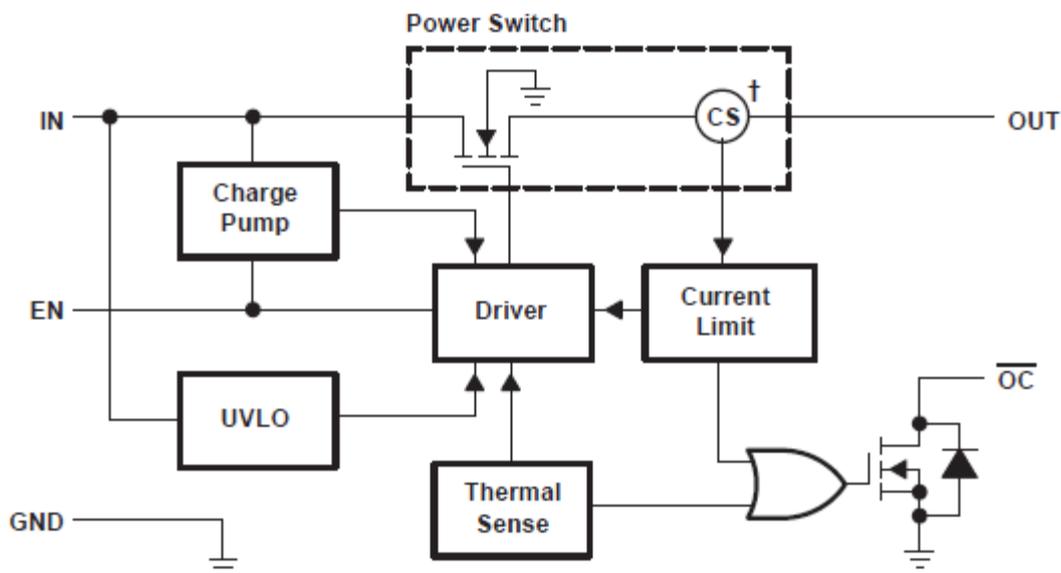


Figura 115. Estructura interna del TSP203X

El TPS203X individualmente funciona como sigue. Al sobrepasar la corriente estipulada éste marca falla en OC como se mencionó anteriormente. Pero sigue funcionando elevando su temperatura producto de la corriente que pasa a través de él. El sensor interno de temperatura entra en acción (ver Figura 115) limitando la corriente que pasa por él, llegando al resultado final de corte.

9.1.1.2 MAX835

El MAX835 es un integrado creado por MAXIM, básicamente es un Latch como se aprecia en la Figura 116.

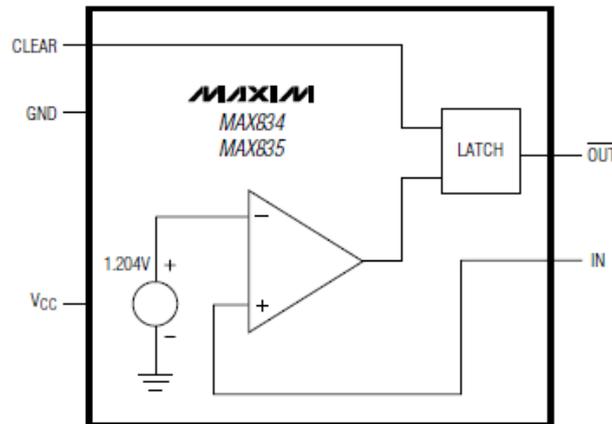


Figura 116. Estructura interna del MAX835

Colocando un divisor resistivo se consigue modificar la tensión (V_{trip}) por la cual el MAX835 pone su salida en bajo, ya que él compara la entrada con un valor fijo V_{th} de 1.204V. Ver Figura 116 y Figura 117.

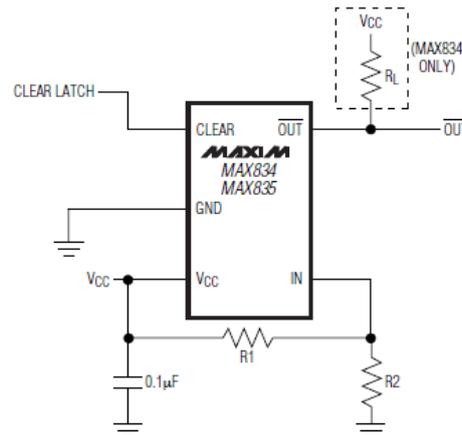


Figura 117. Configuración básica para el MAX835

Cuando V_{mon} cae por debajo de V_{trip} la salida queda por bajo y permanece allí (incluso si V_{mon} sube por encima de V_{trip}), hasta que Clear reciba un pulso de al menos 1µs con $V_{mon} > V_{trip}$. Ver Figura 118.

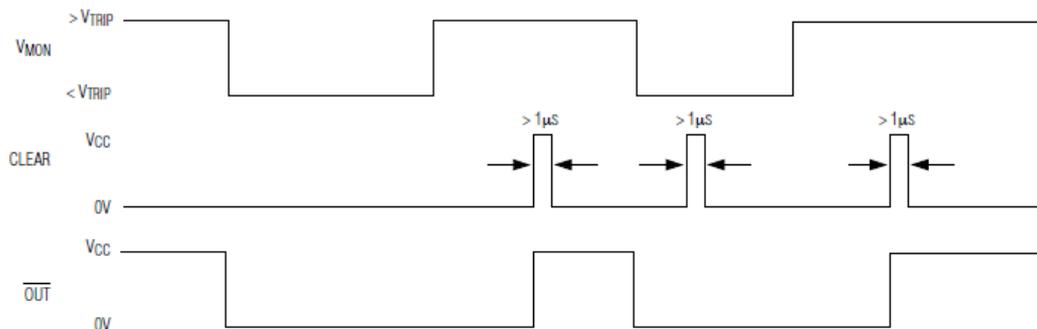


Figura 118. Forma de onda y esquema de funcionamiento el MAX835

El esquemático de fabricación para un puerto, en particular para el SCP es el que se aprecia en la Figura 119.

9.1.1.3 Diseño del Puerto

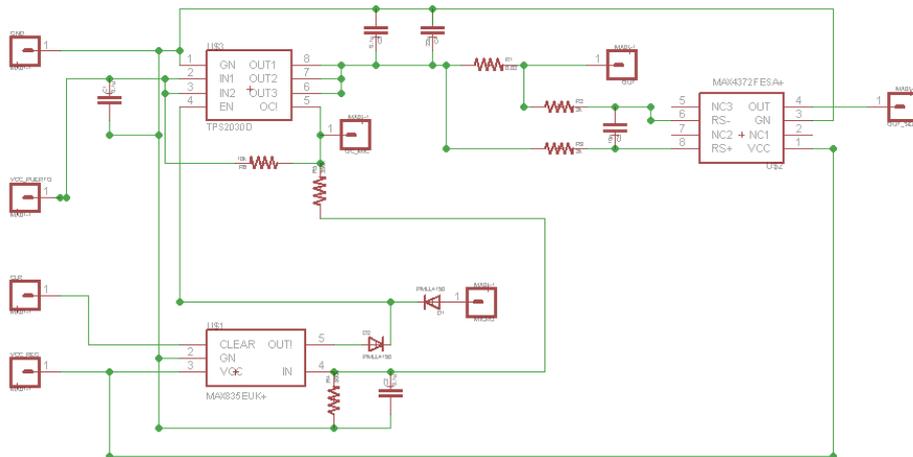


Figura 119. Esquemático para la fabricación de un puerto de alimentación de un módulo.

Los encapsulados utilizados son el SO-8 para el MAX4372 y el TPS2030, y SOT23-5 para el MAX835. Apreciables en las Figura 120 y Figura 121.

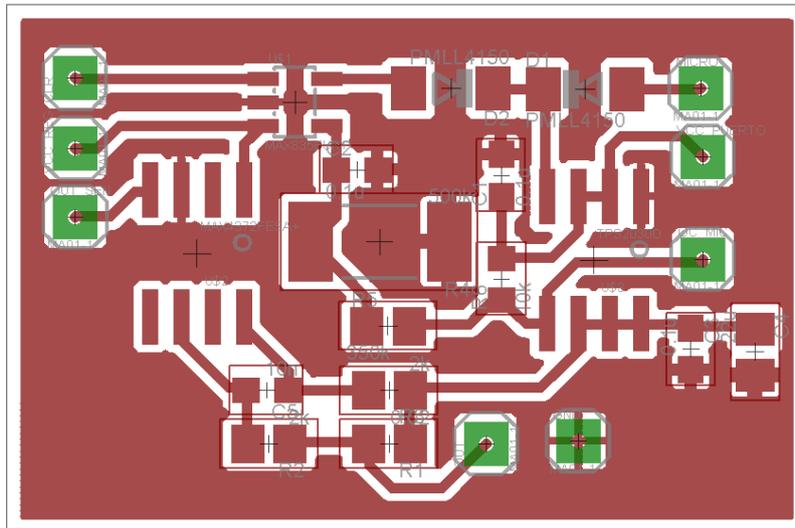


Figura 120. Circuito impreso para la fabricación de un puerto de alimentación de un módulo.

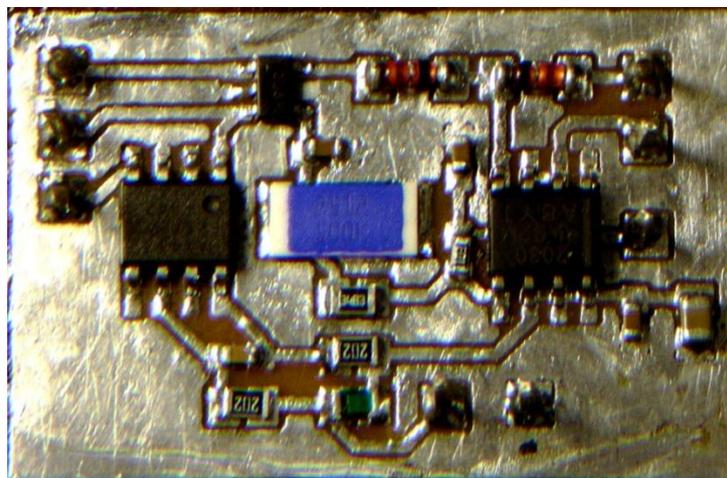


Figura 121. Circuito impreso fabricado de un puerto de alimentación.

9.1.1.4 Ensayos

El Sistema se alimentó con una celda de Li-Ion y se conectó una carga variable formada por dos potenciómetros en paralelo de 1Mohm cada uno a la salida del puerto. Estando circulando corrientes menores a 200mA se dio un pulso en CLEAR del MAX835 para dejar el sistema pronto para su funcionamiento normal. Una vez hecho esto, se procedió a disminuir las resistencias de forma pareja aumentando la corriente a través del puerto. Cuando la corriente excedió los 200mA, el TPS2030 bajó el pin OC y el MAX835 bajó el ENABLE del TPS2030 cortando la alimentación.

En este estado se colocó en nivel alto el conector MICRO, subiendo el ENABLE del TPS2030 permitiendo el drenado de corriente nuevamente. Esto provocó un calentamiento en el TPS2030 punto de limitar él mismo la corriente hasta cortarla. Las temperaturas alcanzadas bajo estas circunstancias pueden llegar a ser peligrosas.

Se aumentó de nuevo la resistencia en la carga disminuyendo la corriente y se dio un pulso por alto al CLEAR del MAX835 esto subió el ENABLE del TPS2030 permitiendo su normal funcionamiento nuevamente.

Por tanto el puerto funciona de acuerdo al diseño realizado.

9.1.1 Microprocesador y Sistema Digital

El microprocesador deberá dar órdenes lógicas en los conectores de encendido de determinados sistemas, así como recibir señales lógicas indicando el estado de otros integrados. Por otro lado se encuentran las señales que ingresarán a los convertidores analógico-digitales.

Deberá contar con al menos 10 bits de precisión en los convertidores analógico-digitales (ADC), soportar ser esclavo y maestro en I2C. Así como poder ser alimentado con una tensión de 3.3V y tener un modulador por ancho de pulso (PWM) y soportar un rango de temperaturas extendido.

Deberá tener como primera aproximación tantos conectores como se indica en la Tabla 19 en la Tabla 20 y en la Tabla 21.

Tabla 19 Cantidad de conectores necesario en el microprocesador según órdenes a dar.

Orden desde micro	Conector	Cantidad
Regulador 3.3V	EN	1
MPPT	PWM	1
Puertos	EN, CL	8
Protección de batería	PS	1
Regulador 3.3V anexo	EN	1
Multiplexor de ADC	S	1
Latch	OE, LE	2
TOTAL		15

Tabla 20 Cantidad de conectores necesario en el microprocesador según señales a observar.

Orden hacia micro	Conector	Cantidad
Puerto (OC)	OC	4

Tabla 21 Señales analógicas a digitalizar por el microprocesador

Recibe el ADC del micro	Sectores	Cantidad
Corriente		
	Puerto	4
	Paneles	5
	Batería	2
	MPPT	1
Tensión		
	Paneles	1
	MPPT	1
	Regulador 3.3V	1
Temperatura		6
	TOTAL	21

Una primera aproximación nos dice que el microprocesador debe tener un mínimo de 40 conectores.

Otra consideración a tener en cuenta es el tipo de memoria que este debe tener. Las memorias FLASH son más propensas a sufrir modificación producidas por impacto de partículas de alta energía en el espacio. Es recomendable utilizar memorias no volátiles del tipo OTP (“one time programmable”). Sin embargo para realizar ensayos y pruebas durante el desarrollo del satélite se recomienda no utilizar las OTP sino las FLASH, no así para el diseño final que será puesto en órbita.

