

TESIS DOCTORAL

Sistema de potencia para micro-satélites para la
exploración científica del espacio profundo

Cristian Torres Vergara

2023

DIRECTOR:

José Manuel Blanes Martínez

CODIRECTOR:

Ausiàs Garrigós Sirvent



UNIVERSIDAD MIGUEL HERNÁNDEZ DE ELCHE

Programa de Doctorado en
TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES Y DE
TELECOMUNICACIÓN

La presente Tesis Doctoral está sustentada por un compendio de trabajos previamente publicados en revistas científicas de impacto, indexadas según JCR Science Edition. El cuerpo de dicha tesis queda constituido por los siguientes artículos, cuyas referencias bibliográficas completas se indican a continuación:

- *High-Reliability Solar Array Regulator for Deep Space Exploration Micro-Satellites*
C. Torres, J. M. Blanes, A. Garrigós, D. Marroquí, J. A. Carrasco
IEEE Access
ISSN: 2169-3536
JCR-SCI Factor de Impacto: 3.9, Cuartil: Q2
DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3310274>

- *Analog Maximum Peak Power Tracking Techniques for Small Satellites*
C. Torres, A. Garrigós, J. M. Blanes, P. Casado, D. Marroquí
IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Early Access. Date of Publication 15 May 2023.
ISSN: 1557-9606
JCR-SCI Factor de Impacto: 4.4, Cuartil: Q1
DOI: <https://doi.org/10.1109/TAES.2023.3275935>

- *Single Point Failure Free Interleaved Synchronous Buck Converter for Microsatellite Electrolysis Propulsion*
C. Torres, J. M. Blanes, A. Garrigós, D. Marroquí, J. A. Carrasco
IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. Vol 10, Issue 2, October 2022, pp 5371 – 5380
ISSN: 2168-6777.
JCR-SCI Factor de Impacto: 5.5, Cuartil: Q1
DOI: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2022.3174358>



AUTORIZACIÓN DE PRESENTACIÓN
DE TESIS DOCTORAL POR UN
CONJUNTO DE PUBLICACIONES

Director: Dr. José Manuel Blanes Martínez
Codirector: Dr. Ausiàs Garrigós Sirvent

Título de la tesis: **Sistema de potencia para microsátélites para la exploración científica del espacio profundo**

Autor: Cristian Torres Vergara

Departamento de Ciencia de Materiales, Óptica y Tecnología Electrónica
Universidad Miguel Hernández de Elche

El director y codirector de la tesis reseñada autorizan su publicación en la modalidad de conjunto de publicaciones.

En Elche, a de de 2023

Fdo: Dr. José Manuel Blanes Martínez

Fdo: Dr. Ausiàs Garrigós Sirvent

Agradecimientos

Desarrollar esta Tesis Doctoral ha supuesto años de trabajo, durante los cuales, como es de esperar, ha habido momentos buenos, y otros no tanto. Es por esto por lo que, llegados a este punto, me gustaría dar las gracias a todas las personas que, de una forma u otra, han contribuido a lo largo de este camino, ya que sin todos ellos no me habría sido posible llegar hasta aquí.

Para empezar, me gustaría agradecer a mis directores de tesis, José Manuel Blanes Martínez y Ausiàs Garrigós Sirvent, tanto la oportunidad que me han brindado para realizar esta Tesis junto a ellos, como la confianza que han depositado en mí y la ayuda que siempre me han ofrecido, así como el conocimiento que me han transmitido a lo largo de estos años, y que aún me siguen transmitiendo a día de hoy.

A continuación, me gustaría agradecer la ayuda y apoyo recibidos por parte del resto de compañeros del grupo de investigación *IE-g*, José Antón Carrasco, David Marroquí, y Javier Rubiato, así como al resto de miembros del Área de Tecnología Electrónica, ya que, además de acompañarme durante estos años, siempre han estado dispuestos a ayudarme en todo lo que he necesitado.

También querría agradecer a mis compañeros del programa de doctorado: Carolina, Pablo, Andrea y Carlos, ya que, durante la realización de esta Tesis, son probablemente las personas con las que más tiempo he pasado, y aquellas que siempre me han amenizado y alegrado las mañanas en el laboratorio.

Me gustaría dar las gracias de forma especial a mis padres, que son las personas que me han criado, educado e inculcado los valores que tengo, ya que sin su ayuda no habría sido posible que hoy yo sea quien soy, así como a mi hermana por su apoyo incondicional y su compañía.

De igual forma, me gustaría agradecer al resto de familiares, abuelos, tíos y primos; amigos, especialmente a Lorena y Miguel, así como al resto de compañeros que me han acompañado y apoyado a lo largo de este camino.

Por último, quisiera agradecer a todas aquellas personas que, de una manera u otra, han contribuido a la realización de este trabajo, y que, por olvido o descuido, no he nombrado.

A mi familia,

Resumen

En los últimos años, los microsátélites con capacidad para realizar saltos de órbita han supuesto una revolución en la industria espacial, ya que permiten llevar a cabo misiones espaciales tanto comerciales como científicas, a un coste muy inferior al de las misiones espaciales tradicionales llevadas a cabo con grandes y costosas naves espaciales.

Hasta la fecha, los sistemas de propulsión de estos satélites podían clasificarse en dos grandes grupos, los sistemas de propulsión eléctricos, y los sistemas de propulsión química. Recientemente ha ganado relevancia un tercer método de propulsión que no puede clasificarse en ninguno de los grupos anteriores. Se trata de un sistema de propulsión basado en la electrólisis del agua. Este sistema almacena agua como único combustible a bordo del satélite, lo que lo hace menos contaminante y seguro de manipular en tierra. Para generar empuje, el agua es separada en oxígeno e hidrógeno, elementos que posteriormente se combinan en un proceso de combustión que genera la propulsión requerida.

En este contexto, y con el objetivo de ampliar el conocimiento en este ámbito, en la presente tesis doctoral se desarrollan y presentan los principales subsistemas que forman el sistema de potencia eléctrica de uno de estos microsátélites destinado a la exploración del espacio profundo, y cuyo sistema de propulsión se basa en la electrólisis del agua.

En el primer capítulo se exponen todos los aspectos relacionados con el ámbito académico, dentro del programa de doctorado TECNIT y la Universidad Miguel Hernández de Elche.

El segundo capítulo actúa a modo de introducción y revisión del estado del arte. Se presentan los aspectos fundamentales de los sistemas de potencia eléctrica en microsátélites y se realiza una revisión bibliográfica que muestra el estado del arte en cuanto a lo que sistemas de potencia eléctrica para microsátélites se refiere.

El tercer capítulo presenta una propuesta de misión espacial que se toma como punto de partida para el dimensionamiento del microsátélite. Asimismo, en este capítulo se realiza una propuesta preliminar tanto del sistema de potencia como de los principales subsistemas a bordo.

Los siguientes tres capítulos se corresponden con los tres trabajos que conforman el compendio de artículos que constituye la presente tesis doctoral. En ellos se incluyen de forma íntegra cada una de las publicaciones, así como una extensión de los resultados de estas publicaciones que por su extensión no pudieron ser incluidos en dichos trabajos. Estos trabajos son los siguientes:

- Concepción y desarrollo de un regulador de paneles solares responsable de extraer la potencia eléctrica de los paneles solares e inyectarla en el bus de batería. Este regulador es capaz tanto de regular la tensión de final de carga de la batería cuando esta se encuentra completamente cargada, como de maximizar la extracción de potencia en otros casos. La fiabilidad y tolerancia a fallos son aspectos críticos del diseño.
- Concepción y desarrollo de dos nuevas técnicas de seguimiento del punto de máxima potencia implementadas de forma analógica, cuyo diseño permite detectar máximos globales en curvas que presentan más de un máximo.
- Concepción y desarrollo de un regulador específicamente diseñado para alimentar al electrolizador a bordo del microsatélite. Dicho regulador está formado por cuatro convertidores DC-DC entrelazados que permiten minimizar el rizado de corriente de salida. De nuevo, la fiabilidad y tolerancia a fallos son aspectos críticos del diseño.

El séptimo y último capítulo presenta tanto las conclusiones obtenidas como un resumen de las principales aportaciones y líneas abiertas en las que se podrá seguir trabajando en un futuro.

Finalmente se incluyen cuatro anexos que facilitan la comprensión de los prototipos y bancos de prueba que han formado parte del presente trabajo, así como las principales referencias bibliográficas.

Abstract

In recent years, the use of small satellites, commonly known as microsattellites, and capable of performing orbital jumps, has led a revolution in the space industry. This is mainly because its use allows to perform space missions, both commercial and scientific, at a lower cost than traditional space missions, which were carried out with large and expensive spacecrafts.

So far, the main propulsion systems available could be classified into two main groups, electric propulsion systems, and chemical propulsion systems. Recently, a third propulsion method that cannot be classified in any of the above groups has emerged. It is a propulsion system based on the electrolysis of water. This system stores water as the only fuel on board the satellite, so it does not pollute the environment, and its handling on ground is completely safe. To generate thrust, the water is separated into oxygen and hydrogen, elements that are subsequently combined in a combustion process that generates the required thrust.

In this context, and with the aim of expanding the knowledge in this area, this work develops and presents the main subsystems that make up the electrical power system of one of these microsattellites intended for deep space exploration.

The first chapter presents all the academic aspects within the TECNIT PhD program and the Miguel Hernández University of Elche.

The second chapter presents an introduction and exposes the state of the art. The fundamental aspects of electrical power systems in microsattellites are presented and a bibliographic review is carried out to show the state of the art about electrical power systems in microsattellites.

The third chapter introduces a proposal for a space mission. This proposal is used to carry out the sizing of the satellite systems. Likewise, in this chapter a preliminary proposal of both the power system and the main subsystem on board is made.

The fourth, fifth and sixth chapters correspond with each of the three scientific papers that comprise the core of this thesis. Apart of the scientific paper itself, the results have been expanded. The three works are as follows:

- A solar array regulator responsible for extracting electrical power from the solar arrays and power the battery bus. This regulator can regulate both the end of charge battery voltage if the battery is fully charged or extracting the maximum power available otherwise. Reliability and fault tolerance are critical aspects in this design.
- Two novel global analog maximum power point tracking techniques have been developed. These methods allow to detect the global maximum power point even if there are local maximums in the solar array I - V curves.
- A regulator specifically designed to power an electrolyser on board the microsatellite. That regulator is made up of four interleaved buck converters, thus allowing to minimize the output current ripple. Again, reliability and fault tolerance are critical aspects of the design.

The seventh chapter presents the conclusions. It summarizes the main contributions and proposes several open ideas to develop new works and future contributions.

Finally, the thesis concludes with four annexes which facilitate the understanding of the prototypes and setups, as well as the references.

Listado de abreviaturas

AC	Corriente Alterna (<i>Alternating Current</i>)
ADCS	Sistema de determinación y control de posición (<i>Attitude Determination and Control Systems</i>)
AEC	<i>Automotive Electronics Council</i>
AGMOPT	<i>Analog Global Maximum Output Power Tracking</i>
AGMPPT	<i>Analog Global Maximum Peak Power Tracking</i>
AMPPT	<i>Analog oscillating Maximum Power Point Tracking</i>
AQEC	<i>Aerospace Qualified Electronic Component</i>
AU	Unidad Astronómica (<i>Astronomical Unit</i>)
BCR	Regulador de carga de batería (<i>Battery Charge Regulator</i>)
BOL	Inicio de vida (<i>Beginning of Life</i>)
COTS	<i>Commercial off the shelf</i>
CSA	<i>Canadian Space Agency</i>
DART	<i>Double Asteroid Redirection Test</i>
DC-DC	Corriente continua a corriente continua (<i>Direct Current to Direct Current</i>)
DET	Transferencia de energía directa (<i>Direct Energy Transfer</i>)
DoD	Profundidad de descarga (<i>Depth of Discharge</i>)
ECSM	Modelo de sombra cilíndrica de la Tierra (<i>Earth Cylindrical Shadow Model</i>)
ECSS	Cooperación europea para la estandarización del espacio (<i>European Cooperation for Space Standardization</i>)
ESA	<i>European Space Agency</i>
EOC	Final de carga (<i>End of Charge</i>)
EOL	Final de vida (<i>End of Life</i>)
EP	<i>Enhanced Products</i>
EPC	Regulador de potencia para electrolizador (<i>Electrolyzer Power Converter</i>)
EPS	Sistema de potencia eléctrica (<i>Electrical Power System</i>)
FOCV	Tensión proporcional a la de circuito abierto (<i>Fractional Open-Circuit Voltage</i>)
GCR	Rayos cósmicos galácticos (<i>Galactic Cosmic Rays</i>)
GIE	Motor de iones reticular (<i>Gridded Ion Engine</i>)
GMPP	MPP global (<i>Global MPP</i>)
I _{MPP}	Corriente en el punto de máxima potencia (<i>Maximum Power Point Current</i>)

I _{sc}	Corriente de corto circuito (<i>Short Circuit Current</i>)
ISL	Enlace inter-satelital (<i>Inter-Satellite Link</i>)
JUICE	<i>Jupiter Icy Moons Explorer</i>
LCL	Limitador de corriente con enclavamiento (<i>Latching Current Limiter</i>)
LEO	Orbita baja de la Tierra (<i>Low Earth Orbit</i>)
LFR	Radar de baja frecuencia (<i>Low Frequency Radar</i>)
LUP	Protegido contra enclavamiento (<i>latch-up protected</i>)
MEA	Amplificador de error principal (<i>Main Error Amplifier</i>)
MMO	<i>Mercury Magnetospheric Orbiter</i>
MLI	Aislamiento multicapa (<i>Multilayer insulation</i>)
MPO	<i>Mercury Planetary Orbiter</i>
MPP	Punto de máxima potencia (<i>Maximum Power Point</i>)
MPPT	Seguidor del punto de máxima potencia (<i>Maximum Power Point Tracker</i>)
MOSFET	Transistor de efecto campo metal-óxido-semiconductor (<i>Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
MTM	<i>Mercury Transport Module</i>
NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i>
OBC	Ordenador de a bordo (<i>On-Board Computer</i>)
OBDH	Gestión de datos a bordo (<i>On-Board Data Handling</i>)
OC	Circuito abierto (<i>Open Circuit</i>)
PCB	Placa de circuito impreso (<i>Printed Circuit Board</i>)
PCDU	Unidad de acondicionamiento y distribución de potencia (<i>Power Conditioning and Distribution Unit</i>)
PEM	Membrana de intercambio de protones (<i>Proton Exchange Membrane</i>)
PPT	Propulsor de plasma pulsado (<i>Pulsed Plasma Thruster</i>)
P&O	Perturba y observa (<i>Perturb and Observe</i>)
RBF	Eliminar antes del vuelo (<i>Remove Before Flight</i>)
SA	Panel Solar (<i>Solar Array</i>)
SAR	Regulador de paneles solares (<i>Solar Array Regulator</i>)
SEU	<i>Single Event Upset</i>
SPFF	Tolerante al fallo de uno de sus componentes (<i>Single Point Failure Free</i>)
SS	Interruptor de separación (<i>Separation Switch</i>)
S3R	Regulador de conmutación secuencial en paralelo (<i>Sequential-Switching Shunt Regulator</i>)

TC	Telecomando (<i>Telecommand</i>)
TM	Telemetría (<i>Telemetry</i>)
TRL	Nivel de madurez tecnológica (<i>Technology Readiness Level</i>)
VAT	Propulsor de arco de vacío (<i>Vacuum Arc Thruster</i>)
V_{MPP}	Tensión en el punto de máxima potencia (<i>maximum power point Voltage</i>)
V_{OC}	Tensión de circuito abierto (<i>open circuit Voltage</i>)
Webb	<i>James Webb Space Telescope</i>

Financiación

La realización de la presente tesis doctoral ha sido posible gracias a la siguiente beca destinada a la formación de personal investigador predoctoral:

- **Nombre:** Subvenciones para la contratación de personal investigador predoctoral (ACIF)
Referencia: ACIF/2020/154
Cuantía: 62.879,6 €
Duración: 2 años y 10 meses
Periodo: 1/12/2020-30/09/2023

Además, se ha recibido la siguiente ayuda para poder realizar una estancia en el extranjero:

- **Nombre:** Ayudas a la investigación de la Universidad Miguel Hernández de Elche 2021 – Ayudas para la movilidad internacional del PDI y PI de la Universidad Miguel Hernández de Elche
Cuantía: 1.400,00 €
Duración: 1 mes
Periodo: 17/10/2021-18/11/2021

Índice general	
Agradecimientos	ix
Resumen	xiii
Abstract	xvii
Listado de abreviaturas	xxi
Financiación	xxv
Índice general	xxvii
Índice de Figuras	xxxiii
Índice de Tablas	xxxvii
Capítulo 1 – Introducción	39
1.1 Motivación	39
1.2 Temática abordada	40
1.3 Objetivos.....	43
1.3.1 Objetivos Específicos	43
1.4 Marco de la tesis	45
1.4.1 Proyectos	45
1.5 Equipamiento y Métodos	45
1.5.1 Materiales y equipamiento.....	45
1.5.2 Métodos	46
1.5.3 Estructura de la tesis	48
Capítulo 2 – Contexto y estado del arte	51
2.1 Introducción a las misiones espaciales	51
2.2 Introducción a los microsátélites	56
2.2.1 Plataforma.....	57
2.2.1.1 Gestión de datos a bordo	57
2.2.1.2 Sistema de determinación y control de posición.....	58

2.2.1.3	Comunicaciones	58
2.2.1.4	Control de temperatura.....	59
2.2.1.5	Sistema de propulsión	60
2.2.1.6	Sistema de potencia eléctrica	62
2.2.2	Carga de pago	64
2.3	Sistemas de potencia en microsátélites	64
2.3.1	Paneles solares.....	65
2.3.2	Almacenamiento de energía eléctrica.....	68
2.3.3	Unidad de acondicionamiento y distribución de potencia.....	71
2.3.3.1	Regulador de paneles solares	72
2.3.3.2	Convertidores DC-DC.....	75
2.3.3.3	Seguidor del punto de máxima potencia	75
2.3.3.4	Bus principal de potencia	79
2.3.3.5	Reguladores y líneas de alimentación auxiliares.....	80
2.3.3.6	Circuitos de protección.....	81
2.3.3.7	Convertidor de potencia para electrolizadores	82
2.4	Tipos de componentes electrónicos	85
2.5	Sistemas de potencia eléctrica en microsátélites. Casos de estudio.....	88
2.5.1	GomSpace NanoPower P31U.....	88
2.5.1.1	Misiones espaciales llevadas a cabo usando NanoPower P31U.	90
2.5.2	GomSpace NanoPower P60U.....	91
2.5.2.1	Regulador de paneles solares ACU-200.....	92
2.5.2.2	Unidad de acondicionamiento y distribución PDU-200	93
2.5.2.3	Misiones espaciales llevadas a cabo usando NanoPower P60U	94
2.5.3	GomSpace NanoPower P80U.....	95
2.5.3.1	NanoPower P80U – Unidad de gestión de potencia	96
2.5.3.2	NanoPower P80U – Regulador de paneles solares	96
2.5.3.3	NanoPower P80U – Unidad de acondicionamiento y distribución... 97	
2.5.3.4	Misiones espaciales llevadas a cabo usando NanoPower P80U	98
2.5.4	ISISpace iCEPS2	98
2.5.4.1	Misiones espaciales llevadas a cabo usando iCEPS2.....	100
2.5.5	ISISpace iMEPS	101
2.5.5.1	Misiones espaciales llevadas a cabo usando iMEPS.....	103
2.5.1	EMXYS ODALISS PDCU.....	103
2.5.2	Mars Cube One EPS	104
2.5.3	Milani EPS.....	105

2.5.4	AAC Clyde Space Starbuck-Nano	106
2.5.4.1	Misiones espaciales llevadas a cabo con Starbuck-Nano.....	108
2.5.5	AAC Clyde Space Starbuck-Mini	108
2.5.6	Argotec Volta 1281	109
2.5.6.1	Misiones espaciales usando Volta 1281	110
2.5.7	Conclusiones de los diversos EPS usados en misiones espaciales.....	110
2.6	Discusión acerca de la selección del convertidor para un regulador de paneles solares	113
Capítulo 3 – Misión y requerimientos del microsatélite		121
3.1	Objetivo de la misión	121
3.2	Condiciones de la misión	123
3.2.1	Condiciones de irradiancia	123
3.2.2	Condiciones de temperatura	124
3.2.3	Condiciones de órbita	126
3.3	Selección del sistema de propulsión	129
3.4	Experimentos científicos a bordo	130
3.5	Propuesta de plataforma y consideraciones	132
3.5.1	Sistemas a bordo	132
3.5.2	Balance de potencia	134
3.5.3	Propuesta de sistema de potencia	137
3.5.3.1	Paneles solares.....	137
3.5.3.2	Regulador de paneles solares (SAR).....	139
3.5.3.3	Bus de batería no regulado	140
3.5.3.4	Batería recargable.....	140
3.5.3.5	Batería no recargable.....	141
3.5.3.6	Buses de distribución de energía.....	142
3.5.3.7	Regulador de potencia para electrolizador (EPC).....	142
3.5.4	Balance de masa, volumen, y alcance de la misión.....	144
3.5.5	Selección de componentes electrónicos	145
Capítulo 4 – Regulador de paneles solares de alta fiabilidad para microsatélites destinados a la exploración del espacio profundo		149
4.1	Resumen.....	150
4.2	Artículo	152
4.3	Análisis del trabajo	162
4.3.1	Motivación.....	162

4.3.2	Análisis y extensión de resultados.....	163
4.3.2.1	Sistema MPPT analógico	166
4.3.2.2	Sistema de protección ante sobretensión.....	169
4.3.2.3	Modelado del circuito integrado LT3845.....	171
4.3.2.4	Análisis de estabilidad del regulador en modo MPPT	176
4.3.2.5	Análisis de estabilidad del regulador en modo V_{EOC}	180
4.4	Conclusiones parciales.....	183
Capítulo 5 – Sistemas analógicos de seguimiento del punto de máxima potencia para misiones interplanetarias en pequeños satélites.....		187
5.1	Resumen.....	188
5.2	Artículo	190
5.3	Análisis del trabajo	203
5.3.1	Motivación.....	203
5.3.2	Análisis y extensión de resultados.....	204
5.3.2.1	Analog Global Maximum Peak Power Tracker	204
5.3.2.2	Analog Global Maximum Output Power Tracker.....	210
5.4	Conclusiones parciales.....	215
Capítulo 6 – Convertidor <i>buck</i> síncrono, tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes, para microsátélites propulsados mediante electrólisis.....		217
6.1	Resumen.....	218
6.2	Artículo	220
6.3	Análisis del trabajo	230
6.3.1	Motivación.....	230
6.3.2	Análisis y extensión de resultados.....	231
6.3.2.1	Limitador de corriente LCL	232
6.3.2.2	Sistema de reloj de 4 fases SPFF	236
6.3.2.3	Análisis de estabilidad del regulador	241
6.4	Conclusiones parciales.....	246
Capítulo 7 – Conclusiones, aportaciones y líneas abiertas		249
7.1	Conclusiones.....	250
7.1.1	Artículo I: Regulador de paneles solares de alta fiabilidad para microsátélites destinados a la exploración del espacio profundo	250
7.1.2	Artículo II: Sistemas analógicos de seguimiento del punto de máxima potencia para misiones interplanetarias en pequeños satélites	251

7.1.3	Artículo III: Convertidor <i>buck</i> síncrono, entrelazado y tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes, para microsátélites propulsados mediante electrólisis.....	253
7.2	Aportaciones	254
7.2.1	Artículo I: Regulador de paneles solares de alta fiabilidad para microsátélites destinados a la exploración del espacio profundo	254
7.2.2	Artículo II: Sistemas analógicos de seguimiento del punto de máxima potencia para misiones interplanetarias en pequeños satélites	255
7.2.3	Artículo III: Convertidor <i>buck</i> síncrono, entrelazado y tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes, para microsátélites propulsados mediante electrólisis.....	256
7.3	Líneas abiertas	257
7.3.1	Pruebas de fiabilidad durante una simulación de misión espacial en condiciones reales.....	257
7.3.2	Análisis FMECA y <i>Worst Case</i>	258
7.3.3	Aumento del nivel TRL de los subsistemas desarrollados	258
7.3.4	Desarrollo de otros subsistemas del EPS.....	259
	Referencias	261
	Anexo I – Esquemas electrónicos del prototipo de regulador de paneles solares.	275
	Anexo II – Esquemas electrónicos de los MPPT.....	287
	Anexo III - Esquemas electrónicos del convertidor de potencia para alimentar al electrolizador.....	295
	Anexo IV – Descripción del <i>setup</i> experimental	309

Índice de Figuras

Figura 1. Diagrama de los principales subsistemas que forman un pequeño satélite.....	57
Figura 2. Esquema general simplificado del EPS de un microsátélite.....	65
Figura 3. Modelo eléctrico de un panel solar. Reproducido de [23, p. 171]......	67
Figura 4. Representación de curvas I – V y P – V de una celda AzurSpace 3G30C en condiciones: A) Laboratorio: 1367W/m, T = 28 °C, B) Marte: 588W/m, T = -30.3°C.....	68
Figura 5. Modelo eléctrico de una batería.....	70
Figura 6. Esquema de una PDCU típica para un microsátélite.....	72
Figura 7. Diagrama eléctrico de un regulador S3R.....	73
Figura 8. Diagrama de funcionamiento del MPPT oscilador.....	77
Figura 9. Bus regulado (A), bus no regulado (B) y bus regulado por el Sol (C).....	80
Figura 10. Ejemplo de diagrama del sistema de distribución de potencia o PDU.....	81
Figura 11. Diagrama de circuito LCL y respuesta típica.....	82
Figura 12. Caracterización de electrolizador PEM. Reproducido de [66]......	83
Figura 13. Medida del sistema de generación de oxígeno e hidrógeno HYDROS.....	84
Figura 14. Radiación recibida en función de la órbita y la duración de la misión. Reproducida de [77]......	87
Figura 15. Izquierda, NanoPower P31U sin baterías, centro, NanoPower P31U con baterías integradas, derecha, kit de baterías externo. Extraído de [78]......	89
Figura 16. Diagrama EPS NanoPower P31U. Extraído de [78]......	89
Figura 17. Diagrama de la placa principal del EPS NanoPower P60U. Extraída de [80]. ..	91
Figura 18. EPS NanoPower P60U. Extraído de [80]......	92
Figura 19. Diagrama del ACU-200. Extraído de [83]......	93
Figura 20. Diagrama de la PDU-200. Extraído de [84]. ..	93
Figura 21. EPS NanoPower P80 del fabricante GomSpace. Extraído de [88]......	95
Figura 22. A la izquierda, diagrama básico del SAR. A la derecha, vista superior del módulo SAR. Extraídos de [88]......	97
Figura 23. ISISpace iCEPS2 EPC. Extraído de [90]......	99
Figura 24. Diagrama eléctrico del EPS iCEPS2. Extraído de [90]......	99
Figura 25. EPS iMEPS del fabricante ISISpace. Extraído de www.isispace.nl.....	101
Figura 26. Diversos módulos del iMEPS. Extraído de www.isispace.nl.....	102
Figura 27. PDCU ODALISS de la empresa EMXYS. Extraída de www.emsys.com.....	104
Figura 28. Regulador de paneles solares de Terrain Orbital. Extraído de [95]. ..	106
Figura 29. EPS Starbuck-Nano. Extraído de [98]. ..	107
Figura 30. Sistema de potencia Starbuck-Mini. Extraído de [100]......	109
Figura 31. EPS Argotec Volta 1281. Extraído de [101]......	109
Figura 32. Trayectoria de la misión propuesta.....	123
Figura 33. Irradiancia solar en el espacio en función de la distancia al Sol.....	124
Figura 34. Temperatura en la superficie de los SA en el espacio en función de la distancia al sol.....	126
Figura 35. Representación de la órbita del microsátélite.....	128
Figura 36. Cámara NanoCam C1U del fabricante GomSpace. Extraído de [112]. ..	131
Figura 37. Ordenador de a bordo NanoMind A3200. Extraído de [85]......	133
Figura 38. Seguidor de estrellas ST200 del fabricante AAC Hyperion. Extraído de [113]. ..	133

Figura 39. Sistema de control de posición ARM del fabricante Aurora. Extraído de www.aurorapt.fi	134
Figura 40. Diagrama general del EPS propuesto.....	137
Figura 41. Célula solar 3G30C del fabricante AzurSpace y configuración de los 6 SA. ...	138
Figura 42. Curvas I / V y P / V en función de la distancia al sol de un SA 10S2P.	138
Figura 43. Diagrama del regulador de paneles solares propuesto.....	140
Figura 44. Batería MP 176065 xtd del fabricante Saft y configuración 4S3P propuesta. .	141
Figura 45. Batería LSH 20 del fabricante Saft y configuración 4S1P propuesta.....	142
Figura 46. Diagrama del convertidor de potencia para el electrolizador propuesto.	143
Figura 47. Diagrama de bloques del regulador de paneles solares propuesto.....	165
Figura 48. Diagrama MPPT para simulación en LTSpice.....	166
Figura 49. Curva de panel solar a usar durante la simulación.....	167
Figura 50. Simulación en LTSpice del panel solar usado en la simulación del MPPT.....	167
Figura 51. Simulación del sistema MPPT.	169
Figura 52. Diagrama en LTSpice del interruptor de protección.	170
Figura 53. Diagrama en LTSpice de los monitores de tensión y uno de los votadores de mayoría.	170
Figura 54. Resultado de la simulación del circuito de protección.....	171
Figura 55. Diagrama de bloques del LT3845. Extraído de [126].	172
Figura 56. LT3845. Lazo de control de corriente de pico interno.....	173
Figura 57. Respuesta esperada del lazo de corriente interno del integrado LT3845.....	174
Figura 58. Medidas experimentales de I_L en función de V_C y DC.	175
Figura 59. Esquema simplificado del convertidor <i>buck</i> junto al lazo MPPT.....	177
Figura 60. Diagrama de bloques del lazo de control que regula el funcionamiento en modo MPPT.....	177
Figura 61. Simulación de la función $TV1s$. Diagrama de bode.....	180
Figura 62. Esquema simplificado del convertidor <i>buck</i> junto al lazo V_{EOC}	181
Figura 63. Diagrama de bloques del lazo de control que regula el funcionamiento en modo V_{EOC}	181
Figura 64. Simulación de la función $TV2s$. Diagrama de bode	183
Figura 65. Esquema AGMPPT-1. Sistema de reloj.....	205
Figura 66. Respuesta del sistema de reloj del AGMPPT.....	206
Figura 67. Esquema AGMPPT-2. Multiplicador PWM.....	206
Figura 68. Esquema AGMPPT-3. Resto de subcircuitos junto a modelo de convertidor <i>buck</i> promediado.....	208
Figura 69. Representación de curvas SA1 y SA2.....	208
Figura 70. Simulación de funcionamiento del AGMPPT.	209
Figura 71. Esquema LTSpice del circuito de reloj del AGMOPT.....	211
Figura 72. Simulación en LTSpice del sistema de reloj del AGMOPT.....	213
Figura 73. Proceso de escaneo completo del método AGMOPT.....	214
Figura 74. Prototipos del AGMPPT (izquierda) y el AGMOPT (derecha).....	214
Figura 75. Diagrama de bloques del convertidor de potencia para el electrolizador.	231
Figura 76. Diagrama de LCL extraído de la guía de diseño ECSS [133].....	233
Figura 77. Esquema de LCL en el software LTSpice.	234
Figura 78. Resultado de simulación del circuito LCL presentado en Figura 77.	235
Figura 79. Esquema de los osciladores del sistema de reloj.....	236
Figura 80. Esquema de las máquinas de estados que forman el sistema de reloj.	237
Figura 81. Simulación en LTSpice del oscilador 1.....	239
Figura 82. Comprobación de sincronismo entre ambos osciladores.....	239

Figura 83. Simulación en LTSpice de las salidas del sistema de reloj.....	241
Figura 84. Diagrama de bloques del lazo de control del EPC.....	242
Figura 85. Simplificación del esquema eléctrico del EPC.....	242
Figura 86. Simulación en MATLAB de la función de lazo $T(s)$ (44).....	245
Figura 87. Esquemático del regulador de paneles solares. Fase 1.....	276
Figura 88. Esquemático del regulador de paneles solares. Fase 2.....	277
Figura 89. Esquemático del regulador de paneles solares. Fase 3.....	278
Figura 90. Esquemático del regulador de paneles solares. Fase 4.....	279
Figura 91. Esquemático del regulador de paneles solares. Fase 5.....	280
Figura 92. Esquemático del regulador de paneles solares. Fase 6.....	281
Figura 93. Esquemático del regulador de paneles solares. Monitores de tensión y circuitería auxiliar.....	282
Figura 94. Cara <i>top</i> del prototipo del regulador de paneles solares.....	282
Figura 95. Capa 5 V del prototipo del regulador de paneles solares	283
Figura 96. Capa GND del prototipo del regulador de paneles solares	283
Figura 97. Cara <i>bottom</i> del prototipo del regulador de paneles solares	284
Figura 98. Esquemático del prototipo del AMPPT.	288
Figura 99. Cara <i>top</i> del prototipo del AMPPT.	289
Figura 100. Cara <i>bottom</i> del prototipo del AMPPT.	289
Figura 101. Esquemático del prototipo del AGMPPT.	290
Figura 102. Cara <i>top</i> del prototipo del AGMPPT.	291
Figura 103. Cara <i>bottom</i> del prototipo del AGMPPT.....	291
Figura 104. Esquemático del prototipo del AGMOPT.....	292
Figura 105. Cara <i>top</i> del prototipo del AGMOPT.....	293
Figura 106. Cara <i>bottom</i> del prototipo del AGMOPT.....	293
Figura 107. Convertidor <i>buck</i> y LCL del regulador. Fase 1.	296
Figura 108. Votador de mayoría junto a su regulador lineal de 5 V. Fase 1.	297
Figura 109. Convertidor <i>buck</i> y LCL del regulador. Fase 2.	298
Figura 110. Votador de mayoría junto a su regulador lineal de 5 V. Fase 2.....	299
Figura 111. Convertidor <i>buck</i> y LCL del regulador. Fase 3.....	300
Figura 112. Votador de mayoría junto a su regulador lineal de 5 V. Fase 3.....	301
Figura 113. Convertidor <i>buck</i> y LCL del regulador. Fase 4.	302
Figura 114. Votador de mayoría junto a su regulador lineal de 5 V. Fase 4.....	303
Figura 115. Amplificadores de error junto a sus reguladores lineales de 5 V.	304
Figura 116. Circuito de reloj de 4 fases SPFF.....	305
Figura 117. Cara <i>top</i> del prototipo del convertidor de potencia para el electrolizador.	306
Figura 118. Cara <i>bottom</i> del prototipo del convertidor de potencia para el electrolizador.	306
Figura 119. Imagen de los prototipos implementados durante la realización de diversas pruebas.....	311

Índice de Tablas

Tabla 1: Comparativa de células solares ofrecidas por las principales empresas.....	66
Tabla 2: Comparativa de baterías de iones de litio.	71
Tabla 3: Resumen de las principales características de los sistemas de potencia estudiados	112
Tabla 4: Comparación entre topologías de convertidores.....	118
Tabla 5: Parámetros para la obtención de la órbita.....	129
Tabla 6: Balance de potencia de los principales subsistemas a bordo del satélite.....	135
Tabla 7: Balance de masa y volumen de la plataforma.....	144
Tabla 8: Principales parámetros usados para la obtención de $T_{v1}(S)$	179
Tabla 9: Principales parámetros usados para la obtención de $T_{v2}(S)$	182
Tabla 10: Salidas en función del estado de la máquina de estados 1.....	240
Tabla 11: Principales parámetros usados para la obtención de $T(s)$	245

Capítulo 1

“La mayoría de las ideas fundamentales de la ciencia son esencialmente sencillas y, por regla general pueden ser expresadas en un lenguaje comprensible para todos.”
- Albert Einstein-

Introducción

1.1 Motivación

En los últimos años, el uso de pequeños satélites, cuya masa está comprendida entre 1 y 100 kg, y con capacidad para realizar saltos orbitales, ha supuesto una revolución en la industria espacial, ya que su uso permite llevar a cabo misiones espaciales, tanto científicas, como comerciales, a un coste mucho menor al de las misiones espaciales tradicionales. Estas plataformas, también denominadas microsátélites, han recibido un gran apoyo por parte de la comunidad científica, ya que su uso permite la exploración y el estudio de objetos cercanos a la Tierra, situados en el espacio profundo, que hasta la fecha resultaban desconocidos.

Debido al reducido tamaño de estas plataformas, su capacidad de propulsión es limitada, por lo que alcanzar objetivos lejanos tomando como punto de partida la Tierra puede derivar en misiones espaciales demasiado largas, haciendo que el tiempo de viaje sea mayor incluso al tiempo de vida útil del propio satélite. Para hacer frente a este problema, habitualmente estos satélites son transportados agrupados en el interior naves espaciales de mayor tamaño y con mayor capacidad de propulsión, también conocidas como naves nodrizas. Los microsátélites viajan almacenados y preparados para su despliegue, el cual tiene lugar en un punto determinado del trayecto, a partir del cual deben continuar su viaje hasta el objetivo usando sus propios medios. Una vez se alcanza el objetivo, los microsátélites llevan a cabo los experimentos programados.

Respecto a los sistemas de propulsión disponibles para estos microsátélites, hasta la fecha existen diversas tecnologías disponibles, que se pueden clasificar en dos grupos principales:

- El primer grupo está formado por los propulsores basados en sistemas eléctricos. Estos sistemas requieren de energía eléctrica continua para su operación. Algunos de estos sistemas son los propulsores de plasma pulsado, los sistemas de efecto Hall, y los sistemas basados en *electrospray*.
- En el segundo grupo encontramos a los sistemas de propulsión que no requieren de energía eléctrica de forma continua, sino que solo la requieren para iniciar el proceso. En este grupo encontramos sistemas como el de gas frío, o los cohetes, tanto de combustible líquido como sólido.

Además de los dos grupos mencionados, recientemente ha sido propuesta una novedosa tecnología de propulsión basada en el proceso de electrólisis del agua. Esta tecnología permite a los satélites usar agua como único combustible. En estos sistemas, el agua permanece almacenada dentro de un depósito a bordo del microsatélite, y, mediante un proceso de electrólisis, para el cual es necesario el uso de un electrolizador, el agua es dividida en oxígeno e hidrógeno. Posteriormente estos elementos se combinan en una cámara de combustión proporcionando al satélite la propulsión requerida. Entre las principales ventajas de esta tecnología destaca el hecho de que el proceso no libera gases nocivos. Además, nos encontramos ante una tecnología segura de manipular, ya que, en tierra, el único elemento combustible es agua.

En vista de lo anterior, la principal motivación de la presente tesis doctoral es el desarrollo y la implementación a nivel de modelo de ingeniería de un sistema de potencia que pueda ser usado en un microsatélite propulsado por agua. Para ello, además de desarrollar los subsistemas correspondientes a un sistema potencia tradicional, en el que la fiabilidad y tolerancia a fallos son requisitos de diseño indispensables, se deberán diseñar los subsistemas oportunos para dotar al satélite de la capacidad de alimentar eléctricamente a un electrolizador a bordo.

1.2 Temática abordada

Para lograr abordar este desafío hay algunos conceptos fundamentales en base a los cuales la temática que queremos abordar ha ido evolucionando a lo largo de los años. Algunos

de estos conceptos, que se tratarán de forma recurrente durante el desarrollo de la presente tesis doctoral, se definen brevemente a continuación:

- **Sistemas de potencia en satélites:** Los sistemas de potencia son los sistemas encargados de gestionar la energía en un satélite. Para ello, disponen de diversos reguladores o convertidores DC-DC que, habitualmente, extraen la energía de las baterías del satélite y la acondicionan para con ella alimentar al resto de subsistemas que se encuentran a bordo del satélite. En el caso de los satélites cuya energía eléctrica se obtiene a partir de paneles solares, este sistema también se encarga de extraer la energía de los paneles solares y acondicionarla para, con ella, cargar las baterías y suministrar energía al resto de subsistemas. Este sistema se considera crítico a bordo de un satélite, ya que, si falla, el resto de los sistemas perderán el suministro eléctrico, y, en consecuencia, dejarán de funcionar.
- **Regulador (o convertidor) de potencia:** Los convertidores de potencia son sistemas encargados de, a partir de una energía de entrada comprendida en un rango de tensión y/o corriente, proporcionar una energía de salida comprendida en un rango tensión o corriente, generalmente distintos, adecuado para suministrar potencia eléctrica a otros sistemas. Estos reguladores se pueden clasificar en diversos grupos, por ejemplo, en función de si la entrada y la salida se encuentran eléctricamente aisladas entre sí, en función de si las tensiones de entrada y salida son en corriente alterna, continua o ambas, en función del elemento a regular, que puede ser, entre otros, tensión de salida o entrada, corriente de salida o entrada, potencia de salida o entrada, etc. En función de los requerimientos del sistema existen multitud de arquitecturas distintas.
- **Fiabilidad:** La fiabilidad de un sistema se define como la probabilidad de que este funcione de forma correcta bajo unas determinadas condiciones. Existen multitud de aplicaciones terrestres en las que la fiabilidad no es un aspecto crítico del diseño, ya que el elemento dañado del sistema puede ser reemplazado sin gran dificultad, y sin que ello conlleve grandes consecuencias. En cambio, cuando se habla de sistemas diseñados para el ámbito espacial, la fiabilidad es un aspecto decisivo en el diseño, ya que, en la mayoría de los casos, los sistemas dañados a bordo de satélites o naves espaciales no pueden ser reparados.

Además, se ha de tener en cuenta que el espacio es un ambiente hostil, en el que las temperaturas pueden variar en exceso y de forma repentina cuando se pasa de condiciones de iluminación a eclipse y viceversa. Asimismo, al no existir una atmosfera que proteja al sistema, este se verá sometido a grandes cantidades de radiación, que, por ejemplo, en el caso de sistemas digitales programables, puede llegar a producir reconfiguraciones indeseadas, como lo son las *Single Event Upsets* (SEU). Todo esto, y otros muchos factores, hacen que la fiabilidad sea un aspecto crítico en el diseño de sistemas destinados a ser usados en ámbitos espaciales.

- **Tolerancia a fallos:** Otro aspecto crítico del diseño, y directamente relacionado con la fiabilidad, es la tolerancia a fallos de un sistema. La tolerancia a fallos se puede definir como la capacidad de un sistema para seguir funcionando de forma correcta, es decir, sin perder ninguna de sus funciones, en el caso de fallo de uno o varios de sus componentes. Para obtener dicha tolerancia a fallos, habitualmente los sistemas se encuentran redundados y disponen de sistemas de gestión adicionales que permiten manejar dichos fallos. El diseño de sistemas tolerantes a fallos posee una complejidad mayor respecto a los sistemas sin tolerancia a fallos, además, esta complejidad aumenta considerablemente a medida que lo hace el número de componentes cuyo fallo está permitido por el sistema. En sistemas destinados a misiones espaciales no tripuladas, es habitual implementar la tolerancia al fallo de al menos uno de los componentes que forman el sistema, con el objetivo de aumentar la fiabilidad de este.
- **Electrolizador:** Los electrolizadores son los dispositivos que permiten llevar a cabo la electrólisis del agua, proceso por el cual, aplicando una corriente continua, el agua (H_2O) es separada en sus componentes básicos, oxígeno (O_2) e hidrógeno (H_2). Un electrolizador está compuesto esencialmente por un conjunto de electrodos conductores separados entre sí por una membrana. Estos electrodos son sometidos a unas condiciones de corriente y tensión determinados, que provocan la ruptura de los enlaces estables que unen las moléculas de agua. Por lo general, a mayor corriente, mayor cantidad de enlaces se romperán, por lo que mayor será la producción de oxígeno e hidrógeno. Adicionalmente, los electrolizadores incluyen otros elementos como válvulas,

sensores y bombas, que permiten gestionar tanto el flujo del agua que entra al sistema, como el flujo oxígeno e hidrógeno resultantes del proceso que serán almacenados en los depósitos correspondientes.

1.3 Objetivos

El objetivo principal de la presente tesis doctoral es el desarrollo y la implementación del sistema de potencia de un pequeño satélite destinado a la exploración del espacio profundo. La principal característica que diferencia a este satélite de la mayoría de los satélites es que usará agua como único combustible a bordo, que mediante un proceso de electrólisis será dividida en oxígeno e hidrógeno. Estos elementos se combinarán en un proceso de combustión, proporcionando a la plataforma la propulsión requerida para cumplir con éxito la misión a la que se destine.

1.3.1 Objetivos Específicos

Los objetivos específicos de esta tesis doctoral vienen dados por el proyecto de investigación en el que la misma se encuentra enmarcada, véase la sección 1.4.1. Dichos objetivos se enumeran a continuación:

1. **Revisión bibliográfica y estudio** de las principales topologías usadas en sistemas de potencia para pequeños satélites.
2. **Aproximación a los requerimientos de la misión espacial** que se pretende llevar a cabo con el microsatélite. La definición de la misión proporciona datos del entorno que son relevantes a la hora de dimensionar el sistema de potencia de la plataforma.
3. **Dimensionamiento preliminar de la plataforma.** Se establecen los parámetros relevantes para el desarrollo del sistema de potencia, como lo son el tamaño y la masa de la plataforma, así como el consumo de potencia de los diversos sistemas que la forman. A partir de estos datos se realiza un balance de energía que permite el dimensionamiento preliminar del sistema de potencia.

4. **Diseño preliminar del sistema de potencia** de la plataforma. A partir de los datos del dimensionamiento preliminar del sistema de potencia se definen los principales subsistemas que conforman el sistema de potencia, así como la topología de estos.
5. **Desarrollo de los principales convertidores de potencia** y subsistemas que conforman el sistema de potencia de la plataforma.
6. **Desarrollo de un banco de pruebas** específico que permita probar y validar los sistemas desarrollados dentro de los laboratorios del Industrial Electronics Group (IE-g) situados en el edificio Torrevaillo de la Universidad Miguel Hernández de Elche.
7. **Validación de los sistemas desarrollados** usando, tanto los equipos disponibles en los laboratorios del Industrial Electronics Group situados en el edificio Torrevaillo de la Universidad Miguel Hernández de Elche, como el banco de pruebas desarrollado previamente.
8. **Análisis** de los resultados obtenidos en las pruebas realizadas para la validación de los sistemas desarrollados.
9. **Elaboración de trabajos científicos** de alta calidad que permitan, tanto divulgar el trabajo llevado a cabo durante la presente tesis doctoral, como justificar la financiación del proyecto de investigación en el que la presente tesis se encuentra enmarcada. Además, se espera que estos trabajos refuercen la carrera investigadora del autor del presente trabajo.

1.4 Marco de la tesis

1.4.1 Proyectos

Este trabajo se ha realizado dentro del marco del proyecto de investigación “Sistema de potencia para micro-plataforma para la exploración del espacio profundo”, financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación bajo el Programa Estatal de I+D+I Orientada a los Retos de la sociedad bajo el número de referencia RTI2018-099009-B-C21, llevado a cabo por el grupo de investigación Industrial Electronics Group perteneciente a la Universidad Miguel Hernández de Elche.

El principal objetivo de este proyecto es el desarrollo de los principales elementos de un sistema de potencia destinado a ser usado en un pequeño satélite, de unos 50 kg de masa, cuyo objetivo es la exploración del espacio profundo. Este satélite usará un novedoso sistema de propulsión basado en la electrólisis del agua, por lo que no será contaminante y será seguro de manipular en tierra.

1.5 Equipamiento y Métodos

1.5.1 Materiales y equipamiento

Seguidamente se muestra una lista de los principales equipos usados durante el desarrollo de la presente tesis doctoral. Todos ellos pertenecen al Industrial Electronics Group de la Universidad Miguel Hernández de Elche. Complementariamente, se han usado diversos equipos auxiliares.

- Simuladores fotovoltaicos Agilent E4351B.
- Fuente bidireccional ITECH IT-M3412.
- Fuente de alimentación RIGOL DP831.
- Carga electrónica RIGOL DL3021A.
- Osciloscopio Tektronix MDO3104.

- Osciloscopio RIGOL MSO5104.
- Cámara termográfica FLUKE Ti450.
- Analizador de potencia Yokogawa WT1800.
- Analizador vectorial de redes Omicron Bode100.
- Multímetro Fluke 8846A.

1.5.2 Métodos

A continuación, se presentan los principales métodos de trabajo utilizados durante el desarrollo de la presente tesis. Estos métodos se presentan en su orden natural de aplicación:

- **Diseño electrónico del circuito:** Haciendo uso principalmente de componentes analógicos y discretos, se realiza el diseño teórico de distintos circuitos, cada uno de ellos destinado a realizar una función específica. Posteriormente estos circuitos se combinan para obtener sistemas capaces de realizar funciones complejas.
- **Simulación:** La utilización de programas de simulación de circuitos electrónicos como LTSpice y PSIM permite obtener la respuesta de cada uno de los circuitos planteados con bastante precisión, y sin necesidad de llevar a cabo la implementación de estos. Estas herramientas son de gran utilidad durante el proceso de diseño, ya que permiten detectar fallos de diseño en los circuitos desde las primeras fases del desarrollo, así como realizar una correcta selección de componentes electrónicos.
- **Diseño hardware del circuito:** Una vez se dispone del diseño del circuito a nivel esquemático, se debe diseñar la placa de circuito impreso o PCB (*Printed Circuit Board*) que soporta los diversos componentes. Para ello existen multitud de programas específicos, tanto de pago, como de uso libre. A la hora de realizar el diseño se deben tener en cuenta diversos factores como, por ejemplo, la gestión térmica, la gestión de potencia, compatibilidad electromagnética, fiabilidad o viabilidad mecánica.
- **Montaje y soldadura:** Tras la fabricación de la PCB, que habitualmente es encargada a empresas especializadas, se sueldan todos los componentes que forman el circuito

electrónico sobre ella. En caso de que haya elementos mecánicos como, por ejemplo, disipadores, estos también deben montarse en su lugar correspondiente.

- **Validación experimental:** Una vez se dispone del circuito electrónico implementado sobre la placa de circuito impreso, se debe validar el correcto funcionamiento de este. Para ello se hace uso de los diversos equipos electrónicos previamente descritos (véase sección 1.5.1). Se debe someter al circuito desarrollado a condiciones de funcionamiento reales, es decir, con unas condiciones de tensión, corriente y temperatura que repliquen en la mayor medida de lo posible a las condiciones a las que el sistema estará sometido en su aplicación final. Durante este proceso se deben detectar y solventar problemas de funcionamiento que, en la mayoría de las ocasiones, derivan directamente de la implementación física del circuito, como, por ejemplo, la aparición de elementos parásitos o de ruidos debidos a acoplamientos electromagnéticos que hacen que el sistema no se comporte como se esperaba. Este proceso es iterativo, tras él, se obtendrá un circuito implementado cuyo funcionamiento idealmente será igual al del diseño teórico realizado.
- **Extracción de resultados significativos:** Tras la validación experimental del circuito, se llevan a cabo pruebas que permitan demostrar que el circuito es capaz de realizar las funciones para las que fue diseñado, y en las condiciones consideradas.
- **Redacción de trabajos científicos:** Tanto el proceso de diseño, como los resultados experimentales obtenidos, deben quedar debidamente reflejados en un documento que permita posteriormente a cualquier persona entender el trabajo realizado y analizar los resultados obtenidos. Estos documentos suelen ser, o bien notas técnicas que permitan documentar debidamente el desarrollo de un proyecto, o bien artículos científicos, cuyo principal objetivo es el de divulgar el trabajo realizado.
- **Divulgación científica de los resultados científicos y tecnológicos:** Tras haber llevado a cabo todo lo anterior, el objetivo final es el de compartir con la comunidad científica los resultados obtenidos. Habitualmente esto se hace mediante la publicación de los trabajos en revistas de investigación, y mediante la divulgación de trabajos y resultados en congresos tanto de ámbito nacional como internacional.

1.5.3 Estructura de la tesis

Según lo indicado previamente, esta tesis se presenta como un compendio de publicaciones, las cuales se incluirán de forma íntegra en el cuerpo de este documento.

El trabajo se distribuye en los siguientes bloques:

- **Introducción:** Contexto, estado del arte y misión propuesta.
- **Cuerpo de la tesis:** Publicaciones científicas.
- **Cierre:** Conclusiones y líneas futuras.
- **Anexos**

Capítulo 2

Contexto y estado del arte

2.1 Introducción a las misiones espaciales

Desde tiempos inmemoriales, el ser humano ha sentido la necesidad de traspasar las fronteras de su conocimiento para saber qué hay más allá de lo que se puede apreciar a simple vista. Las primeras observaciones del universo dieron lugar a la creación de los primeros mapas del sistema solar (los cuales resultaron no ser demasiado precisos), y, posteriormente, a la creación de mapas del resto del universo visible. Estos estudios derivaron en grandes aportaciones a la ciencia, como, por ejemplo, la posibilidad de dividir el tiempo en años, meses, y días, y así crear los primeros calendarios, definir estaciones del año, épocas de siembra de cultivos, etc. Con el paso del tiempo, las técnicas de observación espacial desde la Tierra han ido evolucionando, hasta alcanzar los resultados precisos que se obtienen hoy en día.

No obstante, hay cuestiones que la observación del universo desde la Tierra no puede resolver, como, por ejemplo, ¿Qué aspecto tiene la Tierra vista desde el espacio? ¿De qué elementos están compuestos cada uno de los cuerpos que forman el universo? ¿Hay vida fuera de la Tierra? Todas estas, y otras muchas cuestiones, son cuestiones que, a día de hoy, no pueden ser resueltas sin salir de la Tierra. Para tratar de arrojar luz sobre ellas, el ser humano lleva años lanzando naves al espacio con las que realiza experimentos científicos.

El lanzamiento del primer satélite artificial, el Sputnik I, tuvo lugar el 4 de octubre de 1957, y en él se realizó el primer experimento científico a bordo de un satélite, que consistió en la adquisición de datos sobre la estructura de la ionosfera [1]. En los años siguientes, y debido en gran parte a la rivalidad entre Estados Unidos y la antigua Unión Soviética, se alcanzaron multitud de hitos, entre los que se pueden destacar:

- **Primer ser vivo en el espacio:** Con la intención de ampliar el conocimiento acerca de cómo pueden afectar los vuelos espaciales a los seres vivos, el 3 de noviembre de 1957 se envió al espacio a Laika, la perra que, a bordo de la nave Sputnik 2, se convirtió en el primer ser vivo terrestre en ser lanzado al espacio [2].
- **Primer ser humano en el espacio:** Cuatro años después del lanzamiento del Sputnik 2, el soviético Yuri Alekséyevich Gagarin se convirtió en el primer ser humano en viajar al espacio. Este hito se logró el 12 de abril de 1961 a bordo de la capsula Vostok 1, logrando completar una órbita alrededor de la Tierra.
- **Primera caminata espacial:** El 18 de marzo de 1965, el cosmonauta soviético Alekséi Arjípovich Leónov realizó el primer paseo espacial, logrando permanecer fuera de la capsula espacial lanzada durante la misión Vosjod 2 durante un tiempo ligeramente superior a los 9 minutos, y siendo capaz de regresar a su interior posteriormente.
- **Primer aterrizaje en otro planeta:** El primer aterrizaje de una nave espacial en otro planeta tuvo lugar el 1 de marzo de 1966, cuando la sonda espacial Venera 3, lanzada por la Unión Soviética Rusa en noviembre de 1965, impactó sobre la superficie del planeta Venus. Lamentablemente el sistema de telecomunicaciones falló, por lo que no se pudieron recibir datos desde la Tierra.
- **Primer ser humano en la Luna:** Tan solo tres años más tarde, el 20 de julio de 1969, la misión Apolo 11 desarrollada por los Estados Unidos logró realizar un aterrizaje exitoso en la Luna. El día siguiente, 21 de julio de 1969, el astronauta Neil Alden Armstrong se convirtió en el primer ser humano en pisar la superficie de la Luna.
- **Primera estación espacial:** El 19 de abril de 1971 la Unión Soviética logró situar en órbita baja, a 2000 km sobre la superficie terrestre, a la nave Saliut 1, la primera estación espacial de la historia [3]. Esta nave permaneció orbitando la Tierra un periodo de casi seis meses, durante los cuales fue visitada por las misiones tripuladas Soyuz 10 y Soyuz 11, también llevadas a cabo por la Unión

Soviética. Finalmente, la estación espacial fue destruida al reentrar en la atmósfera.

- **Primera sonda en orbitar otro planeta:** Un mes más tarde, Estados Unidos lanzó la sonda Mariner 9 con el objetivo de explorar Marte. Esta sonda alcanzó el planeta rojo el 13 de noviembre de 1971, convirtiéndose en la primera nave espacial en orbitar otro planeta. Gracias a ella se obtuvieron las imágenes de la superficie de Marte que permitieron realizar los primeros estudios geológicos de este [4].

Desde entonces, y hasta el día de hoy, el número de lanzamientos espaciales llevados a cabo por el ser humano no ha dejado de crecer. Actualmente se lanzan satélites a órbitas terrestres de forma habitual para ofrecer servicios cotidianos como, por ejemplo, comunicaciones, posicionamiento y navegación [5] (GPS, GLONASS, BeiDou Galileo...), predicción meteorológica, observación de la Tierra, etc.

Además, existen multitud de ambiciosas misiones espaciales recientes desarrolladas en su mayoría por las principales agencias espaciales, que tienen como objetivo la ampliación del conocimiento acerca del espacio profundo, es decir, aquel que va más allá de la Tierra y la Luna. Estas misiones van desde algunas misiones comenzadas en la década de los años 70, como, por ejemplo, la misión Voyager, en la que en 1977 se lanzaron dos sondas espaciales a los planetas exteriores del sistema solar, hasta algunas de las misiones más recientes que se muestran a continuación:

- **MarCO:** La misión Mars Cube One (MarCO) [6], desarrollada por la National Aeronautics and Space Administration (NASA), es una misión de demostración en la que participaron los dos primeros *CubeSats* interplanetarios junto a la nave InSight. Esta misión se lanzó el 5 de mayo de 2018 y sirvió para demostrar la capacidad y el potencial de los *CubeSats* en misiones interplanetarias. Los dos *CubeSats* lanzados, el MarCO-A y el MarCO-B, llevaron a cabo sus propias comunicaciones y experimentos de navegación mientras sobrevolaban de forma independiente y con su propio sistema de propulsión al planeta Marte.
- **BepiColombo:** La misión BepiColombo [7] es la primera misión interplanetaria de la ESA en colaboración con la JAXA en la que se envía una sonda a un planeta

cercano al Sol, Mercurio. El objetivo de esta sonda es estudiar y comprender, entre otros, la composición, la atmosfera y la magnetosfera de Mercurio. La misión se compone principalmente de dos naves, el Mercury Planetary Orbiter (MPO) y el Mercury Magnetospheric Orbiter (MMO, posteriormente renombrado como MIO), que viajan en el interior del Mercury Transport Module (MTM). La misión se lanzó el 20 de octubre de 2018 usando la lanzadera Ariane 5, y actualmente se encuentra en camino hacia Mercurio. La masa total lanzada es de 4100 kg, siendo la masa en seco del MPO de 1230 kg y la del MMO de 255 kg.

- **Solar Orbiter:** El Solar Orbiter [8] es un complejo laboratorio científico diseñado para tomar imágenes del Sol desde el punto más cercano hasta la fecha. La plataforma fue desarrollada por la ESA, recibiendo una fuerte participación por parte de la NASA. El lanzamiento tuvo lugar en febrero de 2020 a bordo de una lanzadera Atlas 5, y las primeras imágenes solares se recibieron en noviembre de 2021. La masa total del conjunto es de 1800 kg, siendo la masa de los equipos científicos de 209 kg.
- **Mars 2020:** Mars 2020 [9] es el nombre que recibe la misión impulsada por la NASA en la que, el 30 de Julio de 2020 se lanzó el vehículo rover Perseverance a Marte a bordo de una lanzadera Atlas 5. El aterrizaje sobre la superficie de Marte se produjo el 18 de febrero de 2021 y desde entonces, el rover se encuentra activo, recorriendo, analizando, y recogiendo muestras de la superficie del planeta rojo. En su parte superior, el Perseverance incorpora un pequeño helicóptero, el Ingenuity, que realizó un total de tres vuelos de demostración sobre el planeta rojo. La masa total del Perseverance es de 1025 kg, mientras que la del Ingenuity es de tan solo 1.8 kg.
- **DART:** La misión Double Asteroid Redirection Test (DART) [10] lanzada por la NASA el 24 de noviembre de 2021 tuvo como objetivo impactar contra el sistema binario de asteroides formado por Didymos y Dimorphos, un pequeño satélite que órbita alrededor de él. El objetivo de la misión era cambiar la órbita de Dimorphos a modo de prueba de concepto para posibles futuras misiones de defensa planetaria. El impacto tuvo lugar el 26 de septiembre de 2022, y la

desviación de la órbita fue medida desde la Tierra. Momentos antes del impacto, el *CubeSat* de 6U LICIACube [11], de 14 kg de masa, y que viajaba en el interior de DART, de alrededor de 520 kg, fue lanzado con el objetivo de poder ofrecer imágenes de la colisión.

- **Webb:** El James Webb Space Telescope (Webb) [12], desarrollado en conjunto por la ESA, la NASA y la CSA, y cuyo lanzamiento se llevó a cabo el 25 de diciembre de 2021 a bordo de una lanzadera Ariane 5, consiste en un gran telescopio espacial de observación científica, cuya masa en el momento de lanzamiento es de 6200 kg, y que contiene un espejo con un diámetro de 6.5 m. Este telescopio se sitúa en el segundo punto de Lagrange, y con él, se pretenden clarificar diversas cuestiones acerca de temas que abarcan desde la formación de planetas y estrellas, hasta el nacimiento de las primeras galaxias.
- **Juice:** La misión Jupiter Icy Moons Explorer (JUICE) [13], desarrollada por la ESA, y cuyo lanzamiento, el 14 de abril de 2023, tiene como objetivo la observación detallada y la caracterización del planeta gigante Jupiter y sus tres grandes lunas. La misión se llevará a cabo usando una nave espacial cuya masa en seco es de aproximadamente 2400kg (alcanzando los 6000 kg si se incluye el combustible), alimentada eléctricamente desde un conjunto de paneles solares cuya superficie alcanza los 85 m². Esta nave cuenta con un total de 10 instrumentos científicos y se ha lanzado usando una lanzadera Ariane 5.
- **Hera:** Tras la primera prueba de desviación de asteroide llevada a cabo por la NASA en la misión DART, la misión Hera [14], desarrollada por la ESA, realizará un detallado estudio del satélite impactado. Se trata de una de las primeras misiones de defensa planetaria. La misión se lanzará en octubre de 2024, y la nave espacial tendrá una masa total de 1280 kg. En su interior viajarán dos *CubeSats*, Juventas [15] y Milani [16], ambos de un tamaño de 6U, que serán desplegados una vez alcanzado el objetivo. El objetivo de Juventas es realizar una caracterización geofísica de Dimorphos, mientras que Milani realizará un estudio de Didymos. Ambos *CubeSats* se comunicarán con la Tierra a través de un enlace de radio con la nave Hera.

Se observa que recientemente existe una tendencia, cada vez mayor, a usar microsátélites, cuya masa es inferior a 100 kg, tanto para apoyar misiones espaciales llevadas a cabo por naves principales de mayor tamaño, como para desarrollar misiones espaciales completas por sí mismos. Esto se debe principalmente a que, debido a los avances tecnológicos acontecidos en los últimos años, estos microsátélites son capaces de desarrollar misiones espaciales, tanto científicas, como comerciales, a un coste muy inferior al de las misiones espaciales tradicionales llevadas a cabo usando grandes y costosos satélites [17].

En las siguientes secciones del presente capítulo se profundiza tanto en los microsátélites, como en sus sistemas de potencia, realizándose una revisión bibliográfica de algunos de los sistemas de potencia para pequeños satélites usados en misiones espaciales recientes. Esta revisión bibliográfica será el punto de partida para llevar a cabo el diseño del sistema de potencia que se pretende desarrollar durante la presente tesis.

2.2 Introducción a los microsátélites

Los nanosatélites y microsátélites son aquellos satélites cuya masa se encuentra comprendida entre 1 y 100 kg, encontrándose la frontera entre ambas denominaciones en los 10 kg. Dentro de estos grupos de satélites, es habitual oír hablar de los *CubeSats*. La palabra *CubeSat* hace referencia a un estándar de nanosatélites y microsátélites ampliamente extendido. En él, el volumen de los satélites es múltiplo de cubos de $10 \times 10 \times 10 \text{ cm}^3$ (1U), siendo la masa máxima de cada una de estas unidades de 1.33 kg. Por lo general, el tamaño y volumen máximo de un *CubeSat* es de 27U y 40 kg.

Tanto en los *CubeSats* como en el resto de los nanosatélites y microsátélites se pueden distinguir dos partes principales, la plataforma, que a su vez se divide en diversos subsistemas, y la carga de pago. La [figura 1](#) muestra el diagrama de los principales subsistemas que forman un pequeño satélite. Seguidamente se describen brevemente cada uno de ellos.

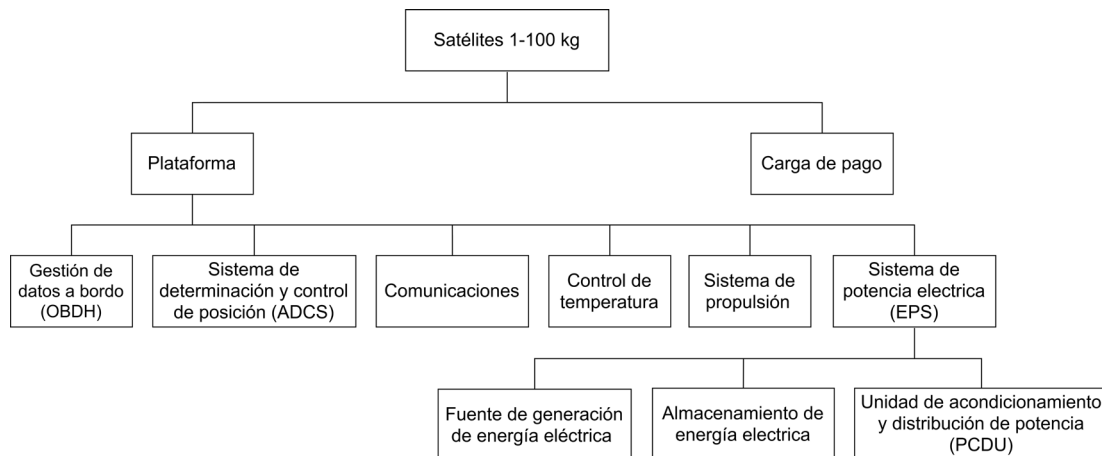


Figura 1. Diagrama de los principales subsistemas que forman un pequeño satélite.

2.2.1 Plataforma

El término “plataforma” hace referencia tanto a la estructura mecánica, como al resto de sistemas necesarios a bordo del satélite que permiten a este comunicarse, alimentar a los subsistemas a bordo (incluidos los de la carga de pago), determinar y controlar su posición, y realizar todos los desplazamientos requeridos para poder llevar a cabo con éxito la misión planeada. En definitiva, hace referencia a todos los sistemas necesarios para volar. A continuación, se dan unas nociones básicas de los principales sistemas que forman la plataforma.

2.2.1.1 Gestión de datos a bordo

El sistema de gestión de datos a bordo, también conocido OBDAH (*On-Board Data Handling*) es el encargado de recoger los datos proporcionados por el resto de los sistemas a bordo, como, por ejemplo, los datos del sistema de control de posición o los datos de telemetría, transportarlos hasta el ordenador de a bordo u OBD (*On-Board Computer*), donde son procesados y almacenarlos, o tomar decisiones en base a ellos. Este sistema está compuesto principalmente por tres elementos: el procesador, encargado de procesar datos y tomar decisiones; la memoria, donde se almacenan los datos e instrucciones a seguir; y los buses de comunicaciones, que son los encargados de transportar los datos entre los sistemas.

A la hora de diseñar este sistema se deben en cuenta algunos requerimientos especiales que son intrínsecos al diseño de cualquier sistema apto para uso espacial, pero que cobran especial relevancia cuando se habla del sistema de gestión de datos. Entre estos requerimientos se encuentran el de una alta fiabilidad, capacidad para detectar y corregir errores de forma autónoma, tolerancia a fallos, bajo consumo de recursos, alta capacidad de cálculo, capacidad de diagnóstico remota, tolerancia a microgravedad y vibraciones, capacidad de trabajo en rangos extendidos de temperatura, etc.

2.2.1.2 Sistema de determinación y control de posición

El sistema de determinación y control de posición o ADCS (*Attitude Determination and Control Systems*) es el responsable de determinar la orientación del satélite y orientar de forma correcta al mismo. Los cambios de orientación pueden tener diversos propósitos como, orientar de forma óptima los paneles solares hacia el sol en caso de que estos se encuentren fijos en la superficie de la estructura, orientar las antenas del satélite hacia la estación terrestre, u orientar el satélite hacia el objetivo de la misión para ser propulsado. La determinación de la posición del satélite se puede realizar usando diversos tipos de sensores, entre los que se encuentran los sensores de sol, los sensores magnéticos, los seguidores de estrellas, sensores basados en sistemas de posicionamiento por satélite (GNSS), sistemas basados en la medida de variación de posición con giroscopios, etc. En función del tipo de misión se podrán usar unos sistemas u otros.

Una vez se ha determinado la posición, se pueden usar diversos elementos para modificarla. Los principales sistemas usados para modificar la orientación en pequeños satélites son los modificadores de torque magnéticos, las ruedas de reacción, los *resistojets*, o incluso, si este lo permite, el propio propulsor del satélite.

2.2.1.3 Comunicaciones

Una vez el satélite ha sido lanzado, el sistema de comunicaciones es el único acceso que queda a él, lo que lo convierte en uno de los sistemas más críticos a bordo de la nave. Este sistema se usa, tanto para mandar datos de telemetría (TM, *Telemetry*) y datos de la carga de pago desde el satélite hacia la estación de control, como para enviar ordenes desde la estación

de control hacia el satélite (TC, *Telecommand*). Las dos topologías más usadas para comunicación en pequeños satélites consisten en, o bien comunicar dos satélites entre sí (ISL, *Inter Satellite Link*), o bien comunicar el satélite con la estación en tierra. En función del tipo de servicio que se desea proporcionar, así como de las condiciones de la misión, las comunicaciones de radio pueden realizarse en diversas bandas (VHF, UHF, Banda-L, Banda-S, Banda-C o Banda X). En pequeños satélites, debido al reducido tamaño de estos, es habitual el uso de transceptores, elementos que integran tanto el receptor como el transmisor en un mismo dispositivo, y, por tanto, permiten una comunicación TM/TC bidireccional. Debido a que las comunicaciones son un sistema crítico, se busca que este sea completamente independiente de otros sistemas, como, por ejemplo, el sistema de posicionamiento. Por ello, es habitual el uso de antenas omnidireccionales.

2.2.1.4 Control de temperatura

La función del sistema de control de temperatura es la de mantener a los componentes que forman el satélite dentro del rango de temperatura que les permita funcionar de forma segura manteniendo todas sus funcionalidades. En primer lugar, se determina el rango de temperatura soportado por cada uno de los sistemas del satélite, y se realiza un balance que, teniendo en cuenta tanto las propiedades físicas del satélite, como su potencia disipada y la información de la órbita, permita determinar la temperatura a la que se encuentran los sistemas del satélite.

Existen diversos tipos de hardware que permiten tanto calentar como enfriar cada uno de los subsistemas del satélite. Uno de los métodos más comunes para aislar los sistemas, evitando que estos radien energía al espacio, y protegiéndolos de sobrecalentamientos producidos por la energía recibida en forma de radiación, es el uso de aislamiento multicapa (MLI, *Multilayer insulation*). Otro método es el uso de tiras altamente conductoras, que permiten redirigir el calor generado en componentes concretos. Los tubos de calor, o *heat pipes* realizan una función similar, permitiendo disipar el calor de componentes situados en superficie. Además, se puede ajustar la temperatura en el interior de los sistemas en función de los coeficientes de absorción y emisión del material escogido para recubrir las superficies. En caso de que se desee aumentar la temperatura en algún sistema en concreto, y esta gestión de temperatura no se pueda realizar con los métodos pasivos anteriormente

citados, se pueden instalar calentadores eléctricos, los cuales transforman energía eléctrica en calor.

2.2.1.5 Sistema de propulsión

El sistema de propulsión es el sistema que dota al satélite del impulso necesario para realizar maniobras y saltos de órbita. Sin él, sería imposible llevar a cabo todas aquellas misiones espaciales que requieran de control sobre la velocidad o altitud del satélite, por lo que la realización de misiones interplanetarias no sería posible.

Los sistemas de propulsión se pueden clasificar en dos grandes grupos, los sistemas de propulsión química, y los sistemas de propulsión eléctrica. El tipo de sistema a escoger depende de diversos factores, como son la masa y el volumen de la nave, la potencia requerida, el tiempo de viaje deseado, el coste, etc. En términos generales, los sistemas de propulsión química son más baratos, menos complejos, y requieren de una menor potencia para funcionar que un sistema eléctrico equiparado en propulsión. Además, los sistemas químicos producen un mayor empuje, permitiendo a los satélites alcanzar la órbita final en menos tiempo que usando un sistema de propulsión eléctrica.

Por otro lado, los sistemas de propulsión eléctrica requieren de una menor masa de combustible, tienen un menor volumen y proporcionan un mayor impulso específico. Este mayor impulso específico es la razón principal por la que seleccionar este sistema en caso de misiones interplanetarias o estacionarias de larga duración.

Respecto a las distintas tecnologías de propulsión que se pueden encontrar dentro de cada uno de los dos grupos, según [18, pp. 90–98], son las siguientes:

- **Sistemas de propulsión química:** Son aquellos que solo requieren de energía eléctrica para iniciar el proceso de propulsión. En este grupo se encuentran los propulsores de gas frío, que almacenan gas a una determinada presión en un depósito, y haciendo uso de una válvula, lo liberan progresivamente obteniendo así la propulsión; los motores de mono propelente, que queman un único elemento (tradicionalmente hidracina) sin necesidad de aportar un oxidante extra a la mezcla, obteniendo un alto rendimiento, a pesar de que su uso es ciertamente peligroso, lo cual añade un nivel más de complejidad al satélite; los sistemas

basados en bipropelentes, que combinan de forma separada el combustible y el oxidante, lo que implica un sistema aún más complejo y voluminoso, pero que proporciona un mayor incremento de velocidad; y los motores de combustible sólido, que combinan combustible, oxidante y elementos orgánicos que los unen entre sí en un compuesto sólido que se almacena en una cámara de combustión. Este tipo de motores proporcionan un gran impulso de una forma rápida, y su tamaño es muy compacto. El problema es que estos motores solo se pueden encender una vez, por lo que su uso queda limitado a misiones que solo necesitan un único impulso, y cuya precisión respecto al incremento de velocidad no sea crítico.

- **Sistemas de propulsión eléctrica:** Son aquellos que requieren de energía eléctrica de forma constante para generar la propulsión. En este grupo de encuentran sistemas como el *resistojet*, el sistema de propulsión eléctrica más simple, que calienta el combustible (usualmente agua, amonio, nitrógeno u óxido nitroso) mediante calor generado eléctricamente, generando un gas que, al ser liberado produce el impulso requerido; el motor de iones reticular o *Gridded Ion Engine* (GIE), un motor que produce impulso al acelerar iones en campos eléctricos; el propulsor de efecto Hall, en el que el combustible, habitualmente xenón, es ionizado, generando una propulsión mayor que en el caso de los GIE, aunque aumentando la complejidad del sistema; los propulsores de plasma pulsado o *Pulsed Plasma Thruster* (PPT); y los propulsores de arco de vacío o *Vacuum Arc Thruster* (VAT); que aceleran partículas de plasma usando arcos eléctricos pulsados, o los propulsores de *electrosplay*, que aplicando tensión a un fluido conductor, crea un cono de Taylor, en el extremo del cual se genera un chorro que proporciona la propulsión.

En los últimos años se ha presentado una nueva tecnología de propulsión que, si bien no se encuentra clasificada en ninguno de los dos grupos previamente descritos, combina ambos para generar la propulsión requerida. Se trata de un novedoso sistema de propulsión que usa agua como único combustible a bordo del satélite, por lo que es un sistema no contaminante y seguro de manipular. Haciendo uso de un electrolizador, y usando energía eléctrica, el agua (H_2O) se separa en hidrógeno (H_2) y oxígeno (O_2). Posteriormente, estos dos elementos se combinan en una cámara de combustión, generando una reacción en la que

el hidrógeno actúa como combustible y el oxígeno como oxidante. Como resultado de esta combustión se obtiene la propulsión necesaria para propulsar al satélite.

Algunos ejemplos de este tipo de propulsores son el propulsor presentado en el *68th International Astronautical Congress (IAC)* de 2017 por los miembros del Institute of Space Systems (IRS) de la Universidad de Stuttgart [19], o el propulsor HYDROS desarrollado por la empresa Tethers Unlimited [20], del cual se han desarrollado dos versiones (HYDROS-C e HYDROS-M) en función de la propulsión requerida, y cuyo funcionamiento ya ha sido validado por la NASA a bordo de la misión *Pathfinder Technology Demonstration (PDT)-1* lanzada en enero de 2021 [21]. Según su fabricante, esta novedosa tecnología ofrece incrementos de velocidad ΔV de hasta 140 m/s para *CubeSats* de hasta 11 kg de masa usando solo medio litro de agua, e incrementos de velocidad ΔV de hasta 170 m/s para microsátélites de 100 kg usando 6 litros de agua, lo que, unido a que es una tecnología respetuosa con el medio ambiente y segura de manipular, la convierten en una candidata interesante para el desarrollo de misiones interplanetarias con microsátélites.