El microprocesador seleccionado es el PIC16F887 desarrollado por la compañía MICROCHIP. Algunas de sus características más importantes son:

- Memoria FLASH de 14 KB
- 14 convertidores analógicos digitales de 10 bits
- Rango de temperatura de -40 a 125°C
- Rango de tensión de alimentación 2 a 5.5V
- Comunicación por I2C
- Tiene 44 conectores

La cantidad de ADC es menor a las 21 señales a digitalizar, por tanto se utiliza un multiplexor de 1:2x12 SN74CBTLV16292 fabricado por TEXAS INSTRUMENTS. Usando este integrado quedan vacantes 3 conectores del multiplexor y quedan libres 3 ADC del microprocesador.

Todas las salidas lógicas del microprocesador no irán directo a su destino. Antes pasarán por un Latch, de forma de fijar estas señales en caso que el microprocesador falle, así el resto de los sistemas quedarán funcionando con su última configuración marcada. El integrado para usar en este caso es el SN74LVTH162373 creado por TEXAS INSTRUMENTS.

9.1.1.1 Programación del Software del Microprocesador

El desarrollo del software del microprocesador fue uno de los elementos que insumió mayor tiempo. Para su creación y debugging se utilizó un PICkit 2 Debug Express (Figura 122).



Figura 122. PICkit 2 Debug Express: PIC16F887, programador/debugger, cable de datos y software.

Tras su compra hubo una primera etapa de trabajo relacionado con la interiorización del manejo de esta herramienta. Luego se procedió a intentar programar cada una de las funcionalidades necesarias en el firmware final de forma modular. Estos módulos en líneas generales fueron: Convertidor A/D, Comunicación I2C, salida PWM y MPPT.

Una ingrata sorpresa fue descubrir que si bien el paquete del PICkit trae consigo gran cantidad de software, las versiones de todos los compiladores de C eran versiones de prueba y recortadas. Su principal limitación radicaba en el manejo de memoria del microprocesador, restringiendo la capacidad de localización de los programas en dos de los cuatro bancos de memoria presentes en el chip. Del software disponible en el Kit, se eligió para la programación el compilador de lenguaje C, PICC LITE V9.60PL2 de la firma HI-TECH.

La comunicación I2C fue uno de los mayores desafíos dado que las librerías del compilador presentaban problemas de compatibilidad con este modelo de chip y hubo que reacondicionarlas para un correcto funcionamiento.

Las pruebas individuales de cada una de las funcionalidades fueron satisfactorias, pero se presentó un problema al momento de realizar la integración final de todos los módulos: la memoria del chip. De acuerdo a lo mencionado anteriormente, el compilador no aprovechaba todas las posibilidades del micro. Por lo que, sabiendo que cada parte del programa corría sin problema, se buscó utilizar la última versión completa del compilador (V9.81), sin restricciones. La misma fue instalada en modo de prueba por 45 días a efectos de verificar si esto podría resolver el problema que se estaba teniendo.

Lamentablemente, la versión totalmente funcional arrojaba otros errores de compilación no relacionados con la memoria del chip. Incluso, para aquellas partes de programa que corrían correctamente compiladas con la versión LITE, al utilizar la versión FULL daban error de compilación. Se buscaron y probaron diversas versiones previas a la última lanzada por la compañía (STD V9.60, STD V9.60PL2, V.9.60PL3, V9.65PL1, V.9.71a y V9.80), pero no se obtuvieron resultados satisfactorios. El

foro en línea del producto tenía una consulta sobre un error similar y la respuesta por parte de la empresa fue que se debía probar con una versión previa del compilador.

En resumen, cada uno de los módulos del firmware fue creado y testeado satisfactoriamente. El firmware completo, donde todos esos módulos se unen, fue realizado y testeado por partes (comentando partes del código para que entrase en memoria) no siendo posible realizar una prueba total.

Recomendamos fuertemente se considere utilizar un compilador alternativo para futuros proyectos de desarrollo visto que no es buena referencia la no interoperabilidad del software de una misma empresa al lanzar nuevas versiones al mercado.

9.1.1.2 Software del Microprocesador (Firmware)

La correcta integración de los diversos componentes de hardware de esta aplicación tiene como pilar fundamental un microprocesador como se mencionara anteriormente. Basado en lo discutido en la sección 8.4 tenemos que el firmware básicamente consta de dos rutinas principales: el bucle principal y la rutina de interrupciones.

Una funcionalidad que incluye este microprocesador (PIC16F887) es la de programar interrupciones periódicas, esto es de utilidad para la recopilación de los datos. En cada interrupción periódica se genera un vector con los datos de mantenimiento el cual queda disponible para su envío vía I2C. A su vez esta información resulta de gran importancia para la implementación del algoritmo de cálculo que da por salida un voltaje de control para el MPPT, como se viera en la Sección 8.4.4.3.1.

La información relevada ingresa al micro de dos formas diferentes, parte por I2C y parte por las entradas analógicas muestreadas por el convertidor AD del chip. Visto que existe un único ADC la conversión se multiplexa entre los distintos pines de entrada lo cual da los 14 conectores de ADC.

El PIC carece de salidas analógicas programables, sin embargo puede programarse una modulación por ancho de pulso (PWM) a la salida de ciertos pines. Esta señal luego se filtra obteniéndose un nivel de tensión continua programable a la salida.

A continuación un resumen de las principales funciones implementadas en el microprocesador,

Inicialización Entradas y Salidas

Nombre: `init_io(void)`

Descripción: Inicialización de los puertos de entrada y salida del microprocesador.

Inicialización ADC

Nombre: `init_adc(void)`

Descripción: Inicialización del convertidor análogo digital.

Control del PWM

Nombre: `init_pwm(floatVmppt)`

Descripción: Programa la salida PWM en un cierto nivel de tensión Vmppt.

Testeo de bit n-ésimo

Nombre: `test_bit(char variable, intbit_n)`

Descripción: Analiza el *bit* n-ésimo de *variable* y devuelve un "0" o un "1" según corresponda.

Convertidor Decimal a Binario

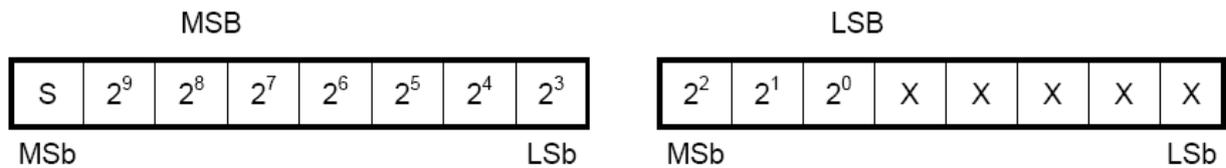
Nombre: *dec2bin(int decimal, char *binary)*

Descripción: Convierte un decimal a binario.

Convertidor Binario a Decimal para datos de 10 bits

Nombre: *byte2char10(char HIGH, char LOW)*

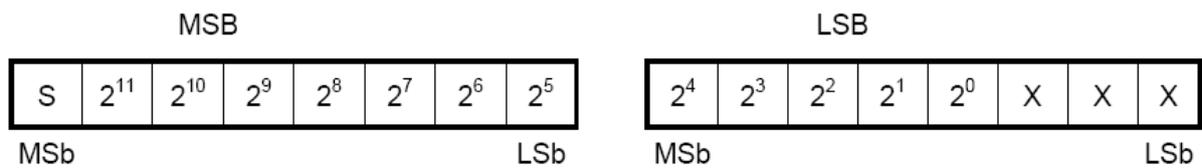
Descripción: Convierte de binario a decimal los datos de 10 bits con signo



Convertidor Binario a Decimal para datos de 12 bits

Nombre: *byte2char12(char HIGH, char LOW)*

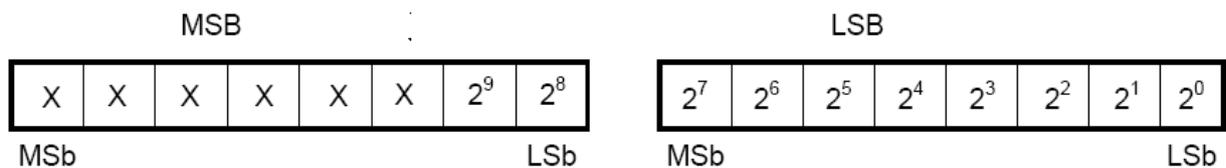
Descripción: Convierte de binario a decimal los datos de 12 bits con signo



Convertidor Binario a Decimal para datos del convertidor AD 10 bits (sin signo justific. a la derecha)

Nombre: *byte2char10AD(char HIGH, char LOW)*

Descripción: Convierte de binario a decimal los datos provenientes del convertidor A/D de 10 bits (sin signo justificado a la derecha)



Retardo

Nombre: *__delayus(unsigned int td)*

Descripción: Función retardo en us.

I2C - Inicio

Nombre: *i2c_Start(void)*

Descripción: Envía la condición de inicio
Se asegura que el bus de DATA esté en alto generando la condición de inicio de transmisión de datos I2C.

I2C - Finalización

Nombre: *i2c_Stop(void)*

Descripción: Envía la condición de finalización de la comunicación I2C DATA bajo-alto mientras el reloj (clock) está alto.

I2C – Envío de un byte

Nombre: *i2c_SendByte(unsigned char byte)*

Descripción: Envía un byte al esclavo I2C
Retorna TRUE si hay error.

I2C – Envío de Dirección

Nombre: *i2c_SendAddress(unsigned char address, unsigned char rw)*

Descripción: Envía una dirección de esclavo al bus de datos y si se va a escribir o leer Dirección de 7-bit (lsb ignorado).

I2C – Leer Reconocimiento

Nombre: *i2c_ReadAcknowledge(void)*

Descripción: Lectura del Acknowledge del bus de datos.

I2C – Leer Byte

Nombre: *i2c_ReadByte(void)*

Descripción: Lee un byte desde el esclavo
Retorna el byte o un I2C_ERROR de haber un error en el bus.

I2C – Esperar por la liberación de la línea reloj (SCL)

Nombre: *i2c_WaitForSCL(void)*

Descripción: Espera por la liberación de la línea de reloj por parte de los esclavos de menor prioridad.
Retorna TRUE si el SCL no fue liberado luego de un período de time out.
Retorna FALSE si el SCL fue liberado.

I2C – Adquisición de datos desde la protección de la batería

Nombre: *getI2Cdata(charMAddr)*

Descripción: Lee una dirección de memoria de la protección de la batería. Tiene incorporada la dirección I2C de este esclavo.

Rutina de Interrupción

Nombre: *interrupt_service(void)*

Descripción: Esta función es llamada periódicamente por la interrupción temporal e incluye las rutinas de relevo de datos desde los periféricos, vía I2C y analógica.

Información adicional acerca de estas funciones, así como el código fuente del firmware pueden encontrarse en el DVD adjunto a este trabajo.

9.2 Montaje Final

Luego de concluido el trabajo presentado en las secciones anteriores, habiendo relevado las características funcionales de los distintos componentes a utilizar, se procede a la integración de los mismos en una plaqueta final. El diseño completo no pudo ser probado debido a diversos aspectos; los problemas con el TPS63000 anteriormente mencionados, la falta de fondos y el corto plazos para poder construirla.

Dimensionalmente el PCB se basa en el modelo del satélite diseñado para las simulaciones térmicas, ver Figura 108, por tanto la dimensione de esta es de 92mm x 98mm.

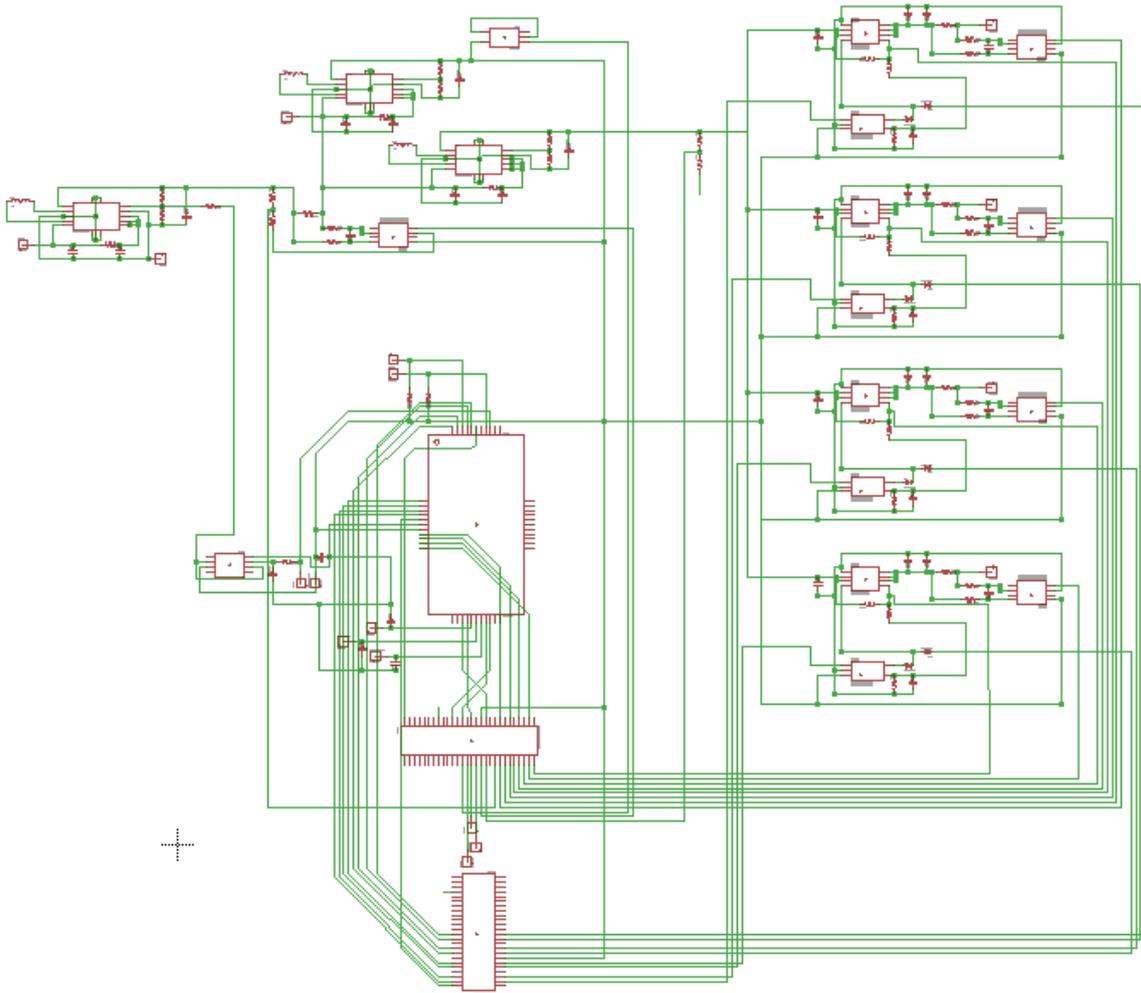


Figura 123. Esquemático completo del sistema básico

Para una primera aproximación a la versión final para su puesta en órbita, se buscó diseñar el PCB con la mínima cantidad de componentes. Esto implica, no colocar redundancia, utilizar tan solo 2 capas de cobre, no utilizar todos los ADC del microprocesador y limitar la cantidad de órdenes a ejecutar.