2.2.1.6 Sistema de potencia eléctrica

El sistema de potencia eléctrica o EPS (*Electric Power System*), además de ser el sistema alrededor del cual gira la presente tesis doctoral, es uno de los sistemas más importantes de un satélite. Este sistema es responsable de generar la energía eléctrica, almacenarla, gestionarla y distribuirla, por lo que un fallo en este puede provocar que el resto de los sistemas pierdan la alimentación eléctrica, y consecuentemente, dejen de funcionar. Los principales subsistemas que forman el EPS son los siguientes:

- **Fuente de generación de energía eléctrica:** A pesar de que se han realizado algunos lanzamientos de nanosatélites que usan métodos alternativos para la generación de energía, como, por ejemplo, sistemas de generación basados en el uso de radioisótopos, la fuente más común de generación de energía eléctrica en pequeños satélites es el uso de células fotovoltaicas, ya que, según la NASA [22, p. 34], es usada por más del 85% de nanosatélites lanzados a partir de 2010. Entre los tipos de células solares disponibles, las más usadas actualmente son las células de triple unión (GaInP/GaAs/Ge) debido principalmente a su eficiencia y a la alta tensión que generan.

- **Almacenamiento de energía eléctrica:** El uso de baterías que permitan el almacenamiento de la energía producida en los paneles solares es esencial para el correcto funcionamiento del satélite, ya que, en ocasiones, los paneles solares no son capaces de suministrar toda la potencia instantánea requerida por el satélite. Además, en función de la órbita adoptada por el satélite, pueden producirse periodos de eclipse durante los cuales los paneles solares no generan energía eléctrica. Durante estos periodos, es la energía almacenada en las baterías la que mantiene al satélite activo. Las baterías más comunes usadas actualmente en pequeños satélites son las de iones de litio (Li-ion), que han reemplazado a las tradicionales baterías níquel-cadmio (NiCd).
- **Unidad de acondicionamiento y distribución de potencia o PCDU:** El PCDU es el sistema responsable, tanto de regular la carga de las baterías a partir de la energía producida en los paneles solares, como de regular y distribuir la potencia procedente tanto de las baterías como de los paneles solares al resto de sistemas a bordo del satélite. En este sistema se pueden identificar diversos subsistemas. El subsistema encargado de extraer la energía de los paneles y verterla al bus de potencia principal es el regulador de paneles solares o SAR (*Solar Array Regulator*). Este subsistema puede ser de transferencia directa (DET, *Direct Energy Transfer*), o con seguidor de punto de máxima potencia (MPPT, *Maximum Power Point Tracker*). El bus de potencia principal, que puede ser regulado o no, es el subsistema al que se conectan tanto las baterías (a través de un regulador en caso de buses regulados), como los reguladores auxiliares. Estos reguladores auxiliares son los encargados de, a partir de la tensión del bus de potencia principal, generar las tensiones que alimentan al resto de subsistemas a través de los buses regulados. Habitualmente los buses regulados proporcionan tensiones de 12, 5 y 3.3 V. Además, existen un conjunto de interruptores y protecciones encargados de conectar y desconectar cada uno de los subsistemas con el objetivo de proteger a la plataforma en caso de fallo en alguno de los subsistemas.

Dado que la presente tesis doctoral consiste en el desarrollo de algunos de los principales elementos del EPS de un microsatélite, en la sección 2.3 del presente capítulo se realiza un

análisis más detallado de cada uno de los elementos que forman el EPS, así como una revisión bibliográfica de las principales arquitecturas usadas actualmente en *CubeSats* y microsatélites.

2.2.2 Carga de pago

El termino carga de pago hace referencia a el equipamiento que se encuentra a bordo del satélite y, que no es necesario para que este pueda volar, pero que si es necesario para cumplir los objetivos específicos de la misión. En el caso de misiones de carácter científico, la carga de pago suele estar formada por equipos de medición, como, por ejemplo, radares; equipos de captura de imágenes, como, por ejemplo, cámaras en rango visible, etc. Además, misiones más específicas pueden requerir del uso de equipos diseñados exclusivamente para ellas. La carga de pago se alimenta desde el EPS del satélite, por lo que su consumo de energía debe tenerse en cuenta a la hora de realizar el balance de potencia del satélite. Para mantener un alto grado de fiabilidad en el satélite, es habitual alimentar a la carga de pago usando reguladores auxiliares independientes a los usados para alimentar al resto de subsistemas de la plataforma, de modo que un fallo en la carga de pago no pueda propagarse al resto de sistemas del satélite.

2.3 Sistemas de potencia en microsatélites

En esta sección se describe en detalle el sistema de potencia de un microsatélite, así como cada uno de los principales subsistemas que lo forman. Además, se realiza una revisión bibliográfica de misiones espaciales recientes llevadas a cabo con pequeños satélites que permitirá determinar cuál es la tendencia respecto a los sistemas de potencia. Se hará especial incidencia en aquellos subtemas que son desarrollados en el cuerpo de la presente tesis, como lo son el regulador de paneles solares, los sistemas de seguimiento del punto de máxima potencia, o el regulador que permite alimentar eléctricamente a un electrolizador a bordo de un microsatélite.

Según lo mencionado en la sección 2.2.1.6, el sistema de potencia de un microsatélite se puede dividir en 3 partes, véase [figura 2](#). Estas partes son, el generador de potencia eléctrica, que en el caso de la mayoría de microsatélites está constituido por paneles solares; la PCDU, que es el sistema electrónico encargado de realizar las funciones de acondicionamiento de la

energía generada en los paneles solares y acondicionamiento y distribución de energía al resto de subsistemas; y la unidad de almacenamiento de energía, que en el caso de la mayoría de microsátélites está constituida por baterías, y como su nombre indica, es el subsistema encargado de almacenar la energía eléctrica.

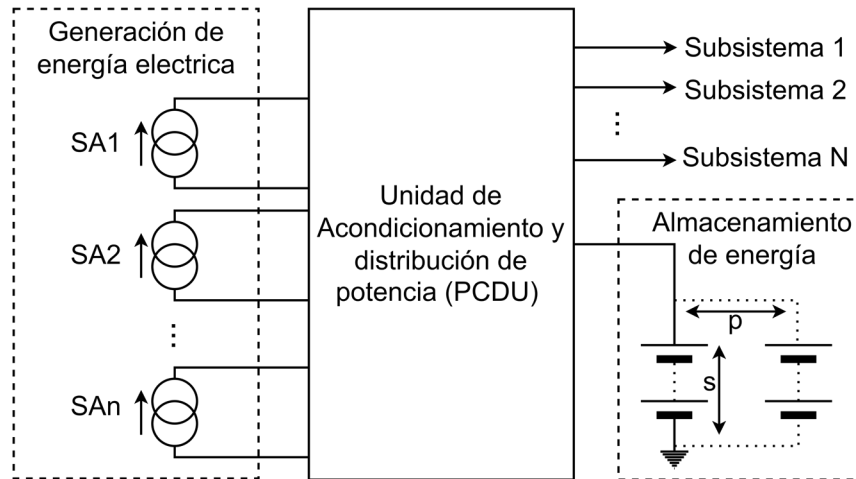


Figura 2. Esquema general simplificado del EPS de un microsátélite.

2.3.1 Paneles solares

Como se ha mencionado recientemente, y a excepción de algunos satélites, la fuente de generación de energía eléctrica usada por la gran mayoría de satélites en la actualidad son los paneles solares o SA (*Solar Array*), usados, según la NASA [22, p. 34], por más del 85% de los satélites pequeños lanzados desde a partir de 2010.

La tecnología de células solares más extendida para uso en microsátélites es la de triple unión, aunque hoy en día hay empresas que ya ofrecen células solares de cuádruple unión, como es el caso de AzurSpace con su célula 4G32C. La [tabla 1](#) recoge una comparativa con algunas de las células solares ofrecidas por los principales fabricantes. En ella se indica tanto el modelo, como la tecnología usada y la eficiencia que ofrecen. Se observa que actualmente la mayoría de las empresas ha desarrollado tecnologías que les permiten ofrecer células solares con una eficiencia que ronda entre el 30 y el 32%, eficiencias muy superiores a las tradicionales células de silicio cuya eficiencia se sitúa entre el 13 y el 17%.

Por lo general, las células solares ofrecidas por los principales fabricantes tienen un área de alrededor de 30 cm², y proporcionan una potencia cercana a 1 W en condiciones de laboratorio (irradiancia = 1370 W/m², T = 28°C). Para obtener paneles solares o SA de mayor potencia, se agrupan las células en cadenas o *strings* de varias células en serie, y, habitualmente, se agrupan varios de estos *strings* en paralelo.

Tabla 1: Comparativa de células solares ofrecidas por las principales empresas

Marca	Modelo	Tecnología	Eficiencia
Spectrolab	XTE-SF	Triple unión - Optimizada	32.2%
Spectrolab	XTE-HF	Triple unión - Optimizada	32.1%
SolAero	IMM- α	Triple unión - Invertida	32.0%
AzurSpace	4G32C	Cuádruple unión (AlInGaP/AlInGaAs/InGaAs/Ge)	31.8%
Spectrolab	XTE-LILT	Triple unión - Optimizada	31.6%
Spectrolab	XTJ Prime	Triple unión (GaInP2 /InGaAs/Ge)	30.7
SolAero	ZTJ- Ω	Triple unión	30.2
SolAero	Z4J	Cuádruple unión	30%
CESI	CTJ30	Triple unión (InGaP/GaAs/Ge)	29.5%
Spectrolab	XTJ	Triple unión (GaInP2 /InGaAs/Ge)	29.5%
SolAero	ZTJ	Triple unión	29.5
AzurSpace	3G30C - Advanced	Triple unión (GaInP/GaAs/Ge)	29.5%
SolAero	ZTJ+	Triple unión	29.4%
CESI	CTJ30-Thin	Triple unión (InGaP/GaAs/Ge)	29%
Spectrolab	UTJ	Triple unión (GaInP2 /InGaAs/Ge)	28.4
CESI	CTJ-LC	Triple unión (InGaP/GaAs/Ge)	28%
AzurSpace	3G28C	Triple unión (GaInP/GaAs/Ge)	28.0%
AzurSpace	S32	Silicio	16.9%
Spectrolab	K4702	Silicio	13.3%

Para obtener las curvas I - V y P – V de los paneles solares, es necesario usar un modelo eléctrico. Según [23, p. 171], un modelo eléctrico de panel solar muy extendido es el que se muestra en la [figura 3](#), donde I_{ph} representa la fotocorriente, D_c es la unión PN, y R_p y R_s son la resistencia *shunt* y la resistencia en serie de la célula respectivamente. Es habitual encontrar el diodo de derivación o *bypass* D_{bp} en este modelo, ya que permite el paso de corriente inversa, siendo así una eficiente protección de la célula.

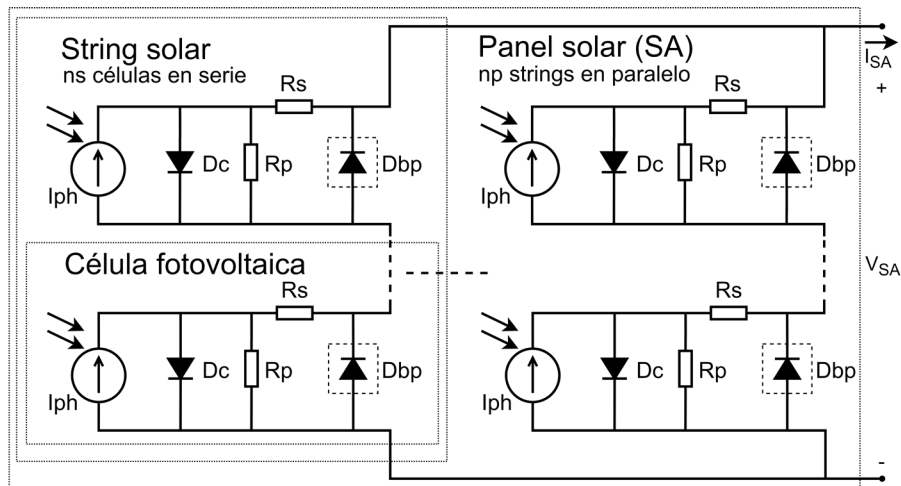


Figura 3. Modelo eléctrico de un panel solar. Reproducido de [23, p. 171].

El modelo matemático de este panel solar viene dado por la ecuación (1), donde n_s se corresponde con el número de células en serie que forman el *string*, n_p se corresponde con el número de *strings* en paralelo, I_{sat} es la corriente de saturación del diodo D_c , I_{ph} es la corriente generada por el efecto fotoeléctrico dentro de la célula solar, q es la carga del electrón, k representa la constante de Boltzmann, n es el factor de idealidad del diodo, y T es la temperatura.

$$i = n_p \cdot \left[I_{ph} - I_{sat} \cdot \left(e^{\frac{\left(\frac{V + I \cdot R_s}{n_s + n_p} \right)}{\frac{q}{n \cdot k \cdot T}}} - 1 \right) \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (1)$$

El comportamiento de una célula solar depende principalmente de tres factores, que son, la temperatura del panel solar (T), la irradiancia solar (G), y el ángulo de incidencia de la luz solar (θ). La corriente generada es directamente proporcional a la irradiancia solar, y depende del ángulo de incidencia de esta ($\cos \theta$).

Usando este modelo matemático se pueden obtener los parámetros de mayor relevancia usados al diseñar y dimensionar los paneles solares para el sistema de potencia eléctrica de un satélite, que son, tensión de circuito abierto (V_{OC}), tensión en el punto de máxima potencia (V_{MPP}), corriente de cortocircuito (I_{SC}), y corriente en el punto de máxima potencia (I_{MPP}), así como el resto de los puntos que forman las curvas $I - V$ y $P - V$. La [figura 4](#) muestra las

curvas generadas por una célula solar modelo 3G30C del fabricante AzurSpace bajo dos condiciones distintas de irradiancia y temperatura, representadas usando el modelo dado por (1). La primera de ellas (A) se da en una condición de laboratorio con una irradiancia equivalente a la que se recibe a una distancia de 1 AU, a una temperatura de 28 °C. La segunda (B) se corresponde con las condiciones en una órbita equivalente a la de Marte, a 1.5 AU, y con una temperatura de -30.3 °C.

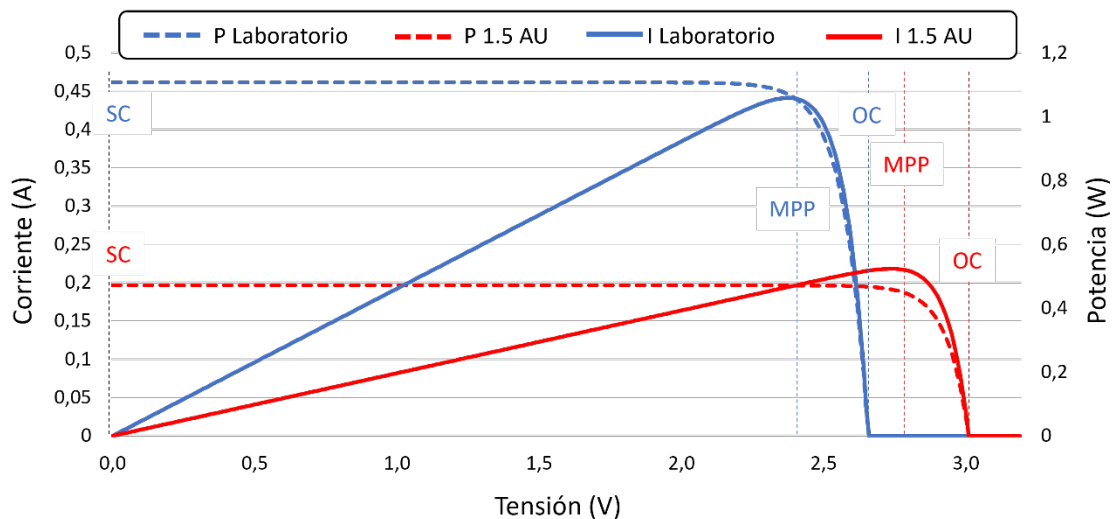


Figura 4. Representación de curvas I – V y P – V de una celda AzurSpace 3G30C en condiciones: A) Laboratorio: 1367W/m, T = 28 °C, B) Marte: 588W/m, T = -30.3°C.

Se puede observar que el comportamiento de las células solares es fuertemente dependiente de las condiciones de irradiancia y temperatura a las que se encuentra.

2.3.2 Almacenamiento de energía eléctrica

Los satélites requieren del uso de dispositivos que permitan almacenar la energía generada en los paneles solares. Estos dispositivos son las baterías, y existen dos motivos principales para su uso:

- Por un lado, es posible que el satélite encuentre periodos de eclipse a lo largo de su misión. Durante estos periodos no se genera energía eléctrica en los paneles solares, por lo que el satélite usa la energía previamente almacenada para seguir operando con normalidad hasta que los paneles solares vuelvan a recibir irradiancia solar.

- El segundo motivo es que, durante la operación normal del satélite, existen picos de demanda de potencia en los que la energía instantánea generada en los paneles solares no es suficiente para alimentar a todos los sistemas. Para asegurar una operación continua en todos los sistemas, la energía requerida que no se puede generar de forma instantánea en los paneles solares, es suministrada por las baterías.

Las baterías se pueden clasificar en dos grupos principales; las baterías no recargables, o primarias, y las baterías recargables o secundarias. Las primeras se suelen usar como baterías auxiliares en caso de que las baterías recargables fallen, dando al sistema un tiempo vital para tratar de recuperarse del fallo. Las segundas son las que se usan de forma habitual para suministrar energía a la plataforma, y son en las que se centra esta sección. Las baterías de litio, principalmente las Li-ion (iones de Litio), aunque también las LiPo (Polímero de Litio), han reemplazado a las antiguas baterías NiCd (Níquel Cadmio), siendo actualmente las más usadas en pequeños satélites.

La capacidad nominal de estas baterías viene dada por la variable C , que representa la corriente total que la batería puede suministrar, y que se expresa en amperios hora (Ah). Idealmente, una batería debe ser capaz de proporcionar una corriente de C amperios durante una hora, aunque su capacidad nominal se verá afectada por la temperatura a la que se encuentre, así como por la velocidad a la que se descargue. Además, la capacidad se ve afectada por la cantidad de ciclos de carga y descarga que la batería ha sufrido, así como por la cantidad de energía que ha descargado en cada ciclo (DoD, *Depth of Discharge*) y la velocidad a la que se ha cargado y descargado la batería. Para prolongar la vida de la batería es recomendable descargarlas lo menos posible en cada ciclo. De este modo, según [24, p. 189], una batería litio cuya DoD no haya superado el 30% puede tener una vida útil de hasta 2050 ciclos, mientras que la vida útil de esta misma batería sería de tan solo 500 ciclos si su DoD hubiera sido del 100%.

La tensión nominal de las baterías de litio se sitúa aproximadamente entre 3.6 V y 3.7 V por celda. Para obtener tensiones mayores se realizan agrupaciones de celdas en serie. Por otro lado, la capacidad de la batería viene dada por modelo de las celdas, y la cantidad de estas que se disponen en paralelo. En la [figura 5](#) se muestra una batería formada por s celdas en serie y p en paralelo. Además, se muestra el circuito equivalente de cada una de las celdas,

que viene dado por una fuente de tensión ideal en serie con una resistencia. Esta resistencia depende de factores como el tamaño de la batería, la impedancia de los materiales que forman las interconexiones, la conductividad del electrolito, la temperatura, o el envejecimiento. Para que dicha resistencia no afecte a la medida de tensión de la batería, esta medida debe hacerse sin que haya ninguna carga conectada.

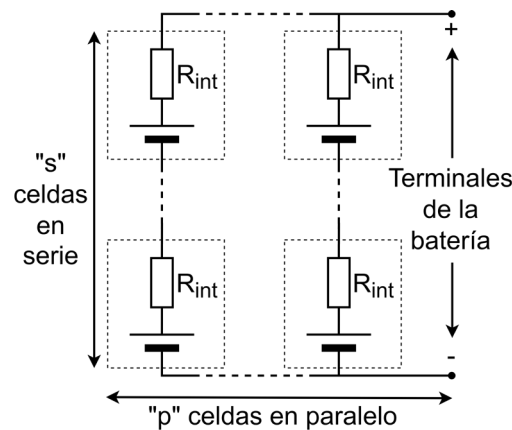


Figura 5. Modelo eléctrico de una batería.

El dimensionamiento de la batería de un satélite se realiza en base a la demanda de potencia de este. Se tienen en cuenta factores como la potencia de pico demandada, los periodos de eclipse, la DoD deseada, etc. La corriente de pico que puede suministrar cada una de las celdas viene indicada por el fabricante, aunque cuanto menor sea respecto a C , y menor sea la DoD fijada, menor será la degradación que sufran las baterías a lo largo de su vida útil. Por contrapartida, mantener unos valores de descarga bajos respecto a C , y una DoD pequeña, implica la necesidad de usar baterías más grandes y pesadas.

En este punto entra un nuevo factor en juego, la densidad de energía específica de cada una de las celdas, que no es más que la relación entre la energía que puede almacenar cada celda, y el peso de esta. Por lo general, el uso de celdas con mayor densidad de energía específica implicará baterías menos pesadas a bordo del satélite. La [tabla 2](#) muestra una comparativa entre algunas celdas de iones de litio ofrecidas por algunos de los principales fabricantes. En esta tabla solo se muestran aquellas celdas que se comercializan en formatos cilíndricos 18650 y 21700. Según [25, p. 37], mientras que el formato 18650 ha sido el más usado a la hora de fabricar packs de baterías para pequeños satélites, el formato 21700, que

cada vez es más popular en la industria automotriz, ofrece por lo general mayor densidad específica.

Tabla 2: Comparativa de baterías de iones de litio.

Fabricante	Modelo	Formato	Capacidad (mAh)	Densidad específica (Wh/kg)
Molicel	INR-M50A	21700	5000	269
LG	M50T	21700	5000	264
Panasonic	NCR-A	21700	5000	261
LG	MJ1	18650	3500	260
Samsung	50E	21700	4900	255
Panasonic	NCR 18650B	18650	3350	243
LG	ICR18650 B3	18650	2600	191
Molicel	ICR18650H	18650	2200	182

Otros parámetros que se deben tener en cuenta son, la tensión de final de carga o EOC (*End Of Charge*), que es la máxima tensión a la que se puede cargar una celda, y la tensión máxima de descarga o EOD (*End Of Discharge*), que es la tensión mínima soportada por la batería. Para que la batería funcione de forma correcta, su tensión debe mantenerse siempre dentro del rango delimitado por estos dos valores.

Además, se ha de tener en cuenta que la carga de una batería de iones de litio es un proceso que debe realizarse en dos pasos. El primer paso consiste en la carga a corriente constante, habitualmente de $C/2$, hasta que la tensión alcanza la tensión EOC. En este momento se continúa con una carga a tensión constante hasta que la batería termina de cargarse.

2.3.3 Unidad de acondicionamiento y distribución de potencia

La unidad de acondicionamiento y distribución de potencia (PDCU) es el sistema encargado gestionar toda la potencia eléctrica en el microsatélite. Entre sus principales funciones se encuentran la de extraer la energía de los paneles solares, cargar las baterías, y generar las tensiones reguladas necesarias para alimentar al resto de subsistemas. Adicionalmente, el PDCU incorpora las protecciones eléctricas necesarias para evitar la propagación de fallos y así dotar al EPS de una mayor fiabilidad. En la [figura 6](#) se muestra

un ejemplo del diagrama general de un sistema de potencia típico en un microsatélite. En ella se observan los principales subsistemas que forman la PDCU, entre los que se encuentran un regulador de m paneles solares (SAR), diversos convertidores DC-DC, circuitos MPPT, un bus principal de potencia al que se conectan n baterías en paralelo, r reguladores de tensión auxiliares con r buses regulados auxiliares y sus correspondientes sistemas de protección, así como diversos sensores requeridos por el sistema de telemetría. A continuación, se profundiza en cada uno de los principales subsistemas considerados relevantes en lo que al desarrollo de la presente tesis doctoral se refiere.

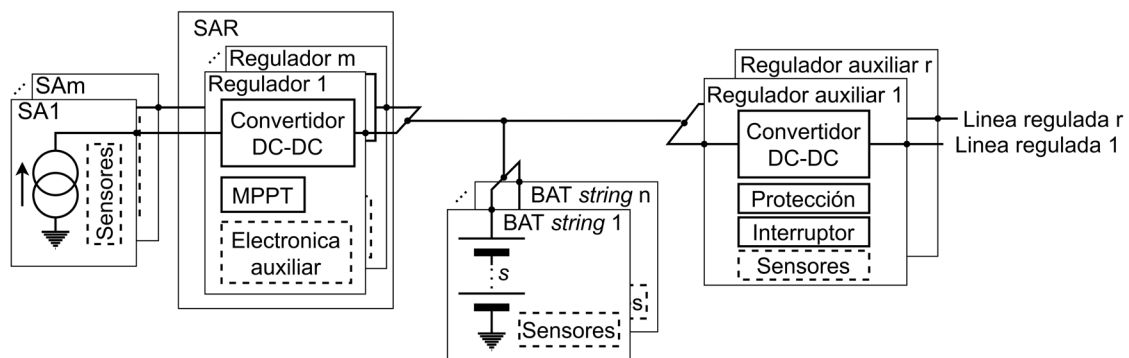


Figura 6. Esquema de una PDCU típica para un microsatélite.

2.3.3.1 Regulador de paneles solares

El regulador de paneles solares o SAR es el subsistema encargado de extraer la energía de los paneles solares y verterla al bus de potencia principal, desde el cual se cargan las baterías y se alimentan al resto de subsistemas del satélite.

Tradicionalmente, en pequeños satélites existen dos formas principales de extraer energía de los paneles solares, mediante métodos de transferencia directa, DET (*Direct Energy Transfer*), y mediante los métodos de seguimiento del punto de máxima potencia, MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) [26], [27].

En los SAR basados en DET, el panel solar se conecta directamente al bus principal de potencia usando interruptores basados en semiconductores, normalmente MOSFETs. Uno de los sistemas DET más extendidos es el conocido como S3R (*Sequential – Switching Shunt Regulator*) [28], [29], del cual han surgido variaciones y evoluciones como el S4R [30], y cuyo

diagrama se muestra en la [figura 7](#). Estos sistemas disponen de varios SA con un interruptor en paralelo cada uno, todos ellos conectados al bus de potencia principal. En función de la cantidad de potencia requerida en el bus, se cortocircuitarán más o menos secciones de los paneles solares, haciendo uso para ello de los transistores MOSFET conectado en paralelo a cada sección de paneles solares.

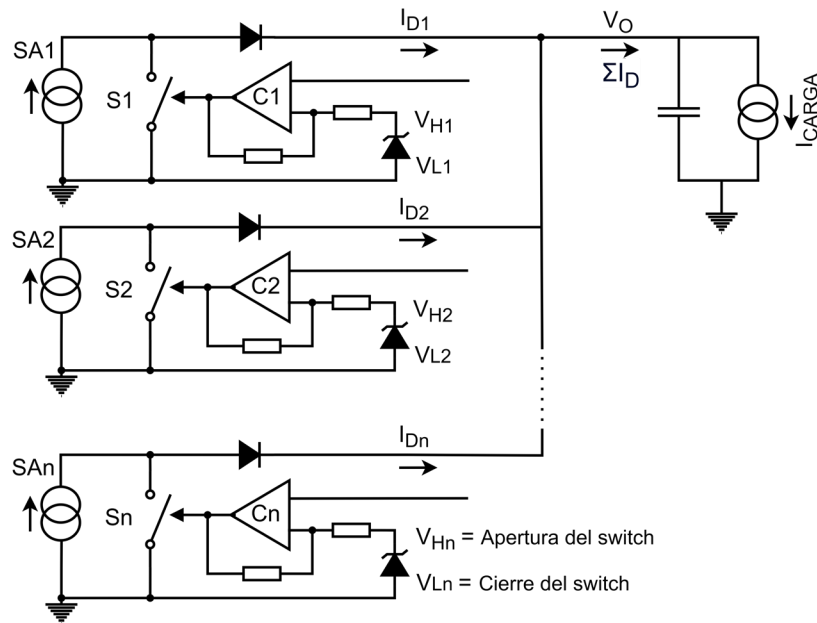


Figura 7. Diagrama eléctrico de un regulador S3R.

Cabe destacar que, usando métodos DET, el punto de trabajo en el panel solar viene dado por la tensión en el bus principal, que, en el caso de la mayoría de los microsátélites, se trata de un bus no regulado, por lo que la tensión en este bus es habitualmente la de la batería. Debido a esto, no es posible optimizar la extracción de energía fijando el punto de trabajo en el punto de máxima potencia o MPP (*Maximum Power Point*) de los paneles solares. Esto implica que, para maximizar la eficiencia, el sistema debe dimensionarse de modo que la tensión en el bus principal sea cercana a la del punto de máxima potencia en el SA, algo que es viable en determinados casos, como por ejemplo, en el caso de satélites geoestacionarios, pero que se hace inviable en otros casos, como por ejemplo, en el de las misiones de espacio profundo, en las que las curvas de los SA varían fuertemente a lo largo de la misión a causa de los cambios en las condiciones de irradiancia y temperatura [27]. Además, en el caso de los SAR con buses no regulados, se debe tener en cuenta que, cuando se diseña un sistema DET, el punto de circuito abierto o OC (*Open Circuit*) de los SA debe tener una tensión

superior a la tensión EOC de las baterías, ya que, de otra forma, estas no podrán cargarse por completo.

La principal ventaja de los sistemas DET es su sencillez, ya que requieren de un reducido número de componentes para su implementación, lo que en el ámbito espacial suele ir ligado a una mayor fiabilidad. Por contrapartida, en misiones en las que se espera que las condiciones sean muy variables, este sistema no es óptimo, ya que se desaprovecha una parte significativa de la energía disponible. Este contrapunto gana aún más importancia en el caso de misiones espaciales con microsátélites, en los que la potencia disponible en los SA suele estar limitada debido a las restricciones de tamaño y peso de estos.

Para salvar estos inconvenientes surgieron los SAR basados en sistemas MPPT [31]. En esta arquitectura se usa un convertidor DC-DC entre los SA y el bus principal, de modo que, ajustando el ciclo de trabajo de dicho convertidor, se puede ajustar el punto de trabajo en el SA, siendo así posible trabajar en el MPP, y pudiéndose así optimizar la potencia extraída de cada SA. Para lograr esto, es necesario usar un sistema MPPT, el cual se encarga de determinar cuál es la tensión a la que se encuentra el MPP del SA. De esta forma, controlando el convertidor DC-DC mediante el uso de un lazo de control de tensión de entrada que toma como referencia la tensión proporcionada por el MPPT, se logra ajustar el punto de trabajo en el SA, aprovechando así la máxima potencia disponible en este. En función de si el MPP del SA se encuentra a una tensión superior o inferior a la del bus principal de potencia, se usarán técnicas de conversión reductoras y/o elevadoras. Algunos ejemplos en los que se usan técnicas reductoras de tensión son las misiones Globalstar I [32], Rosetta, Mars Express, Venus Express [33]–[35] o Lisa Pathfinder [36] entre otros, mientras que otros ejemplos en los que se usan técnicas de conversión elevadoras son las misiones Bepi-Colombo y Globalstar II [37], [38].

El principal inconveniente de este sistema es que, a diferencia de los SAR basados en DET, los SAR basados en MPPT requieren de un número de componentes superior, ya que requieren del uso de un convertidor DC-DC y de un sistema MPPT que no eran necesarios en la topología DET. No obstante, y debido tanto a la limitada potencia generada en los SA de un microsátélite, como a la variabilidad de las condiciones, los sistemas basados en MPPT se usan tanto en satélites situados en la órbita baja de la Tierra o LEO (*Low Earth Orbit*), como en satélites destinados a misiones interplanetarias o de espacio profundo. En las siguientes secciones de este trabajo se muestran algunas de las técnicas MPPT más comunes.

2.3.3.2 Convertidores DC-DC

Los convertidores DC-DC son elementos que, dentro del EPS, pueden verse como bloques en los que, ajustando el ciclo de trabajo de un elemento que conmuta en su interior, se es capaz de generar tensiones de salida de corriente continua diferentes a la tensión o corriente de entrada, que también es de corriente continua. Estos convertidores se usan en diversos subsistemas dentro del EPS, como, por ejemplo, el regulador de paneles solares, el bus principal de potencia en el caso de que este sea un bus regulado, o los reguladores de tensión de los buses auxiliares.

Los convertidores DC-DC pueden clasificarse según diversos criterios, ya sea en función del tipo de conversión que generan, en función de si tienen aislamiento galvánico o no, etc. En lo concerniente a los convertidores usados en microsatelites o *CubeSats*, pueden encontrarse principalmente tres topologías, todas ellas sin aislamiento galvánico, que son óptimas para esta aplicación debido a su simplicidad y su alta eficiencia de conversión. Estas topologías son: los convertidores reductores, los convertidores elevadores, y los convertidores elevadores/reductores [39]. Además, existen topologías derivadas de estas, como, por ejemplo, la topología de convertidor *buck* redundado presentada en [40], las diversas topologías derivadas del convertidor elevador mostradas en [41], entre las que se encuentran una topología basada en el uso de dos inductores, otra topología con cancelación de rizado de salida y una topología de convertidor entrelazado, o la topología derivada del convertidor elevador/reductor mostrada en [42], que si bien es cierto que no ha sido específicamente diseñada para aplicaciones espaciales, podría ser adaptada para ello si fuese necesario.

2.3.3.3 Seguidor del punto de máxima potencia

Como su nombre indica, el punto de máxima potencia o MPP es aquel punto en el que la curva de un panel solar presenta su mayor potencia, y, por tanto, el punto en el que con mayor eficacia trabaja el EPS. Para lograr que el SAR trabaje en el MPP, es necesario el uso de un convertidor DC-DC entre el panel solar y el bus principal de potencia, ya que de otro modo (sistemas DET), el punto de trabajo en el panel solar vendría dado por la tensión del bus principal. El regulador DC-DC establece su punto de trabajo en la curva del panel solar

en función de una señal de referencia procedente del sistema MPPT. Es por tanto el MPPT el sistema responsable de determinar donde se encuentra situado el MPP en la curva del panel solar.

Con el objetivo de optimizar la extracción de potencia de sistemas basados en paneles solares, a lo largo de los años se han propuesto multitud de técnicas MPPT basadas en distintos principios de funcionamiento. A diferencia del ámbito terrestre, donde la solución a este problema se ha orientado desde un punto de vista digital, en el ámbito espacial es preferible la implementación de sistemas analógicos. Esto se debe, entre otras cosas, a que los dispositivos digitales programables con cualificación espacial son caros, consumen grandes cantidades de energía, y, además, pueden sufrir reconfiguraciones involuntarias debido a SEUs inducidas por la radiación.

La primera de estas técnicas de MPPT analógicas destinadas al uso en ámbito espacial fue propuesta por A. Boehringer en el año 1968 [31], y a lo largo de los años ha evolucionado en diversas implementaciones [32], [43]–[45]. Este método se muestra en la [figura 8](#), en la que se pueden ver tanto el diagrama eléctrico, como una gráfica que muestra su principio de operación, que es el siguiente: El integrador integra la salida del biestable tipo RS, de modo que en función de si la salida del biestable se encuentra a nivel alto o bajo, la señal de referencia será una rampa creciente o decreciente. Asumamos que inicialmente la salida del biestable se encuentra a nivel alto, y, por tanto, la señal de referencia es creciente. El sistema comienza trabajando en un punto cualquiera de la curva $I - V$ del panel solar, almacenando el valor de corriente inicial en el circuito S&Hi. Dado que la referencia es creciente, el punto de trabajo se desplazará hacia tensiones mayores hasta alcanzar el punto P1, donde el comparador COMPi detecta que la corriente actual ha caído por debajo de una corriente límite $K_i \cdot I_1$ prefijada. En este momento, COMPi activa el RESET del biestable, haciendo que su salida pase a nivel bajo. Simultáneamente, el circuito S&Hv almacena el valor de tensión correspondiente al punto de trabajo actual. La señal de referencia comenzará ahora decrecer, haciendo que el punto de trabajo en la curva del panel solar se desplace hacia tensiones inferiores. Una vez se alcance el punto P2, donde se encuentra tensión límite $K_v \cdot V_1$, COPMv activará el SET del biestable, cambiando la entrada de este a nivel alto y provocando que S&Hi almacene un nuevo valor de corriente. Este proceso se repite de forma continua, de modo que, ajustando correctamente los valores K_i y K_v se puede lograr permanecer oscilando alrededor del MPP con una alta eficiencia.

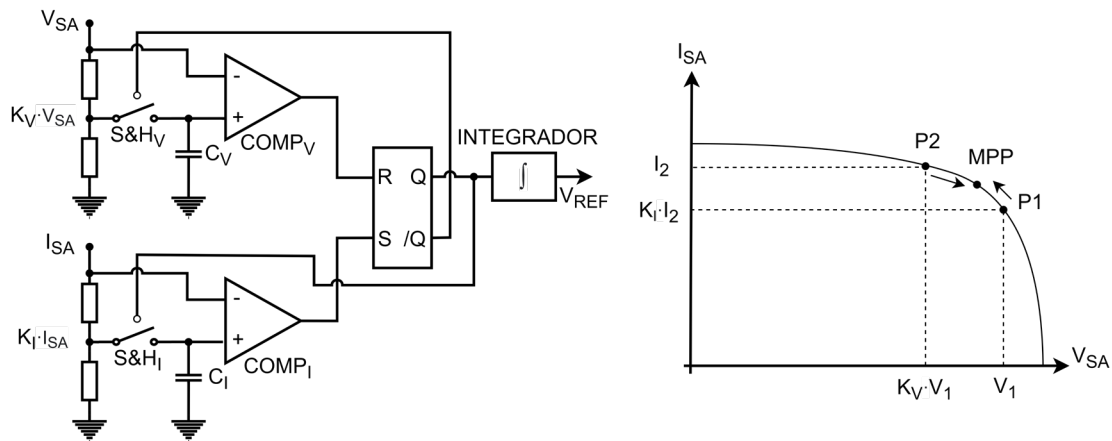


Figura 8. Diagrama de funcionamiento del MPPT oscilador.

Otro método MPPT analógico ampliamente extendido es el método de la tensión proporcional a la de circuito abierto o FOCV (*Fractional Open-Circuit Voltage*) [46]. Este sencillo método se aprovecha de una propiedad de las células solares, que es que la tensión correspondiente al MPP se encuentra situada aproximadamente entre el 80 y el 90% de la tensión de circuito abierto V_{OC} . De este modo, midiendo la tensión de circuito abierto y dividiendo dicha tensión, se obtiene de forma muy sencilla el punto óptimo de trabajo. La medida de tensión de circuito abierto debe repetirse de forma periódica, y el periodo establecido se fijará en función de la velocidad a la que se esperen cambios significativos en las condiciones de irradiancia y temperatura de los paneles solares. Debido a las considerables variaciones de temperatura, y, por tanto, de las curvas I-V de los paneles solares en el ámbito espacial, el método FOCV necesita un sistema capaz de compensar estas variaciones de temperatura [47].

Un método distinto consiste en seguir el punto de máxima potencia a la salida del convertidor DC-DC. Este método toma ventaja del hecho de que, a la frecuencia de conmutación del seguidor de máxima potencia, la tensión de salida de un bus no regulado puede considerarse constante. De esta forma, obtener el punto de corriente máxima a la salida, es equivalente a obtener el punto de potencia máxima a la salida del convertidor, por lo que el punto de máxima potencia puede obtenerse usando un detector de pico, sin necesidad de implementar un multiplicador. En [48] se usa un seguidor de máxima corriente de salida en un sistema de bus no regulado.

Debido a su complejidad y alto consumo de potencia, es difícil encontrar circuitos integrados que realicen la función de multiplicador analógico. Por ello, se han propuesto otros métodos que permiten simplificar el diseño del sistema, como es el caso de [49], donde se presenta un regulador de panel solar MPPT basado en un multiplicador PWM.

Otro método que hace uso de los multiplicadores de potencia es el método perturba y observa o P&O (*Perturb and Observe*). En este método el MPPT calcula la potencia en el punto de trabajo de la curva del panel solar en el que el convertidor se encuentra trabajando, e incrementa o decrementa el punto de trabajo en la curva I-V. Tras cambiar el punto de trabajo se repite la medida de potencia, y, en caso de que esta haya aumentado, se sigue modificando el punto de trabajo en la misma dirección. En caso de que la potencia haya disminuido, se cambia la dirección en la que se modifica el punto de trabajo. De este modo, el punto de trabajo del regulador quedará oscilando ligeramente alrededor del MPP de forma continua.

Algo común, tanto en estos métodos, como en otras propuestas, como, por ejemplo, en las presentadas en [50], [51], es que todos ellos han sido diseñados considerando curvas con un único MPP, y, por tanto, pueden fallar a la hora de tratar de localizar puntos MPP Globales o GMPP (*Global Maximum Power Point*). En aplicaciones terrestres, y en algunas aplicaciones espaciales, este problema se ha resuelto desde un punto de vista digital, ya sea porque la aplicación no requiere de una fiabilidad tan alta, o porque se ha obtenido dicha fiabilidad mediante caras y complejas técnicas especialmente enfocadas a sistemas digitales cualificados para uso en aplicaciones espaciales, como es el caso del sistema MPPT usado en la nave diseñada para llevar a cabo la misión JUICE [52].

Algunas de estas técnicas digitales son la técnica de escaneo de la curva P-V del panel solar en combinación con la técnica P&O presentada en [53], la técnica *particle swarm optimization* para seguimiento GMPP mostrada en [54], la técnica basada en el algoritmo de conductancia incremental modificado, revelada en [55], o la técnica de P&O adaptativa indicada en [56].

2.3.3.4 Bus principal de potencia

El bus principal de potencia es aquel en el que el regulador de paneles solares vierte la energía eléctrica generada en los paneles solares, y aquel desde el cual se alimentan los reguladores auxiliares. De acuerdo con [26], este bus puede ser regulado, no regulado, o con regulación diurna, *sunlight regulated*, véase [figura 9](#). A continuación, se describen los distintos tipos de bus habitualmente usados:

- **Bus regulado:** En esta topología se sitúa un convertidor DC-DC entre el bus principal y la batería. De este modo se puede obtener una tensión fija predefinida en el bus independientemente de la tensión de la batería. Un ejemplo esta topología se muestra en [57].
- **Bus no regulado:** Esta topología conecta directamente los terminales de la batería al bus de potencia principal del satélite, por lo que la tensión de este depende del estado de carga de la batería. En esta topología, cuando la tensión de la batería alcanza el límite superior, los reguladores MPPT de los paneles solares pasan a regular la tensión de final de carga para evitar cargar la batería por encima de la tensión límite. En [58] se presenta un ejemplo de uso de esta topología.
- **Bus con regulación diurna:** En este caso, el bus actúa como un bus regulado durante los periodos de iluminación, fijando la tensión en el bus mediante el uso de un convertidor DC-DC entre los terminales del bus u la batería. En cambio, durante los periodos de eclipse, el bus actúa como un bus no regulado, alimentándose directamente desde la tensión de la batería a través de un diodo. Un ejemplo de uso de esta topología se muestra en [59].

Cabe destacar que la mayoría de pequeños satélites usan buses no regulados, ya que con esta solución se obtiene la mayor eficiencia [26].

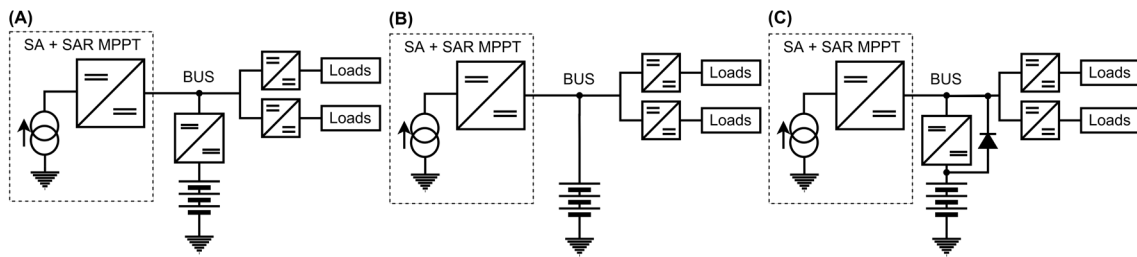


Figura 9. Bus regulado (A), bus no regulado (B) y bus regulado por el Sol (C).

2.3.3.5 Reguladores y líneas de alimentación auxiliares

Este subsistema es el encargado de, a partir de la tensión disponible en el bus principal de potencia, generar y distribuir las tensiones reguladas que alimentan al resto de subsistemas a bordo. Es habitual encontrar líneas o buses auxiliares de tensión regulada a 3.3 V, 5 V o 12 V, aunque estas tensiones pueden variar en función de los requerimientos específicos de la plataforma. El tipo de convertidor a usar viene dado por el tipo de conversión a realizar. En la [figura 10](#) se muestra el diagrama básico de este subsistema. Como se observa, es necesario el uso de limitadores de corriente (véase [2.3.3.6](#)) u otras protecciones, ya que, de lo contrario, un fallo en cualquiera de los subsistemas que cuelgan de cualquiera de las líneas de alimentación auxiliares podría provocar la caída de tensión en toda la línea y, por tanto, la pérdida de alimentación en el resto de los subsistemas alimentados desde la misma. Además, es habitual el uso de interruptores que permiten al ordenador de a bordo conectar y desconectar las diversas cargas. También es habitual el uso de buses redundados de modo que, por ejemplo, la carga de pago se alimente de un bus distinto al de los principales sistemas del satélite.

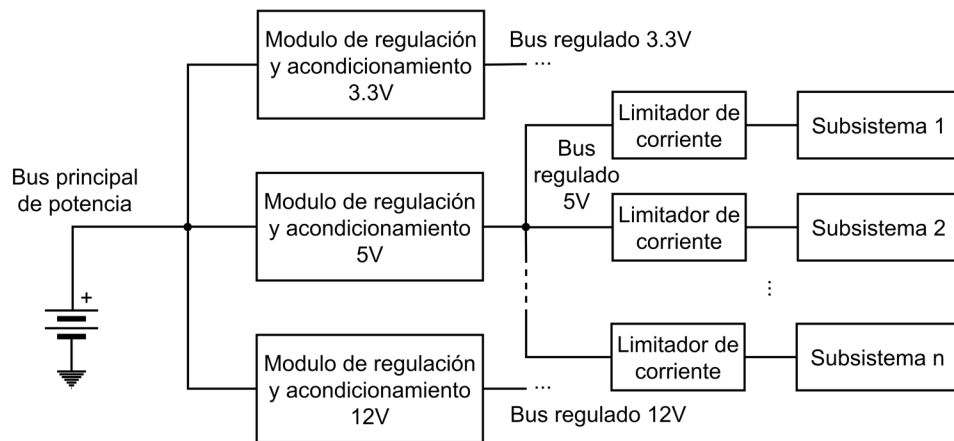


Figura 10. Ejemplo de diagrama del sistema de distribución de potencia o PDU.

2.3.3.6 Circuitos de protección

Como se mencionó en la sección 2.3.3.5, es habitual el uso de circuitos de protección que permitan evitar la propagación de fallos. Existen multitud de circuitos de protección entre los que se encuentran los fusibles electrónicos, los *solid state circuit breakers*, limitadores de corriente, interruptores con protección, etc. Entre los diversos sistemas de protección se encuentra el circuito limitador de corriente con enclavamiento o LCL (*Latching Current Limiter*) [60]–[64], que es uno de los más usados en el sector espacial. La figura 11 muestra, en su parte izquierda, el diagrama eléctrico simplificado típico de uno de estos circuitos, y en su parte derecha, la respuesta del mismo. Cuando se detecta una demanda de corriente superior a la esperada en el monitor de corriente (I_{NOMINAL}), el MOSFET-p pasa a trabajar en su zona lineal, limitando la corriente a un valor límite preestablecido (I_{MAX}) y comienza una temporización. Una vez finaliza la temporización, en caso de que la corriente no haya vuelto a su valor nominal, el MOSFET-p se abre desconectando la carga. En caso de que la corriente vuelva a su valor nominal antes de que finalice la temporización, el sistema permanecerá funcionando con normalidad.

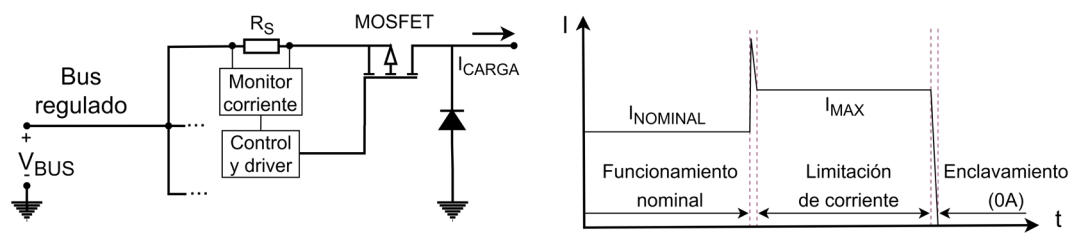


Figura 11. Diagrama de circuito LCL y respuesta típica.

Existe una gran multitud de variantes de estos circuitos que pueden incluir funciones adicionales, como la de rearmarse si el ordenador de a bordo así lo ordena, encendido y apagado del sistema, y señales de aviso en caso de que la protección se active, entre otras. Estos circuitos se usan a la hora de distribuir la energía, situándose entre los buses regulados y las cargas.

2.3.3.7 Convertidor de potencia para electrolizadores

Si bien es cierto que, debido a la novedad de los sistemas de propulsión para microsátélites basados en la electrólisis del agua, resulta complicado encontrar en la literatura convertidores específicamente diseñados para aplicaciones espaciales, se ha decidido incluir esta sección para contextualizar los convertidores usados para alimentar electrolizadores en el ámbito terrestre con el objetivo de encontrar topologías óptimas que puedan ser adaptadas a un diseño apto para ser usado a bordo de un microsátélite.

Los electrolizadores son dispositivos que, a partir de una corriente de entrada, separan el agua en oxígeno e hidrógeno. Habitualmente los electrolizadores están formados por n celdas en serie, y en el caso de los electrolizadores de membrana de intercambio de protones o PEM (*Proton Exchange Membrane*), que son los habitualmente usados en los propulsores para microsátélite existentes, la tensión de cada celda es cercana a los 2 V [20], [65], aunque la tensión dependerá de factores como la temperatura, la presión del agua, o la densidad de corriente que atraviesa la membrana, tal y como se observa en el ejemplo de la [figura 12](#), reproducida de [66], donde se muestra el comportamiento esperado de una celda PEM de electrolizador bajo 2 condiciones de funcionamiento muy distintas en cuanto a presión y temperatura.

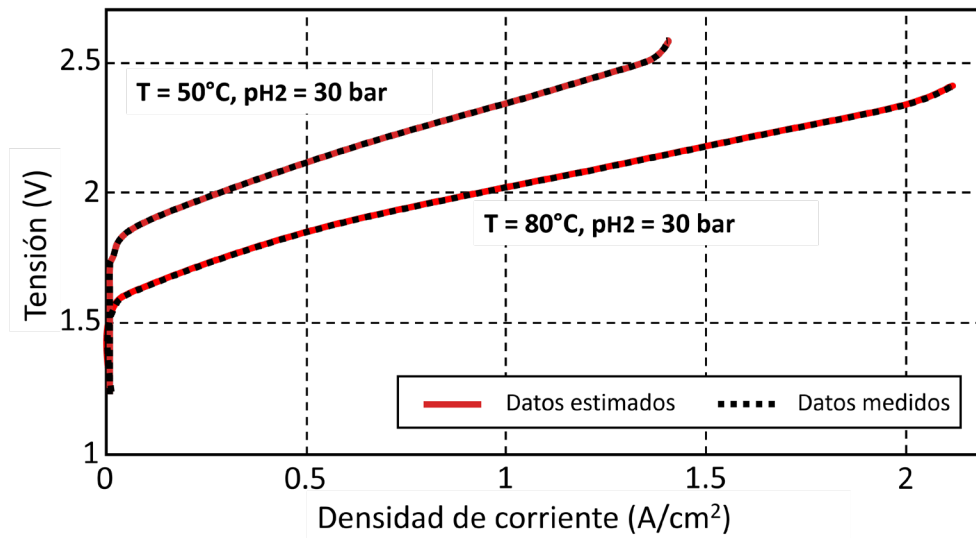


Figura 12. Caracterización de electrolizador PEM. Reproducido de [66].

Debido a la baja tensión generada en las celdas de los electrolizadores, y a pesar de que un electrolizador puede estar formado por varias celdas en serie, aumentando así la tensión en bornes del mismo, a priori será necesario el uso de un convertidor reductor capaz de proporcionar al electrolizador la corriente requerida a partir de la tensión disponible en el bus principal del microsatélite.

Por otro lado, la cantidad de agua procesada, y, por tanto, la cantidad de oxígeno e hidrógeno generados por el electrolizador, dependerá de la corriente inyectada a este. Esto se puede apreciar en la [figura 13](#), extraída de [20], en la que se muestran dos gráficas. La gráfica superior muestra la presión en los tanques de oxígeno, hidrógeno y agua, mientras que la gráfica inferior muestra la corriente inyectada al electrolizador, así como la tensión en bornes del mismo. Se observa cómo, a medida que se inyecta corriente a la celda del electrolizador, la presión en los tanques donde se almacenan los gases aumenta. Es por ello por lo que el convertidor a utilizar debe disponer de un control de corriente cuya referencia pueda fijarse mediante el uso de una señal procedente del OBC.

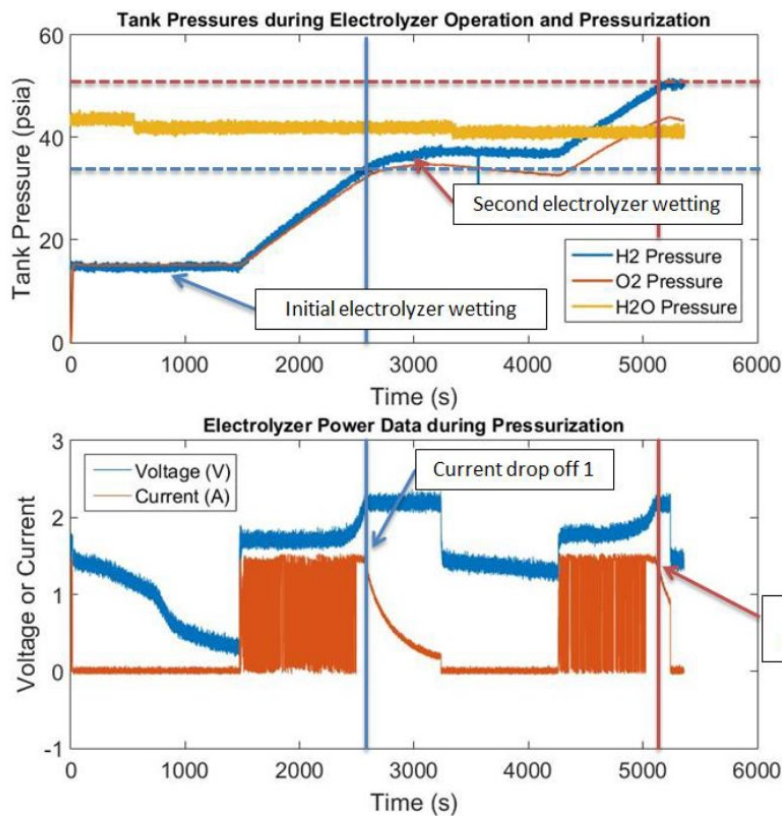


Figura 13. Medida del sistema de generación de oxígeno e hidrógeno HYDROS.

En la literatura se pueden encontrar diversas topologías de convertidores para aplicaciones que impliquen electrolizadores [67]–[69], aunque de acuerdo con [67], y teniendo en cuenta que es muy probable que la tensión en la batería del satélite sea superior a la tensión requerida por el electrolizador, el uso de convertidores reductores tipo *buck* entrelazados (o con *interleaving*) parece resultar de gran interés para esta aplicación, ya que su comportamiento y rendimiento son bien conocidos, pudiendo sustituirse esta topología, por ejemplo, por una topología de convertidor elevador entrelazado si las tensiones de la batería y el electrolizador así lo requiriesen, como es el caso del convertidor elevador desarrollado por Toyota para sus vehículos basados en pilas de combustible de hidrógeno [70].

Además, el entrelazado entre las diversas fases del convertidor reduce el rizado de la corriente de salida, proporcionará una mayor eficiencia, y contribuirá a la redundancia a nivel sistema, ya que en caso de que una fase falle, las otras podrán seguir funcionando, asumiendo toda la potencia requerida por la carga. Esto es de vital importancia a la hora de adaptar una

topología de convertidor existente al ámbito espacial, en el que se busca obtener sistemas altamente fiables mediante el diseño tolerante a fallos de los mismos [71]–[73].

La mayoría de los convertidores *buck* entrelazados están formados por entre 3 y 5 fases [74], indicándose en el estudio llevado a cabo en [75] que para el caso de aplicaciones en las que el ciclo de trabajo sea cercano al 33 %, el número óptimo de fases es de entre 3 y 4.

Es por todo lo anterior, por lo que la topología óptima para un regulador destinado a alimentar a un electrolizador PEM a bordo de un microsatélite parece resultar en una topología de convertidor reductor tipo *buck* entrelazado con un total de 4 fases, dimensionadas de forma en que solo tres de ellas fuesen capaces de asumir toda la carga. Para mantener la tolerancia al fallo de al menos uno de sus componentes a nivel sistema, este regulador deberá incorporar las protecciones oportunas tanto a la entrada como a la salida de cada uno de los convertidores, y la circuitería auxiliar también deberá diseñarse para tolerar el fallo de al menos uno cualquiera de sus componentes sin perder ni degradar ninguna de sus funciones.

2.4 Tipos de componentes electrónicos

Los componentes electrónicos COTS (*Commercial-off-the-shelf*) son aquellos ofrecidos de forma masiva por los distintos fabricantes, aunque esta denominación también se usa comúnmente para referirse a aquellos componentes que no presentan una cualificación espacial. Estos componentes pueden clasificarse en función de la cualificación de la que dispongan. Según el gran fabricante de componentes electrónicos Texas Instruments, los principales grupos de componentes según su cualificación son los siguientes [76]:

- **AEC:** Los componentes AEC (*Automotive Electronics Council*) son componentes que deben adaptarse para cumplir una serie de estándares que les permitan ser usados en aplicaciones de automoción. Por lo general, no distan demasiado de los componentes sin cualificación, aunque la mayoría de estos suelen ser de rango extendido de temperatura y su fiabilidad es mayor.
- **EP:** Los EP o *Enhanced Products* son un grupo de componentes formados por componentes COTS mejorados, y por componentes que cumplen el estándar AQEC

(*Aerospace Qualified Electronic Component*). Estos componentes se encuentran un escalón por debajo de los componentes militares (MIL) y con cualificación espacial (QML) en cuanto a resistencia y fiabilidad.

- **MIL:** Los componentes MIL son componentes de clase militar. Estos componentes se diseñan para ser más robustos que los COTS, AEC y EP, y poder trabajar en un mayor rango de temperatura, que habitualmente oscila entre los -55 °C y los 120 °C.
- **QML:** Esta clase se reserva a los componentes diseñados para aplicaciones espaciales. Los componentes que se encuentran en esta clase son muy robustos, fiables, y tolerantes a radiación. Por contrapartida, el catálogo de componentes QML no es muy extenso, y las características eléctricas de estos suelen ser peores que el de un componente equivalente AEC o EP.

Según la NASA [25, p. 26], usualmente los *CubeSats* y pequeños satélites operan durante poco tiempo y en condiciones de poca radiación, por lo que no es necesario que se implementen en base a estrictas calificaciones, a diferencia de los satélites diseñados para misiones de espacio profundo, que, por lo general, deben cumplir una serie de estrictas restricciones, ya que suelen estar sometidos a condiciones de alta radiación durante largos periodos de tiempo.

Además, y como se ha mencionado previamente, es común que los COTS presenten mejores especificaciones en cuanto al rendimiento respecto a componentes MIL y QML. Esto hace que, en muchas ocasiones, estos componentes sean la mejor opción para la implementación de pequeños satélites.

En cambio, cuando se desea usar un pequeño satélite para llevar a cabo misiones interplanetarias o de espacio profundo se debe tener en cuenta que los componentes de este se verán sometidos a diversos niveles de radiación, por lo que usar COTS para implementar un pequeño satélite destinado a una misión de espacio profundo puede tener como resultado el fracaso de la misión en una fase temprana de la misma a causa de un fallo en alguno de sus componentes.

En [77] se muestra una tabla reproducida en la [figura 14](#), en la que se resumen las principales contribuciones de radiación en función de la órbita de la misión, así como de la duración estimada de la misma. Se observa que las misiones afectadas de forma alta por la

radiación son aquellas situadas en órbita LEO polar, cuya duración es superior a 3 años, en las que se recibe una alta tasa de radiación, una alta cantidad de rayos cósmicos galácticos o GCR, así como energía atrapada en protones debida a anomalías del sur atlántico o SAA entre otros; además de las misiones interplanetarias o de espacio profundo, cuya duración está comprendida entre 1 y 3 años, donde la dosis de radiación es de nuevo elevada, y además existe la afectación por rayos cósmicos galácticos o GCR (*Galactic Cosmic Rays*) y una alta variabilidad de protones procedentes del Sol. No obstante, el peor de los escenarios es el que se da cuando se realiza una misión de espacio profundo cuya duración se extiende más allá de tres años. En esta situación se tienen los más altos niveles de radiación, GCR y protones solares. Esta tabla puede tomarse como referencia a la hora de determinar el tipo de componentes a usar, encontrándose el uso de COTS en la parte inferior izquierda de la tabla, y el uso de QML en la parte superior derecha de la misma.

	LEO Ecuatorial	Leo Polar (Sol - síncrona)	GEO / Interplanetaria
> 3 Años	Radiación moderada / GCR atenuado, Protones atrapados, Dependencia de protones solares para variaciones	Radiación alta / Alto GCR, Alta energía atrapada en Protones en SAA y polos, Dependencia de protones solares para variaciones	Radiación alta/ Alto GCR, Alta variabilidad de protones solares
1 -3 Años	Radiación manejable / GCR atenuado, Protones atrapados, Dependencia de protones solares para variaciones	Radiación moderada / GCR intermedio, Alta energía atrapada en Protones en SAA y polos, Dependencia de protones solares para variaciones	Radiación alta / Alto GCR, Alta variabilidad de protones solares
< 1 Año	Radiación manejable / GCR atenuado, Protones atrapados, Dependencia de protones solares para variaciones	Radiación moderada / GCR intermedio,	Radiación moderada/ Alto GCR, Alta variabilidad de protones solares

Figura 14. Radiación recibida en función de la órbita y la duración de la misión. Reproducida de [77].

2.5 Sistemas de potencia eléctrica en microsátélites. Casos de estudio.

En esta sección se analizan distintos EPS usados por microsátélites y *CubeSats* en misiones espaciales reales. Se muestran tanto sistemas de potencia comerciales distribuidos por empresas especializadas en la fabricación y comercialización de subsistemas estándar para pequeños satélites, como sistemas desarrollados de forma específica para misiones concretas. En algunos de los siguientes casos la información no es completa debido a que se trata de sistemas propietarios, de los cuales las empresas se reservan gran parte de la información.

2.5.1 GomSpace NanoPower P31U

El sistema de potencia eléctrica NanoPower P31U [78] del fabricante GomSpace es un sistema de potencia compacto, en formato PC104, diseñado para satélites muy pequeños y de coste reducido. Es capaz de gestionar una potencia de paneles solares de hasta 30 W, y se encuentra disponible con distintas configuraciones de batería, véase [figura 15](#). Se puede adquirir tanto el EPS sin batería, como el EPS con baterías integradas en la misma PCB (8 V). Además, se pueden adquirir packs de baterías externos, cuya tensión será de 8 o 16 V. En el caso del pack externo de 8 V, podrá combinarse con el NanoPower P31U que ya integra baterías, conectándose las baterías en paralelo entre sí. En caso de requerir un bus de batería de 16 V, se deberá optar por la versión del NanoPower P31U que no incorpora baterías en el EPS. El EPS incorpora los sistemas de protección de las baterías ante sobretensión y ante baja tensión.



Figura 15. Izquierda, NanoPower P31U sin baterías, centro, NanoPower P31U con baterías integradas, derecha, kit de baterías externo. Extraído de [78].

La [figura 16](#) muestra el diagrama del EPS NanoPower P31U proporcionado por el fabricante. El SAR del EPS dispone de 6 entradas para paneles solares, que internamente están conectadas en paralelo, dos a dos a un total de tres convertidores elevadores tipo *boost*. Cada uno de los convertidores cuenta con un sistema de MPPT digital independiente. Cada convertidor está diseñado para gestionar una corriente de entrada de hasta 2 A, y cada *string* de células solares conectadas en serie debe disponer de un diodo de protección que permita al sistema seguir funcionando en caso de que una de los dos *strings* que forma el SA no se encuentre iluminado. La tensión V_{OC} típica de los SA conectados será de 4.2 V para las versiones con bus de batería de 8 V, y de 8.4 V para las versiones con bus de batería de 16 V.

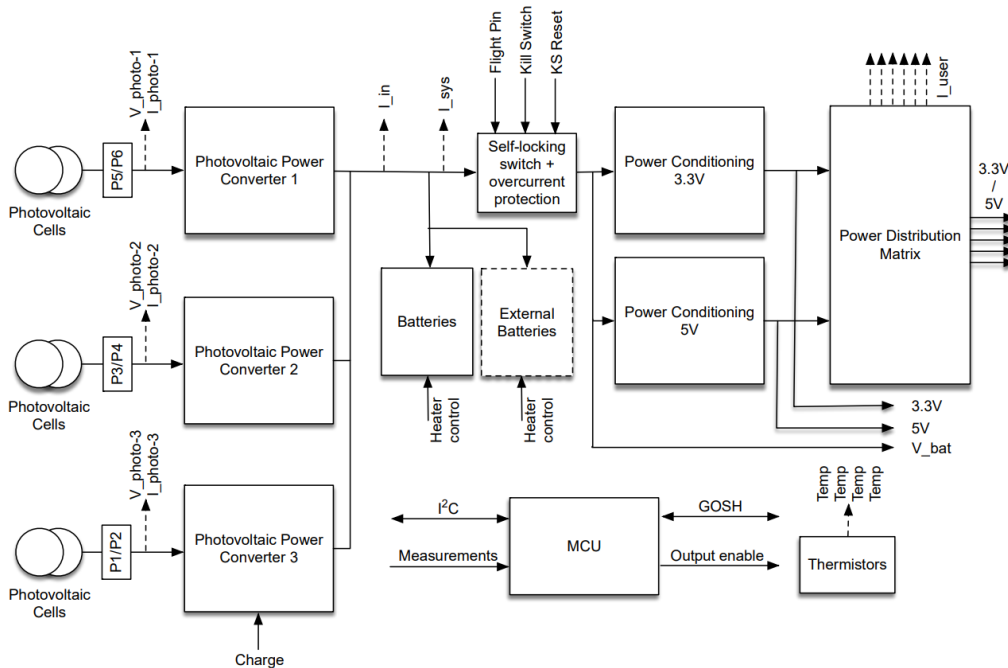


Figura 16. Diagrama EPS NanoPower P31U. Extraído de [78].

Respecto al sistema de acondicionamiento y distribución, el EPS dispone de dos convertidores reductores tipo *buck*, que regulan tensiones de 3.3 V y 5 V. El bus regulado de 3.3 V proporciona una corriente máxima de 5 A, mientras que el de 5 V proporciona una corriente de 4 A. Las cargas se conectan al EPS a través de 6 líneas que se configuran de forma independiente para proporcionar tensiones de 3.3 V o 5 V en función del bus regulado al que se conecte. Cada una de estas líneas dispone de limitadores de corriente y protección en caso de cortocircuito.

2.5.1.1 Misiones espaciales llevadas a cabo usando NanoPower P31U.

El EPS NanoPower P31U dispone de un nivel de madurez tecnológica o TRL (*Technology Readiness Level*) 9 según la NASA [25], ya que ha participado en diversas misiones espaciales a bordo de la plataforma *CubeSat* 3U de GomSpace. En dicha plataforma el EPS se combina con un pack de baterías NanoPower BP4 formado por una configuración 4S1P de baterías de iones de litio en formato 18650 de 2600 mAh de capacidad.

Algunas de las principales misiones espaciales en las que ha participado este EPS son las siguientes:

GOMX-3: La misión GOMX-3 [79] se trata de una misión de demostración en colaboración con la ESA, en la que en 2015 se lanzó el microsatélite desde la estación espacial internacional. La misión tuvo una duración de 3 meses, durante los cuales quedaron demostradas diversas capacidades de la estructura, como el control de posición de 3 ejes o un enlace de descarga de datos de 3 MBPS con una estación terrena de la ESA.

FACSAT-1: Se trata de otra misión de demostración tecnológica. En este caso, es una misión llevada a cabo por la Fuerza Aérea Colombiana, en la que se demostró la capacidad de esta agencia para operar nanosatélites. El primero de estos satélites se lanzó en 2018, y permitió monitorizar el territorio colombiano.

OSIRIS: De nuevo se trata de una misión de demostración tecnológica, esta vez llevada a cabo por el Centro Aeroespacial Alemán. El *CubeSat* fue lanzado en 2021, y con él se comprobaron algunos conceptos de comunicación óptica, como la alta tasa de datos disponible, el bajo consumo de potencia y el compacto diseño de los sistemas en órbita LEO.

2.5.2 GomSpace NanoPower P60U

El sistema de potencia eléctrica NanoPower P60 del fabricante GomSpace es un sistema de potencia modular diseñado específicamente para ser usado en microsátélites que requieran de una alta cantidad de potencia. Este EPS está compuesto por una placa principal [80], que actúa como interfaz entre los módulos secundarios del EPS y el resto de los sistemas del satélite, como el ordenador de a bordo, o el subsistema de baterías. Este EPS está especialmente diseñado para trabajar con baterías NanoPower BP4 [81] de 16 V o baterías NanoPower BPX [82] de hasta 32 V. Además, la placa principal incorpora dos reguladores secundarios de 3.3 V y 5 V implementados con convertidores *buck*, diversas interfaces de protección, y sensores para telemetría. El diagrama de esta placa principal se muestra en la figura 17.

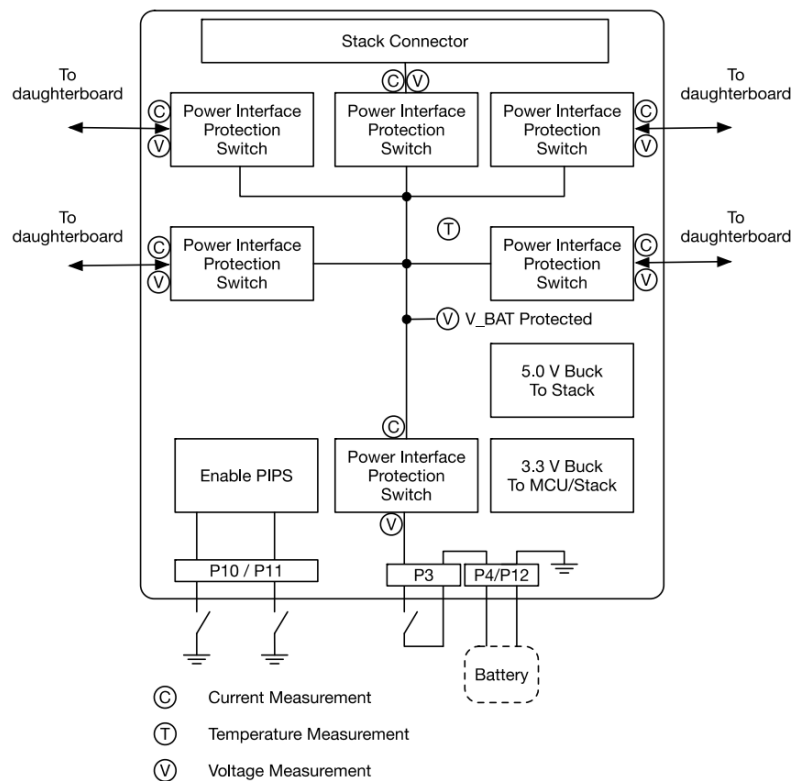


Figura 17. Diagrama de la placa principal del EPS NanoPower P60U. Extraída de [80].

Esta placa dispone de 4 *slots* en los que se pueden montar módulos tanto de reguladores de paneles solares ACU-200 [83], como unidades de acondicionamiento de potencia PDU-

200 [84], o incluso el ordenador de a bordo NanoMind A3200 [85] del mismo fabricante. La [figura 18](#) muestra el aspecto de este EPS. En ella se aprecian tanto la placa principal, como los distintos módulos montados en los correspondientes *slots*. La configuración básica de este EPS consta de una placa principal, un módulo regulador de paneles solares ACU-200 y una unidad de acondicionamiento y distribución de potencia PDU-200. La masa total de esta configuración es de 191 g y su volumen aproximado de 0.086 dm³.

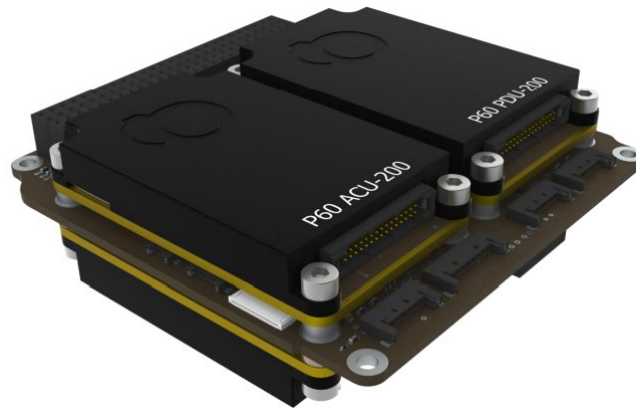


Figura 18. EPS NanoPower P60U. Extraído de [80].

A continuación, se describen en detalle tanto el módulo regulador de paneles solares, como el módulo correspondiente a la unidad de acondicionamiento y distribución de la potencia:

2.5.2.1 Regulador de paneles solares ACU-200

Cada uno de los módulos reguladores de paneles solares ACU-200 [83] dispone de 6 entradas para paneles solares. Cada una de estas entradas dispone de un regulador formado por un convertidor elevador tipo *boost* y un MPPT digital independiente. La tensión de los SA soportada es de entre 4.5 V y 25 V, aunque esta debe ser siempre inferior a la tensión de la batería, por lo que si se usan baterías de 16 V la tensión V_{OC} máxima de los SA estará limitada a esta tensión. Respecto a la corriente, cada uno de los canales soporta una corriente I_{SC} máxima de entrada de 2 A. El sistema cuenta con sensores de tensión y corriente a la salida de cada uno de los reguladores, así como con un sensor de temperatura para cuestiones de telemetría. El diagrama de este módulo se muestra en la [figura 19](#).

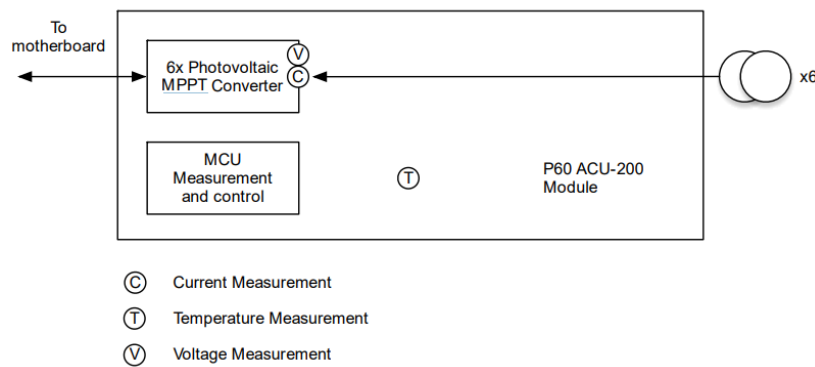


Figura 19. Diagrama del ACU-200. Extraído de [83].

2.5.2.2 Unidad de acondicionamiento y distribución PDU-200

Cada uno de los módulos de acondicionamiento y distribución de potencia PDU-200 [84] dispone de 3 convertidores tipo *buck* que se configuran para generar tensiones reguladas de 3.3 V, 5 V u 8 V. Además, uno de los convertidores es capaz de generar tensiones de 12 V, 18 V o 24 V, siempre que la tensión de la batería sea superior. La corriente máxima de salida de cada uno de los convertidores es de 4.5 A. La PDU dispone de 9 líneas de tensión regulada que se conectan mediante hardware, y de forma independiente, a la salida del convertidor deseada en función de la tensión requerida. Cada una de estas líneas es capaz de suministrar una corriente máxima de 2 A, y dispone de una protección programable que limita la corriente. Además, el módulo dispone de un sensor de temperatura para cuestiones de telemetría. El diagrama de bloques de este módulo se muestra en la figura 20.

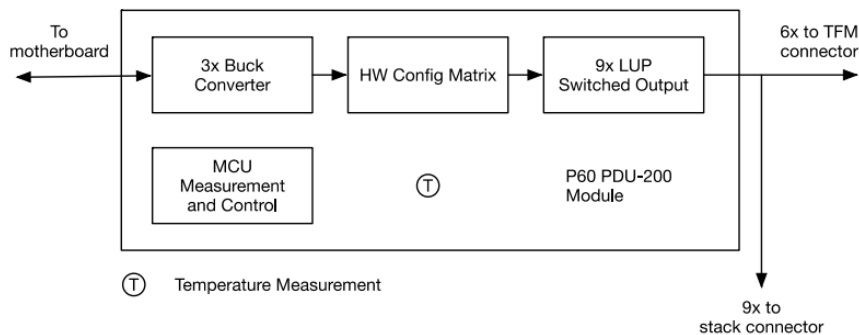


Figura 20. Diagrama de la PDU-200. Extraído de [84].

2.5.2.3 Misiones espaciales llevadas a cabo usando NanoPower P60U

El EPS NanoPower P60U se encuentra presente en las plataformas *CubeSat* 6U del fabricante GomSpace [86], tanto en su versión estándar como en la versión premium.