Los diseños presentados en las secciones anteriores respecto al MPPT, regulador, puertos, sensores de temperatura, etc., fueron interconectados en un mismo circuito impreso. Lo nuevo que se presenta en este PCB es:

- Multiplexor del MPPT
- Latch
- Microprocesador
- Amplificador operacional
- Electrónica pasiva

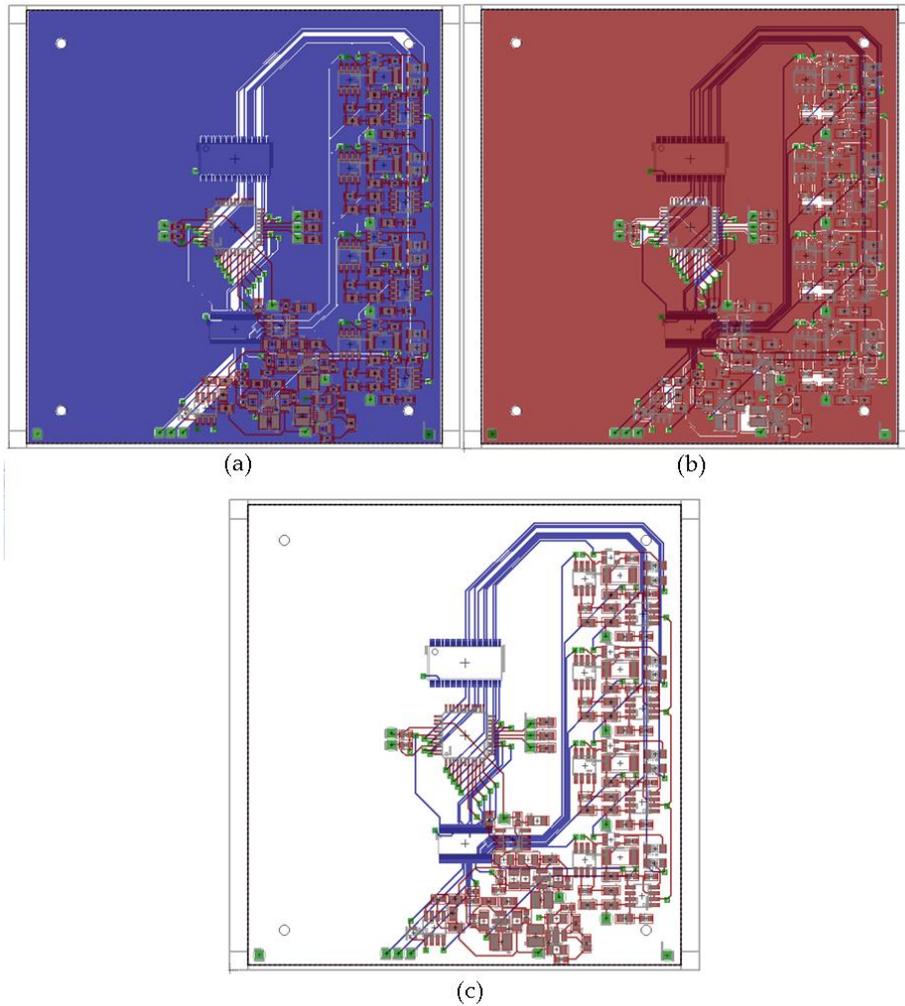


Figura 124. Circuito impreso completo del sistema básico. (a) En azul la capa inferior siendo el plano de 3.3V de alimentación de SGE. (b) En rojo la capa superior siendo el plano de tierra. (c) Vista del conexionado sin los planos tanto inferior como superior.

Tal como fue diseñado el PCB, cuenta con un 50% de superficie libre aproximada (ver Figura 124), para la colocación de más electrónica y pistas. Esto fue logrado teniendo en cuenta una premisa básica, reducir lo más posible el tamaño del PCB no solo en la ubicación de los componentes sino también en la elección del tamaño de los mismos.

Respecto al ancho de las pistas se tomaron tamaños de 0.2, 0.23 y 0.3 mm. Estos tamaños fueron regidos por los anchos de las patas de los integrados y de las posibilidades de fabricar el PCB bajo condiciones no profesionales.

Se estima que es posible colocar redundancia y la electrónica periférica a esta, si al PCB se le agrega dos capas internas más. Ya que hay suficiente superficie para colocar la electrónica y las dos capas más, se crearía espacio para las nuevas pistas. La fabricación del PCB de forma automática brinda la posibilidad de reducir aún más el grosor de las pistas.

La Figura 125 muestra un modelo en tres dimensiones del sistema integrado en un mismo PCB basado en la Figura 123.

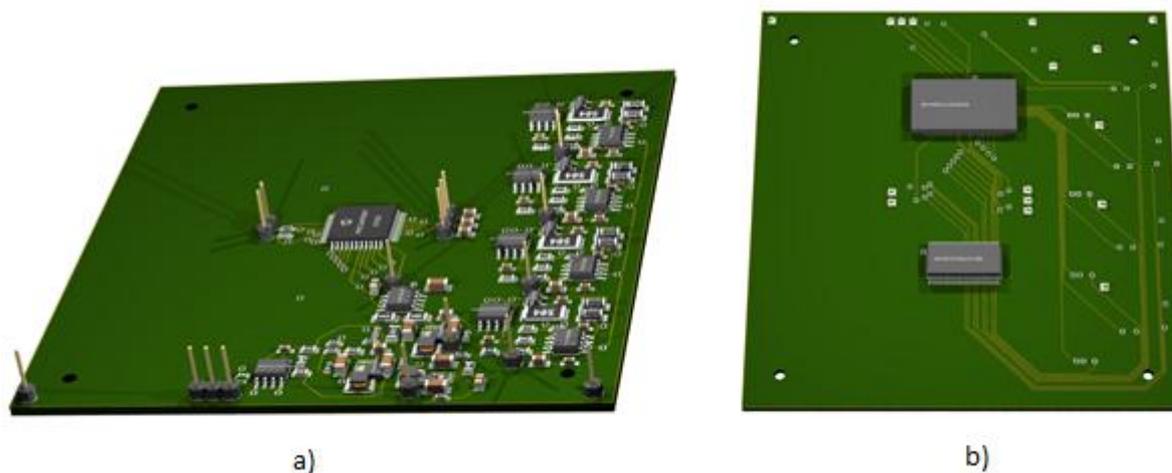


Figura 125. Modelo 3D de la placa de circuito impreso (PCB) con el montaje final a) Anverso, b) Reverso

9.2.1 Estimación de la masa total

Dado que una de las principales restricciones de diseño, radicaba en la masa total del prototipo, se detalla a continuación la masa de cada módulo diseñado.

En la Tabla 22 se muestran las densidades de masa por unidad de área, para las celdas solares, el PCB, así como la masa individual de éstos y de cada celda de Li-Ion.

Tabla 22. Masa de batería, celda solar y PCB para montaje final.

	Densidad (g/cm ²)	Área (cm ²)	Masa (g)
Celda Li-Ion			33,0
Celda Solar	0,086	30,2	2,6
PCB (1 capa)	0,205	90,2	18,5

Habiendo medido las masas de cada módulo y teniendo la densidad del material del PCB se estimaron las masas de la electrónica de éstos (Tabla 23).

Tabla 23. Masa de cada módulo con PCB y sin PCB.

Módulos	Masa con PCB (g)	Largo (cm)	Ancho(cm)	Área (cm ²)	Masa sin PCB (g)
MPPT	2	2,6	2,6	6,8	0,62
Reg. 3.3	2	3,2	2,6	8,3	0,30
Protección Batería	3	5,0	2,0	10,0	0,95
Sensor Temperatura	1	2,6	1,5	3,9	0,20
Puerto	3	3,6	2,5	9,0	1,16
Sensor corriente	2	3,0	2,5	7,5	0,46

Estimadas las masas de cada módulo se puede dar una aproximación de la masa total del SGE completo, con las baterías, los paneles y el PCB. (Ver Tabla 24)

Se consideraron dos casos: el SGE sin redundancia y con redundancia, en ambos casos se está por debajo del límite estipulado en la sección 5.1.

Tabla 24. Masa total del PCB con electrónica, con y sin redundancia.

Cantidad de módulos	Masa (g)
4 Puertos	4,63
2 Reg. 3.3	0,59
1 MPPT	0,62
2 Protecciones Batería	1,90
Latch + Mux + Amp. Op + Micro	1,50
PCB (9,2cm x 9,8cm)	18,46
2 Baterías	66,00
10 Celdas Solares	25,95
Total sin redundancia	119,66
Total con redundancia	122,37

Para la redundancia se duplicaron los dos Reg. 3.3, el MPPT y el grupo Latch + Mux + Amp. Op. + Micro. Tener en cuenta que el PCB utilizado para las medidas fue de una capa y el PCB que se utilizara se estima será de cuatro capas. Cada módulo llevaba sus extensores al momento de pesarlos, sin embargo estos no estarán en su totalidad en el PCB final. Por tanto se considera una buena aproximación la masa estimada del SGE final.

10 TRABAJO A FUTURO

A continuación se presenta un listado de recomendaciones y consejos a tener en cuenta para trabajos futuros que continúen lo aquí expuesto.

No pretenden ser más que ideas o ayudas. No ofician de reglas a seguir, éstas son producto de experiencias y errores cometidos.

10.1 Referente a P-SAT

IMPRESCINDIBLE

- Continuar el trabajo con el PIC16F887 o buscar otra alternativa.
- Ensayo conjunto del algoritmo de MPPT en el micro con el hardware del MPPT con distancias reducidas.
- Ensayo completo del regulador de corriente y del hardware del MPPT (cuidando las distancias entre los componentes para un TPS63000).

OTROS ASPECTOS RELEVANTES

- Balance Energético más detallado (una vez que se comience el diseño de los demás módulos).
- Baliza de arranque.
- Pin de "Remove Before Flight".
- Pin de eyección del P-POD.
- Fabricación del sistema completo en un PCB.
- Reducir aún más el tamaño de los componentes.
- Realizar la fabricación de los PCB con instrumentos adecuados, adquiriendo el equipamiento apropiado, o en su defecto encargar su fabricación.
- Tener muy en cuenta las recomendaciones del fabricante a la hora del diseño del PCB para los circuitos integrados.
- Ahondar y perfeccionar el estudio térmico del satélite, no solo para la parte eléctrica funcional sino también para la parte estructural.
- Estudiar el comportamiento estructural y el análisis de diferentes distribuciones de los módulos dentro del satélite.
- Realizar montajes de celdas solares en salas blancas o salas limpias.
- Definir protocolo de comunicación entre los módulos basados en I2C.

10.2 Referente al proyecto Laí

- Definir las áreas de trabajo tomando como ejemplo casos de éxito de otros CubeSats.
- Disponer de grupos dentro del proyecto Laí, según el área de trabajo con un docente idóneo en la misma.
- Disponer de apoyo económico suficiente para un emprendimiento de estas características.
- Buscar mecanismos de importación y exoneración impositiva ágiles, acorde al tiempo de duración de un proyecto de final de carrera.
- Impartir cursos de diseño y fabricación de PCB avanzados, así como de soldadura.
- Adquirir una estación de soldadura completa.

11 CONCLUSIONES

El presente trabajo tuvo como objetivo la creación de un prototipo funcional, que sentará las bases que permitan al corto-mediano plazo la implementación del módulo de gestión de energía listo para su utilización en el espacio.

Se trató de realizar el diseño teniendo como premisas la modularización y la posibilidad de modificar y escalar el diseño de forma simple. De esta forma se busca obtener un prototipo que cumpla con los requerimientos necesarios para ser puesto en órbita en el menor número de iteraciones.

Al no ser posible la fabricación de una plaqueta con todos los módulos integrados y con la electrónica periférica, no se realizó un ensayo general de ésta. Por lo tanto en la práctica no se pudo probar fehacientemente que el sistema entregue 1W a los demás módulos, pese a que modularmente si se logró.

El sistema de protección contra Latch-up, cortocircuitos y sobrecargas, los cuales se ubican en los puertos funcionó correctamente. De todos modos no se pudieron incluir en estas pruebas las funcionalidades correspondientes al microprocesador por los problemas encontrados en el desarrollo del firmware.

El diseño modular, en el cual se priorizó la reducción de los módulos, y el diseño final mostraron que es posible construir en un PCB de 92x98mm de 4 capas, el sistema de gestión de energía. Respecto a su masa, también requisito de diseño, se estima que su totalidad, incluyendo la redundancia, baterías y paneles solares, sea menor a 130g cumpliéndose con este requisito.

Muchas de las funcionalidades que se deseaba integrar al diseño (redundancia, remove before flight, entre otras), no pudieron serlo, por restricciones de tiempo, fondos y también por extensos trámites que involucraron la adquisición del hardware necesario.