El EPS de la versión estándar de la plataforma 6U está compuesto por un módulo regulador de paneles solares ACU-200 y un módulo de acondicionamiento y distribución de potencia PDU-200, acompañados de un pack de 8 baterías en serie (8S1P) NanoPower BPX, que proporcionan una tensión de bus de entre 24 y 36.6 V y una capacidad total de 3 Ah. Este EPS aprovecha uno de los *slots* libres en la placa principal para incorporar el módulo NanoMind A3200 que integra las funciones de ADCS y de OBD. A continuación, se describen brevemente dos misiones espaciales llevadas a cabo con esta plataforma:

GOMX-4: La misión GOMX-4 [87] es una misión de investigación y desarrollo llevada a cabo por GomSpace en colaboración con la ESA, la Technical University of Denmark, y la Danish Defence Acquisition and Logistics Organization (DALO). Dos satélites fueron lanzados en 2018 con el objetivo de contribuir a la vigilancia del Ártico. Esta misión es parte de un análisis que tiene como objetivo optimizar los esfuerzos daneses futuros por la vigilancia del Ártico.

Kleos Scouting Mission 1 (KSM-1): Se trata de una misión de demostración que tiene como objetivo proteger fronteras y salvar vidas al ofrecer inteligencia y geolocalización basadas en la observación de actividades globales como un servicio. El objetivo es crear una constelación completa que proporcione observación global en tiempo real.

El EPS de la versión premium de la plataforma 6U está compuesto por un módulo regulador de paneles solares ACU-200 y un módulo de acondicionamiento y distribución de potencia PDU-200, acompañados de dos packs de 8 baterías en serie (8S1P) NanoPower BPX, que proporcionan una tensión de bus de entre 24 y 36.6 V y una capacidad total de 6 Ah. Este *CubeSat* también aprovecha uno de los slots libres en la placa principal para incorporar el módulo NanoMind A3200 que integra las funciones de ADCS y de OBD. A continuación, se describen brevemente dos misiones espaciales llevadas a cabo con esta plataforma:

ØRN: Es el nombre recibido por el primer *CubeSat* que forma parte de la constelación desarrollada por Orbital Micro Systems en colaboración con Lockheed Martin, y que tiene como objetivo escanear de forma precisa y rápida los perfiles de temperatura y humedad situados en el rango de alturas de 0 a 30 km en la atmósfera. Estos microsátélites disponen de comunicación directa con la Tierra en banda-X, y usarán una gran cantidad de componentes COTS.

Juventas: Es el nombre de uno de los dos *CubeSats* que forman parte de la misión HERA de la ESA [14]. Será lanzado en 2024 a bordo de una nave nodriza, y su objetivo es el de escanear la composición del asteroide binario Didymos, haciendo para ello uso de un radar de baja frecuencia. Además, proporcionará datos de la gravedad superficial haciendo uso de un gravímetro específicamente diseñado para la misión.

2.5.3 GomSpace NanoPower P80U

El sistema de potencia eléctrica NanoPower P80 [88] del fabricante GomSpace, véase [figura 21](#), es un EPS para pequeños satélites, cuyo diseño es una evolución del sistema NanoPower P60, un EPS modular compuesto por dos módulos, un acondicionador de paneles solares [83], y una unidad de acondicionamiento y distribución [84] montados sobre una placa principal.



Figura 21. EPS NanoPower P80 del fabricante GomSpace. Extraído de [88].

Este EPS también es modular y apilable, e incorpora el regulador de paneles solares, la unidad de gestión de potencia, y la unidad de acondicionamiento y distribución. La unidad de gestión de potencia es el elemento principal que se comunica con el ordenador de a bordo

y controla tanto los reguladores de paneles solares como las unidades de acondicionamiento y distribución de potencia. A ella se pueden añadir módulos SAR y PCDU adicionales si el diseño así lo requiere. Respecto al tamaño y peso, la unidad básica, formada por un regulador de paneles solares, la unidad de gestión de potencia, y una unidad de acondicionamiento y distribución, tiene un peso total de 360.8 g y un volumen de 0.35 dm³. Cabe destacar que el factor de forma usado es el PC104. Este EPS no incluye batería, aunque está diseñado para funcionar con el pack de baterías NanoPower BP8 [89], también del fabricante GomSpace. Este pack de baterías está formado por un conjunto de 8 baterías de iones de litio en formato 18650 y de 3000 mAh de capacidad cada una, configuradas en serie, proporcionando una tensión nominal de 28.8 V, alcanzándose los 32 V de tensión de final de carga. Se pueden conectar hasta 4 de estos packs de baterías en paralelo en función de las necesidades.

A continuación, se analizan en detalle los diversos subsistemas que forman este EPS en base a la información proporcionada por el fabricante:

2.5.3.1 NanoPower P80U – Unidad de gestión de potencia

La unidad de gestión de potencia se encarga de gestionar al resto de módulos del EPS. Incluye toda la parte de procesamiento lógico, el dispositivo de control de despliegue, la gestión de la batería, e incluye funciones como la de poder alternar entre diversos modos de funcionamiento en función del estado de carga de la batería. Además, incluye un sistema de respaldo con un reloj en tiempo real que le permite reestablecerse tras un fallo. Esta unidad dispone de distintos protocolos de comunicación que le permiten comunicarse con el ordenador de a bordo.

2.5.3.2 NanoPower P80U – Regulador de paneles solares

Según se muestra en [figura 22](#), y según se ha podido corroborar en el datasheet proporcionado por el fabricante [88], el SAR integrado en el NanoPower P80 está compuesto por dos bloques independientes, cada uno de ellos formado por seis convertidores elevadores tipo *boost*, con un MPPT digital en cada uno de ellos. Esto implica que se pueden conectar hasta 12 SA a cada uno de los SAR. Los SA usados deben tener una V_{OC} máxima de 25 V, y esta deberá ser siempre inferior a la tensión máxima de la batería. Respecto a la corriente de

los SA, I_{SC} deberá ser menor de 1.1 A. La potencia total de paneles solares que se puede gestionar usando este regulador es de hasta 300 W.

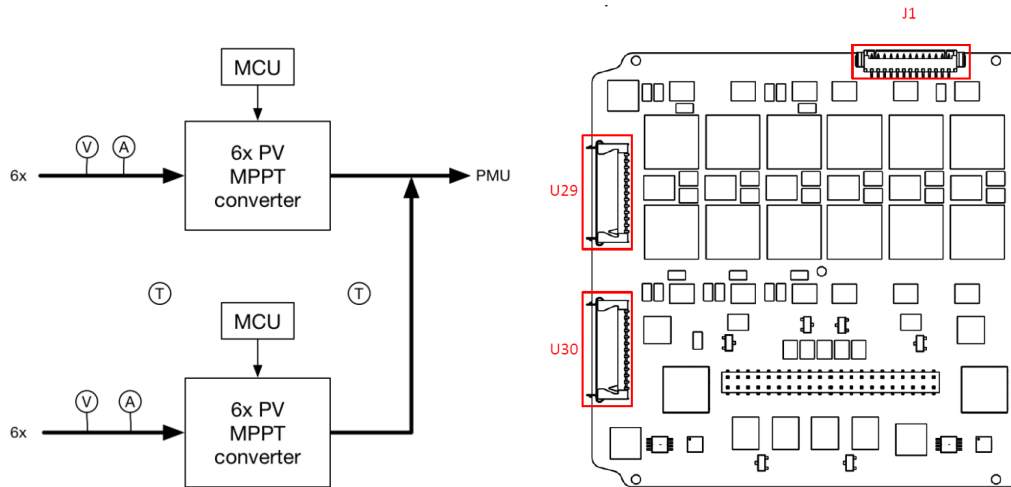


Figura 22. A la izquierda, diagrama básico del SAR. A la derecha, vista superior del módulo SAR. Extraídos de [88].

2.5.3.3 NanoPower P80U – Unidad de acondicionamiento y distribución

La unidad de acondicionamiento y distribución proporciona 12 líneas reguladas de baja tensión, así como 12 líneas no reguladas que proporcionan la tensión de bus de batería.

La unidad dispone de un total de 4 reguladores, cada uno de ellos implementado con un convertidor reductor tipo *buck*. Estos reguladores se configuran de forma independiente para proporcionar tensiones de 3.3 V, 5 V, 8 V o 12 V, disponiendo así el sistema de 4 buses regulados. Adicionalmente, uno de los cuatro reguladores también puede configurarse para proporcionar una tensión 18 V. La corriente máxima total suministrada por cada uno de los 4 buses regulados es de 4.5 A.

Cada una de las 12 líneas reguladas de baja tensión, que incorpora una protección contra cortocircuito o LUP (*latch-up protected*), puede conectarse mediante hardware a cualquiera de los buses regulados para proporcionar la tensión requerida. Por otro lado, las líneas correspondientes al bus no regulado también disponen de protección ante cortocircuito.

2.5.3.4 Misiones espaciales llevadas a cabo usando NanoPower P80U

El EPS NanoPower P80U es el sistema de potencia eléctrica usado en las plataformas *CubeSat* 8 U, 12 U y 16 U del fabricante GomSpace. Estas plataformas disponen de dos packs de baterías NanoPower BP8 [89] que proporcionan una tensión de bus de entre 24 y 33.6 V, y cuya capacidad en conjunto es de 6 Ah. Al igual que con las plataformas 6U, se usa el módulo NanoMind A3200 para realizar las funciones tanto del sistema ADCS, como del ordenador de a bordo. Algunas de las misiones realizadas usando estas plataformas son las siguientes:

SSG: Se trata de un microsátélite en formato 8U desarrollado para formar una constelación que proporcione una infraestructura global de telecomunicaciones para la empresa Sky and Space Global. Los *CubeSats* disponen de una propulsión de gas frío que les proporciona un incremento de velocidad Δv de hasta 100 m/s.

GOMX-5: En este caso se trata de una misión de demostración del fabricante GomSpace, en la que se pretenden demostrar nuevas capacidades de nanosatélites en el espacio, especialmente para aquellos destinados a formar parte de futuras constelaciones. El *CubeSat* alberga diversas cargas útiles de proveedores europeos. El sistema es altamente modular y usa gran cantidad de componentes COTS.

2.5.4 ISISpace iCEPS2

El iCEPS2 [90] es un EPS desarrollado por la empresa ISISpace, especialmente diseñado para *CubeSats* en formato 3U XL que lleven a cabo misiones en órbita LEO. Este EPS se encuentra disponible en distintas configuraciones, todas ellas con baterías formato 18650 incorporadas, cuya capacidad varía en función de la configuración escogida. La imagen de este EPS se muestra en [figura 23](#). Se trata de un EPS con bus principal no regulado, cuya tensión viene dada por la batería escogida, que puede ser de 2 celdas en serie (7.2 V, 28.8 Wh), o de 4 celdas en serie (14.4 V, 57.6 Wh).

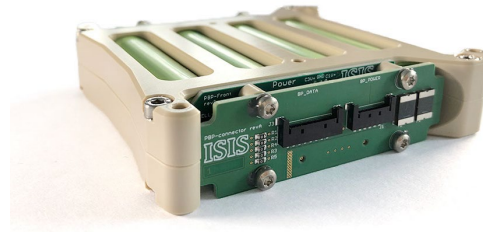


Figura 23. ISISpace iCEPS2 EPC. Extraído de [90].

Las funciones del EPS se pueden dividir en tres bloques principales, y su diagrama se muestra en figura 24. Por un lado, lo que el fabricante denomina unidad de acondicionamiento de potencia, es la encargada de gestionar la energía de los paneles solares, es decir, realiza las funciones de SAR. Por otro lado, la unidad de batería incluye la electrónica encargada de gestionar la batería. Finalmente, la unidad de distribución de potencia es la encargada de generar las tensiones de los buses regulados y distribuir la potencia al resto de subsistemas.

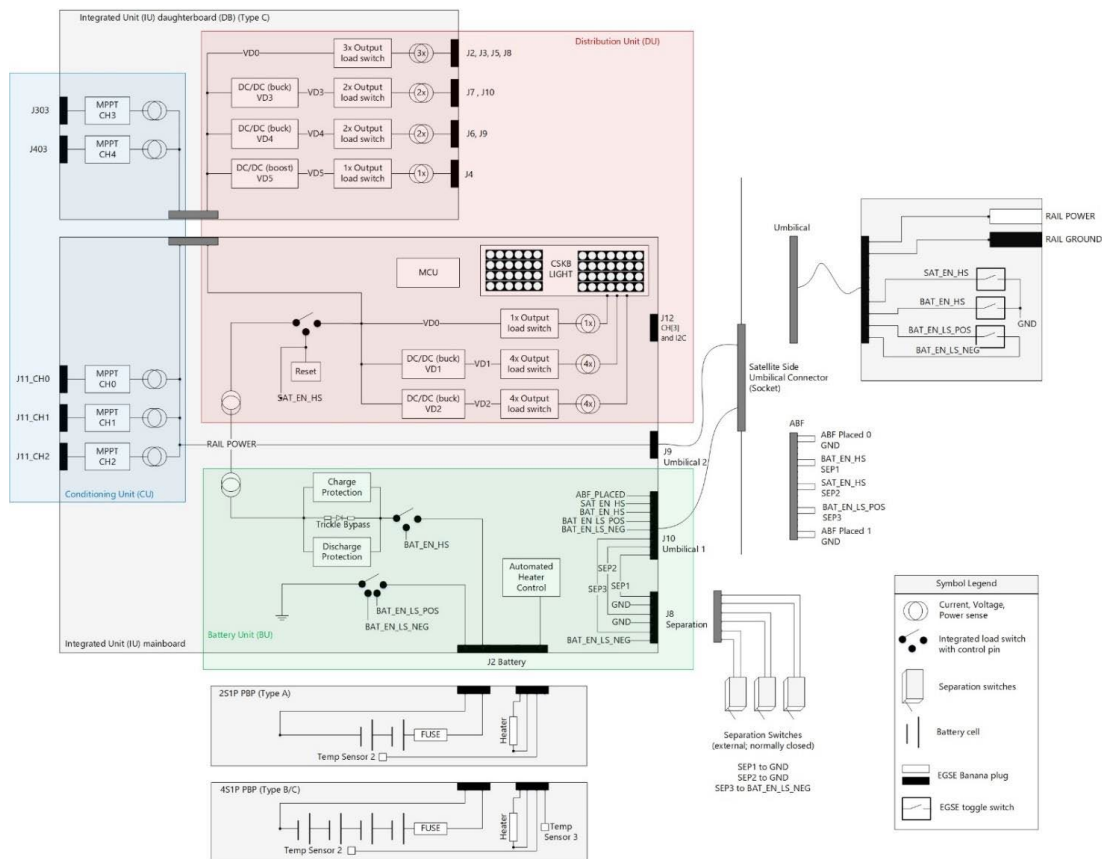


Figura 24. Diagrama eléctrico del EPS iCEPS2. Extraído de [90].

El regulador de paneles solares de este EPS consta de un total de 5 canales, 3 de ellos situados en la placa principal, y otros 2 en la placa secundaria. Cada uno de los canales dispone de un convertidor elevador tipo *boost* implementado con transistores GaN-FETs, y de un MPPT autónomo implementado en hardware. Cada uno de los canales soporta una corriente máxima de 2 A. Para operar en MPPT con el convertidor *boost*, el MPP de los paneles debe situarse dentro de un determinado rango de tensiones definidas por el fabricante y que dependen de la configuración escogida. De otro modo, el panel solar se conectará directamente a la batería mediante un interruptor sin hacer uso del convertidor *boost*. En cualquiera de los casos, la V_{MPP} máxima del SA no debe superar los 15V. Por tanto, se estima que la potencia máxima de entrada de este EPS es de 30 W por canal (según configuración), lo que implica una potencia máxima de entrada de aproximadamente 150 W usando los 5 canales.

Respecto a la unidad de distribución de potencia, el EPS dispone de un total de 4 reguladores tipo *buck* distribuidos entre la placa principal y la secundaria, lo que ofrece un total de 4 buses regulados independientes que ofrecen tensiones de 3.3 V y 5 V, con una corriente máxima de 3.3 A en cada canal. Existe un quinto bus regulado implementado con un convertidor tipo *boost* que ofrece una tensión de 28 V a 1.5 A, además de dos buses no regulados. En total, estos buses distribuyen un total de 17 líneas de tensión distintas, cada una de ellas con protecciones que desconectan las cargas en caso de detectar sobrecargas en las líneas.

2.5.4.1 Misiones espaciales llevadas a cabo usando iCEPS2

El EPS ICEPS2, que dispone de un TRL 9 según la NASA [25], ha llevado a cabo misiones relacionadas con seguridad y rescate marítimo, monitorización de tráfico aéreo, observación de la Tierra, internet de las cosas, y misiones científicas. Entre las misiones llevadas a cabo con esta plataforma se encuentran las siguientes:

TRITON: El objetivo de esta misión es probar el avanzado receptor de radio AIS, que permitiría a los radioaficionados escuchar transmisiones de telemetría periódicas. La duración de la misión fue de 3 meses, aunque una vez finalizada la misión, las transmisiones de radio para radioaficionados siguieron activas.

GAIA: La misión GAIA es una ambiciosa misión de carácter científico, que tiene como objetivo crear un mapa tridimensional preciso de la galaxia. Entre las naves que forman parte de esta misión, los *CubeSats* 3U y 6U de ISISpace se usan para realizar funciones de reconocimiento en órbita terrestre, obteniendo precisas imágenes a color de la superficie de la Tierra [91].

2.5.5 ISISpace iMEPS

El EPS iMEPS (*Modular Electrical Power System*) del fabricante ISISpace es un EPS modular en formato PC104, basado en el iCEPS2, y especialmente pensado para ser usado tanto en *CubeSats* 3U que requieran de una gran cantidad de potencia, como en *CubeSats* de mayor tamaño. La imagen de este EPS se muestra en la [figura 25](#).

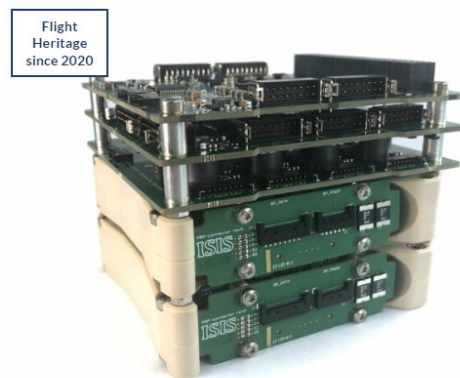


Figura 25. EPS iMEPS del fabricante ISISpace. Extraído de www.isispace.nl.

Este sistema modular está formado por 4 partes principales, que son, el pack de baterías, la unidad de gestión de baterías, la unidad de acondicionamiento de paneles solares y la unidad de distribución de potencia, tal y como se muestra en [figura 26](#). Se pueden añadir varios módulos de cada tipo en función de los requerimientos de la misión. La masa total del EPS en su configuración básica, sin incluir las baterías, es de 165 g, y su volumen de 0.31 dm³. A continuación, se describen brevemente las partes que forman este EPS:

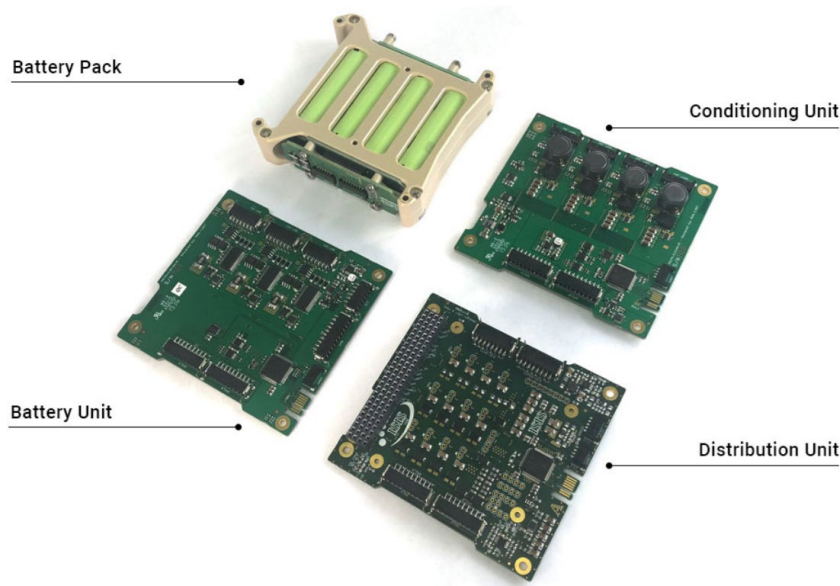


Figura 26. Diversos módulos del iMEPS. Extraído de www.isispace.nl.

El módulo de baterías está formado por cuatro baterías de iones de litio conectadas en serie (4S1P), lo que proporciona una tensión en el bus de batería de 16V, con una capacidad de almacenamiento de 45 Wh por módulo. Este módulo incorpora un fusible de 10 A. El módulo de gestión de baterías realiza las funciones de regulación de temperatura y balanceo de las baterías, así como las funciones de telemetría.

Respecto a la unidad de acondicionamiento de paneles solares, cada módulo incorpora 4 canales de entrada de SA con MPPT independientes. Cada uno de los canales soporta una corriente máxima de entrada de 3A, y una potencia máxima de 39 W, lo que implica una potencia máxima de paneles solares instalada de 116 W por cada módulo utilizado. La tensión de las salidas será de 16 V, que se corresponden con la tensión de la batería. Si bien es cierto que no se indica específicamente el tipo de convertidores usados en este módulo, se indica que la configuración de células solares debe ser de 5 en serie, lo que proporciona una tensión aproximada de 12.5 V. Por esto, se podría suponer que se usan convertidores tipo *boost*, que es el mismo tipo de convertidor usado en la arquitectura del EPS iCEPS2.

En lo referente a la unidad de acondicionamiento y distribución de potencia, la PDU comparte algunas características con la del EPS iCEPS2. Esta PDU dispone de una línea conectada a la batería de forma permanente, 3 líneas conectadas a la batería mediante interruptores, y 4 reguladores tipo *buck* que proporcionan tensión a 4 buses auxiliares, cuya

tensión puede configurarse de forma independiente en 3.3, 5, o 12 V. Las líneas disponen de limitadores de corriente de 4 A de forma continua, o 6 A de pico.

2.5.5.1 Misiones espaciales llevadas a cabo usando iMEPS

El iMEPS es el EPS utilizado en la plataforma *CubeSat* 6U suministrada por el fabricante ISISpace, que tiene experiencia de vuelo desde 2018, y que, según el mismo fabricante, permite realizar misiones militares, comerciales y científicas. Entre las misiones llevadas a cabo con esta plataforma, podemos destacar las siguientes:

KSF1: La misión KSF1 (Kleos Polar Vigilance Mission) se lleva a cabo usando una constelación de *CubeSats* 6U que detectan transmisiones de radio, de donde proceden, y cuando fueron emitidas. El objetivo es proporcionar a organizaciones gubernamentales esta información para poder detectar determinadas actividades, como, por ejemplo, pesca ilegal y piratería, además de identificar posibles señales de emergencia.

LUMIO: La misión LUMIO (Lunar Meteoroid Impacts Observer) es una misión que se lleva a cabo en una órbita de halo de la Tierra y la Luna, y, cuyo objetivo es la observación, cuantificación y caracterización de impactos de meteoritos en la cara oculta de la Luna [92]. La primera fase de esta misión (Phase A) se lleva a cabo usando un *CubeSat* 12U de alrededor de 21 kg de masa en seco. Cabe mencionar que, aunque actualmente se use el EPS iMEPS, fases previas de esta misión consideraron el EPS P60U de GomSpace. La potencia eléctrica de este *CubeSat* es generada en un conjunto de dos paneles solares, y es almacenada en un total de 4 packs de baterías 4S1P, distribuidas formando dos baterías 4S2P.

2.5.1 EMXYS ODALISS PDCU

El ODALISS PDCU [93], es un EPS desarrollado por la empresa EMXYS para sus plataformas *CubeSat* ODALISS 3U y 6U. Se trata de un sistema con un peso de 360 g, capaz de proporcionar una potencia nominal de 8 W, soportando picos de hasta 36 W.

El regulador de paneles solares dispone de 2 convertidores con MPPT. La energía extraída de los paneles solares se vierte a un bus de batería no regulado de 7.4 V. Dicho bus dispone de dos baterías formadas por un total de 4 celdas 18650 de 3450 mAh de capacidad

en configuración 2S1P, cada una de las cuales es capaz de proporcionar una tasa de descarga máxima de 8A.

Respecto a la distribución de potencia al resto de la plataforma, este EPS dispone de dos buses no regulados, uno de ellos principal, y otro redundante. Además, dispone de un bus de seguridad de 3.3 V alimentado desde ambas baterías, capaz de proporcionar una corriente máxima de 1.5 V, y dos buses regulados de 5 V y 3.3 V, capaces cada uno de ellos de proporcionar corrientes de hasta 1.5 V.

El sistema cuenta con protecciones ante sobre tensión, baja tensión, sobre corriente y cortocircuito. Además, dispone de control mediante I2C y es capaz de operar en un rango de temperaturas de entre -45 °C y +125°C.

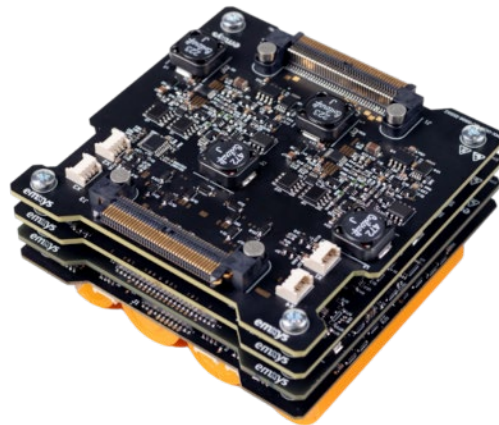


Figura 27. PDCU ODALISS de la empresa EMXYS. Extraída de www.emsys.com.

2.5.2 Mars Cube One EPS

Respecto al EPS de los *CubeSats* usados en la misión MarCO [6] desarrollada por la NASA, la cual fue descrita en la sección 2.1, según el documento “Mars Cube One Telecommunications Subsystems Design” [94, pp. 19–20], el sistema de potencia implementado en estos *CubeSats* fue desarrollado por AstroDev para el Jet Propulsion Laboratory de la NASA. Los paneles solares de estos microsátélites están formados por 42 células solares de triple unión, distribuidas 6 SA formados por 7 células solares en serie cada uno, disponiendo de una potencia total instalada de 36 W.

Respecto al regulador de paneles solares, se indica que el satélite dispone de un regulador de cuatro canales con MPPT, y que distribuye tensiones reguladas de 3.3 V y 5 V. El sistema de baterías, que incorpora protecciones de sobretensión, sobre corriente, y baja tensión, está formado por una configuración 3S4P de celdas Panasonic NCR18650 de iones de litio. Esta batería proporciona una tensión de bus de 12.3 V y una capacidad de 12.4 Ah cuando se encuentra completamente cargada.

No se ha encontrado información acerca del tipo de convertidores usados en estos EPS, pero asumiendo que la tensión de un SA de 7 células solares en serie proporciona una tensión de circuito abierto de alrededor de 19 V a una distancia del Sol equivalente a la de Marte, y debido a que la tensión del bus de batería es de 12.3 V, se deduce que se ha usado un convertidor reductor. Por otro lado, también se deduce que, al igual que en el resto de EPS que se han tratado en este capítulo, las tensiones de 3.3 V y 5 V de los buses regulados se obtienen usando convertidores reductores.

2.5.3 Milani EPS

El *CubeSat* 6U Milani [16] usado en la misión HERA de la ESA ha sido desarrollado por la empresa Tyvak International, perteneciente al grupo Terrain Orbital. Dicho satélite usa como base la plataforma Trestles 6U, que dispone de dos paneles solares desplegables que albergan un total de 120 células solares, con las que se alimenta a un bus de batería de 12.6 V, formado por una configuración de baterías de 3 celdas en serie.

No se ha encontrado información acerca del sistema de potencia usado en el *CubeSat* Milani más allá de la poca información proporcionada por el fabricante de la estructura, aunque se conoce que Terrain Orbital dispone de un regulador de paneles solares [95] específicamente diseñado para alimentar baterías de 12 V, que admite tensiones de entrada de entre 16 y 32 V con una corriente de salida de hasta 10 A, y que dispone de un sistema MPPT, véase la [figura 28](#). Asumiendo que este es el regulador de paneles solares usado en el *CubeSat* Milani, este dispondría de un regulador tipo reductor.

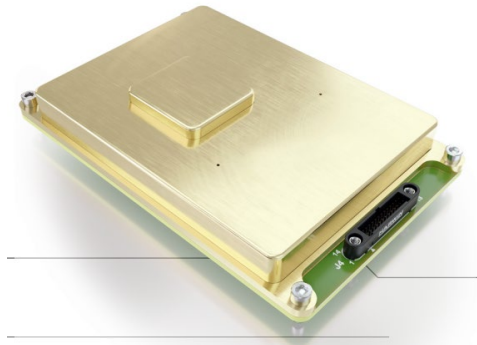


Figura 28. Regulador de paneles solares de Terrain Orbital. Extraído de [95].

En el catálogo de elementos para el EPS de Terrain Orbital también se han encontrado los packs de baterías 12V XL Battery [96] y 12V Nano Battery [97], ambos packs formados por grupos de celdas en formato 18650 y configuración 3S2P (un solo grupo en el caso del 12V Nano Battery), que proporcionan tensiones de entre 9 y 13 V, lo que se corresponde con la información disponible acerca del *CubeSat* Milani. Debido a su tamaño de 85x47x65 mm, el pack de baterías 12V Nano Battery podría ser el usado en dicho *CubeSat*.

No se dispone de información acerca de las tensiones reguladas usadas en esta estructura.

2.5.4 AAC Clyde Space Starbuck-Nano

El sistema de potencia eléctrica Starbuck-Nano [98] del fabricante AAC Clyde Space es un pequeño EPS diseñado específicamente para su uso en *CubeSats* de hasta 3 U, existiendo una versión Plus de este EPS con mayor número de reguladores disponibles, pensado para *CubeSats* de hasta 12 U con paneles solares desplegados. Se trata de un sistema tolerante a una radiación de hasta 100 kRad, véase la [figura 29](#).

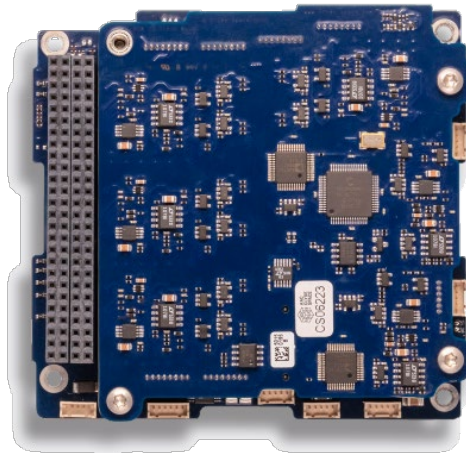


Figura 29. EPS Starbuck-Nano. Extraído de [98].

El EPS dispone de 3 reguladores de paneles solares, cada uno de los cuales cuenta con un sistema MPPT que se alimenta de forma autónoma e independiente. Estos reguladores están diseñados para ser compatibles con los paneles solares Photon, también del fabricante AAC Clyde Space. En el caso de la versión desplegable de estos paneles, están formados por diversos *strings* en paralelo de 7 células solares en serie cada uno de ellos. El número de *strings* totales depende del modelo de panel solar escogido, pero oscila entre 1 y 6, estimándose la potencia máxima en alrededor de 54 W. El sistema también es compatible con paneles solares montados directamente sobre las caras del *CubeSat*.

Además, el EPS está diseñado para funcionar con la serie de baterías Optimus, del mismo fabricante. Estas baterías proporcionan una tensión de bus de entre 6.2 V y 8.4 V, y una capacidad de 30, 40, o 80 Wh en función del modelo escogido. Los buses regulados auxiliares proporcionan tensiones de 3.3 V, 5 V y 12 V, y se dispone de un total de 10 líneas de alimentación auxiliares protegidas con limitadores de corrientes configurables. Aunque no se menciona de forma implícita, se deduce que los reguladores auxiliares que proporcionan las tensiones de 3.3 V y 5 V son tipo reductor, mientras que el regulador que genera la tensión auxiliar de 12 V es tipo elevador.

Si bien es cierto que el fabricante no proporciona actualmente información acerca de la topología de convertidores usada en sus reguladores de paneles solares, conocemos que, según el manual del EPS 25-01311 de 3ª generación de Clyde Space [99] publicado en 2014,

los EPS de Clyde Space usaban convertidores tipo *buck* en dos sus reguladores de paneles solares. Estos reguladores estaban diseñados para funcionar con tensiones de entrada de hasta 25 V, y disponían de un bus principal de 8.3 V. Por otro lado, el tercero de los reguladores de paneles solares estaba implementado con un convertidor SEPIC. Esto hace que este tercer convertidor pueda trabajar, o bien con SA iguales a los usados en los otros dos convertidores, cuya tensión es superior a la de la batería, o bien con un SA cuya tensión fuese menor a la de la batería, como sería el caso de SA montados en las caras superior e inferior de un *CubeSat* de 3 o 6 U. Además, este EPS disponía de buses auxiliares regulados de 3.3 V, 5 V y 12 V, y 10 líneas auxiliares de distribución de potencia protegidas. Se asume, por tanto, que la versión actual es una evolución de esta.

2.5.4.1 Misiones espaciales llevadas a cabo con Starbuck-Nano

Las misiones llevadas a cabo con la plataforma *CubeSat* 3U del fabricante AAC Clyde Space usan, en su mayoría, el EPS Starbuck-Nano. Entre estas misiones, destaca la misión **SEAHAWK**, una misión en la que AAC Clyde Space colabora con la Universidad de Carolina del Norte, Wilmington Instruments y el Centro de Vuelo Goddard de la NASA. El objetivo es implementar los *CubeSats* de 3U SeaHawk-1 con el objetivo de observar los cambios biológicos en la superficie del océano. El primero de estos satélites fue lanzado en 2018.

2.5.5 AAC Clyde Space Starbuck-Mini

El EPS Starbuck-Mini [100] es un sistema de potencia eléctrica para mini satélites, capaz de gestionar una potencia de hasta 1500 W, véase la [figura 30](#). Se trata de un sistema modular, implementado usando componentes cualificados para su uso espacial en combinación con componentes no cualificados, lo que lo dotan de resistencia a la radiación de hasta 30 kRad.

El regulador de paneles solares está formado por 4 canales de hasta 120 W cada uno, aunque se puede expandir hasta un total de 12 canales, lo que permitiría gestionar una potencia generada de hasta 1440 W. Cada uno de estos canales puede trabajar tanto en modo MPPT, como regular a través de un S3R. La potencia regulada de los paneles solares se vierte en un bus principal redundado de 28 V.



Figura 30. Sistema de potencia Starbuck-Mini. Extraído de [100].

El sistema dispone de buses de distribución regulados de 5, 8, 12 o 15 V, todos ellos con masas aisladas. El sistema tiene disponibles un total de 24 líneas de alimentación con protecciones LCL para las tensiones de 5 V y 12 V, así como 16 líneas de distribución de la tensión del bus de batería principal, también protegidas con LCL de forma independiente. Se pueden añadir multitud de líneas protegidas de forma adicional.

2.5.6 Argotec Volta 1281

El EPS Volta 1281 [101] suministrado por la empresa Argotec es una solución todo en uno desarrollada para cubrir un amplio rango de misiones con microsátélites. Este EPS está implementada usando componentes cualificados para uso espacial, y su volumen es de 0.6 dm³, véase la [figura 31](#).

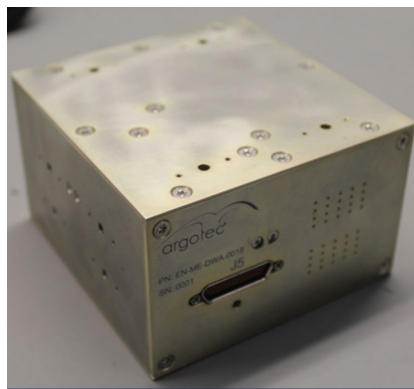


Figura 31. EPS Argotec Volta 1281. Extraído de [101].

Respecto a su regulador de paneles solares, está diseñado para gestionar una potencia superior a 100 W proporcionada por paneles solares con tensión nominal de 20 V. Dispone de un sistema MPPT que, según el fabricante, maximiza la extracción de energía en todas las condiciones, aunque no se proporciona más información al respecto.

El bus principal es de 28 V, y está constituido por una batería de 140 Wh de capacidad, capaz de ser cargada a una corriente máxima de 3 A. El sistema dispone además de un BMS que asegura una correcta gestión de la batería.

El EPS dispone de 4 buses regulados secundarios, uno de 3.3 V, uno de 5 V y dos de 12 V. La potencia total suministrada por estos buses es conjunto es de hasta 100 W, y cada uno de los buses incluye protecciones programables ante sobrecarga.

Aunque el fabricante no lo menciona de forma implícita, debido a que la tensión de los paneles solares es siempre inferior a la de la batería, se deduce que los convertidores usados en los reguladores de paneles solares son convertidores elevadores, probablemente tipo *boost*. De la misma forma, se deduce que los convertidores usados en los buses de alimentación auxiliares son convertidores reductores, probablemente tipo *buck*.

2.5.6.1 Misiones espaciales usando Volta 1281

La misión espacial **LICIACube** (Light Italian Cubesat for Imaging of Asteroids) [102] es una misión espacial llevada a cabo en conjunto con la misión espacial DART de la NASA. Esta misión espacial se desarrolló en una plataforma *CubeSat* 6U desarrollada por la empresa Argotec, usando el EPS Volta 1281, y disponiendo de una potencia de paneles solares instalada de alrededor de 80 W. La misión fue lanzada en 2021 y tuvo como objetivo observar el impacto de la nave DART con el cuerpo principal del asteroide Dimorphos.

2.5.7 Conclusiones de los diversos EPS usados en misiones espaciales

A lo largo de esta sección se ha realizado una revisión bibliográfica de diversos EPS usados en microsátélites pertenecientes a misiones espaciales recientes. Se han revisado tanto sistemas comerciales como, por ejemplo, los EPS de GomSpace e ISISpace, como EPS

diseñados de forma específica para misiones concretas, como es el caso del EPS de la misión MarCO. Además de los EPS revisados, existen otros, pudiendo encontrarse más referencias, por ejemplo, en [25, pp. 46–48].

En base a los sistemas revisados se ha creado la [tabla 3](#), donde se muestra un resumen con las principales características de cada uno de los sistemas, así como algunas de las principales misiones espaciales en las que han sido usados. Se observa que, en todos los casos se trata de sistemas que usan reguladores de paneles solares con sistemas MPPT y múltiples canales de entrada a los que se conectan los distintos SA. Además, se advierte que la topología de convertidor más extendida en estos sistemas es la topología de convertidor elevador tipo *boost*, aunque también se han encontrado casos de EPS que usan convertidores reductores o elevadores/reductores.

La mayoría, sino todos los EPS revisados, disponen de buses de batería no regulados, cuyas tensiones varían en función del número de celdas en serie que componen la batería, que oscila entre 2 y 8 elementos. Respecto a los buses auxiliares regulados, en todos los casos se generan tensiones de 3.3 V y 5 V, entre otras, para lo que es habitual el uso de convertidores tipo *buck*. Estos buses regulados cuentan con protecciones que limitan la corriente y evitan la propagación de fallos a otros subsistemas.

En lo que a este trabajo concierne, tienen especial relevancia los sistemas desarrollados para los *CubeSats* Juventas, MarCO, Milani y LICIACube, ya que se trata de *CubeSats* usados en recientes misiones espaciales interplanetarias desarrolladas por algunas de las principales agencias espaciales. Tanto en el caso de MarCo como en el de Milani, se usan reguladores de paneles solares que usan convertidores reductores. Ambos disponen de buses de batería no regulados formados por tres baterías de iones de litio en serie. En cambio, en el caso de los *CubeSat* Juventas y LICIACube se usan reguladores de paneles solares con convertidores elevadores tipo *boost*, disponiendo ambos satélites de buses no regulados de 8 baterías de iones de litio en serie.

Respecto a los MPPT, todas las arquitecturas revisadas incorporan sistemas MPPT independientes en cada uno de sus reguladores, pero no se especifica el tipo de MPPT usado. Esto se debe, principalmente, a que se trata de EPS propietarios de las diversas empresas que los han desarrollado.

Tabla 3: Resumen de las principales características de los sistemas de potencia estudiados

EPS	Misión	SA Power	Tensión de bus	Convertidores del SAR	Tipo de MPPT	Convertidores de PDU	Tolerancia a radiación
GomSpace NanoPower P31U	GOMX-3, FACSAT-1, OSIRIS	Hasta 30 W	8/16 V	3x <i>boost</i> + MPPT	Digital / MCU	2x <i>buck</i> (3.3 V y 5 V)	-
GomSpace NanoPower P60U	GOMX-4, KSM-1, ØRN, Juventas	Hasta 180 W/módulo	16/32 V	6x <i>boost</i> + MPPT	Digital / MCU	3x <i>buck</i> (3.3 V, 5 V, 8 V, 18 V, 24 V)	-
GomSpace NanoPower P80U	SSG, GOMX-5	Hasta 300 W	28 V	12x <i>boost</i> + MPPT	Digital / MCU	4x <i>buck</i> (3.3 V, 5 V, 8 V, 12 V o 18 V)	-
ISISpace iCEPS2	TRITON, GAIA	Hasta 150 W	7.2/14.4 V	5x <i>boost</i> + hardware MPPT	Analógico / No MCU	4x <i>buck</i> (3.3 V y 5 V) + 1x <i>boost</i> (28 V)	MCU basada en FRAM para mejorar la tolerancia a radiación
ISISpace iMEPS	KSF1, LUMIO phase A	Hasta 116W/módulo	8/16 V	4x <i>boost</i> + MPPT (por cada módulo)	-	4x <i>buck</i> (3.3 V, 5 V + 12 V) (por cada módulo)	-
EMXYS ODALISS PDCU	-	-	7.4 V	2x convertidores + MPPT	-	<i>Buck</i> (3.3 V y 5 V)	-
MarCO EPS	MarCO	36W	12.3 V	4x <i>buck</i> + MPPT	-	<i>Buck</i> (3.3 V y 5 V)	Radio module QML
Terrain Orbital SAR	Milani	120 W	12.6 V	<i>Buck</i> + MPPT	PSO	-	-
AAC Clyde Space Starbuck Nano	SEAHAWK	Hasta 54 W	8.2 V	2x <i>buck</i> + 1x SEPIC + MPPT	-	Convertidores <i>boost</i> y <i>buck</i> (3.3 V, 5 V, 12 V)	10 KRad
AAC Clyde Space Starbuck Mini	-	Hasta 480 W	28 V	4 x Convertidores MPPT/S3R	-	-	QML y no-QLM, 30 KRad
Argotec Volta 1281	DART-LICIAcube	100 W	28 V	<i>Boost</i> + MPPT	-	Convertidores <i>buck</i> (3.3 V, 5 V, 2x12 V)	QML

Con estos datos como punto de partida, en la sección 2.6 se discute cual es la mejor topología para un regulador de paneles solares destinado a ser usado en un microsatélite diseñado para la exploración del espacio profundo. Seguidamente, en el capítulo 3 se realiza una propuesta de misión, y se especifican los requerimientos del microsatélite necesario para llevar a cabo dicha misión.

2.6 Discusión acerca de la selección del convertidor para un regulador de paneles solares

Tal y como se ha visto a lo largo de la sección 2.5, en la literatura se pueden encontrar multitud de sistemas de potencia para microsátélites. Todos estos sistemas están formados por un regulador de paneles solares, una batería, y una unidad encargada de acondicionar y distribuir la potencia al resto de subsistemas.

Si bien es cierto que en todos los casos estudiados se coincide en el uso de buses de potencia principales no regulados, así como en el uso de convertidores *buck* en la unidad de acondicionamiento y distribución de energía, a excepción de algún caso específico en el que se requiere generar una tensión superior a la del bus principal, en el que se usa un regulador tipo *boost* para generarla, parece no existir un acuerdo en lo concerniente a los convertidores usados en los reguladores de paneles solares.

En estos sistemas se usan diversos tipos de reguladores, en su mayoría tipo *boost* o tipo *buck*, aunque se puede encontrar algún caso concreto que combina alguno de los reguladores anteriores con un regulador tipo SEPIC.

Con el objetivo de determinar qué topología de regulador es la más adecuada para el desarrollo de un SAR destinado a misiones de espacio profundo, se han tenido en cuenta algunos aspectos que se consideran relevantes a la hora de decantarse por una de las dos topologías habitualmente usadas. Entre estos aspectos se han considerado posibles escenarios de fallos en el convertidor, disponibilidad controladores PWM con calificación QML, adaptación de las topologías a las distintas posibles condiciones, rizado de corriente de salida de las distintas topologías, etc. A continuación, se profundiza en cada uno de los ítems que se han considerado.

Cuando se trata de convertidores para aplicaciones espaciales, uno de los primeros aspectos a tener en cuenta es la fiabilidad. A la hora de plantear un diseño se deben tener en cuenta los posibles fallos que puedan darse durante la misión. A continuación, se plantean algunos de estos escenarios:

Rotura de una célula de los paneles solares: Como se mostró en la sección 2.3.1, los paneles solares se agrupan en *strings* en paralelo, cada uno de ellos formado por un

determinado número de células solares en serie. En caso de rotura de una de las células solares, el *string* queda abierto, perdiéndose así toda la potencia generada en él. Debido a que, para una misma tensión de bus, un convertidor elevador requiere de una tensión de entrada menor que un convertidor reductor, para el caso de un panel con el mismo número de células solares, en el caso del convertidor elevador se tendrá un mayor número de *strings* en paralelo, cada uno de ellos formado por un menor número de células solares. Por ello, en el caso de rotura de una de las células, para una topología de convertidor elevador, la pérdida de potencia generada sería menor que en el caso de una topología basada en un convertidor reductor. No obstante, este problema tiene una solución sencilla, que es la implementación de diodos de *bypass* en paralelo con cada una de las células solares. De este modo, en caso de rotura de una de las células solares, solo se pierde la potencia correspondiente a esta célula, permitiendo el diodo que la corriente generada en el resto de las células de *string* dañado circule a través de él. Actualmente es una práctica habitual que los paneles solares incorporen diodos de *bypass*, lo que hace que la posible rotura de una de las células que forman los paneles solares no sea determinante a la hora de decantarse por una topología u otra.

Rotura a cortocircuito de uno de los interruptores del convertidor: Las topologías de los convertidores tanto elevador como reductor disponen de dos interruptores en sus versiones síncronas, habitualmente implementados con MOSFETs. Suponiendo el caso de un fallo en el que el interruptor principal quede conduciendo, ya sea debido a un cortocircuito en el mismo MOSFET, o a un fallo en el controlador PWM que lo gestiona, en el caso de una topología con convertidor reductor tipo *buck*, el panel solar permanecerá cargando la batería de forma pulsada, siendo esta la que fije el punto de trabajo en la curva del panel solar durante el tiempo de carga. En cambio, en el caso de un convertidor elevador tipo *boost*, la rotura de el interruptor principal provoca que la batería no pueda seguir cargándose, ya que la entrada del convertidor quedará cortocircuitada a tierra. En el caso de que sea el interruptor que sustituye al diodo en las topologías síncronas el interruptor que queda en cortocircuito, para una topología *buck*, la entrada del convertidor quedará cortocircuitada a tierra, imposibilitando así la carga de la batería. En el caso de una topología *boost*, la entrada quedará cortocircuitada con la salida, y, debido a que la tensión de entrada es idealmente menor que la de la batería, esta no podrá cargarse. Tras este razonamiento, parece que la topología *buck* presenta cierta ventaja, ya que, en función de cuál sea el interruptor que quede cortocircuitado, podría existir la posibilidad de inyectar parte de energía en la batería, mientras que en el caso de la topología *boost* esto no sería posible.

Rotura a circuito abierto de uno de los interruptores del convertidor: Siguiendo un razonamiento similar al mostrado en el punto anterior, para el caso de una rotura a circuito abierto del interruptor principal del convertidor, en el caso de una topología *buck*, la batería no podrá cargarse en ningún caso, ya que no habrá transferencia de potencia entre la entrada y la salida. En el caso del convertidor tipo *boost*, el convertidor dejará de elevar tensión, y, por tanto, la batería tampoco podrá cargarse al quedar conectada directamente al panel solar, fijando el punto de trabajo de este por encima de la tensión de circuito abierto del panel solar. En caso de que sea el interruptor que sustituye al diodo el que quede en circuito abierto, en el caso de una topología *buck*, el convertidor sería capaz de seguir inyectando parte de la energía a la batería en forma de pulsos cuya tensión oscilaría entre la tensión de circuito abierto del panel solar y la tensión fijada por la batería, mientras que en el caso de una topología *boost*, la salida y la entrada quedarían completamente desacopladas, imposibilitándose así la transferencia de energía. Al igual que en el caso del razonamiento anterior, parece que la topología tipo *buck* puede presentar cierta ventaja, ya que bajo determinadas condiciones podría seguir inyectando parte de la energía a la batería.

Otro aspecto para tener en cuenta es observar cual es la tendencia de uso de cada una de las topologías en las misiones espaciales de espacio profundo actuales.

Misiones espaciales relevantes que los usan: En la revisión bibliográfica llevada a cabo se ha encontrado información acerca del EPS usado en distintas misiones espaciales, teniendo para esta tesis una mayor relevancia las misiones interplanetarias o de espacio profundo, ya que gran parte de los EPS revisados han sido diseñados para misiones en órbita LEO, y, por tanto, pueden no ser adecuados para su aplicación a misiones de espacio profundo. Teniendo en cuenta sólo aquellas misiones de espacio profundo, vemos que los *CubeSats* Milani y MarCO usan convertidores reductores, mientras que los *CubeSat* Juventas y LICIACube usan convertidores elevadores. A este último grupo podríamos añadir el *CubeSat* usado en la misión LUMIO, ya que, aunque no se trate de una misión de espacio profundo, es una misión que pretende orbitar la Luna, diferenciándose así del resto de *CubeSats* que se disponen en órbita LEO. De ello se concluye que no hay una tendencia diferenciadora entre ambas topologías.

Finalmente, se deben tener en cuenta otras consideraciones, como, por ejemplo, si existen controladores PWM adecuados para la implementación de los convertidores, la

adaptabilidad de cada una de las topologías, las pérdidas generadas en cada una de las topologías, las características de rizado de la corriente de salida o el tipo de control.

Controladores PWM disponibles: Actualmente existe una amplia oferta de controladores PWM de grado espacial. Se pueden encontrar controladores PWM tanto para convertidores elevadores como reductores. Algunos de los fabricantes que ofrecen estos controladores son Texas Instruments, Analog Devices, STMicroelectronics o Microchip. Debido a la amplia oferta, esto no supone un factor diferencial a la hora de decantarse por una topología u otra.

Adaptabilidad a las condiciones cambiantes: En misiones de espacio profundo es habitual que las condiciones de irradiancia y temperatura varíen en gran medida durante el transcurso de la misión. Esto hace que, principalmente debido a los grandes cambios de temperatura, la tensión V_{OC} de los paneles solares varíe fuertemente. Al diseñar un EPS considerando una topología tipo *boost*, la tensión del panel solar debe ser siempre inferior a la de la batería. El caso extremo contemplado durante el proceso de diseño sería aquel en el que la batería se encuentra completamente descargada, y la temperatura en los paneles solares es mínima, por lo que la tensión en los SA es la mayor posible. Al cambiar a condiciones en las que la temperatura de los paneles solares sea alta, y la batería se encuentre cargada, puede darse el caso de que la ganancia del convertidor varíe incluso en un factor dos, lo cual tiene implicaciones en la eficiencia y estabilidad. Este problema no se da en el caso de una topología basada en un convertidor reductor, ya que la eficiencia de este no varía tan fuertemente con la ganancia, siendo el principal requisito de diseño que la tensión del panel solar en el punto en el que se desee trabajar sea superior al de la tensión de la batería. Si bien es cierto que, realizando un correcto dimensionamiento del sistema, ambas topologías son válidas, se considera que la topología que usa un convertidor tipo *buck* será más flexible, y, por tanto, ventajosa.

Pérdidas en los cables de los paneles solares: Debido a la naturaleza de ambos convertidores, para un mismo número de células solares instaladas en los paneles, y, por tanto, una misma potencia, suponiendo una misma tensión de batería, en el caso del convertidor elevador, la tensión de entrada será menor que en el caso del convertidor reductor. Por tanto, la corriente que circula por el cableado de los paneles solares será mayor en el caso de una topología que use un convertidor elevador respecto al caso de una topología que use un convertidor reductor. Esto implica que una topología basada en un convertidor

elevador tendrá mayores pérdidas en el cableado de los paneles solares, dando esto una ligera ventaja a las topologías basadas en convertidores reductores.

Rizado en la corriente de salida: Los convertidores tipo *buck* presentan un menor rizado en la corriente de salida respecto a la topología tipo *boost*, lo que implica un mejor control de la carga de la batería, una menor degradación de esta, y, por lo general, una menor interferencia electromagnética (EMI). Esto se debe a que la corriente de salida de un convertidor tipo *buck* se corresponde con la corriente triangular que circula por su bobina, mientras que la corriente de salida de un convertidor tipo *boost* es la corriente pulsada procedente de la conmutación de los interruptores.

Control de los convertidores: Respecto al control de los convertidores, el convertidor tipo *buck* en modo de control de corriente no presenta ningún cero en el semiplano derecho, y, por tanto, el lazo de control de corriente, ya sea de pico, o promedio, es más sencillo, obteniéndose además un mayor ancho de banda respecto a los convertidores tipo *boost*, los cuales sí que pueden presentar ceros en el semiplano derecho al tratar de regular la tensión de salida de los mismos usando para ello un control de corriente.

Tras el análisis anterior, del cual se muestra un resumen en la [tabla 4](#), es difícil concluir cuál de las topologías resulta más ventajosa. De hecho, no existe una principal ganadora, ya que, si la hubiese, sería la preferida por todos los fabricantes. En el caso de esta tesis, se concluye que la utilización de una topología basada en un convertidor tipo reductor en el regulador de paneles solares resultará ligeramente ventajosa en misiones de espacio profundo, debido principalmente al menor rizado de corriente de salida, a la mayor sencillez de le lazo de control, a la mayor adaptabilidad a condiciones cambiantes, y además, debido a las menores pérdidas de potencia en el cableado de los SA, todo ello sumado a la probabilidad de que ante la rotura en uno de los interruptores, el convertidor pueda seguir inyectando parte de la energía a la batería. Como controlador PWM, se plantea el uso del circuito integrado LT3845, la versión de comercial del circuito integrado RH3845MK, un controlador cualificado para uso espacial que ya ha sido propuesto en otras misiones espaciales interplanetarias [103].

Cabe mencionar que no se ha considerado el uso de otras topologías más allá de las topologías *buck* y *boost* debido a la sencillez de estas, ya que topologías más complejas implican un mayor número de componentes, mayor complejidad y menor eficiencia.

Tabla 4: Comparación entre topologías de convertidores.

Parámetro	Convertidor reductor	Convertidor elevador
Caso de rotura de una célula de los paneles solares	Si el <i>string</i> queda en abierto, la pérdida de potencia es mayor que en el caso del convertidor tipo <i>boost</i> . Este problema se soluciona añadiendo diodos de <i>bypass</i> en paralelo a las células.	Si el <i>string</i> queda en abierto, la pérdida de potencia es menor que en el caso del convertidor tipo <i>buck</i> .
Caso de rotura a cortocircuito de uno de los interruptores	Probabilidad de seguir inyectando parte de la energía a la batería, estando el punto de trabajo fijado por la tensión en la batería (solo en caso de rotura del interruptor principal).	En caso de un dimensionamiento correcto del sistema, no existe posibilidad de que la batería siga cargándose.
Caso de rotura a circuito abierto de uno de los interruptores	Probabilidad de seguir inyectando parte de la energía a la batería, estando el punto de trabajo fijado por la tensión en la batería (solo en caso de rotura del interruptor que sustituye al diodo),	En caso de un dimensionamiento correcto del sistema, no existe posibilidad de que la batería siga cargándose.
Misiones espaciales relevantes que los usan	Milani MarCO	Juventas LICIACube LUMIO
Algunos controladores PWM QML disponibles	TI-TPS7H5001-SP AD-RH3845 ST-ST1843, ST1845 Microchip – SGR1845, SGR1845	TI-TPS7H5001-SP TI-UC1825-SP ST-ST1843, ST1845 Microchip – SGR1845, SGR1845
Adaptabilidad a las condiciones cambiantes	Mayor capacidad de adaptación a las condiciones cambiantes durante el transcurso de una misión de espacio profundo.	Mayor dificultad para adaptarse a las condiciones cambiantes durante el transcurso de una misión de espacio profundo.
Perdidas en los cables.	Menores que en el caso del convertidor elevador.	Mayores que en el caso del convertidor reductor.
Rizado de corriente de salida	Corriente triangular. Menor rizado en el caso del convertidor <i>buck</i> .	Corriente pulsada. Mayor rizado en el caso del convertidor <i>boost</i> .
Control de los convertidores	Es más sencillo en el caso del convertidor buck debido a que no aparece ningún cero en el semiplano derecho al aplicar lazos de control de corriente	Pueden aparecer ceros en el semiplano derecho si se usa el convertidor <i>boost</i> en modo de control de corriente para regular la tensión de salida.

Capítulo 3

Misión y requerimientos del microsatélite

En este capítulo se realiza una propuesta de requerimientos de misión que posteriormente se toma como punto de partida para abordar el desarrollo del microsatélite. Seguidamente se obtienen las condiciones de irradiancia y temperatura con las que el satélite lidiará a lo largo de la misión. Se escoge un sistema de propulsión y se definen una serie de experimentos científicos que la plataforma debe incorporar. Partiendo de todos estos datos se realiza una propuesta preliminar del sistema de potencia. Dado que el objetivo de la presente tesis doctoral no es el de plantear una misión espacial completa, sino desarrollar el sistema de potencia eléctrica de un pequeño satélite, se toma como referencia la misión espacial Dawn desarrollada por la NASA [104]. Dicha misión espacial, planteada en 2007, tuvo como objetivo fotografiar a alta resolución la superficie de los planetas enanos Ceres y Vesta, situados en el cinturón de asteroides, y se llevó a cabo usando un satélite cuya masa en orden de vuelo ascendía a 1217 kg [105, p. 187]. El satélite disponía de unos paneles solares de triple unión GaAs proporcionados por el fabricante EMCORE, capaces de producir 10.7 kW a una distancia de 1 AU, y de 1.1 kW a una distancia de 3.0 AU en condiciones EOL [105, p. 194]. En la presente tesis se plantea la opción de realizar una misión espacial similar usando para ello microsatélites, plataformas mucho menos costosas que la usada en la misión original.

3.1 Objetivo de la misión

Se propone una misión de carácter científico, cuyo objetivo es alcanzar la zona media del cinturón de asteroides, situado a una distancia de entre 2.5 unidades astronómicas (AU) y 2.8 AU, y estudiar alguno de los cuerpos que lo forman. Se conoce que, en el cinturón de asteroides, además de miles de cuerpos de pequeño tamaño, existen cuatro grandes objetos

cuya masa se estima que supone alrededor de la mitad de masa total del cinturón de asteroides. Estos objetos son Vesta, Ceres, Palas e Higia, y se encuentran respectivamente a una distancia del sol de 2.35 AU, 2.75 AU, 2.85 AU y 3.1 AU [106].

Debido a la gran distancia que separa la Tierra del cinturón de asteroides, lanzar el microsatélite desde la Tierra no es una opción viable, ya que, debido al reducido tamaño del microsatélite, su propulsión también está limitada, lo que implica que el tiempo necesario para alcanzar el objetivo será demasiado elevado, siendo probable que la plataforma deje de funcionar antes si quiera de haber alcanzado el objetivo.

En su lugar, se opta por almacenar un grupo de microsatélites y transportarlos en el interior de una nave espacial de mayor tamaño, habitualmente conocida como nave nodriza. Esta nave transporta al conjunto de pequeños satélites hasta una órbita similar a la de Marte, punto en el que los satélites son desplegados y comienzan su viaje, pudiendo alcanzar cada uno de ellos un objetivo distinto haciendo uso de su propio sistema de propulsión. El hecho de desplegar multitud de microsatélites implica el poder llevar a cabo diversas misiones espaciales con un único lanzamiento desde la Tierra, reduciendo así considerablemente los costes de cada una de las misiones, y aumentando el número de posibles experimentos de diversa índole que se podrán realizar. Desde el momento del despliegue, y hasta el final de la misión, los microsatélites usan la nave nodriza como enlace de telecomunicaciones con la Tierra, ya que esto permite reducir tanto el volumen, como la masa y la potencia requerida por el sistema de radio. En la presente tesis doctoral fijaremos como objetivo el planeta enano Ceres, pudiendo plantearse otros microsatélites similares que tengan como objetivos el resto de los cuerpos relevantes existentes en el cinturón de asteroides.

Una vez alcanzado el objetivo, se plantea la realización de diversos experimentos científicos entre el que se encuentra el de tomar fotos de la superficie de Ceres, al igual que se hizo en la misión Dawn [104]. Además, se pretende medir la gravedad de este usando un gravímetro, y conocer parte de la composición del cuerpo gracias al uso de un radar de baja frecuencia que permita la penetración de las primeras capas del objeto, de forma similar a como lo hace el *CubeSat* Juventas [15] en la misión Hera [14], en la que se pretende caracterizar un asteroide. La [figura 32](#) muestra la trayectoria de la misión propuesta.

Como objetivo secundario de la misión, se desea probar la novedosa tecnología de propulsión para satélites basada en el proceso de electrólisis del agua, por lo que uno de estos

sistemas será el encargado de propulsar al microsatélite desde su despliegue, hasta el final de la misión.

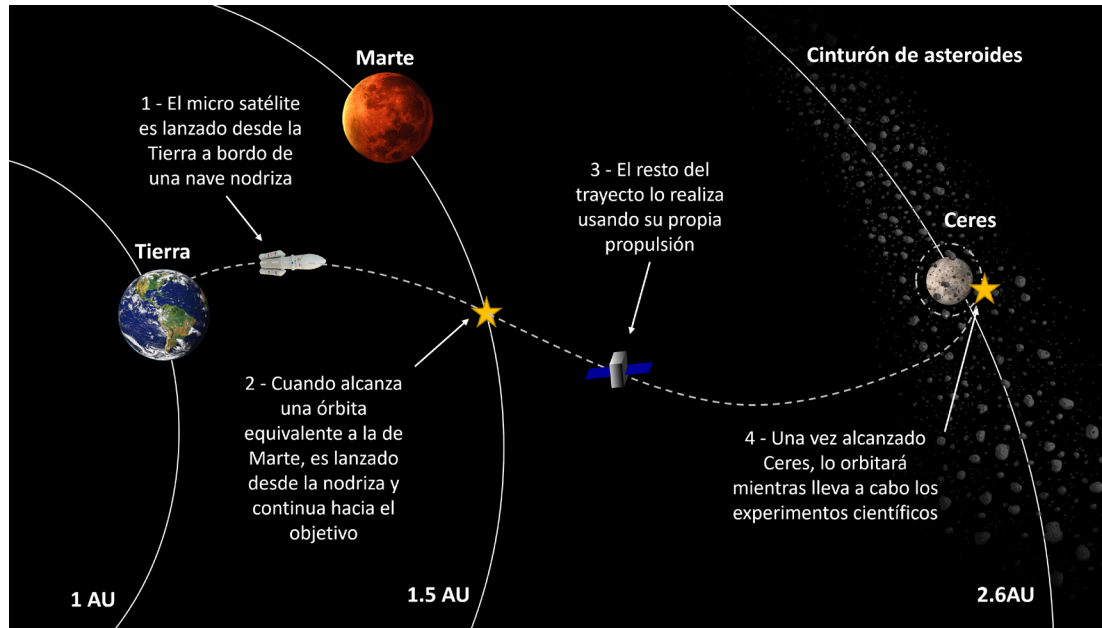


Figura 32. Trayectoria de la misión propuesta.

3.2 Condiciones de la misión

Para poder diseñar un sistema de potencia que satisfaga los requerimientos necesarios para llevar a cabo la misión con éxito, es necesario conocer las condiciones, tanto de irradiancia, como de temperatura, a las que la pequeña plataforma se verá sometida durante el transcurso de la misión.

3.2.1 Condiciones de irradiancia

Para obtener la irradiancia solar en función de la distancia al Sol se usa la ecuación (2), [107, p. 359], donde J_s se corresponde con el valor de irradiancia que se desea obtener, P es la intensidad de radiación emitida por el Sol, cuyo valor es de 3.856×10^{26} W, y d es la distancia en metros a la que deseamos calcular el flujo de irradiancia solar. En el exterior de la atmósfera terrestre, a una distancia de 1AU, la irradiancia es de 1371 W/m^2 .

$$J_s = \frac{P}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \quad (2)$$

La figura 33 muestra la irradiancia solar incidente en el satélite en función de la distancia al Sol. Esta irradiancia se ha calculado para una distancia que va desde 1 AU hasta 3 AU, estando comprendido el rango que debe recorrer el microsatélite durante la misión entre 1.5 AU hasta aproximadamente 2.6 AU, encontrándose el perihelio de la órbita de Ceres a 2.55 AU. Se observa que la radiación recibida por el satélite oscilará desde 609 W/m² al principio de la misión, hasta tan solo 204 W/m² al final de la misión.

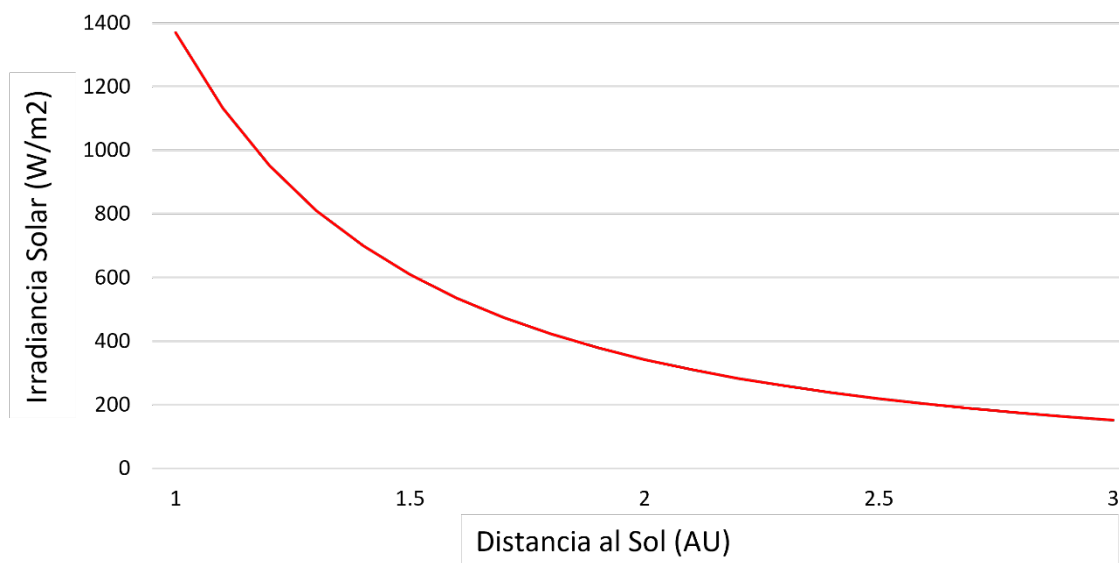


Figura 33. Irradiancia solar en el espacio en función de la distancia al Sol.

3.2.2 Condiciones de temperatura

El otro gran factor para considerar es la temperatura a la que los paneles solares del satélite se encuentran a lo largo de la misión espacial, ya que las curvas de potencia de estos varían en función de esta. La temperatura depende de diversos factores, que principalmente son la radiación solar directa, la radiación solar reflejada en planetas cercanos (albedo), la energía térmica emitida por planetas cercanos, y la radiación de potencia del propio satélite. Dado que se trata de una misión de espacio profundo, tanto la radiación solar reflejada por planetas cercanos, como la energía térmica emitida por los mismos se puede despreciar. Para calcular la temperatura de la superficie de los paneles solares hacemos uso de (3), [107, p. 364], que tras las asunciones mencionadas se puede simplificar como (4).

$$T^4 = \frac{A_{planeta} \cdot J_p}{A_{superficie} \cdot \sigma} + \frac{Q}{A_{superficie} \cdot \sigma \cdot \varepsilon} + \frac{(A_{solar} \cdot J_s + A_{albedo} \cdot J_a)}{A_{superficie} \cdot \sigma} \cdot \frac{\alpha}{\varepsilon} \quad (3)$$

Donde:

- $A_{solar} \cdot J_s \cdot \alpha$ se corresponde con la energía solar recibida.
- $A_{albedo} \cdot J_a \cdot \alpha$ se corresponde con la contribución aportada por el reflejo de radiación solar en planetas cercanos.
- $A_{planeta} \cdot J_p \cdot \varepsilon$ se corresponde con la contribución aportada por la radiación de planetas cercanos.
- $A_{superficie} \cdot \sigma \cdot \varepsilon \cdot T^4$ se corresponde con la energía radiada por el satélite al espacio.
- Q se corresponde con la energía interna disipada.

Siendo α la absorptancia de la superficie, ε la emitancia de la superficie, σ la constante de Stefan-Boltzmann, J_s la intensidad de radiación solar, J_a la intensidad de radiación procedente del albedo de planetas cercanos, J_p la intensidad de radiación emitida por los planetas cercanos, $A_{superficie}$ el área total de los paneles solares, y A_{solar} el área de los paneles solares que recibe radiación solar.

$$T^4 = \frac{Q}{A_{superficie} \cdot \sigma \cdot \varepsilon} + \frac{A_{solar} \cdot J_s}{A_{superficie} \cdot \sigma} \cdot \frac{\alpha}{\varepsilon} \quad (4)$$

Aproximando la forma de los paneles solares del satélite a dos rectángulos de 40 cm x 80 cm de lado cada uno de ellos, se obtiene un área de incidencia de radiación solar de 0.64 m² (5), y un área total de emisión de los paneles solares de 1.28 m² (6).

$$A_{solar} = n^{\circ}_{paneles} \cdot lado_1 \cdot lado_2 = 2 \cdot 0.4m \cdot 0.8m = 0.64 m^2 \quad (5)$$

$$A_{superficie} = n^{\circ}_{caras} \cdot n^{\circ}_{paneles} \cdot lado_1 \cdot lado_2 = 2 \cdot 2 \cdot 0.4m \cdot 0.8m = 1.28 m^2 \quad (6)$$

La potencia disipada en los paneles solares (Q) se estima en alrededor de un 1.5 % de la energía generada en el satélite, y esta energía se asocia principalmente a los diodos situados a la salida de cada uno de los *strings*. Esta energía supone alrededor de 0.9 W en el inicio de la

misión (1.5 AU), y 0.3 W en el final de la misión (2.6 AU). Respecto a los valores de absorptancia (α) y emitancia (ϵ), se toman valores típicos para células solares de GaAs. Según [107, p. 365], estos valores son 0.88 y 0.8 respectivamente. En base a estos datos se obtiene una estimación de la temperatura en la superficie de los paneles solares del microsatélite (véase la [figura 34](#)). Esta temperatura oscila entre los -6 °C en el punto de inicio de la misión (1.5 AU) y -60 °C en el momento en el que se alcanza el objetivo (2.6 AU).

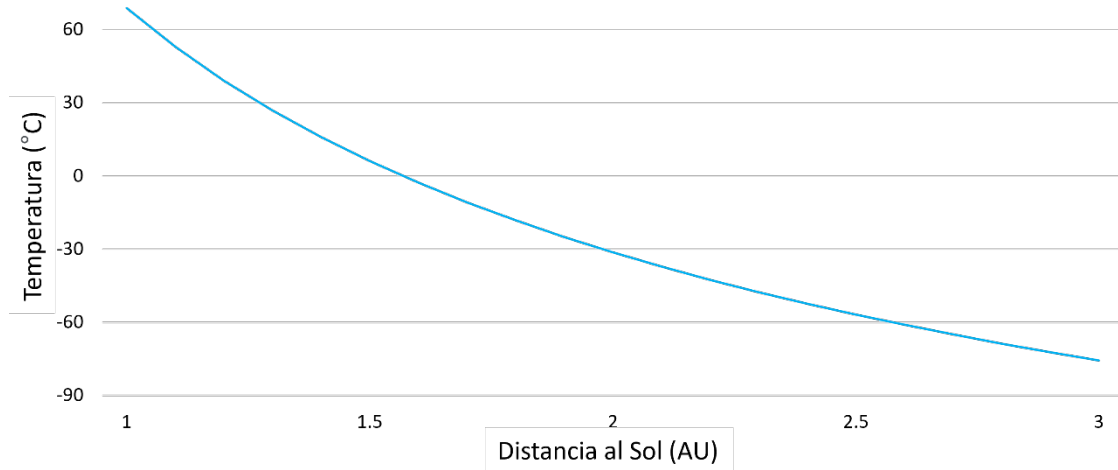


Figura 34. Temperatura en la superficie de los SA en el espacio en función de la distancia al sol.

En base a estos datos se realizará una estimación de la cantidad de células solares necesarias para satisfacer las necesidades de potencia del microsatélite, así como del área total de paneles solares requerida, para lo cual se deberán tener en cuenta datos como el factor de ocupación y la eficiencia de las células solares.

3.2.3 Condiciones de orbita

Además de conocer las condiciones de irradiancia y temperatura, es necesario conocer algunos aspectos básicos de la órbita del microsatélite alrededor de Ceres, ya que esto permitirá realizar el correspondiente balance de potencias y dimensionar el sistema de potencia de la plataforma.

Como se detallará posteriormente, una vez el satélite comience a orbitar Ceres, lo hará en órbita polar, es decir, realizando aquella órbita que pasa por los polos del planeta enano. Con el objetivo de cubrir la mayor parte del planeta posible, el satélite realizará cambios de órbita de forma periódica. Esto implica que habrá momentos en los que el satélite orbite en órbitas situadas en un plano completamente perpendicular a la dirección de incidencia de los rayos solares recibidos, en la que no habrá eclipse, pero habrá otros momentos en los que el satélite orbite en una órbita situada en un plano completamente paralelo al de incidencia de los rayos solares, en la que el tiempo de eclipse será máximo. Esta segunda situación, que se considera la peor de las posibles, es la que se considera a continuación para determinar tanto el periodo de la órbita, como el tiempo de eclipse de esta.

En primer lugar, se debe establecer la altura de la órbita. Para ello se toma como punto de partida la Ley de Gravitación Universal (7), donde F es la fuerza que atrae a los cuerpos, G es la fuerza de la gravedad, M y m se corresponden con la masa de ambos cuerpos (Ceres y el microsatélite), y r es la distancia entre los centros de masa de ambos cuerpos. También es necesaria la ecuación de la fuerza centrípeta (8), donde F_C se corresponde con la fuerza centrípeta, m con la masa del satélite en este caso, v con la velocidad de este, y r con la distancia entre los centros. Igualando las fuerzas en ambas ecuaciones se llega a la ecuación (9), de la cual se obtiene la velocidad v del microsatélite.

$$F = \frac{G \cdot M \cdot m}{r^2} \quad (7)$$

$$F_C = \frac{m \cdot v^2}{r} \quad (8)$$

$$v = \sqrt{\frac{G \cdot M}{r}} \quad (9)$$

Por otro lado, se conoce que el periodo T , es decir, el tiempo requerido para dar una vuelta completa a la órbita, se corresponde al diámetro de dicha órbita, $2 \cdot \pi \cdot r$, dividido entre la velocidad v a la que el satélite se desplaza, tal y como se muestra en (10).

$$T = \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{v} \quad (10)$$

En la [figura 35](#) se muestra una representación del satélite orbitando al planeta enano Ceres. Debido a la gran distancia entre el Sol y Ceres, se puede asumir que los rayos solares llegan de forma completamente paralela a Ceres. Esta asunción permite usar el sencillo modelo de sombra cilíndrica de la Tierra (ECSM) presentado en [108]. Los principales parámetros mostrados en la figura, así como otros parámetros resultantes de las ecuaciones previas se muestran en la [tabla 5](#).

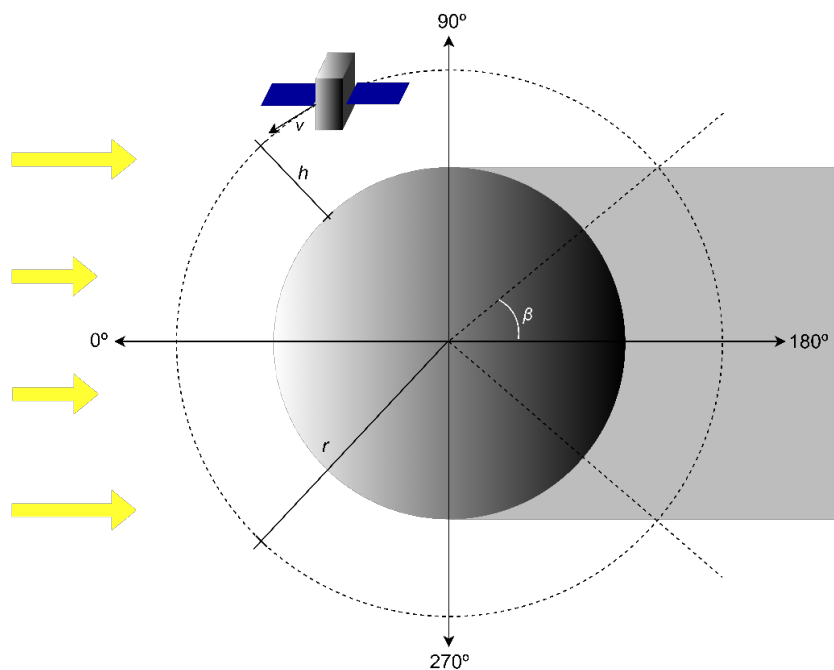


Figura 35. Representación de la órbita del microsatélite.