Cabe destacar que la realización de proyectos de este tipo requiere no solo de un sólido apoyo técnico, sino también de una base económica que permita no sólo la compra de componentes que cumplan con los estándares necesarios para operar en el espacio exterior, sino también la creación de instalaciones con las condiciones y equipamiento necesarios para poder ensayar los dispositivos. Lo que garantiza su correcto funcionamiento en las condiciones extremas para los que son diseñados y que por lo tanto terminan justificando su costo.

Para finalizar, el presente diseño está lejos de ser perfecto y serán necesarias modificaciones en futuros proyectos, pero creemos que es simplemente el primer intento y que sin duda servirá como semilla para tener en relativamente poco tiempo el primer satélite uruguayo en órbita.

REFERENCIAS

Toda la información utilizada referente a los integrados fue proporcionada por sus hojas de datos correspondientes, provenientes de sus fabricantes.

- [1] Jordan F. (2006), "Phase A-Electrical Power System (EPS) Final report", HEIG-VD, Yverdon, Switzerland.
- [2] Fortescue P., J. Stark y G. Swinerd (2003), *Spacecraft Systems Engineering*, 3rd ed., Wiley, Inglaterra.
- [3] Linden D., Reddy T. B. (2001), *Handbook of Batteries*, 3rd ed., McGraw-Hill Professional
- [4] Jordan F. (2006), "Phase B-Electrical Power System (EPS) Report of Diploma", HEIG-VD, Yverdon, Switzerland.
- [5] Steiner N. (2007), "Phase C-EPS subsystem: Electrical qualification tests", HEIG-VD, Yverdon-les-Bains, Switzerland.
- [6] Phillips C. R. (2003), "Thermal Modeling of University of Hawaii's CubeSat Small Scale Satellite", University of Hawaii, Honolulu.
- [7] Hansen F. (2001), *Cubesat_Thermal_Design.ppt*, Disponible en Web: <http://www.dsri.dk/roemer/pub/cubesat>, Dinamarca.
- [8] Madhour Y. (2008), "Phase C –Swisscube Thermal Analysis", EPFL – LTCM, Lausanne, Switzerland.
- [9] Alminde L., M. Bisgaard, F. Gudmundsson, C. Kejser, T. Koustrup, C. Lodberg, T. Viscor (2001), "Power Supply Unit for the AAU-Cubesat", Institute of Electronic Systems - University of Aalborg, Dinamarca.
- [10] Clark C. S., Lopez Mazarias A. (2008), "Power System Challenges For Small Satellite Missions", ClydeSpace Ltd., 6.01 Kelvin Campus, West of Scotland Science Park, Glasgow G20 0SP Scotland.
- [11] Technical University of Denmark, DTU's Cubesat, Disponible en Web: <http://www.dtusat.dtu.dk/>
- [12] University of Leicester, CubeSat Project, PSU's Cubesat, Disponible en Web: <http://cubesat.wikidot.com/psu>
- [13] Montana State University, Montana's Cubesat, Disponible en Web: <http://io.ssel.montana.edu/merope/>
- [14] The University of Tokyo, Tokyos's Cubesat, Disponible en Web: <http://www.space.t.u-tokyo.ac.jp/cubesat/index-e.html>
- [15] Washington University in St. Louis, Washington's Cubesat, Disponible en Web: <http://news.wustl.edu/news/Pages/4147.aspx>
- [16] Zhenhua J., Dougal R. (2004), "Multi objective MPPT/Charging Controller for Standalone PV Power Systems under Different Insolation and Load Conditions", Department of Electrical Engineering, University of South Carolina Columbia, USA.
- [17] B. Cho, J. Lee, and F. Lee, "Large-Signal Stability Analysis of Spacecraft Power Processing Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 5, No. 1, pp. 110-116, Jan. 1990.
- [18] M. G. Simoes and N. N. Franceschetti, "A RISC microcontroller based Photovoltaic System for Illumination Application," *IEEE-APEC Applied Power Electronic Conf*, Vol.2, pp. 1151 -1156, New Orleans, LA, USA, 2000.
- [19] N. Khaehintung, and P. Sirisuk, "Implementation of Maximum Power Point Tracking Using Fuzzy Logic Controller for Solar- Powered Light-Flasher Applications," *Proc. Of MWSCAS 2004*, pp. 111-171 174, Hiroshima, Japan, 2004.
- [21] N. Khaehintung, and P. Sirisuk, "Implementation of Maximum Power Point Tracking Using Fuzzy Logic Controller for Solar- Powered Light-Flasher Applications," *Proc. Of MWSCAS 2004*, pp. 111-171 174, Hiroshima, Japan, 2004.
- [21] N. Khaehintung, P. Sirisuk and W. Kurutach, "A novel ANFIS controller for maximum powerpoint tracking in photovoltaic systems," *Proc. of IEEE PEDS'2003*, Vol.2, pp. 833-836, Singapore, 2003.
- [22] Petchjaturorn P., Ngamkham W., Khaehintung N., Sirisuk P., Kiranon W., "A Solar-powered Battery Charger with Neural Network Maximum Power Point Tracking Implemented on a Low-Cost PIC-microcontroller." *International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, 2005. PEDS 2005. Kuala Lumpur, 2006.
- [23] Hadden W., "Dynamically Adjustable Output Using TPS63000 SLVA251" –August 2006.
- [24] Tarter R, "Solid-State Power Conversion Handbook", Ed. Wiley, April 1993.

GLOSARIO

Albedo	Relación, expresada en porcentaje, de la radiación que cualquier superficie refleja sobre la radiación que incide sobre la misma.
AU	Astronomic Unit
BOL	Begin Of Life
C	Capacidad de la Batería
Cal Poly	California Poly technic State University
Carga Útil, Carga Científica	Aparatos, materiales, personas, etc., transportadas por una nave aérea o espacial y que no son parte de ésta
Checksum	Suma de verificación, es una forma de control de redundancia, una medida muy simple para proteger la integridad de datos, verificando que no sean corruptos.
CPU	Central Processing Unit - Unidad Central de Procesamiento
Cuerpo Gris	Modelo de un cuerpo cuyo valor de emisividad es constante para todas las longitudes de onda, siempre menor que 1 (que es la emisividad de un cuerpo negro). La Ley de Kirchhoff indica que en equilibrio termodinámico, la emisividad es igual a la absorbancia, de manera que este objeto, que no es capaz de absorber toda la radiación incidente, también emite menos energía que un cuerpo negro ideal.
Cuerpo Negro	Objeto teórico o ideal que absorbe toda la luz y toda la energía radiante que incide sobre él.
DTU	Danmarks Tekniske Universitet
EOL	End Of Life
ESR	Equivalent Series Resistor - Resistor Serie Equivalente
FB	Feed Back - Realimentación
G /Go / Gs	Constante Solar (1371 W/m ²)
Hill Climbing	Es un algoritmo iterativo que comienza con una solución arbitraria a un problema, a continuación, intenta encontrar una mejor solución incremental cambiando un solo elemento de la solución. Si el cambio produce una mejor solución, un cambio gradual se hace a la nueva solución, repitiendo hasta que ya no más mejoras se pueden encontrar.
HPTM	High Power Transmit Mode
I ² C	I ² C es un bus de comunicaciones en serie. Su nombre viene de Inter-Integrated Circuit (Circuitos Inter-Integrados)
ISR	Interrupt Service Routine - Rutina de Atención a Interrupciones
Jp	Intensidad de Radiación Térmica que incide sobre la nave
Latch UP	Tipo particular de cortocircuito que puede ocurrir cuando una partícula de alta energía impacta en un circuito eléctrico
LCB	Limitación de Corriente en la Batería
LDO	Low-Drop Out - Baja Pérdida
LEO	Low Earth Orbit
Li-Ion	Litio Ion
Li-Pol / Lipo	Litio polímero
LPTM	Low Power Transmit Mode
LTB	Limitación de Tensión por la Batería
LV	Launch Vehicule - Vehículo de Lanzamiento
MPPT	Maximum Power Point Tracking
NiCd	Níquel-Cadmio

NiMH	Niquel Metal Hidruro
Payload	Carga Útil
PCB	Printed Circuit Board
PLUME	Picosatellite of Leicester University Micrometeoroid Experiment
P-POD	Poly Picosatellite Orbital Deployer
PSU	Power System Unit
PWM	Pulse-width modulation - Modulación por ancho de pulso
RBF	Remove Before Flight
RE	Radio de la Tierra (6384.4 km)
RF	Radio Frecuencia
RNA	Red Neuronal Artificial
Rorb	Radio de la Órbita
Rrad	Radio del área radiante
RTD	Resistance Temperature Detector - Detectores de temperatura resistivos son sensores de temperatura basados en la variación de la resistencia de un conductor con la temperatura.
SCL	I ² C Clock Line - Línea de Reloj I ² C
SCM	Sistema de Comunicaciones
SCP	Sistema de Control Principal
SDA	I ² C Data Line - Línea de Datos I ² C
SEL	Single Event Latch-UP
SEU	Single Event Upset
SGE	Sistema de Gestión de Energía
SMD	Surface Mounted Device - Dispositivo de Montaje Superficial
SPA	Sistema de Posicionamiento Activo
Termistor	Semiconductor que varía el valor de su resistencia eléctrica en función de la temperatura, su nombre proviene de Thermally sensitive resistor (Resistor sensible a la temperatura en inglés).
α	Absorbancia
ϵ	Emisividad o Emitancia

1 ANEXOS

Los anexos aquí presentados son a modo informativo, ofician de guías simples sin profundizar en demasía en conceptos ni cálculos.

1.1 Convertidores DC-DC

Un convertidor DC-DC es un circuito electrónico que transforma un nivel de tensión continua, en otro superior o inferior. Generalmente son utilizados en sistemas alimentados con baterías, dado que son capaces de entregar una tensión regulada a pesar de que la tensión de la batería fluctúe por su reducción en el nivel de carga.

Existen varias arquitecturas de convertidores DC-DC, de las que se destacan los convertidores lineales y los basados en conmutación.

Los convertidores lineales solo pueden generar tensiones menores a las de entrada, son ineficientes cuando la diferencia entre la tensión de entrada y salida es grande y la corriente entregada es elevada. Dado que la potencia que estos disipan en forma de calor es igual al producto entre la corriente de salida y la caída de tensión entre entrada y salida, por lo que no son recomendables en aplicaciones con consumos elevados.

Los convertidores DC-DC conmutados ofrecen tres ventajas principales con respecto a los lineales. Primero, la eficiencia de los conmutados puede ser mucho mayor que los lineales. Segundo, dado que una menor energía es disipada en la conversión, pueden utilizarse componentes más pequeños sin requerirse un control térmico. Tercero, como se verá a continuación, la energía acumulada en el inductor de un convertidor conmutado puede ser transformada en tensiones mayores a la de entrada (convertidor boost), negativas (inversor) o menores (convertidor buck).

Dadas las ventajas de los convertidores conmutados, surge la pregunta de en qué casos puede utilizarse uno lineal. Los convertidores lineales generan menos ruido y su simplicidad puede a veces ofrecer una solución más barata.

Existen sin duda, desventajas en los convertidores (reguladores) conmutados. Estos pueden ser ruidosos y requieren un manejo de la energía en la forma de un lazo de control. Afortunadamente, la solución a estos problemas de control es implementada en los circuitos integrados de los reguladores conmutados modernos.

1.1.1 Principios de Funcionamiento de los Convertidores Conmutados

Los convertidores DC-DC están formados básicamente por una llave (en forma de transistor MOS), un inductor y un diodo, para transferir energía desde la entrada a la salida del circuito. La ventaja de utilizar un inductor radica en el hecho de que se puede almacenar energía en dicho componente, mientras que los reguladores lineales utilizan una caída de tensión resistiva para regular la tensión de salida, perdiendo potencia en forma de calor. El inductor en un regulador conmutado almacena la energía que puede ser recuperada en la fase de descarga del ciclo de conmutación. Esto resulta en un diseño que disipa menos calor y por lo tanto presenta una eficiencia muy superior.

Los tres componentes básicos del circuito de conmutación pueden ser conectados para formar distintas topologías de conversión. A continuación se describirán dos posibles arquitecturas, el convertidor buck y el boost.

1.1.1.1 Convertidor Buck

La estructura básica de un convertidor buck (step-down) se detalla en la Figura 126, este tipo de convertidor produce una tensión DC de salida inferior a la tensión de entrada.

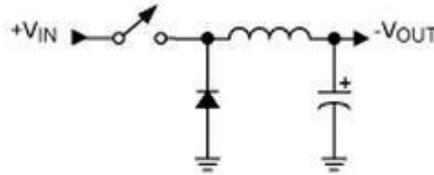


Figura 126. Diagrama de conexión de un convertidor Buck.

La operación básica del convertidor buck es bastante simple, se utiliza un inductor y dos llaves (usualmente un transistor y un diodo) que controlan al inductor. Este alterna la conexión entre la conexión del inductor a la fuente de tensión de entrada para almacenar energía en el inductor y descargarlo en la carga.

Del análisis del circuito se obtiene la siguiente ecuación que vincula la tensión de entrada y la tensión de salida:

$$(44) \frac{V_o}{V_i} = D$$

Donde D corresponde con el ciclo de trabajo de conmutación de la llave de conmutación.

De esta ecuación se observa que la tensión de salida varía linealmente con el ciclo de trabajo para una determinada tensión de entrada. Como el ciclo de trabajo no puede superar la unidad se cumple que $V_o \leq V_i$.

1.1.1.2 Convertidor Boost

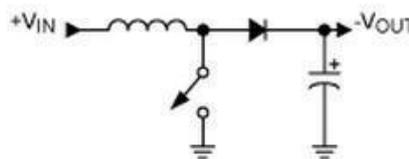


Figura 127. Diagrama de conexión de un convertidor Boost.

El principio en el que se basa el convertidor buck radica en la tendencia de los inductores a resistirse a los cambios en la corriente. La Figura 127 muestra el esquema básico de un convertidor boost.

Al cerrar la llave, el inductor se carga almacenando energía. Cuando se abre la llave, el inductor actúa como una fuente de energía.