El siguiente paso para obtener el tiempo de eclipse t_E es obtener el ángulo β representado en la [figura 35](#), que según (11) es de 54.22° . Seguidamente, usando (12) se obtiene que la duración máxima del eclipse se corresponde con el 30.1% del periodo total de la órbita, que es de 1070 segundos. Para realizar estos cálculos, la altura de la órbita desde la superficie de Ceres viene dada por h y se ha fijado en 110 km, una distancia inferior, pero que se encuentra en el mismo orden de magnitud que la distancia a la que se encontraba la nave de la misión Dawn en su fase LAMO, la fase en la que más cerca orbitaba la nave del satélite [109]. El objetivo de reducir la altura a la que se orbita el planeta respecto a la distancia

usada en la misión Dawn es el de tomar imágenes aún más cercanas y con la mayor resolución posible. En este punto, debe considerarse que, al tratarse de una nave cuya masa es inferior a la de la nave usada en la misión Dawn, el impulso requerido para maniobrar la misma también será menor. El radio de la órbita desde el centro de Ceres está representado por r , y, por tanto, el radio de Ceres, cuyas características físicas principales se muestran en [110], se puede definir como $(r - h)$. Por otro lado, la masa de Ceres está representada por M , la constante de gravitación universal por G y la velocidad lineal por v . Finalmente, el periodo viene representado por T .

$$\beta = \sin^{-1}\left(\frac{r-h}{r}\right) = \sin^{-1}\left(\frac{583000\text{ m} - 110000\text{ m}}{583000\text{ m}}\right) = 54.22^\circ \quad (11)$$

$$t_E = T \cdot \frac{2 \cdot \beta}{360^\circ} = 3554\text{ s} \cdot \frac{2 \cdot 54.22^\circ}{360^\circ} = 1070\text{ s} \quad (12)$$

Tabla 5: Parámetros para la obtención de la órbita

Parámetro	Símbolo	Valor
Altura de la órbita	h	110 km
Radio de la órbita	r	583 km
Radio de Ceres	$r - h$	473 km
Masa de Ceres	M	9.43×10^{20} kg
Constante de gravitación universal	G	$6,67 \times 10^{-11}$ N/ (m ² kg ²)
Velocidad lineal	v	328 m/s
Periodo	T	3554 s
Tiempo de eclipse	t_E	1070 s

3.3 Selección del sistema de propulsión

Como se mencionó previamente (véase 2.2.1.5), tradicionalmente los sistemas de propulsión para satélites se pueden clasificar en dos grandes grupos, los sistemas que requieren de potencia eléctrica de forma continua para su propulsión, entre los que se encuentran los propulsores de plasma y los sistemas basados en *electrospray*, y los sistemas que solo requieren energía eléctrica para iniciar el proceso, como es el caso de los sistemas de propulsión de gas frío o los cohetes, tanto de combustible líquido como sólido.

Tras la reciente aparición de los sistemas basados en el proceso de electrólisis del agua, surge un nuevo grupo de propulsores, ya que este sistema no se puede englobar dentro de ninguno de los anteriores.

Este novedoso sistema no se encuentra aún bien establecido, pero debido a lo prometedor del mismo, se escoge como sistema de propulsión para el microsatélite propuesto con la intención de comprobar su funcionamiento. La principal novedad de este sistema es que usa un combustible que no genera ningún tipo de residuo ni contaminación, ya que se trata de agua. Además, y por el mismo motivo, el sistema es completamente seguro de manipular antes de su lanzamiento. Se conoce que actualmente ya existen propulsores basados en esta tecnología, como es el caso del HYDROS-M [111] del fabricante Tethers Unlimited, el cual promete una propulsión de 1.2 N y un impulso específico de 310 s. Para lograr dicho impulso, el propulsor, requiere de una potencia eléctrica de entre 7 y 40 W, que es usada tanto para llevar a cabo el proceso de electrólisis por el cual se divide el agua en oxígeno e hidrógeno, como para alimentar eléctricamente a los calentadores internos del sistema.

Tomando estos datos como referencia, fijaremos la potencia de pico del convertidor encargado de alimentar al electrolizador a bordo del microsatélite en 40 W, siendo este convertidor una de las principales partes del sistema de potencia del microsatélite a desarrollar durante la presente tesis doctoral.

3.4 Experimentos científicos a bordo

Entre los dos principales objetivos de la misión propuesta, se encuentra el de alcanzar el cinturón de asteroides con el objetivo de realizar una caracterización geofísica del planeta enano Ceres.

Para cumplir dicho objetivo se toma como referencia el conjunto de experimentos científicos a bordo del *CubeSat* Juventas [15], un microsatélite desarrollado por el fabricante GomSpace, diseñado para realizar una caracterización geofísica del asteroide Dimorphos. Este microsatélite es uno de los dos microsatélites de apoyo diseñados para la misión de defensa planetaria Hera [14], desarrollada por la ESA y cuyo lanzamiento está previsto para octubre de 2024.

Los principales sistemas que formarán la carga de pago o *payload* necesario para llevar a cabo este objetivo son:

- **Cámara de rango visible:** Disponer de una cámara en el rango visible permite al satélite, por un lado, obtener fotografías del objeto a investigar, y por otro, ayuda al satélite a posicionarse tomando como referencia objetos captados en la cámara. Se escoge la NanoCam C1U [112] del fabricante GomSpace, véase la [figura 36](#). Dicha cámara posee un sensor de 3 megapíxeles con un rango de color de 10 bits. incorpora su propio procesador de imágenes, tiene un consumo de potencia de pico de 2.64 W durante su operación, y una masa de 277 g si se equipa con una lente de 70 mm.



Figura 36. Cámara NanoCam C1U del fabricante GomSpace. Extraído de [112].

- **Radar de baja frecuencia (LFR):** El LFR es el principal elemento de la carga de pago del microsatélite. Se toma como referencia el LFR JuRa [14] desarrollado para el *CubeSat* Juventas. Este opera a una frecuencia de 60 MHz, lo que le permite tener una alta penetración en cuerpos densos. Su función es la de analizar tanto la superficie, como el interior del planeta, con el objetivo de determinar la estructura interna del mismo. Por ejemplo, midiendo la potencia reflejada en función de la transmitida se puede determinar el nivel de heterogeneidad de su composición. Para ello, el sistema cuenta con dos antenas dipolo desplegadas de 1.5m cada una. Respecto al consumo de potencia de este, se estima en alrededor de 50 W de pico, un valor alto teniendo en cuenta las dimensiones y la potencia de la plataforma, por lo que el radar se usará de forma

espaciada en el tiempo, permitiendo a las baterías recargarse entre cada una de sus activaciones. Este sistema tiene una masa estimada de 1.3 kg.

- **Gravímetro:** Como carga de pago secundaria se dispone de un gravímetro de tres ejes, un sistema que permite realizar medidas locales de la atracción gravitacional, la fuerza centrífuga y las fuerzas de marea del objeto a analizar en el punto de este en el que se encuentra. Se toma como referencia el gravímetro GRASS [14] usado en el *CubeSat* Juventas y desarrollado por la empresa EMXYS. La masa de este equipo se estima en 380 g, y su consumo de potencia es de 0.3 W cuando el equipo está en uso.

3.5 Propuesta de plataforma y consideraciones

Teniendo en cuenta todos los datos expuestos en los apartados anteriores de este capítulo, se realiza una propuesta preliminar de plataforma que permita llevar a cabo la misión espacial propuesta. Se desea que el microsatélite tenga unas dimensiones de 40 x 40 x 30 cm, formando una estructura de 48 U. La masa total del satélite cargado de combustible se limitará a 50 kg.

3.5.1 Sistemas a bordo

Además del sistema de potencia, el sistema de propulsión, la estructura y la carga de pago, el microsatélite necesita un conjunto de sistemas que le permitan procesar datos, comunicarse con la nave nodriza, modificar su suposición y detectar movimientos y cambios de posición. Para ello, se han seleccionado como referencia los siguientes sistemas comerciales:

- **Ordenador de a bordo (OBC):** El OBC seleccionado es el NanoMind A3200 [85] del fabricante GomSpace (véase la [figura 37](#)), un pequeño ordenador que incorpora un giroscopio y un sensor magnetorresistivo, ambos de 3 ejes, que permiten al ordenador detectar cambios en la orientación y posición del satélite, realizando así parte de las tareas del ADCS. Este ordenador tiene una masa de 24 g y un consumo de potencia medio de solo 0.9 W.



Figura 37. Ordenador de a bordo NanoMind A3200. Extraído de [85].

- **Enlace de radio inter satelital (ISL):** El ISL es el sistema de radio que conecta el microsatélite con la nave nodriza, a través del cual se transfieren datos en ambos sentidos. Debido al reducido tamaño del satélite, y la gran distancia entre la Tierra y el objetivo de la misión, el microsatélite no incorpora un enlace directo. El sistema seleccionado se basa en el sistema de radio del *CubeSat* Juventas [15] desarrollado para la misión Hera [14]. Dicho sistema opera en banda S, y tiene una tasa de bits variable de hasta 460 kbps. Su consumo de potencia dependerá de la distancia entre el microsatélite y la nave nodriza, por lo que se establece como referencia un consumo variable de entre 2 W y 10 W de pico. El satélite cuenta con dos antenas de parche situadas en caras opuestas para la comunicación.
- **Seguidor de estrellas:** Para obtener un posicionamiento más preciso, la plataforma cuenta con el seguidor de estrellas ST200 [113] desarrollado en conjunto por los fabricantes AAC Hyperion y Berlin Space Technologies, véase la [figura 38](#). Este sistema tiene un consumo de potencia de 0.6 W y una masa de 42 g.



Figura 38. Seguidor de estrellas ST200 del fabricante AAC Hyperion. Extraído de [113].

- **Sistema de control de posición:** Para ajustar y controlar la posición del microsatélite se propone el uso del módulo de *resistojets* ARM-A del fabricante Aurora [114]. Se trata de un módulo formado por 6 *resistojets* capaces de proporcionar un control preciso de posición en 3 ejes, proporcionando un empuje de hasta 4 mN, que varía en función del número de propulsores activos (aproximadamente de 0.6 mN por propulsor). El tanque de combustible de este sistema se puede fabricar a medida en función del combustible a almacenar. En este caso, se propone el uso de agua como combustible, pudiendo compartir el tanque con el del propulsor principal. La masa y volumen de este sistema se estima en alrededor de 0.5 kg y 0.5 dm³, siendo la potencia eléctrica consumida de entre 3 y 5 W por cada 1 mN.



Figura 39. Sistema de control de posición ARM del fabricante Aurora. Extraído de www.aurorapt.fi.

3.5.2 Balance de potencia

A continuación, se realiza un balance de potencia que permite determinar aspectos como la superficie de los paneles solares y el tamaño de la batería, entre otros. Este balance se divide en dos grupos (véase la [tabla 6](#)). Por un lado, se calcula la potencia media requerida por el satélite para operar en el transcurso desde que es lanzado desde la nave nodriza, hasta que alcanza el objetivo. Por otro lado, se calcula la potencia media consumida por el satélite y la carga de pago durante el transcurso de los experimentos, una vez el microsatélite se encuentre orbitando el objetivo. Para realizar esta tabla se ha realizado una estimación del

porcentaje de tiempo en el que está en uso cada uno de los sistemas. Además, se ha tenido en cuenta un margen de seguridad el 20 %.

Tabla 6: Balance de potencia de los principales subsistemas a bordo del satélite.

		Durante el trayecto		Durante la realización de experimentos	
	Potencia de pico (W)	Ciclo de trabajo (%)	Potencia a media (W)	Ciclo de trabajo (%)	Potencia a media (W)
CARGA DE PAGO					
Radar de baja frecuencia (LFR)	50	0	0	10	5
Gravímetro	0.3	0	0	0	0
SISTEMAS DEL SATÉLITE					
Sistema Potencia Eléctrica (EPS)	1.5	100	1.5	100	1.5
Propulsor (electrolizador)	40	25	10	-	-
Ordenador de a bordo (OBC)	0.9	100	0.9	100	0.9
Enlace de radio inter satelital (ISL)	10	10	1	20	2
Cámara de rango visible	2.64	1	0.03	50	1.32
Seguidor de estrellas	0.6	100	0.6	50	0.3
Control de posición	20	5	1	10	1
Subtotal:	115.94	Subtotal:	15.03	Subtotal:	12.02
Margen de seguridad: 20%		20%		20%	
Total:	139.13	Total:	18.04	Total:	14.42

De esta tabla se concluye que el satélite requiere de una potencia media estimada de 18.04 W durante el trayecto hacia el objetivo, considerando que el propulsor se usará durante un 25% del tiempo, y de una potencia media estimada de 14.42 W durante la realización de los experimentos una vez alcanzado el objetivo, asumiendo que el radar de baja frecuencia se usará con un ciclo de trabajo del 10% y la cámara de rango visible con un ciclo de trabajo del 50%. Respecto al ciclo de trabajo del sistema de propulsión, se debe mencionar que este será cercano al 100% al inicio de la misión, cuando la potencia disponible será mayor, con la intención de alcanzar lo antes posible la velocidad de crucero que le llevará hasta Ceres.

Dado que los experimentos se llevan a cabo mientras se orbita el objetivo, se debe considerar el periodo de eclipse, durante el que el microsatélite seguirá consumiendo energía, pero no generará potencia. El periodo de eclipse varía en función de la órbita en la que el

satélite se encuentre en cada momento, ya que, para escanear la mayor parte del objetivo posible, la órbita deberá ser modificada constantemente. Según el cálculo realizado en el apartado 3.2.3, el tiempo máximo de eclipse será de 1070 s, lo que supone alrededor del 30 % del periodo total. Esto implica que los paneles solares del satélite generan potencia eléctrica durante el 70 % del tiempo.

Para mantener el equilibrio en el balance de potencia, durante la parte del periodo en la que el satélite recibe luz solar, este debe ser capaz de generar la energía necesaria que consumirá durante el periodo completo. Para ello, la potencia media generada debe ser, según (13), de 20.6 W.

$$P_{sol} = \frac{P_{media}}{\%T_{sol}} = \frac{14.42 \text{ W}}{0.7} = 20.6 \text{ W} \quad (13)$$

A la estimación realizada hay que añadir la potencia requerida por el sistema de propulsión para realizar las modificaciones de órbita, que como se indicó previamente, oscila entre 7 y 40 W en función del régimen de funcionamiento establecido en el electrolizador. Esta potencia solo se consumirá de forma puntual, y en caso de ser necesaria una potencia mayor a la disponible, los experimentos científicos se pausarán temporalmente.

3.5.3 Propuesta de sistema de potencia

El sistema de potencia eléctrica (EPS) propuesto está constituido por los distintos elementos y sistemas que se describen a continuación (véase la [figura 40](#)):

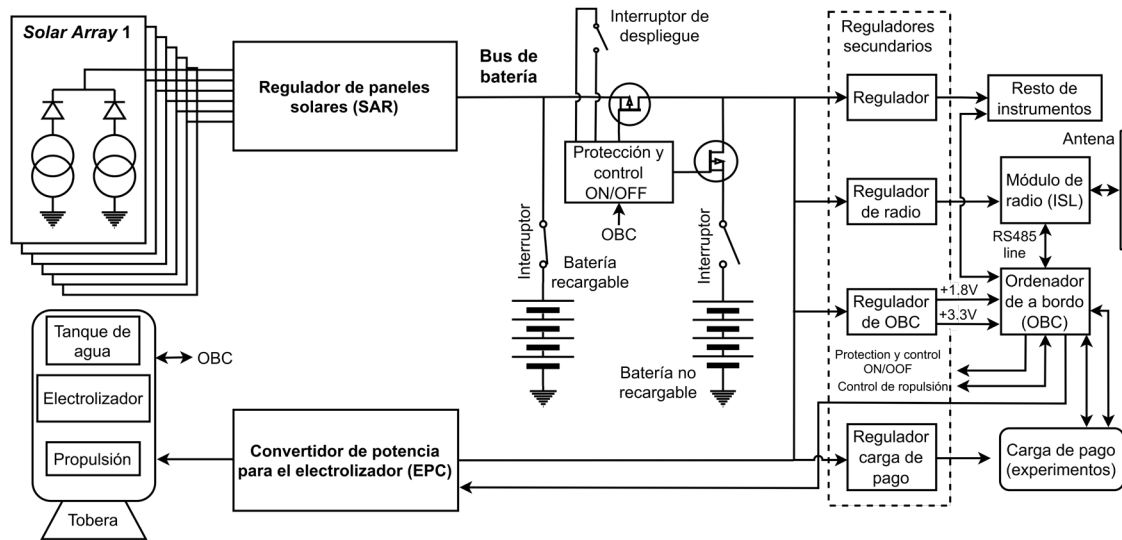


Figura 40. Diagrama general del EPS propuesto.

3.5.3.1 Paneles solares

Para obtener la potencia requerida, la plataforma cuenta con dos paneles desplegables, con una superficie total en conjunto de 0.64 m^2 , superficie suficiente para albergar un total de 120 células solares 3G30C de triple unión del fabricante AzurSpace [115] distribuidas en 6 SA, cada uno de ellos formado por 20 células solares en configuración de 10 células en serie y 2 en paralelo (10S2P) (véase la [figura 41](#)). Con estos paneles, la potencia total instalada es de alrededor de 120 W en condiciones de irradiancia de 1367 W/m^2 y temperatura de $28 \text{ }^\circ\text{C}$. No obstante, la potencia disponible durante el transcurso de la misión será mucho menor debido a las condiciones a las que el satélite se verá sometido durante la misma, siendo inicialmente (1.5 AU) de 9.39 W en cada uno de los 6 SA (56.34 W en total), y reduciéndose hasta valores de tan solo 4.15 W en cada uno de los 6 SA (24.9 W en total) en el punto más lejano de la misión, a una distancia del sol de 2.6 AU, una vez alcanzado Ceres. En la [figura 42](#) se muestra la potencia disponible en cada uno de los SA en función de la distancia al sol en condiciones BOL. Dichas curvas se han obtenido usando la ecuación (1), para la que se han despejado distintos valores de corriente en función de la tensión. En dicha ecuación, los

valores correspondientes a las variables $I_{ph} = 0.456 A$, $I_{sat} = 1.056 \cdot 10^{-36} A$, $n = 1.281$, $R_s = 0.336 \Omega$ y $R_p = 379.35 \Omega$ se han obtenido siguiendo el método descrito en [116] a partir de los datos de V_{OC} , I_{SC} , V_{MPP} e I_{MPP} extraídos de la hoja de datos del fabricante de las células solares para las distintas condiciones de irradiancia y temperatura esperadas [115]. Por otro lado, n_s y n_p se corresponden con el número de células solares en serie y paralelo.

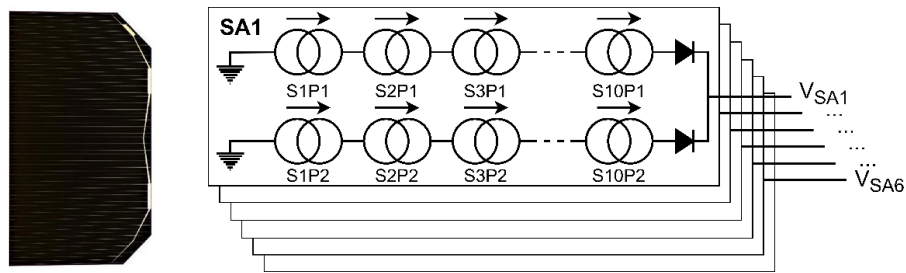


Figura 41. Célula solar 3G30C del fabricante AzurSpace y configuración de los 6 SA.

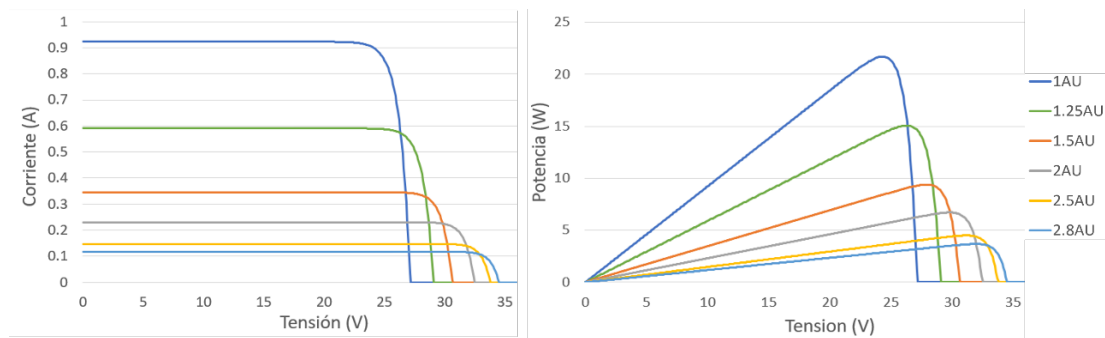


Figura 42. Curvas I / V y P / V en función de la distancia al sol de un SA 10S2P.

Un factor importante que se debe tener en cuenta es la degradación de las células solares debido a la radiación durante el transcurso de la misión. El máximo nivel de radiación a la que el fabricante de las celdas proporciona información en su hoja de datos es de $1E15$ MeV [115]. En este caso se asume que $1E15$ MeV es un valor razonable, ya que para la misión JUICE, en un entorno cercano a Júpiter, con niveles de radiación más elevados, se han considerado niveles de radiación de $1E16$ MeV [117]. Asumiendo una menor radiación en el entorno del cinturón de asteroides, el límite de $1E15$ MeV es un valor conservador para la estimación de potencia. Así pues, y viendo las hojas de características, se asume que las células solares proporcionarán un 10% menos de potencia eléctrica debido a este efecto. Este 10%

ya se encuentra contemplado dentro del margen de seguridad del 20% aplicado en el balance de potencias mostrado en la [tabla 6](#).

3.5.3.2 Regulador de paneles solares (SAR)

El SAR es el sistema encargado de extraer la energía generada en los paneles solares y verterla al bus de batería, elemento desde el que se cargan las baterías y se alimenta al resto de los subsistemas del satélite. El SAR de este microsatélite está constituido por seis fases iguales e independientes, cada una de ellas alimentada desde un SA, y cuyas salidas se encuentran conectadas en paralelo a través de dos diodos en serie (véase la [figura 43](#)), de modo que la potencia de todas ellas se vierte al bus de batería no regulado. Cada una de estas fases dispone de un convertidor *buck*. Este convertidor posee un lazo de control interno de corriente de pico, así como un doble lazo de control externo. Cada uno de los lazos externos está implementado con un controlador tipo PI, y forman los amplificadores de error principales (MEAs). Uno de estos lazos permite regular la tensión de final de carga de la batería, mientras que el otro, toma como referencia una señal procedente de un circuito MPPT para lograr extraer la máxima potencia disponible en los SA cuando la batería no se encuentra completamente cargada. Ambos lazos se conectan al controlador del convertidor *buck* a través de dos diodos configurados de una forma en la que el lazo de control que gobierna el convertidor es el que menor tensión tenga a su salida. Cada una de las seis fases dispone de un circuito MPPT independiente, así como de la circuitería auxiliar que proporciona la tensión de 5 V requerida para alimentar a los distintos circuitos. Finalmente, cada una de las fases incorpora un interruptor implementado con un MOSFET tipo N que permite al sistema desconectar los convertidores *buck* de los SA en caso de que la tensión en la batería exceda un umbral preestablecido. Estos interruptores son controlados por un conjunto de tres circuitos monitores de tensión comunes a las seis fases. Las señales de los tres circuitos entran de forma simultánea a seis circuitos votadores de mayoría distribuidos entre las seis fases. De este modo, en caso de que uno de los monitores de tensión falle, su señal de salida no se tiene en cuenta a la hora de tomar decisiones sobre el interruptor, logrando así evitar la propagación del fallo. Además, los convertidores se dimensionan de modo que solo sean necesarios cinco de los seis disponibles para proporcionar la potencia requerida al satélite, de forma que, si uno de ellos deja de funcionar, el sistema seguirá

funcionando sin limitación alguna. Todo esto forma en conjunto un diseño tolerante al fallo de al menos uno de sus componentes.

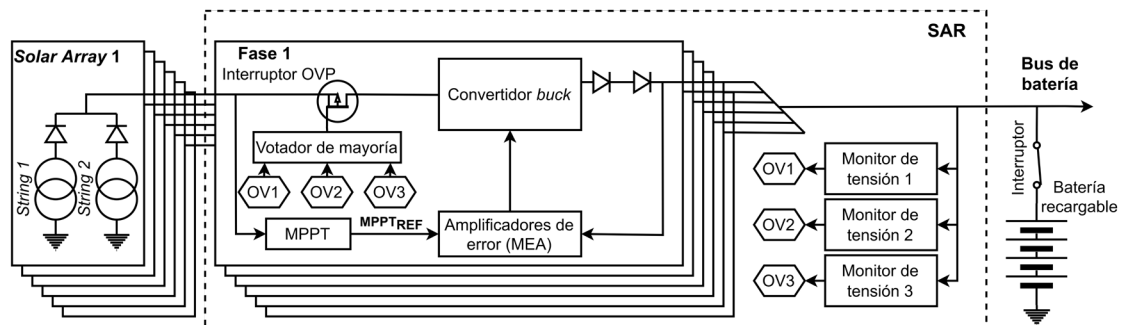


Figura 43. Diagrama del regulador de paneles solares propuesto.

3.5.3.3 Bus de batería no regulado

El bus de batería es el bus principal de potencia del satélite. A él se encuentran conectados tanto el regulador de paneles solares, como las baterías y el resto de los reguladores y subsistemas.

3.5.3.4 Batería recargable

La batería recargable principal del satélite está formada por un conjunto de 8 baterías MP176065 xtd del fabricante Saft [118] en configuración 4S2P (véase la figura 44), cuyo rendimiento ya ha sido probado de forma exitosa en órbita LEO, realizando pruebas con un DoD del 30%, habiéndose obtenido una pérdida de capacidad de tan solo el 4% después de 6000 ciclos [119]. Además, estas baterías ya han sido propuesta para misiones espaciales interplanetarias, como es el caso de la misión ExoMars [120], en la que la batería se encontrará a bordo de un vehículo rover en la superficie del planeta Marte durante meses. Este conjunto de baterías suma una capacidad total de 163.5 Wh. La batería se encuentra conectada al bus de batería no regulado, de modo que se carga a través de la energía generada en el SAR, y a su vez, proporciona potencia al resto de sistemas conectados a este bus.



Figura 44. Batería MP 176065 xtd del fabricante Saft y configuración 4S2P propuesta.

Para establecer la capacidad de la batería se ha tenido en cuenta la potencia de pico que consume el satélite en el peor de los casos, es decir, con todos sus sistemas a pleno rendimiento, que según la [tabla 6](#), es de 115.94 W, resultando la potencia de pico del satélite en un total de 139.13 W tras haber contemplado el margen de seguridad del 20%. Esto implica que la energía consumida por el satélite durante el tiempo de eclipse, que según la ecuación (12) es de 1070 segundos, será de 41.35 Wh en el peor de los casos, según se muestra en (14).

$$E_{ECLIPSE} = t_{ECLIPSE} \cdot P = 1070 \text{ s} \cdot \frac{1h}{3600s} \cdot 139.13 \text{ W} = 41.35 \text{ Wh} \quad (14)$$

Con todo esto, la DoD máxima de la batería es del 25% en el peor de los casos, un valor coherente tanto con lo indicado en la sección [2.3.2](#), como con las pruebas de degradación realizadas en [119], y razonable teniendo en cuenta la larga duración de la misión que la batería deberá soportar.

3.5.3.5 Batería no recargable

La plataforma cuenta con una batería secundaria y no recargable, que permite al satélite permanecer en funcionamiento durante un tiempo limitado en caso de que la batería recargable deje de suministrar energía, ya sea de forma temporal, como por ejemplo, en caso de que la batería se descargue por completo debido a un fallo del que el microsatélite se recupere posteriormente, o de forma permanente, debido por ejemplo, a que la batería haya

sufrido una degradación extrema y haya llegado al final de su vida útil. Como batería no recargable se selecciona un conjunto de baterías LSH20 del fabricante Saft [121] en configuración 4S1P, proporcionando una energía total de 187.2 Wh (véase la figura 45). Estas baterías han sido usadas previamente en misiones espaciales en las que han debido permanecer almacenadas durante largos periodos de tiempo antes de su uso, como en el caso de la misión Rosetta, donde las baterías permanecieron almacenadas a bordo de la nave durante años, antes del aterrizaje de esta [122]. Según el fabricante, dicha batería tiene una tasa de autodescarga inferior al 3% anual si se almacena a 20 °C, por lo que se espera que la batería alcance el objetivo de la misión con una carga cercana al 90%.

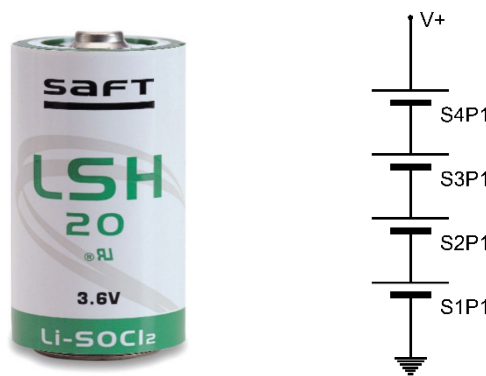


Figura 45. Batería LSH 20 del fabricante Saft y configuración 4S1P propuesta.

3.5.3.6 Buses de distribución de energía.

El EPS cuenta con una serie de convertidores de potencia alimentados desde el bus de batería no regulado que a su salida generan las tensiones reguladas necesarias para alimentar al resto de los sistemas a bordo. Estas tensiones habitualmente son 3.3, 5 y 12 V.

3.5.3.7 Regulador de potencia para electrolizador (EPC)

Para alimentar al electrolizador, el microsatélite requiere de un regulador de potencia capaz de funcionar en todo el rango de tensiones de alimentación del bus de batería. La corriente de salida debe ser regulable, su rizado debe ser reducido, y debe ser capaz de proporcionar una potencia de salida de hasta 40 W. Dado que se trata de un sistema crítico, el regulador se diseña de modo que sea tolerante al fallo de al menos uno de sus

componentes, es decir, SPFF (*Single Point Failure Free*). Se propone el uso de un regulador formado a su vez por cuatro convertidores *buck* entrelazados entre sí, cuyas corrientes se suman a la salida (véase la [figura 46](#)). Cada uno de estos convertidores dispone a su entrada de un LCL que protege tanto al regulador como al resto de sistemas en caso de fallo de uno de los convertidores *buck*. Los convertidores *buck* se dimensionan de modo que solo sean necesarios 3 de los 4 disponibles para asumir el total de la potencia, de forma que, si uno de ellos falla, es desconectado por el LCL correspondiente, y el total de la carga es asumida por las tres fases restantes. El sincronismo entre los cuatro convertidores se logra mediante el uso de un reloj de cuatro fases desfasadas cada una de ellas 90° entre sí. Este reloj se diseña para ser SPFF. Además, en caso de fallo en uno de los convertidores, no habrá reconfiguración de fase en el sistema de reloj, ya que esto incrementaría de forma excesiva la complejidad de este sistema, que al igual que el resto de los sistemas, se implementa haciendo uso de componentes discretos. La corriente de salida del regulador se mide una vez ha atravesado el electrolizador en un conjunto de cuatro resistencias *shunt* en paralelo. La señal medida entra de forma simultánea e independiente en un conjunto de tres controladores PI que forman los MEAs. Las tres señales de error de los MEA entran de forma simultánea e independiente en cuatro circuitos votadores de mayoría, uno para cada uno de los convertidores, de modo que la salida de estos votadores de mayoría es la señal que controla cada uno de los convertidores. De esta forma se evita el posible mal funcionamiento del sistema debido a el fallo en uno de los MEA, así como la propagación del fallo de este.

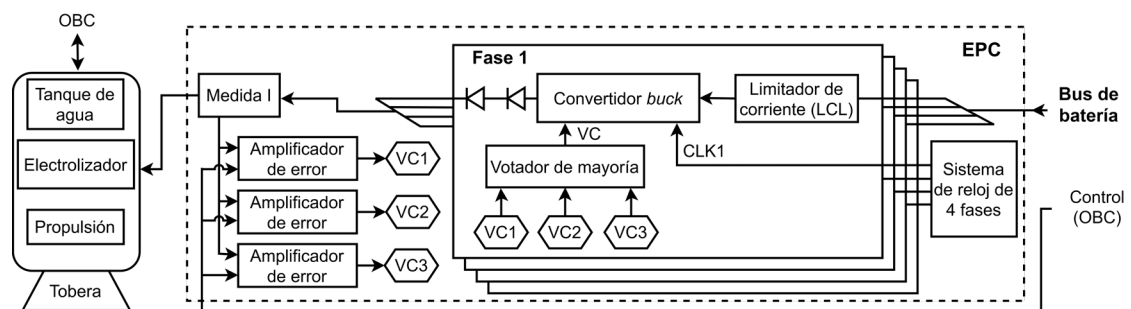


Figura 46. Diagrama del convertidor de potencia para el electrolizador propuesto.

3.5.4 Balance de masa, volumen, y alcance de la misión

Una vez se han definido todos los sistemas que forman el microsatélite y su EPS, se realiza un balance de masa y volumen, que permite estimar la masa y el volumen final de la plataforma propuesta, así como evaluar la viabilidad de esta (véase la tabla 7). Para ello se deben tener en cuenta la masa y el volumen del sistema de potencia a desarrollar, cuyos datos por el momento únicamente se pueden estimar de forma aproximada, por lo que los valores finales de dichos balances pueden diferir ligeramente.

Tabla 7: Balance de masa y volumen de la plataforma.

Subsistema	Masa (g)	Volumen (dm ³)	Comentarios
Estructura mecánica	1000	1.500	
OBC	25	0.080	NanoMind A3200
Módulo de radio (ISL)	313	0.250	Valor estimado (+25%)
Cámara de rango visible	277	0.768	NanoCam C1U
Seguidor de estrellas	42	0.032	ST200
Control de posición	500	0.500	ARM - Aurora
Paneles solares (SA)	846	0.960	AzurSpace 3G30C
Batería primaria	1080	0.624	Recargable
Batería secundaria	400	0.209	No recargable
Elementos auxiliares	100	0.100	
Sistema de potencia (EPS)	866	0.823	Valor estimado (+25%)
Sistema de propulsión	7700	2.170	Hydros-M
Carga de pago	1680	2.000	LFR + gravímetro
Combustible	35171	35.171	Agua
TOTAL:	50000	45.187	

De la tabla 7 se obtiene que la cantidad máxima de combustible a bordo podrá ser de hasta 35.171 kg de agua para un satélite de 50 kg de masa total. Se reserva un del 20% del combustible total, por un lado, para realizar cambios de órbita una vez alcanzado el objetivo, y, por otro lado, para compensar ligeras desviaciones de cálculo. Quedan alrededor de 27.5 kg de combustible para propulsar al microsatélite hasta el objetivo. Según el fabricante TETHERS, una plataforma de alrededor de 22.5 kg de masa en seco, con una carga de combustible de 27.5 kg, es capaz de alcanzar un incremento de velocidad Δv de aproximadamente 2414 m/s [20], [111]. Asumiendo que el microsatélite se despliega desde

una órbita situada a 1.5 AU, y que el objetivo se encuentra situado en una órbita próxima a 2.6 AU, según (15), el tiempo de trayecto hasta el objetivo se puede estimar en 68.2×10^6 s, o lo que es lo mismo, alrededor de 2 años y 2 meses.

$$t = \frac{D(2.6 \text{ AU}) - D(1.5 \text{ AU})}{\Delta V} = \frac{1.646 \times 10^{11} \text{ m}}{2414 \frac{\text{m}}{\text{s}}} \approx 68.2 \times 10^6 \text{ s} \quad (15)$$

3.5.5 Selección de componentes electrónicos

Respecto a la selección de componentes para la implementación de los diversos prototipos, según lo visto en la sección 2.4, en la que se habla de los diversos tipos de componentes disponibles la implementación de microsatélites y *CubeSats*, se considera conveniente el uso de componentes cualificados para aplicaciones espaciales, ya que se trata de una misión de espacio profundo cuya duración supera los 2 años. Además, no se debe olvidar que el sistema de potencia eléctrica es, probablemente, el sistema más crítico del satélite, y que según el estudio realizado en [123], es responsable de más del 25% de los fallos producidos en *CubeSats* a partir del tercer mes desde su lanzamiento. Es por ello por lo que no se deben escatimar esfuerzos en garantizar la fiabilidad del sistema, por lo que, además de proponer el uso de componentes cualificados, los sistemas se diseñan para ser tolerantes al fallo de al menos uno de sus elementos (SPFF).

Debido al alto precio de los componentes cualificados y a la dificultad para obtenerlos, se ha decidido seguir el siguiente criterio a la hora de seleccionar los componentes a utilizar durante la presente tesis doctoral:

- Los prototipos se implementarán usando COTS.
- Los controladores PWM usados deberán disponer de un equivalente directo cualificado para uso espacial.
- No se usarán circuitos que implementen funciones que no se puedan llevar a cabo con componentes cualificados para uso espacial.
- El diseño deberá cumplir la normativa en cuanto a “Derating” establecida en las ECSS (*European Cooperation for Space Standardization*).

Los siguientes capítulos de la presente tesis doctoral se corresponden con las principales aportaciones de este trabajo al desarrollo del EPS del satélite. Estas aportaciones consisten en el desarrollo de dos de los principales elementos del EPS, el SAR ([capítulo 4](#)), y el convertidor de potencia para alimentar al electrolizador a bordo o EPC ([capítulo 6](#)). Adicionalmente, se ha profundizado en el desarrollo del sistema de un MPPT analógico especialmente diseñado para pequeños satélites ([capítulo 5](#))

Capítulo 4

Artículo I: Regulador de paneles solares de alta fiabilidad para microsatélites destinados a la exploración del espacio profundo

En este capítulo se muestra el primero de los trabajos que forman la presente tesis doctoral y se profundiza en los resultados obtenidos del mismo.

Artículo I - [124]: “High-Reliability Solar Array Regulator for Deep Space Exploration Micro-Satellites”, *IEEE Access*, Cristian Torres, José M. Blanes, Ausiàs Garrigós, David Marroquí and José A. Carrasco.

4.1 Resumen

El siguiente artículo describe el diseño, así como la implementación, de un regulador de paneles solares de alta fiabilidad orientado a ser usado en microsátélites destinados a la exploración del espacio profundo. La topología de este regulador ha sido diseñada en base al estudio realizado en el [capítulo 2](#), y el regulador ha sido dimensionado de modo que pueda cumplir los requerimientos de la misión propuesta en el [capítulo 3](#), siendo la topología resultante la que se muestra en la [figura 43](#). El regulador resultante es un regulador redundado y tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes, constituido por 6 fases idénticas, dimensionadas de modo que solo 5 sean necesarias para proporcionar la potencia requerida al satélite. Cada una de estas fases se compone de un convertidor tipo *buck* síncrono que será alimentado desde un conjunto de paneles solares a través de un *switch* de seguridad que deshabilitará la alimentación en caso de que la tensión en la batería exceda un umbral preestablecido. Con el objetivo de proteger al sistema ante corrientes inversas, las salidas de cada una de las fases se encuentran conectadas al bus de batería a través de dos diodos en serie. Cada una de las fases dispone de un sistema MPPT oscilador independiente que sigue el principio de funcionamiento presentado en [31]. Además, cada convertidor dispone de un doble lazo de control, de modo que las fases son capaces de regular la tensión de final de carga de la batería en caso de que esta se encuentre cargada, o el funcionamiento en modo MPPT del regulador en caso contrario. Cada uno de los interruptores de seguridad es controlado por un conjunto de tres monitores de tensión comunes a todas las fases, a los que se encuentra conectado a través de un votador de mayoría, de modo que en caso de que uno de los monitores de tensión falle, su señal será descartada.