La tensión que se obtiene a la salida durante la fase de descarga depende de la tasa de cambio en la corriente por el inductor y no de la tensión de entrada, lo que permite obtener tensiones de salida distintas a la de entrada.

La relación entre la tensión de entrada y salida es:

$$(45) \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D}$$

Nuevamente D corresponde al ciclo de trabajo de conmutación de la llave de carga y descarga del inductor. Dado que el ciclo de trabajo está comprendido entre cero y la unidad, la tensión de salida es siempre superior a la tensión de entrada.

1.2 Soporte para Ensayo de Celdas Solares

Para realizar el ensayo de las celdas solares se debió construir un soporte para las mismas, este soporte debía cumplir tres grandes requerimientos:

- Vincular físicamente el goniofotómetro del laboratorio de fotométrica con las celdas.
- Vincular eléctricamente las celdas con los instrumentos de medida y entre ellas.
- Proteger las celdas contra daños durante los ensayos.

Se realizaron dos soportes diferentes, con claras ventajas uno sobre el otro

1.2.1 Montaje 1

Materiales

- Cuadrado de acrílico transparente de 13x13x0.3 cm
- Regleta eléctrica
- Cable multifilar de 1mm de diámetro
- 20 arandelas de cartón
- 5 chapas estañadas de 1.2x1x0.02cm
- 10 separadores plásticos con rosca de PCB
- 10 tuercas

Las roscas y los agujeros son de 3mm

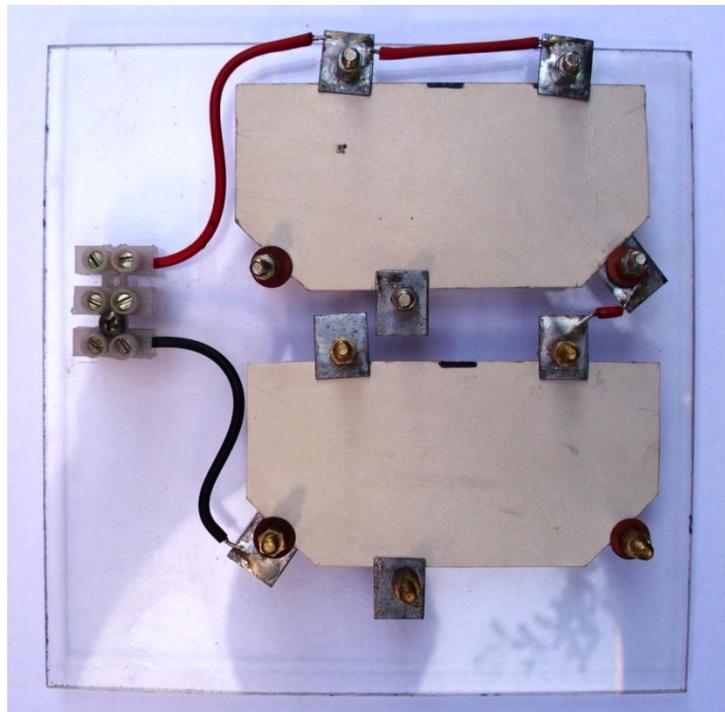


Figura 128. Montaje 1 de las celdas solares vista 1

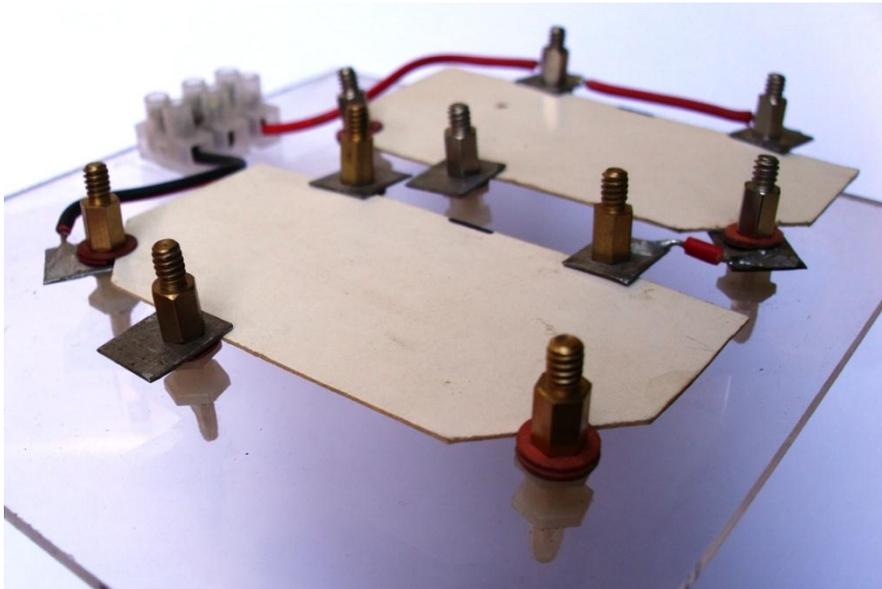


Figura 129. Montaje 1 de las celdas solares vista 2

No se profundiza demasiado en este ensamblado por la cantidad de materiales utilizados, por la complejidad del mismo y porque no es seguro para las celdas, por estar éstas suspendidas en el aire apoyadas por 5 puntos.

Observe la Figura 128 y la Figura 129 para comprender el ensamblado del primer montaje

1.2.2 Montaje 2

Materiales

- Cuadrado de acrílico transparente de 13x13x0.3 cm
- placas de cobre (PCB) de 8x4cm
- arandelas de goma
- arandelas metálicas
- 8 tornillos
- 8 tuercas
- contactos eléctricos
- Regleta eléctrica
- Cable de 1 mm de diámetro
- Estaño, flux y soldador

Las arandelas de goma son para sostener las celdas de forma suave y segura contra las placas e cobre y así poder hacer un buen contacto eléctrico.

La parte inferior de la celda es todo un contacto eléctrico (el polo negativo) es por ello que es mejor usar una placa de cobre para conseguir, no solo un buen contacto eléctrico sino también eliminar posibilidades de que se pueda quebrar la celda.

Observe la Figura 130 y Figura 131 para comprender el ensamblado del montaje.

Las ventajas del montaje 2 respecto al 1 son las siguientes

Mayor seguridad para la celda

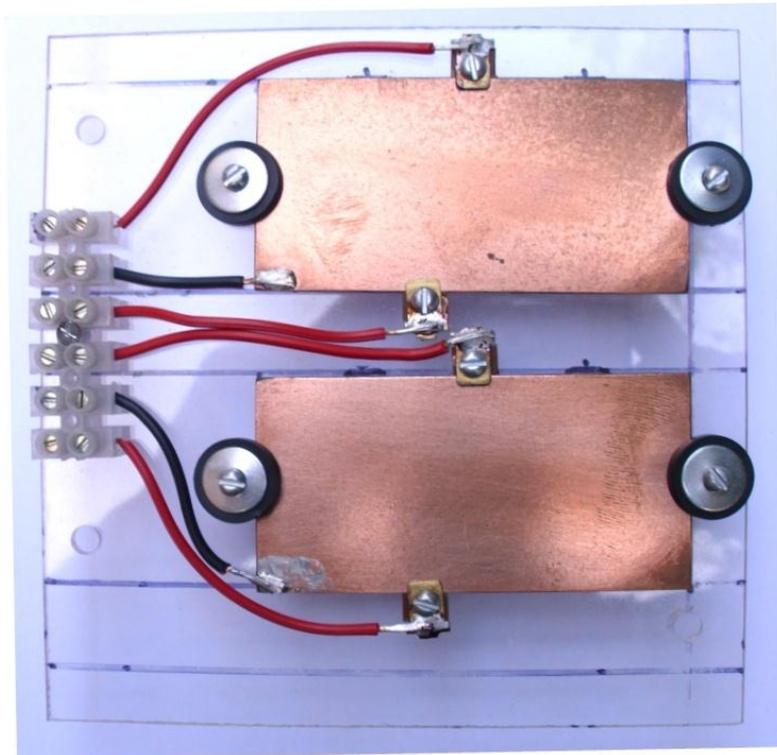


Figura 130. Montaje 2 de las celdas solares vista 1

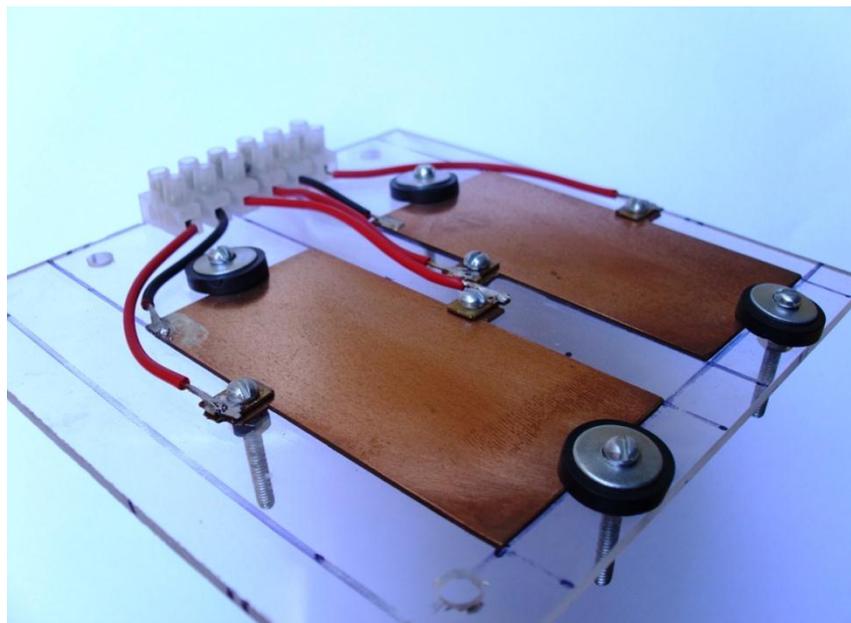


Figura 131. Montaje 2 de las celdas solares vista 2

- Mejor contacto eléctrico
- Su armado es más sencillo

Cada vez que se utilice el segundo montaje, las placas de cobre deben ser limpiadas con esponja o lana de acero y luego lavadas con alcohol isopropílico.

Una alternativa es estañar las placas de cobre cuidando que no se genere relieves tales que fuercen la celda.

1.2.3 Soporte entre el Montaje y el Goniómetro

Para este montaje se utilizó:

- 1 tabla de 50x11x1.5cm aproximadamente
- 1 varilla roscada
- 4 tuercas
- 4 arandelas

Observar la Figura 132 para comprender su armado.

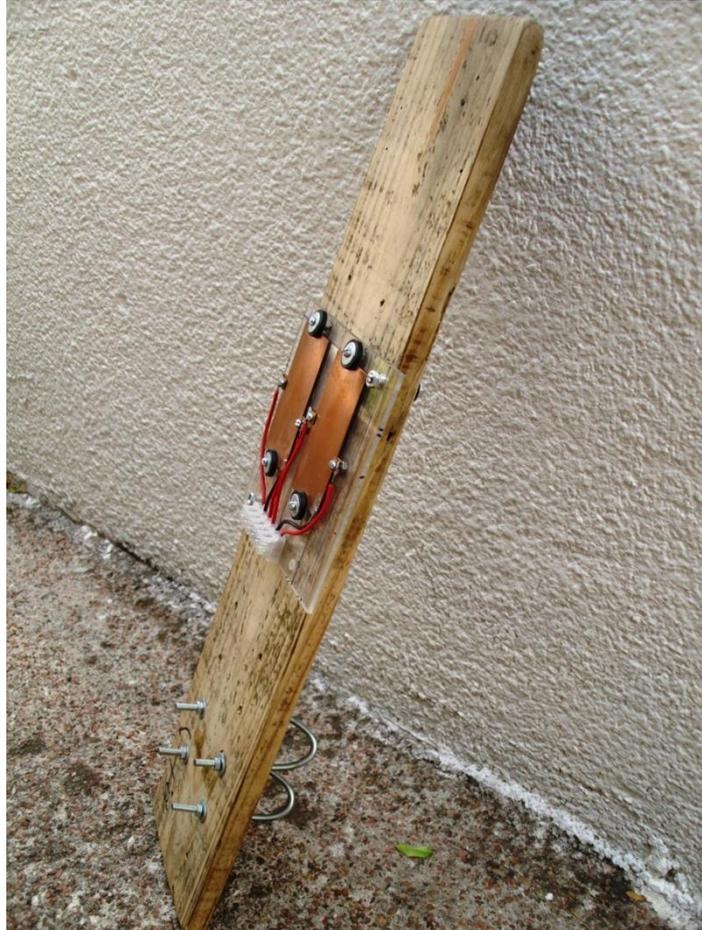


Figura 132. Soporte y montaje 2 para las celdas solares y el goniómetro

Comprender que este anexo solo quiere servir como guía orientativa. Muchas de las partes construidas fueron improvisadas con el fin de abaratar costos y ahorrar tiempo.

1.3 Obtención de Componentes

Aspectos tenidos en cuenta a la hora de elegir un componente.

- Funcionalidad.
- Disponibilidad.
- Estado de producción.
- Posibilidad de obtención de muestras gratis.
- Tiempo de envío y tiempo burocráticos.
- Costos: propios, envío, aduaneros.

1.3.1 Microprocesador

Se adquirió el microprocesador en Tucumán Argentina junto con su kit de desarrollo (PICKit 2 Debug Express) a un costo de USD 60.

1.3.2 Baterías

Las baterías se adquirieron en Probattery Argentina. Se tomó contacto con esta empresa gracias al Simposio Argentino de Sistemas Embebidos 2010 al cual asistieron los integrantes del proyecto. Se adquirieron cinco baterías de 1700mAh sin protección, a un costo de USD 17 cada una.

1.3.3 Paneles Solares

Las celdas solares son las 3G - 28%(de triple juntura) y se compraron a AZURSPACE en Alemania, a € 700, las 12 celdas con envío por FedEx y seguro de envío incluido.

Son las mismas celdas de uso espacial con la excepción que estas no pasaron los ensayos mecánicos, por ende su costo es del 20% aproximadamente del precio real.

Se realizaron los trámites pertinentes en Aduana y el Ministerio de Economía con el fin de exonerar la importación de los impuestos nacionales.

1.3.4 Integrados

El 80% de los integrados, dígame los primarios, fueron pedidos como muestras gratis para disminuir costos. Las muestras de prueba de TEXAS INSTRUMENTS se obtuvieron gracias la empresa Argentina Elko.

Las muestras de MAXIM y NATIONAL SEMICONDUCTOR se obtuvieron directamente de los fabricantes.

Una vez realizado la búsqueda de componentes primarios, y realizado los diseños correspondientes con estos, se continuó con la lista de elementos pasivos y complementarios. Una vez completa la lista de componentes a adquirir se procedió a realizar una lista de compra. Primero se estudió la posibilidad de conseguirlos en nuestro país lo cual fue inviable. Luego se pensó en Argentina pero tampoco allí había lo necesario. Por último se decidió por la compra en el extranjero a un solo proveedor para simplificar la compra.

Proveedores estudiados, Mouser, Farnell, RS y Digikey.

Se decidió realizar la lista de compra con Digikey porque tenía todo lo que se necesitaba. La lista de compra llevó aproximadamente 2 meses con constantes correcciones, ya que cualquier error conllevaba a aumentar los gastos.

En la Tabla 25 se brinda un listado de la electrónica adquirida.

Tabla 25. Lista componentes adquiridos en Digikey

	Cantidad	Código de parte	Descripción	Precio en USD c/u	Precio en USD
1	5	WSLA-.08CT-ND	RES .08 OHM 1/8W 1% 0805 SMD	0,82	4,10
2	10	RL12T.020JCT-ND	RES .020 OHM 1/4W 5% 0805 SMD	0,36	3,61
3	3	WSLA-.04CT-ND	RES .04 OHM 1/8W 1% 0805 SMD	1,02	3,06
4	10	P348KCCT-ND	RES 348K OHM 1/8W 1% 0805 SMD	0,07	0,70
5	5	399-5768-1-ND	CAP CER .33UF 25V X8L 0805	0,46	2,30
6	20	FDLL4148CT-ND	DIODE HI CONDUCTANCE 100V LL-34	0,16	3,12
7	5	399-5739-1-ND	CAP CER 3.3UF 25V X8L 1210	0,94	4,70
8	5	399-5733-1-ND	CAP CER 1UF 25V X8L 1206	0,45	2,25
9	5	RMCF1/161KFRCT-ND	RES 1K OHM 1/10W 1% 0603 SMD	0,04	0,20
10	10	P150HCT-ND	RES 150 OHM 1/10W 1% 0603 SMD	0,04	0,40
11	10	RMCF1/164.7KFRCT-ND	RES 4.7K OHM 1/10W 1% 0603 SMD	0,03	0,25
12	10	490-1494-1-ND	CAP CER 1000PF 50V 10% X7R 0603	0,02	0,19
13	5	732-1233-1-ND	INDUCTOR POWER 68UH 2.3A SMD	3,48	17,40
14	10	RMCF1/16150KJRCT-ND	RES 150K OHM 1/10W 5% 0603 SMD	0,02	0,17
15	5	RMCF1/10549KFRDKR-ND	RES 549K OHM 1/8W 1% 0805 SMD	1,44	7,20
16	10	RMCF1/1033KJRCT-ND	RES 33K OHM 1/8W 5% 0805 SMD	0,02	0,21
17	8	LLSD103ADICT-ND	DIODE SCHOTTKY 40 400MW MINIMELF	0,61	4,88
18	5	DMP2130LDICT-ND	MOSFET P-CH 20V 3A SOT23-3	0,58	2,90
19	10	RMCF1/8200KFRCT-ND	RES 200K OHM 1/4W 1% 1206 SMD	0,04	0,44
20	10	311-1.18MFRCT-ND	RES 1.18M OHM 1/4W 1% 1206 SMD	0,08	0,82
21	10	445-1593-1-ND	CAP CER 10UF 10V Y5V 1206	0,18	1,76
22	10	PCD2198CT-ND	COIL CHOKE 1.8UH SHIELDED SMD	0,50	5,00
23	10	568-1179-1-ND	DIODE SCHOTTKY 20V 1A SOD87	0,64	6,40
24	10	P1.5AJCT-ND	RESISTOR 1.5 OHM 1/10W 1% 0603	0,40	4,00
25	10	P2.00MHCT-ND	RESISTOR 2.00M OHM 1/10W 1% 0603	0,08	0,80
26	3	296-19641-1-ND	IC BUCK-BOOST CONV ADJ 10-SON	4,50	13,50
27	5	296-9686-5-ND	IC REGULATING PWM 16-SOIC	1,18	5,90
28	10	296-1697-1-ND	IC QUAD 2-INPUT AND GATE 14-SOIC	0,47	4,70
29	5	WSLA-.20CT-ND	RES .20 OHM 1/8W 1% 0805 SMD	0,82	4,10
30	10	399-5735-1-ND	CAP CER 4.7UF 10V X8L 1206	1,01	10,06
31	5	HVF2512T5003FEBK-ND	RES 500K OHM 1W 1% 2512	3,68	18,40
32	3	MAX1627ESA+-ND	IC DC/DC CTRLR STPDWN ADJ 8-SOIC	5,22	15,66
33	20	490-1719-6-ND	CAP CER 22UF 6.3V 20% X5R 0805	0,70	14,04
34	5	IRF7324PBFDKR-ND	HEX/MOS P-CHAN DUAL 20V 9A 8SOIC	3,23	16,15
35	5	LM4250CM-ND	IC OP AMP PROGRAM 8-SOIC	1,33	6,65
36	10	296-22341-1-ND	IC SNGL INVERTER GATE SOT23-5	0,79	7,90
37	10	WSLG-.07CT-ND	RES .07 OHM 1W 1% 2512 SMD	0,95	9,52
38	10	PCC2216CT-ND	CAP CERAMIC 1.8PF 25V C0G 0402	0,32	3,24
39	10	399-3298-1-ND	CAP CERAMIC 15UF 10V X5R 1210	0,78	7,82
40	2	PIC16F887-I/PT-ND	IC PIC MCU FLASH 8KX14 44TQFP	2,84	5,68
41	3	WM17131-ND	CONN USB RT ANG RECPT TYPE B WHT	1,39	4,17
42	3	AE9923-ND	CONN USB RTANG FEMALE TYPE A PCB	0,98	2,94
43	50	P1.00MHCT-ND	RES 1.00M OHM 1/10W 1% 0603 SMD	0,02	0,75
44	50	P10KGCT-ND	RES 10K OHM 1/10W 5% 0603 SMD	0,01	0,52
45	5	P1.1KDBCT-ND	RES 1.1K OHM 1/10W .1% 0603 SMD	0,54	2,70
46	5	P22KDBCT-ND	RES 22K OHM 1/10W .1% 0603 SMD	0,54	2,70
47	10	478-4985-1-ND	CAP CER 1.8PF 100V NPO 0603	0,22	2,20
48	25	P2.0KDACT-ND	RES 2.0K OHM 1/8W .1% 0805 SMD	0,54	13,50
49	100	490-1575-1-ND	CAP CER .1UF 25V Y5V 0603	0,01	1,05
50	100	490-1512-1-ND	CAP CER 10000PF 50V 10% X7R 0603	0,01	1,01
51	10	478-3685-1-ND	CAP CERM 2.0PF 100V NPO 0603	0,22	2,20
52	50	P100GCT-ND	RES 100 OHM 1/10W 5% 0603 SMD	0,01	0,52
53	10	445-1418-1-ND	CAP CER .10UF 100V X7R 10% 0805	0,17	1,65
54	10	445-4043-1-ND	CAP CER 10UF 10V X7R 10% 1206	0,35	3,52
55	10	P442KFCT-ND	RES 442K OHM 1/4W 1% 1206 SMD	0,10	1,00
				Total	260,61

Todos los trámites ante Aduana y demás entes, fueron realizados bajo nuestra autoría con el fin de disminuir gastos y aumentar la velocidad de los mismos.

1.4 Sensor de Corriente MAX1627

Este integrado fue tenido en cuenta en el diseño al punto tal de fabricar un PCB para su ensayo. Luego de repensar el diseño del SGE se vio que no era necesaria la utilización de este.

El MAX1627 es un "Step Down" de alta eficiencia con rangos de corriente entre 1mA y 2A. La tensión máxima de entrada es 16.5V, y puede entregar 12.5W inclusive.

Notar la diferencia entre el MAX1626 y el MAX1627 en la Figura 133, este último permite ajustar la tensión de salida por medio de su conector de FB a través de un divisor resistivo en su salida, muy similar al TPS63000.

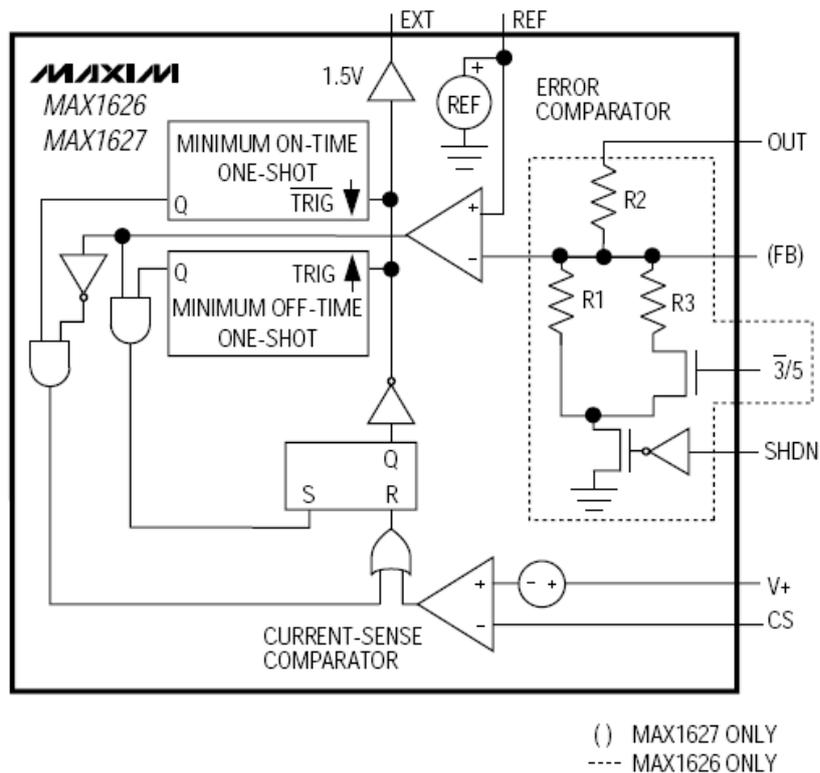


Figura 133. Arquitectura interna del MAX1626 y MAX1627

El cálculo de componentes es brindado por el fabricante.

Para ajustar la tensión a la salida al valor deseado, 3.3V, se utilizan las resistencias R1 y R2 de la Figura 134. Teniendo en cuenta que la tensión de referencia para comparar es 1.3V y que R2 debe estar entre 200K y 10K para lograr corriente por FB no superiores a 50nA, es que se utilizan R3 = 446K y R3 = 200K.

Para Rsens se toma en cuenta la menor tensión a detectar por en CS que es de 85mV, la tensión de referencia y la corriente máxima de salida en nuestro caso 900mA como aproximación. Con estos datos y la ecuación brindada por el fabricante se determina $R_{sens} = 0.070\Omega$.

En forma resumida se presentan los valores calculados en la Tabla 26, los cuales son los aproximados que se utilizan en la Figura 135

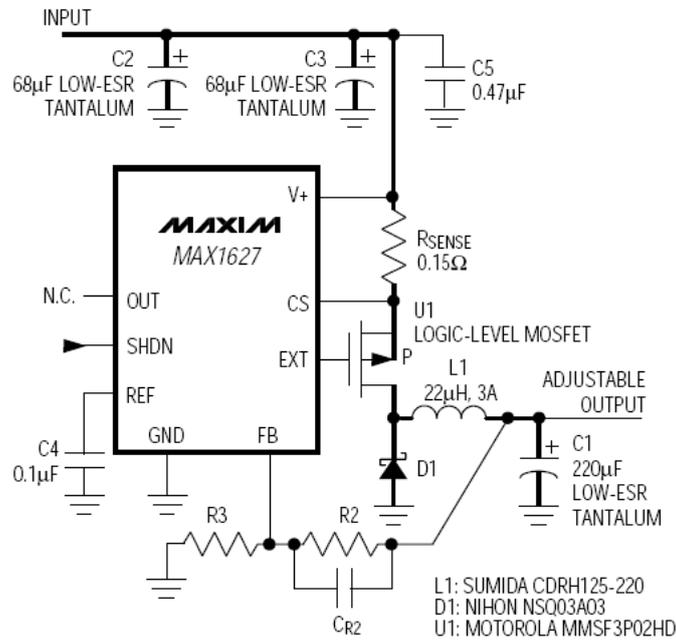


Figura 134. Configuración típica cedida por el fabricante del MAX1627.

Tabla 26 Valore de componentes calculados

Resistencias	
	$R_{sens} = 72,65m$
	$R2 = 446k$
	$R3 = 200k$
Condensadores	
	$C_{in} \text{ y } C_{out} = 26u$
Diodo	
	Schottky
Transistor	
	MOSFET P-CH 20V 3A

Los valores utilizados difieren por cuestiones de disponibilidad a la hora de la compra.

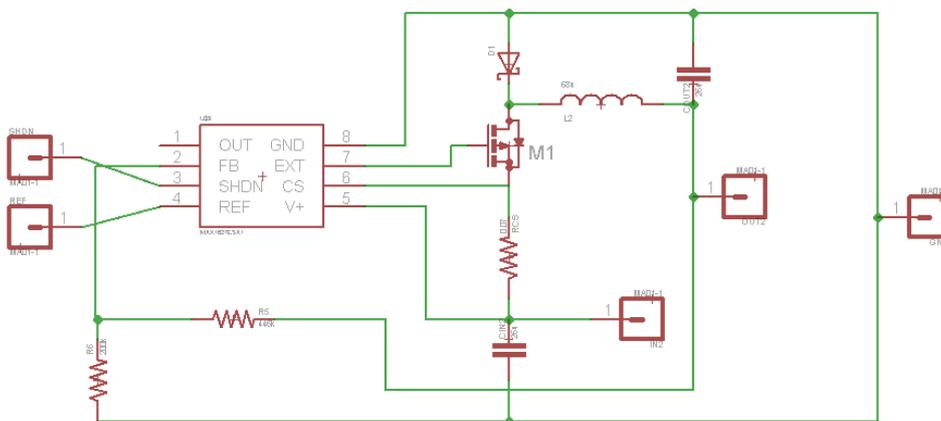


Figura 135. Esquemático diseñado en base a la configuración típica para el MAX1627

El encapsulado utilizado para el MAX1627 es el SO-8. Apreciable en la Figura 136 y Figura 137.

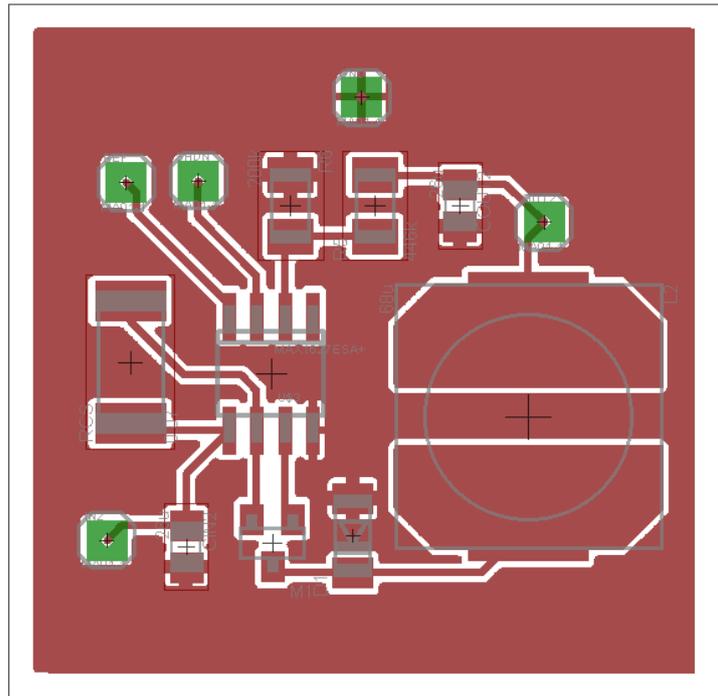


Figura 136. Circuito impreso diseñado listo para fabricar de la implementación típica del MAX1627 brindada por el fabricante



Figura 137. Circuito fabricado con implementación típica del MAX1627 brindada por el fabricante.

Para el ensayo se ingresó una tensión variable en el conector de entrada entre 4V y 10V logrando a la salida una tensión constante de 3.3V aproximadamente. Rectificando su correcto funcionamiento en este aspecto.

1.5 Soldadura del TPS63000

Para realizar la soldadura de este componente no se contó ni con una estación de soldadura ni con los métodos adecuados para el mismo. Por tanto aquí se describirán métodos alternativos de soldadura y la forma de verificación.

El encapsulado es el SON-10, los pad no se extienden más allá de la propia superficie del encapsulado como se observa en la Figura 138.

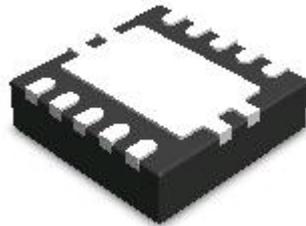


Figura 138. Parte de inferior del TPS63000.

Las dimensiones son aproximadamente 3mm de lado, y los pad de 0.23mm de ancho como se observa en la Figura 139.

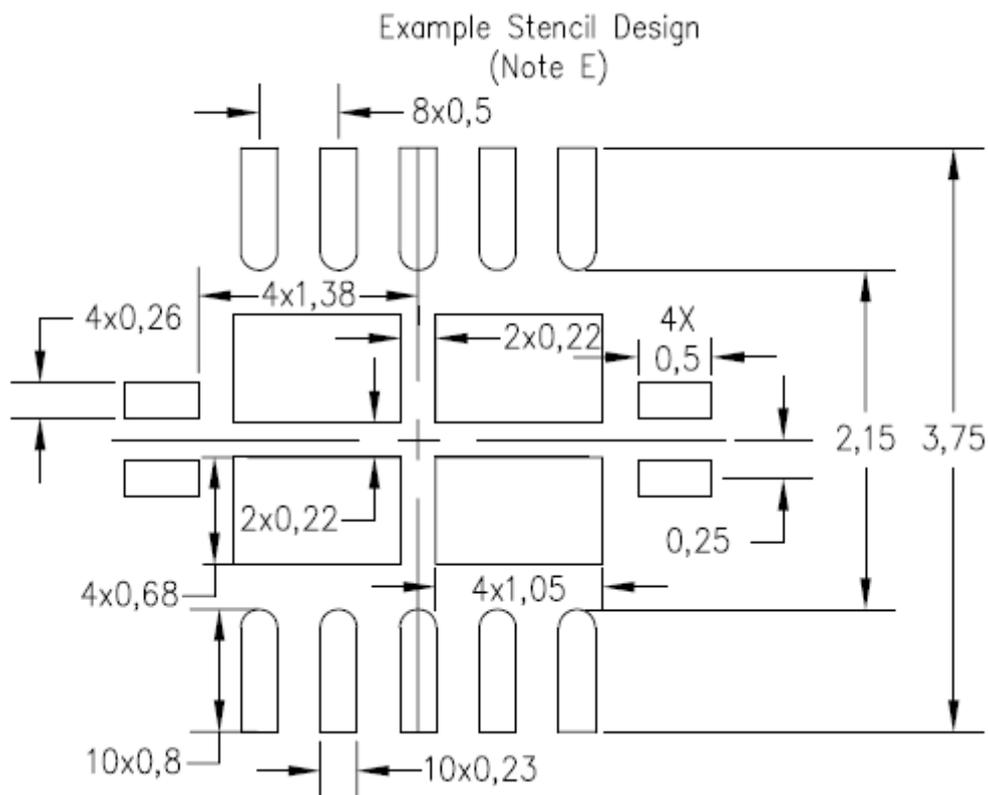


Figura 139. Plano de la huella (footprint) para el PCB del TPS63000.

Con extremos cuidados se realizó el PCB debido al ancho de los pad. Obligando a repetir el proceso por lo delicado de este.

1.5.1 Métodos de Soldado

Se recomienda limpiar el PCB con lana de acero, luego con alcohol isopropílico y estañar todo el PCB (recordar utilizar flux previo al soldado) y retirar el excedente de estaño con malla desoldante.

A la hora de realizar la soldadura, los problemas presentados fueron: colocar en su correcta posición el integrado, mantenerlo firme en su lugar durante la soldadura, soldarlo y verificar la soldadura.

1.5.2 Ubicación del integrado en su posición

Para esta tarea primeramente se vertía una pequeña gota de flux (resina de pino disuelta en alcohol isopropílico). Luego de vertida la gota se esperaba a que se evaporara parte del alcohol para que el flux oficiara de adhesivo primario.

Una vez preparada la superficie con el flux se posicionaba el integrado con una pinza brusela (Ver Figura 140) de punta fina y un mondadientes para ayudarse.

Para verificar la correcta posición se utilizó un cuenta-hilos como muestra la Figura 140.

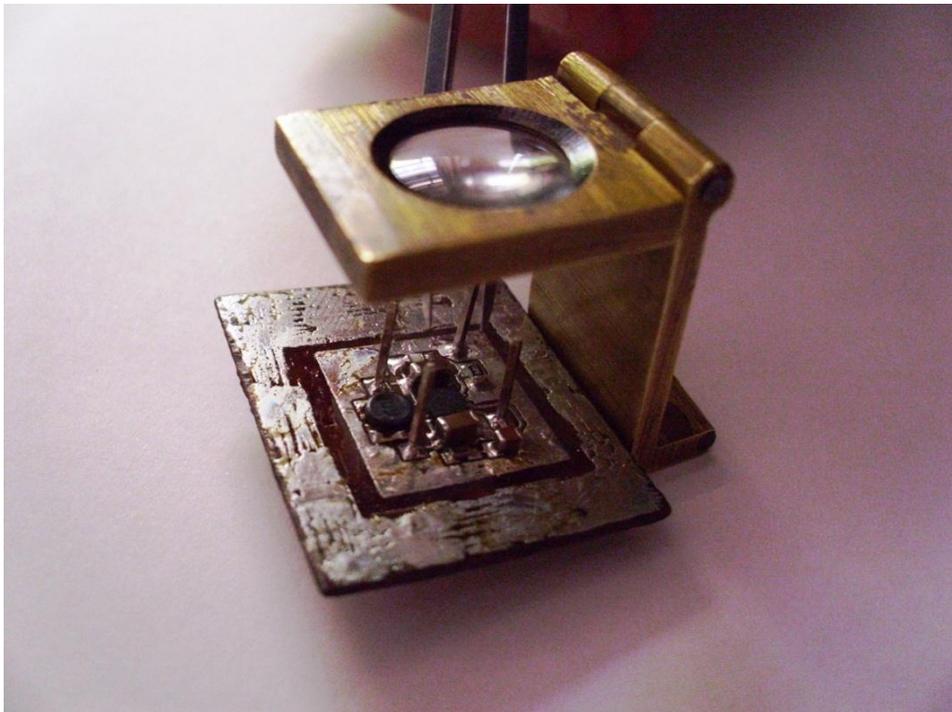


Figura 140. Detalle del cuenta-hilo y la pinza brusela.

1.5.3 Retención del integrado durante la soldadura

Para retener el integrado a soldar se utilizó un palillo de madera, el cual fue cortado de forma longitudinal en su punta como se observa en la Figura 141 y la Figura 142.

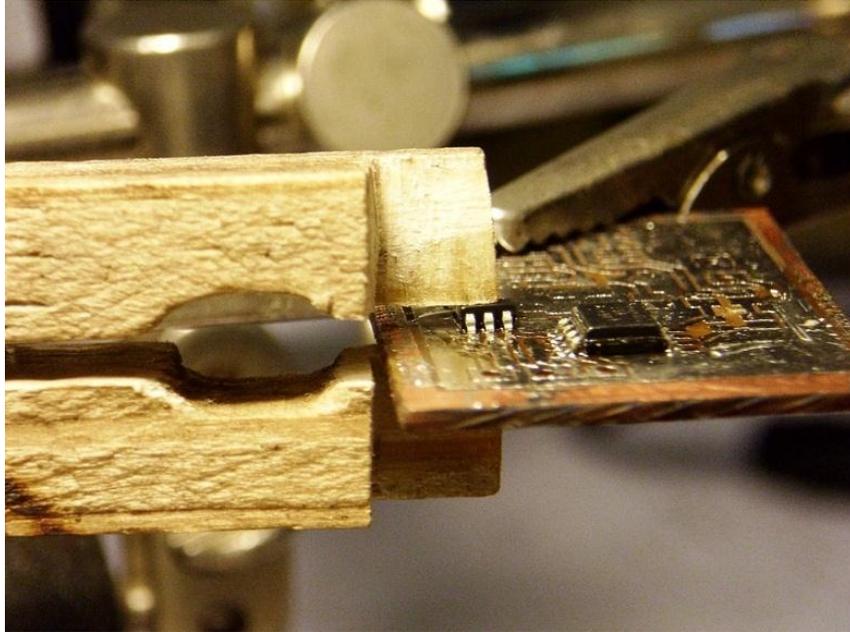


Figura 141. Palillo sosteniendo un integrado para ser soldado.

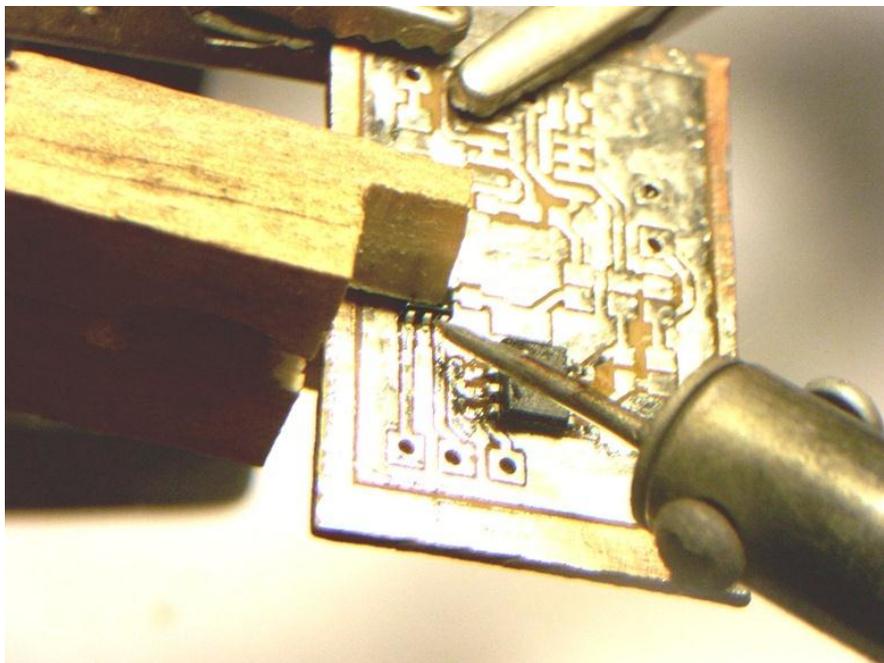


Figura 142. Palillo sosteniendo integrado y punta de soldador fina.

1.5.4 Soldado

Colocando firme el integrado en su lugar se procedió a soldar. Para la soldadura se manufacturó una punta para soldador comparable a 0.23mm, con un alambre de cobre de 1.5mm de diámetro como se observa en la Figura 141.

Luego de humedecer la zona con abundante flux se soldó inundando cada cara vertical del integrado con estaño 63/37 de 0.5mm cerciorándose que el estaño humedece correctamente el integrado. Por último se retira el estaño excedente con malla desoldante.

1.5.5 Verificación de la Soldadura

Para la verificación de la soldadura se utilizaron dos métodos los cuales se complementan.

El primero de ellos y el más simple es la verificación por continuidad a través de un ohmímetro.

Si bien el método anterior es simple el tamaño de los pad complica el acceso de uno de los contactos del instrumento de medida (utilizando un alfiler se facilita el acceso).

Para confirmar que el integrado estaba correctamente solado se tomaron radiografías odontológicas a un PCB con el TPS63000 desoldado (ver Figura 143) y al PCB con el TPS63000 soldado (ver Figura 144). Ambas radiografías fueron realizadas con la misma placa radiológica y con el mismo tiempo de exposición y revelado, asegurándose de esta manera que ambas pueden ser comparadas.

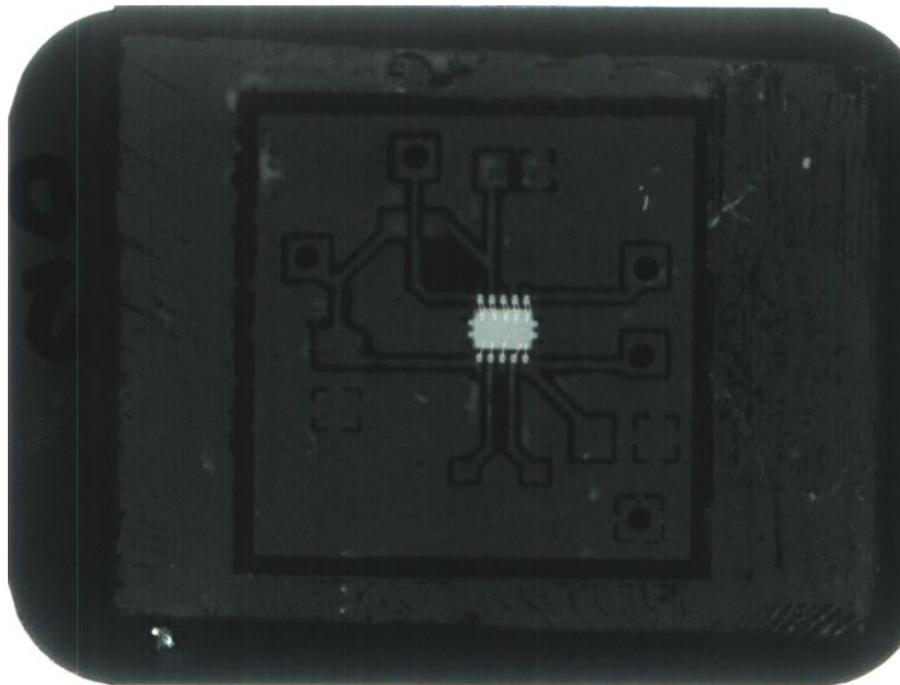


Figura 143. Radiografía del PCB con el TPS63000 desoldado.

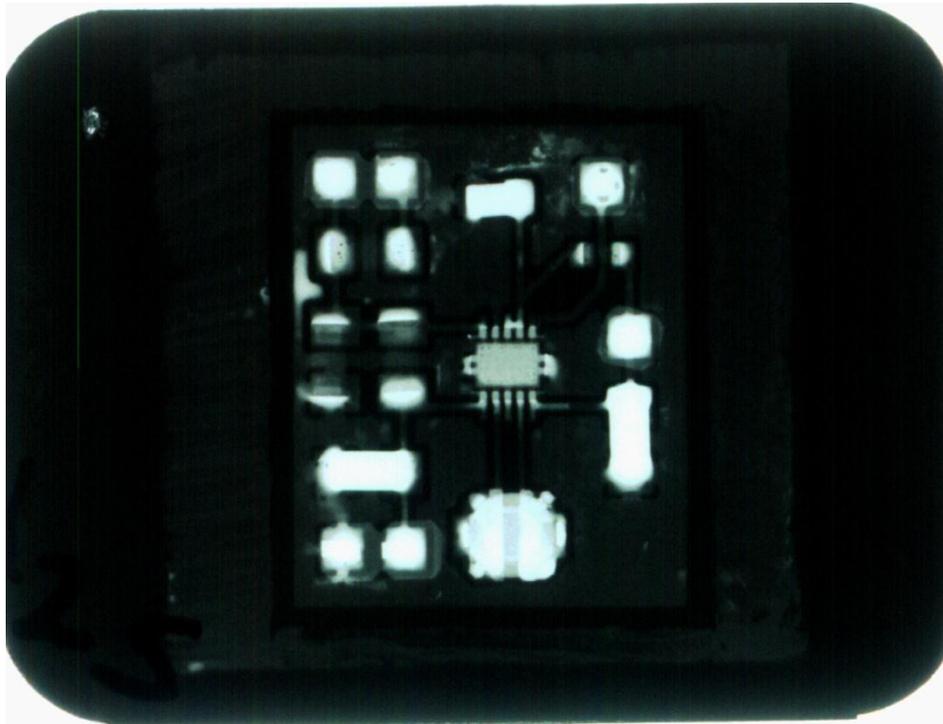


Figura 144. Radiografía del PCB con el TPS63000 soldado.

Las partes blancas de la radiografía corresponden a zonas de mayor densidad o mayor acumulación vertical de material en el PCB.

En la Figura 145 se tiene la región del TPS63000 de ambas radiografías aumentadas. Notar el pad marcado, en b) se presentan tonos más blanco que en la misma región en a). Por tanto se puede decir que allí existe soldadura.

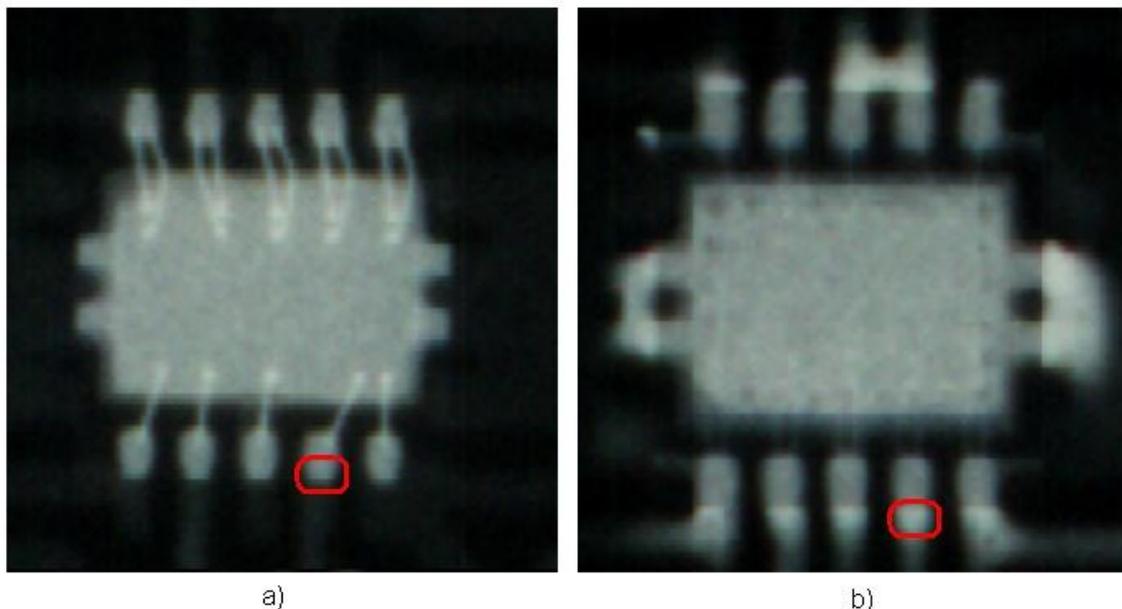


Figura 145. a) Aumento de la radiografía del PCB con el TPS63000 desoldado. b) Aumento de la radiografía del PCB con el TPS63000 soldado.

Con este método se puede afirmar si el integrado está soldado exitosamente, siempre y cuando no se presenten casos particulares no estudiados aquí, como son las burbujas.

Si a este método primario se le suma programas de tratamiento de imágenes y equipos radiográficos industriales se puede recabar datos acerca de la rigidez mecánica de las soldaduras.

1.6 Arreglo experimental para ensayo del LM20

El ensayo del sensor de corriente se realizó incrementando su temperatura calentándolo a través de un baño de agua. Para medir la temperatura y relevar la curva se colocó una termocupla encima del chip para tener una medida precisa. Para ello se fijó con cinta aisladora la unión bimetálica de esta última (ver Figura 146 (a)) y se empaquetó el circuito de prueba con film adherente de PVC como puede verse en la Figura 146 (b),

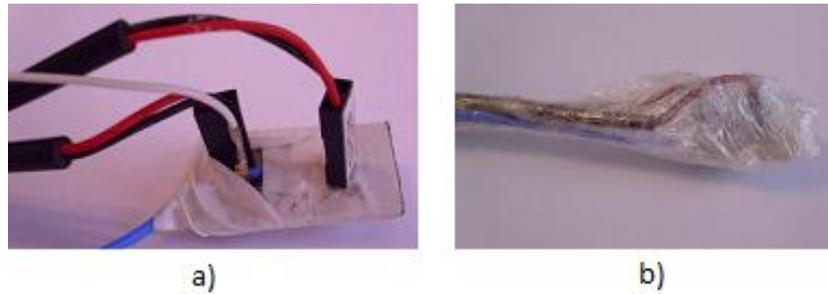


Figura 146. a) Circuito de prueba con termocupla, b) Circuito de prueba cubierto con film adherente de PVC

Luego procedió a alimentarse el circuito con una batería de Litio polímero para realizar el ensayo en cuestión (Figura 147).

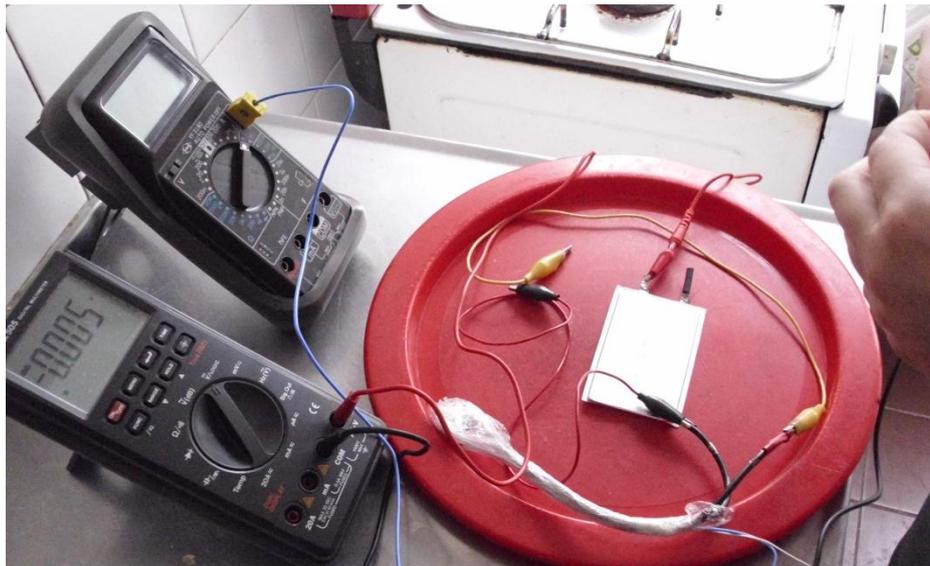


Figura 147. Arreglo experimental previo al ensayo

1.7 Estructura del DVD adjunto

- BALANCE ENERGÉTICO
 - Código
 - Potencia Paneles
 - Potencia Paneles (Peor Caso)
 - [Files]
- DISEÑO GRAFICO
 - Caratula.png
 - Caratula.psd
 - Logo PSAT Final.png
 - Logo PSAT Final.psd
- DOCUMENTACIÓN
 - Documentación P-SAT.pdf
- HARDWARE
 - Censado
 - Config
 - Library
 - Micro
 - MPPT
 - Mux Latch
 - Prot Bat
 - Puerto
 - Reg
 - Zeus
- HOJAS DE DATOS
- PDFs IEEE
- PIC 16F887
 - Firmware COMPLETO Modularizado
 - Firmware CubeSat con I2C
 - Firmware CubeSat PWM e I2C
 - Firmware I2C
 - Firmware PWM
- LIBRERIAS
- SIMULACION TÉRMICA
 - Imagenes
 - Modelado Térmico
 - Pruebas Complejas
 - Pruebas Tutorial
 - Videos



UNIVERSIDAD
DE LA REPÚBLICA
URUGUAY

FACULTAD DE
INGENIERÍA

Desarrollo del Sistema de Gestión de Energía para un Satélite

La puesta en órbita de un satélite demanda mucho esfuerzo tanto de recursos humanos como económicos. La provisión de energía eléctrica en un sistema de estas características es fundamental. Una falla en el sistema energético resulta necesariamente en la pérdida del satélite. Es por ello que la fiabilidad del elemento a poner en órbita queda mayoritariamente definida por la capacidad de tener una gestión segura y eficiente de las fuentes de energía a utilizar por éste. Motivados en que el satélite opere correctamente y por el mayor tiempo posible en el espacio se plantea el siguiente trabajo. Bajo el título "Desarrollo del sistema de gestión de energía para un satélite" se busca analizar la problemática de gestionar la energía de un satélite con el afán de sacar el mayor provecho de la inversión de su puesta en órbita.



Este trabajo de investigación conforma una experiencia pionera a nivel nacional: el desarrollo del primer módulo, del primer satélite experimental del Uruguay.