El trabajo se encuentra dividido en un total de 5 secciones, distribuidas del siguiente modo:

La primera de las secciones se corresponde con la introducción del trabajo. En esta sección se explica la motivación que impulsa el desarrollo de este trabajo y se justifica con la correspondiente revisión bibliográfica.

En el segundo apartado se describe de forma general la topología propuesta, y a continuación se describen de forma detallada los diferentes subsistemas que conforman el

regulador. Estos subsistemas son el convertidor *buck* síncrono junto a su controlador PWM; el MPPT; el doble lazo de control, del cual se incluye un detallado análisis; y el sistema de protección ante sobretensiones.

El tercer apartado recoge la implementación del prototipo del regulador, así como la descripción del banco de pruebas con el que se validará el prototipo.

La cuarta sección muestra los resultados experimentales. Esta sección recoge un total de 6 pruebas distintas, entre las que se incluyen medidas de estabilidad, pruebas de los distintos modos de funcionamiento, y medidas de eficiencia del sistema.

El último de los apartados recoge las diversas conclusiones obtenidas tras la finalización del trabajo.

4.2 Artículo

High-Reliability Solar Array Regulator for Deep Space Exploration Micro-Satellites

Cristian Torres, José M. Blanes, Ausiàs Garrigós, David Marroquí and José A. Carrasco

Industrial Electronics Research Group (IE-g), Miguel Hernandez University of Elche, Elche 03202, Spain

Corresponding author: Cristian Torres (e-mail: c.torres@umh.es).

This work has been supported and in part by the European Union NextGenerationEU and the Generalitat Valenciana under grant reference ASFAE/2022/21, and in part by the Generalitat Valenciana and the Fondo Social Europeo through the Subvención Para la Contratación de Personal Investigador de Carácter Predoctoral under grant reference ACIF2020/154.

ABSTRACT This work presents a single point failure free solar array regulator design for scientific deep space exploration micro-satellites, where reliability and fault tolerance are critical design aspects. The proposed regulator is composed by six independent dc/dc Buck converters controlled by a double control loop, which can control both the battery end-of-charge voltage if the battery is fully charged, or the power generated by the solar arrays otherwise. Besides, to optimize the extracted power, each phase has an analog maximum power point tracker circuit. In addition, the regulator has a redundant over voltage protection circuit that switches off the converters in case of battery overvoltage. Furthermore, this regulator is tolerant to the failure of any component. This paper describes the electronic design of the regulator, including a detailed system stability study, as well as the implementation of a 60W prototype and the tests that have been carried out to validate the design. The main contributions of this paper are: A practical solution for a solar array regulator for space applications is proposed; a detailed stability study is developed; a overvoltage protection circuit is presented; a prototype has been implemented using commercial off-the-shelf (COTS) components with space qualified equivalent versions; and extensive functional tests have been carried out under different space representative conditions to validate fault tolerance and robustness.

INDEX TERMS Fault-tolerant regulator, maximum power point tracker (MPPT), microsatellite power system, solar array regulator.

1. INTRODUCTION

In recent years, the use of small satellites, commonly known as microsatellites, whose weight range is between 1 and 100 kg, has increased exponentially, causing a revolution in the aerospace industry. The high success obtained by these platforms is because they allow scientific, commercial, and educational missions at a much lower cost than traditional space missions [1]. In this context, and with the aim to explore deep space and reach Near-Earth Objects (NEOs), small satellites platforms with capability of performing orbital rendezvous are nowadays being developed [2].

One of the main systems that enables this kind of mission is the Electrical Power System (EPS), whose mass is about 30% of the total dry mass of the satellite [3]. The EPS is responsible for constantly supplying power to the rest of the onboard systems, so if it fails, the satellite systems will be seriously affected. This is the main reason why the EPS

must be highly reliable and, in most cases, tolerant to a single failure [4, 5]. Two recent examples have been described in [6, 7]. In addition, some studies show that over 25% of all CubeSats failures are the result of EPS failures [8] and this mainly occurs during the four weeks after the launch, thus, high reliable EPS designs are usually recommended. As a result, most of the satellite EPS avoids the use of programmable digital systems that are powered from the EPS itself, as well as the use of Field Programmable Gate Arrays (FPGAs), which can be involuntarily reconfigured due to Single Event Upsets (SEU) [9].

Within the EPS, this paper focuses on the Solar Array Regulator (SAR), the subsystem responsible for extracting power from the Solar Arrays (SAs) and supplying the battery bus. SARs can be categorized into two main groups, Direct Energy Transfer (DET) and Maximum Power Point Tracker (MPPT). The operating principle of the DET

systems consists of dividing the solar array into individual sections. These sections are connected sequentially to the main bus, each one going from 0 to 100% duty cycle, prior to the connection of the next one. This sequence is controlled as a function of the load demand, with the result that, for a given load condition, only one section is switching, and the others are in a digital state (fully connected to the bus or short-circuited). The efficiency of this converter is very high since only a part of the power is processed by the switching semiconductors and the rest of is connected to the bus through diodes. DET-based SARs (S3R, S4R...) are very simple systems, and are mainly found on Geostationary Orbit (GEO) telecommunication satellites due to its very high efficiency, very low mass, simplicity, and high reliability [10]. The main drawback of these systems is that the SA working point is directly given by the bus voltage and as the SA current-voltage (I-V) and power-voltage (P-V) curves depend on the irradiance and temperature conditions, which usually vary throughout the course of a space mission, this method is not capable of optimizing the power extracted from the SA. This problem can be solved using MPPT-based SARs [11]. These SARs use dc/dc converters, so they can modify the SA operation point, allowing Maximum Power Point (MPP) operation even if irradiance and temperature conditions vary.

Regardless of whether a DET or MPPT SAR architecture is used, the main dc power bus used can be regulated or unregulated. In the case of unregulated dc power bus, a battery is directly connected to it, while in the case of regulated bus, a bank of capacitors forms the main bus and dc/dc converters are used to charge and discharge the battery.

A comparison of MPPT-based EPS architectures for a 1U CubeSat (10cm x 10cm x 10cm nanosatellite) has been carried out in [12]. Different approaches were analyzed: series MPPT, series MPPT with series Battery Charge Regulator (BCR), series MPPT with series voltage regulator, series MPPT with parallel voltage regulator, parallel MPPT with series voltage regulator and sun-regulated dc-bus, concluding that the simple approach, series MPPT-SAR and unregulated bus has the highest reliability, the highest efficiency and extends the battery life.

Regarding the dc/dc converters used as SARs, the simplest structures offer the lowest number of components and improved reliability. However, for very high step-up or step-down conversion ratios, some limitations arise, and other approaches are required [13]. Buck [14] and boost [15] derived topologies are the most common, but also SEPIC [16] and other advanced topologies can be found [17].

This paper presents the design of a 60W MPPT-based SAR devised to be used on a microsatellite intended for scientific deep space exploration missions, being deep space one of the harshest environments known. The

proposed design adapts the topology for high reliability solar array regulator presented in [18] following the European Space Agency (ESA) guidelines.

The main contributions of this paper with respect to the previous work published [18] are as follows: A practical solution for space applications is proposed; a detailed stability study is presented for all conditions encountered in different mission phases; a proposal for the overvoltage protection circuit is presented; a prototype has been implemented using commercial off-the-shelf (COTS) components but considering that space qualified equivalent version is feasible; extensive functional tests have been carried out under different space representative conditions to validate fault tolerance and robustness.

The rest of the paper is distributed as follows: section two details the solar array regulator topology and the stability study; section three presents the implementation of the prototype and the test conditions, and section four shows the experimental results. Finally, section five discusses the results and summarizes the main conclusions.

II. FAULT TOLERANT MICRO-SATELLITE SOLAR ARRAY REGULATOR DESIGN

The proposed SAR is made up of six independent dc/dc phases whose outputs are connected in parallel to the battery bus where the rest of satellite loads are connected, see Fig. 1. The main reason for using six phases is to take advantage of the satellite's form factor, which has two deployable panels, each one divided into six SA strings.

Synchronous buck is used as dc/dc converter. This topology has been chosen due to the solar cell string and battery string configurations. Further, synchronous buck converter is widely known for its low part number required and simplicity. Each dc/dc converter is supplied by two SA strings and implements peak-current inner control loop. The outer loop is a voltage loop that controls the input voltage, i.e., SA MPP voltage, if the battery is not fully charged, or the output voltage, i.e., battery End of Charge (EOC) voltage, otherwise. Further, each phase has an independent analog MPPT circuit.

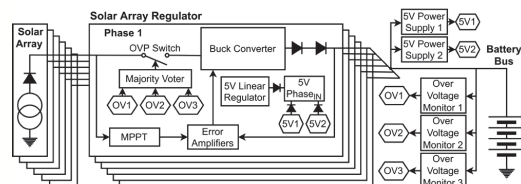


FIGURE 1. Block diagram of the proposed SAR.

A redundant overvoltage battery circuit has been also implemented. This protection disconnects the SA strings from the dc/dc converter if the battery voltage exceeds a preset threshold. Moreover, hot redundancy, n+1, is considered for SA and SAR, so that only five of the six phases are necessary to provide the total power required by the satellite. If one phase

fails, this will be isolated, and the remaining five phases will supply the satellite.

A. SYNCHRONOUS BUCK CONVERTER AND PWM CONTROLLER.

The synchronous buck converter is designed around the LT3845 pulse width modulation (PWM) controller. This PWM controller has a space-qualified equivalent, the RH3845MK, already proposed for space applications [19]. Single Point Failure Free (SPFF) reverse current protection is achieved by two series diodes connected at the output. LT3845 internally performs peak current control and includes anti-slope compensation circuit to eliminate the current limit reduction associated to slope compensation at high duty cycle. The output of the internal transconductance error amplifier is configured to be externally manipulated by the outer control loops. Reverse-current inhibit function is deactivated avoiding discontinuous current mode operation and pulse skipping at light loads.

B. MAXIMUM POWER POINT TRACKER

In conventional applications, MPPTs are implemented using digital devices such as microcontrollers but in space analog systems are preferable. This is due, among other things, to the fact that space-qualified programmable digital devices are expensive, the power consumption is high and besides can suffer of inadvertent reconfigurations due to radiation-induced single event upsets (SEUs). That is the reason because an analog oscillating MPPT circuit has been selected because its simplicity and large heritage in space applications [8, 20 - 22].

As represented in Fig. 2, the MPPT circuit has two sample-and-hold (S&H) circuits, two voltage dividers circuits, two comparators, a RS flip-flop and an integrator. As depicted in Fig. 3, the MPPT circuit operation is as follows. The solar array voltage (V_{SA}) and current (I_{SA}) are sensed. The two voltage dividers provide two outputs that are proportional (by a factor K_V for the voltage and K_I for the current) to the solar array voltage and current respectively. When the solar array voltage (V_{SA}) decreases certain ΔV and reaches $V_1 = K_V \cdot V_2$, the SET input of the RS flip-flop is activated, the current sample and hold circuit S&H_I opens and retains a new limit $I_2 = K_I \cdot I_1$ and the MPPT reference signal becomes positive. Conversely, when I_{SA} decreases certain ΔI and reaches the limit $I_2 = K_I \cdot I_1$, the RESET input of the RS flip-flop is activated, the MPPT reference signal becomes positive, and a new limit $V_1 = K_V \cdot V_2$ is stored.

This process repeats continuously, producing a triangular MPPT reference output signal that results from the integration of the R-S flip-flop's output. MPPT voltage ripple, i.e., P_1 and P_2 locations, is adjusted by K_V and K_I and the MPPT frequency by the integrator time constant.

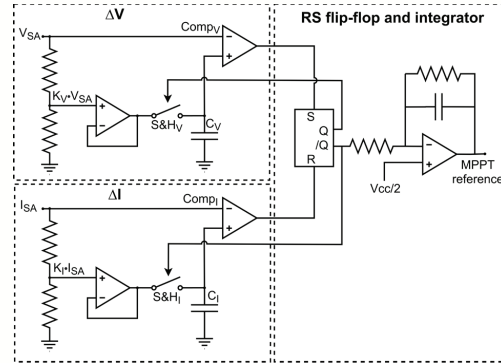


FIGURE 2. MPPT electrical diagram.

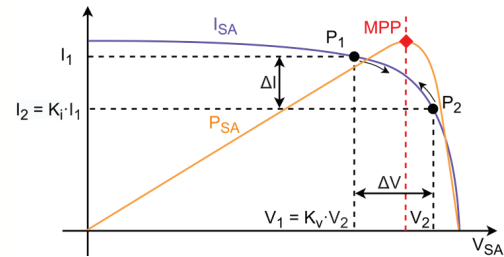


FIGURE 3. MPPT operating principle.

C. FEEDBACK CONTROL LOOP DESIGN

The LT3845 controller performs peak-current mode control. The voltage applied to the control pin, V_C , is proportional to the output inductor peak current. Output inductor current is measured with a shunt resistor (R_i) placed in series. To achieve input voltage regulation (MPPT operation) or output voltage regulation (EOC regulation), two outer error amplifiers are used, as represented in Fig. 4. An OR-diode circuit automatically selects the operation mode depending on the battery voltage [23]. Using independent external error amplifiers allows fine tuning of the Proportional and Integral (PI) controllers. The internal transconductance error amplifier is deactivated by pulling-up the feedback input, V_{FB} , with a 470k Ω resistor. Thus, the lowest control loop signal of the outer error amplifier finally determines the output current of the buck converter. If the battery is not fully charged, the V_{EOC} error amplifier saturates and the MPPT error amplifier sets the control signal.

As the voltage on the battery bus increases and approaches the V_{EOC} , the V_{EOC} error amplifier takes control to regulate end of charge voltage. The V_{EOC} error amplifier will continue controlling the converter until the battery voltage drops and the MPPT error amplifier takes control again. The detailed design of both control loops is shown below.

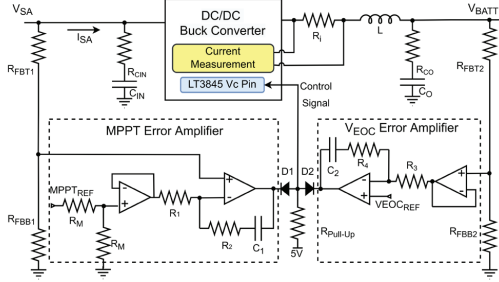


FIGURE 4. Control system electrical diagram.

1) MPPT CONTROL LOOP

Fig. 5. shows the control loop diagram block that has been obtained from the small-signal analysis of the input voltage and peak-current controlled buck circuit shown in Fig. 6.

The MPPT loop gain transfer function $T_{V1}(s)$ is given by (1), where $X(s)$, defined by (2), corresponds to the transfer function that relates the current through the inductor (i_L) with the SA voltage (\hat{v}_{sa}), G_{div1} (3) is the input voltage sense gain, $G_{EA1}(s)$ (4) is the error amplifier transfer function, and $G_{ci}(s)$ is the controller internal current loop transfer function, which calculation is explained in detail in [24] and it is given by (5). Further, $G_{ci}(s)$ depends on the control to duty cycle transfer function $F_m(s)$ (6), duty cycle to i_L transfer function $G_{di}(s)$ (7), the current sensing gain ($R_i \cdot K_i$), and the inductor current sampling and hold transfer function $H_e(s)$ (8). V_{se} corresponds to the internal slope compensation ramp amplitude, and f_{sw} is the switching frequency.

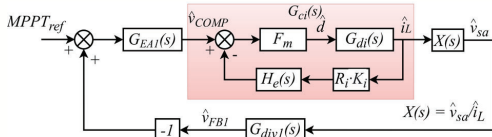


FIGURE 5. MPPT control loop diagram block.

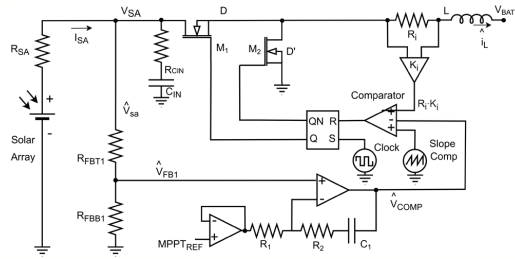


FIGURE 6. Buck and MPPT control loop simplified scheme.

$$T_{V1}(s) = X(s) \cdot G_{div1} \cdot G_{EA1}(s) \cdot G_{ci}(s) \quad (1)$$

Where:

$$X(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_{SA}} = D \cdot R_{SA} \cdot \frac{1 + s \cdot C_{IN} \cdot R_{CIN}}{1 + s \cdot C_{IN} \cdot (R_{CIN} + R_{SA})} \quad (2)$$

$$G_{div1} = \frac{\hat{v}_{SA}}{\hat{v}_{FB1}} = \frac{R_{FBB1}}{R_{FBB1} + R_{FBT1}} \quad (3)$$

$$G_{EA1}(s) = \frac{\hat{v}_{FB1}}{\hat{v}_{COMP}} = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \cdot \frac{1 + s \cdot C_1 \cdot R_2}{s} \quad (4)$$

$$G_{ci}(s) = \frac{\hat{v}_{COMP}}{\hat{i}_L} = \frac{1}{R_i \cdot K_i} \cdot \frac{1}{1 + s \left(\frac{V_{SE} \cdot f_{SW} \cdot L + (0.5 \cdot V_{SA} - V_{BATT}) \cdot K_i \cdot R_i}{\hat{v}_{SA} \cdot R_i \cdot f_{SW}} \right)} \quad (5)$$

$$F_m(s) = \frac{f_{sw}}{\left(R_i \cdot \frac{V_{SA} - V_{BATT}}{L} \right) + (V_{SE} \cdot f_{sw})} \quad (6)$$

$$G_{di}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\hat{v}_{SA}}{s \cdot L} \quad (7)$$

$$H_e(s) = 1 - \frac{s}{2 \cdot f_{sw}} + \frac{s^2}{(\pi \cdot f_{sw})^2} \quad (8)$$

Substituting (2), (3), (4) and (5) in (1), results in the loop gain transfer function (9), $T_{V1}(s)$, used for design purposes. The gain, K_1 , of $T_{V1}(s)$ is given by (10), the frequencies of the two zeros, f_{zEA1} and f_{zX} , are represented by (11) and (12), and the frequencies of the two poles, f_{pX} and f_{pci} , are described by (13) and (14).

$$T_{V1}(s) = K_1 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{zEA1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{zX}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{pX}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{pci}}\right)} \quad (9)$$

Where:

$$K_1 = D \cdot R_{SA} \cdot \frac{R_{FBB1}}{R_{FBB1} \cdot R_{FBT1}} \cdot \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \cdot \frac{1}{R_i \cdot K_i} \quad (10)$$

$$f_{zEA1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_2} \quad (11)$$

$$f_{zX} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{IN} \cdot R_{CIN}} \quad (12)$$

$$f_{pX} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{IN} \cdot (R_{CIN} + R_{SA})} \quad (13)$$

$$f_{pci} = \frac{V_{IN} \cdot R_i \cdot f_{sw}}{2 \cdot \pi \cdot [V_{SE} \cdot f_{sw} \cdot L + (0.5 \cdot V_{SA} - V_{BATT}) \cdot K_i \cdot R_i]} \quad (14)$$

A peak-current mode controlled buck converter powered by a photovoltaic source can become unstable if the input voltage is lower than the maximum power point voltage [25-26]. Slope compensation of the peak current control can eliminate such instability, but (15) must be met for all working conditions, where I_{sc} is the short-circuit current and K_p corresponds to the proportional gain of the PI type compensator.

$$\frac{-I_{sc}}{C_{IN} \cdot V_{SAmin}} \cdot \left(1 - \frac{V_{SAmin}}{I_{sc}} \cdot K_p\right) > 0 \quad (15)$$

2) VEOC CONTROL LOOP

The battery VEOC voltage control loop, shown in Fig. 7, has been obtained from the small-signal analysis of the output voltage and peak-current controlled buck circuit shown in Fig. 8.

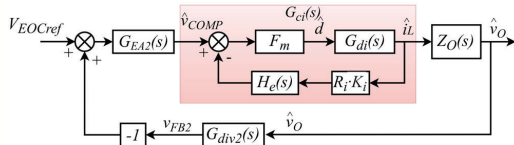


FIGURE 7. VEOC mode control loop diagram block.

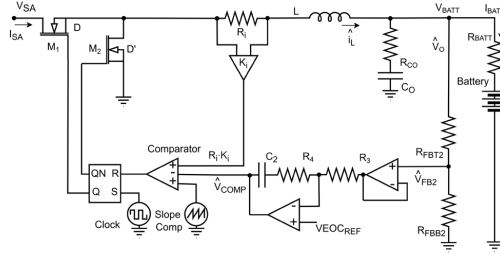


FIGURE 8. VEOC mode control loop simplified scheme.

The V_{EOC} loop gain transfer function $T_{V2}(s)$ is defined by (16), where $Z_O(s)$ (17) corresponds to open loop output impedance, $G_{div2}(s)$ (18) is the output voltage sense gain and $G_{EA2}(s)$ (19) is the error amplifier transfer function.

$$T_{V2}(s) = Z_O(s) \cdot G_{div2}(s) \cdot G_{EA2}(s) \cdot G_{ci}(s) \quad (16)$$

Where:

$$Z_O(s) = \frac{\hat{v}_O}{\hat{i}_L} \approx R_{BATT} \cdot \frac{1 + S \cdot R_{CO} \cdot C_O}{1 + S \cdot (R_{CO} + R_{BATT}) \cdot C_O} \quad (17)$$

$$G_{div2} = \frac{\hat{v}_{SA}}{\hat{v}_{FB2}} = \frac{R_{FBB2}}{R_{FBB2} + R_{FBT2}} \quad (18)$$

$$G_{EA2}(s) = \frac{\hat{v}_{FB2}}{\hat{v}_{COMP}} = \frac{1}{R_3 \cdot C_2} \cdot \frac{1 + S \cdot C_2 \cdot R_4}{S} \quad (19)$$

Substituting (17), (18), (19) and (5) into (16), results in the loop gain transfer function (20) $T_{V2}(s)$. The gain, K_2 , of $T_{V2}(s)$ is given by (21). The two zeros (f_{zEA2} and f_{zout}) are located at frequencies (22) and (23), and the two poles (f_{pout} and f_{pci}) are located at frequencies (24) and (25).

$$T_{V2} = K_2 \cdot \frac{\left(1 + \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot f_{zEA2}}\right) \cdot \left(1 + \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot f_{zout}}\right)}{S \cdot \left(1 + \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot f_{pout}}\right) \cdot \left(1 + \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot f_{pci}}\right)} \quad (20)$$

Where:

$$K_2 = R_{BATT} \cdot \frac{R_{FBB2}}{R_{FBB2} \cdot R_{FBT2}} \cdot \frac{1}{R_3 \cdot C_2} \cdot \frac{1}{R_i \cdot K_i} \quad (21)$$

$$f_{zEA2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot R_4} \quad (22)$$

$$f_{zout} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_O \cdot R_{CO}} \quad (23)$$

$$f_{pout} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{CO} + R_{BATT}) \cdot C_O} \quad (24)$$

$$f_{pci} = \frac{V_{IN} \cdot R_i \cdot f_{sw}}{2 \cdot \pi \cdot [V_{SE} \cdot f_{sw} \cdot L + (0.5 \cdot V_{SA} - V_{BATT}) \cdot K_i \cdot R_i]} \quad (25)$$

D. OVER VOLTAGE PROTECTION

The main function of the Over Voltage Protection (OVP) system is to prevent the battery overcharge in case of any failure. First, three independent voltage monitors compare the battery voltage with a preset reference, generating a high-level signal at its output if the battery voltage is higher than the established threshold and generating a low-level signal otherwise. The output signals of these three voltage monitors are independently connected to six majority-voters circuits [26], each of them controlling one SAR phase. The majority-voter circuits generate a signal equal to the median of their inputs. Thus, if one of the voltage monitors provides a wrong value, this signal is discarded, and the system makes the decisions based on the two correct signals.

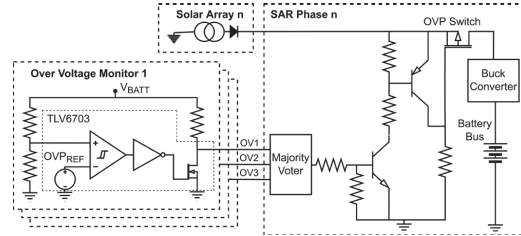


FIGURE 9. Over Voltage Protection (OVP) system diagram.

Finally, a P-type MOSFET, controlled by the output signal of the majority voters, disconnects the SA source from the buck converter. The diagram of this system is show in Fig. 9.

III. IMPLEMENTATION AND TEST SETUP

An experimental 60W prototype has been implemented to validate the proposed solar array regulator. This prototype has been designed following the European Cooperation for Space Standardization directives [28,29], which are extensively used in ESA projects. Fig. 10 and Fig. 11 show the prototype's top and bottom sides respectively. Each subsystem is highlighted in the pictures in a different color.

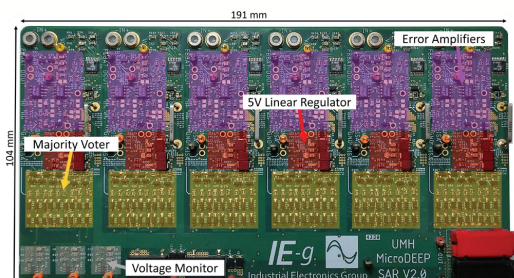


FIGURE 10. Top side of the implemented prototype. Error amplifiers, 5 v linear regulators, majority voters and voltage monitors are shown.

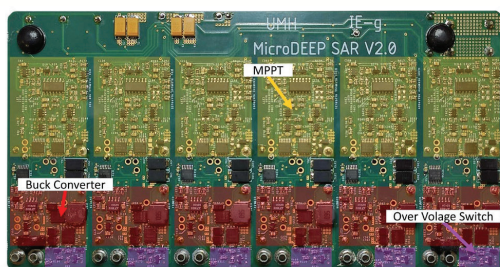


FIGURE 11. Bottom side of the implemented prototype. MPPTs, Buck converters and overvoltage switches are shown.

TABLE I includes the most critical components and manufacturers for the system implementation, as well as the proposed space-grade qualified components for the flight model.

TABLE I
PROTOTYPE COMPONENTS

Description	Part Used	Space Qualified
OVP Off MOSFET	SI2319DDS - VS	STRH40P10 - STM
OVP Voltage Monitor	TLV6703 - TI	TL431 + LM311 - TI
Buck Controller	LT3845 - AD	RH3845 - AD
Buck MOSFETs	BSC032N04 - IT	RH411 - AD
Buck Output Diodes	DFLS130 - DI	1N5819U - STM
NPN BJT Transistor	2N222 - STM	2N2222AHR - STM
Error Amp. Op. Amp.	LTC6241 - AD	RH1498 - AD
Error Amp. Diodes	BAT54 - OS	1N5819 - ST
MPPT Op. Amp.	LMV341 - TI	LM124AQLM-SP-TI
MPPT Comparators	LMV761 - TI	LM111QLM-SP-TI
MPPT S&H Switch	MC14066 - OS	ADG201S - AD
MPPT flip-flop	CD4013 - TI	SN54HC74-SP-TI
MPPT Current Sens.	INA193 - TI	INA901-SP-TI

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A test bench made up of a set of four programmable solar array simulators (SAS), a power analyzer, a battery

simulator, an electronic load, an oscilloscope, a vector network analyzer, and a thermographic camera has been used for the experimental validation of the prototype, see Fig. 12.

TABLE II collects the most relevant parameters of the implemented prototype. While the parameters corresponding to the “Main Power System” section are determined by the satellite sizing for the proposed mission, the parameters related to the buck converters and the error amplifiers have been selected prioritizing the overall stability.

TABLE II.
PROTOTYPE CONFIGURATION

Main Power System	Value
Battery bus configuration	4S3P Saft MP174865 xlr [31]
Battery bus voltage range	12.8-16.8 V
R _{BATT} (EOL (End of Life), BOL (Beginning of Life))	0.12 Ω, 0.15 Ω
Minimum power-on voltage	5.85 V
Solar array configuration	6 String 10S2P Azur Space 3G30C Advanced [32]
R _{SA} eq. (883 W/m ² , 220 W/m ²)	4.7 Ω, 16.8 Ω
Over Voltage System	Value
Maximum battery voltage	17.2 V
Buck Converter	Value
Controller data	V _{oc} = 60 mV, K _i = 8.7
Switching frequency (fsw)	150 kHz
L	470 μH
C _{IN}	30 μF
C _O	44 μF
R _i	50 mΩ
Error Amplifiers	Value
C ₁	100 nF
R ₁ , R ₂	3.9 kΩ, 15 kΩ
R _{FBT1}	120 Ω
R _{FBB1}	3 kΩ
C ₂	2.2 nF
R ₃ , R ₄	4.7 kΩ, 10 kΩ
R _{FBT2}	43 kΩ
R _{FBB2}	11 kΩ

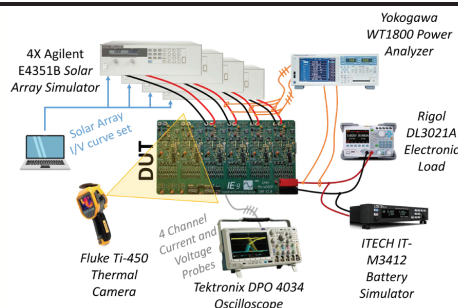


FIGURE 12. Test Setup Configuration.

Tests carried out on the prototype have been divided into two groups. The first group includes four tests on a single phase

to verify: converter stability, MPPT operation, control loop transition (MPPT to V_{EOC} and vice versa), and overvoltage protection. The second group focuses on multi-phase operation. Further, different tests have been performed simulating different irradiance and temperature conditions.

A. STABILITY MEASUREMENTS

Converter stability has been measured for two extreme conditions. The first scenario considers the beginning-of-life conditions being the microsatellite at 1.25 Astronomical Units (AU) with an approximate irradiance around 883 W/m² ($V_{MPPT} = 26.7$ V, $I_{MPPT} = 0.56$ A). The other scenario considers the end-of-life conditions, 2.5 AU and irradiance around 220 W/m² ($V_{MPPT} = 31.41$ V, $I_{MPPT} = 0.146$ A). Besides, extreme battery voltages, 12.8 V and 16.8 V, are considered.

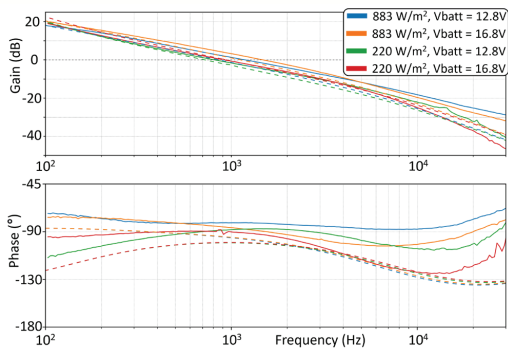


FIGURE 13. Bode diagram of the MPPT loop gain transfer function (TV1(s)). Continuous line corresponds to experimental results and dashed line corresponds to theoretical results.

Fig. 13 shows measured and theoretical, given by equation (9), Bode diagram of the MPPT loop gain transfer function. Crossover frequencies between 810 Hz and 1480 Hz are obtained with phase margins larger than 88° in all cases, as represented in TABLE III.

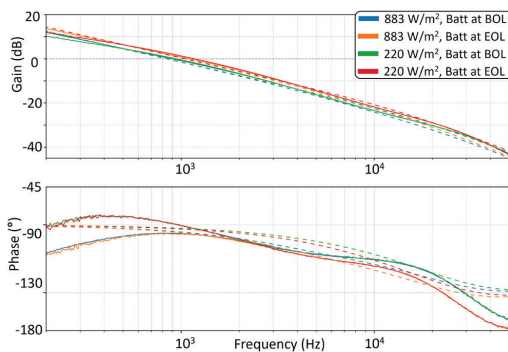


FIGURE 14. Bode diagram of the loop gain at VEOC mode (TV2(s)). Continuous line corresponds to experimental results and dashed line corresponds to theoretical results.

Fig. 14 depicts measured and theoretical, given by equation (20), Bode diagram of the V_{EOC} loop gain. For this control loop, as shown in TABLE III, the crossover frequencies vary between 899 Hz and 1176 Hz, and the phase margin is greater than 84° in all cases. Similar and very robust stability response is achieved in all cases.

TABLE III
LOOP GAIN RESULTS

Control loop - MPPT mode				
	Theoretical		Measured	
	f_c (Hz)	Φ_m (°)	f_c (Hz)	Φ_m (°)
883 W/m ² , $V_{BATT} = 12.8$ V	859	85	1190	89
883 W/m ² , $V_{BATT} = 16.8$ V	1120	84	1480	90
220 W/m ² , $V_{BATT} = 12.8$ V	722	79	810	91
220 W/m ² , $V_{BATT} = 16.8$ V	942	80	930	88

Control loop - VEOC mode				
	Theoretical		Measured	
	f_c (Hz)	Φ_m (°)	f_c (Hz)	Φ_m (°)
883 W/m ² , Batt at BOL	839	86	899	84
883 W/m ² , Batt at EOL	1040	86	1105	84
220 W/m ² , Batt at BOL	845	88	942	90
220 W/m ² , Batt at EOL	1050	87	1176	87

B. MPPT MODE: START-UP

This test simulates the start-up of a single phase, from the exit of an eclipse (darkness) to illumination conditions. At the initial instant, the batteries are not fully charged, so the MPPT error amplifier controls the converter. The Solar Array Simulators (SAS) has been configured to provide $V_{MPP} = 27$ V and $I_{MPP} = 0.45$ A, which are the expected values at 1.25 AU.

As it can be observed in Fig. 15, both the voltage and the current are zero initially since there is not power available from the SAS. Once the SAS turns on, the MPPT circuit forces the SAS to open-circuit operation point for approximately 80 ms and then start oscillating around the MPP properly. The oscillation frequency of the MPPT is around 20 Hz.

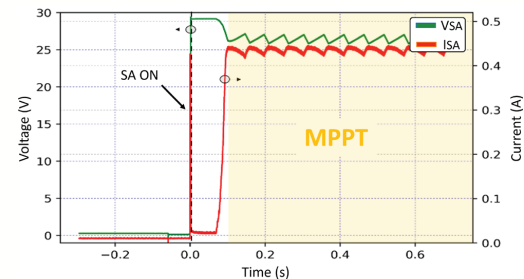


FIGURE 15. MPPT mode: start-up. Green line shows the SA voltage and the red line the SA current.

C. MPPT MODE: TRACKING

This test is carried out to verify that the buck converter follows the MPP when it varies over time. To perform the test, the SAS has been programmed so that MPP varies periodically from MPP1=(27 V, 0.32 A) to MPP2 = (23 V, 0.42 A) in ten steps and 40 seconds. It should be noted that the steps programmed are limited by the resolution of the SA simulator. As shown in Fig. 16, the SAR input voltage (V_{SA} in green) and the current (I_{SA} in red) follows the programmed MPPs all the time. At $t = 12$ s cycle starts at MPP1, and then the MPPT circuit follows the MPP in each programmed step to reach MPP2 at $t = 52$ s. Then, the I-V curve moves from MPP2 to MPP1 in ten steps during the following 40 seconds and again the MPPT circuit follow the MPP during all the time. The MPPT tracking accuracy was measured according to the EN50530 [30] been higher than 97% in all cases.

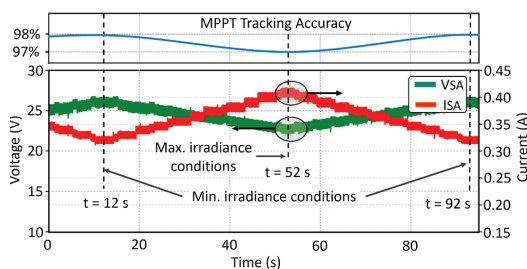


FIGURE 16. MPPT mode: tracking test. VSA (green) and ISA (red).

D. MODE TRANSITION: FROM MPPT TO EOC AND OVER VOLTAGE PROTECTION

This test shows the transition from the MPPT mode, performed by input voltage regulation, to battery end of charge control, achieved by output voltage regulation. The battery simulator has been configured as a low-capacity battery with an initial charge level of 95% to speed up the test. Fig. 17 shows that the converter starts in MPPT mode and battery reaches V_{EOC} at $t = 0$ s. At this point, the EOC loop takes over and SA voltage moves towards the open-circuit point providing less and less power. Finally, a battery overcharge fault is emulated ($t = 0.8$ s) and the OVP circuit isolates the SA. The SA will remain disconnected until the battery voltage drops below the preset limit.

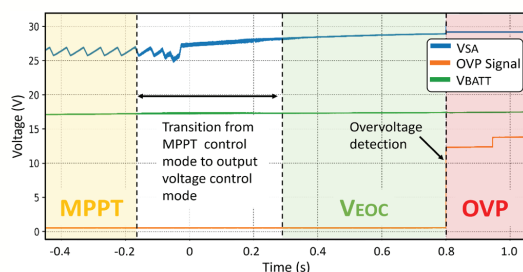


FIGURE 17. Change from MPPT mode to EOC mode. Overvoltage protection.

E. MODE TRANSITION: FROM EOC TO MPPT. MULTIPLE PHASES

This test emulates a high-power step load, e.g., propulsion system turn-on, from a fully charged battery. The battery simulator has been programmed with a very low capacity to accelerate the test. As shown in fig. 18, four phases are initially in output voltage regulation and a step load takes place, increasing the duty cycle to the maximum, and forcing the SA to operate close to V_{EOC} . Once the MPPT control loop reacts, the SA moves towards the MPP and all phases provide full power from independent MPPT circuits.

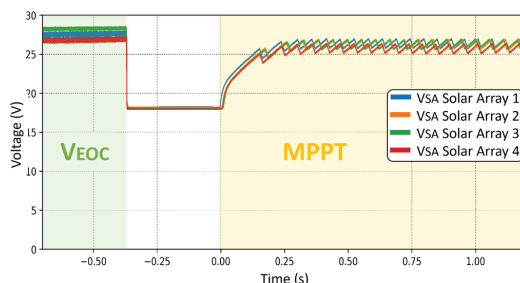


FIGURE 18. SAR change from output voltage control to MPPT mode.

F. SOLAR ARRAY REGULATOR EFFICIENCY

To conclude, the whole efficiency of the SAR has been measured with six ($n+1$) and five (n) active phases. Efficiency test have been performed with an input voltage of 26.7 V (V_{MPPT} at 1.25 AU) and with an output power sweep. The efficiency has been obtained by dividing the converter output power by the converter input power. Fig. 19 shows the efficiency results measured as a function of the SAR output power and the battery voltage.

The results show that the highest efficiency obtained is slightly less than 90% at full power, which is consistent with the expected efficiency claimed in LT3845's datasheet under similar operating conditions.

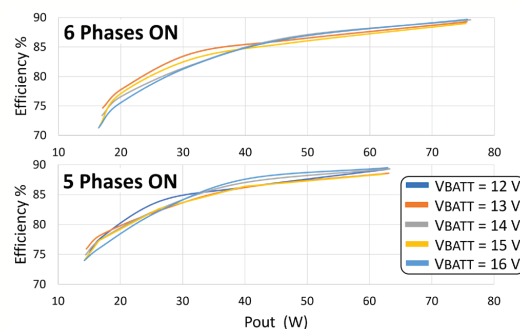


FIGURE 19. Efficiency results ($n+1$ hot redundancy): 5 and 6 phases.

The efficiency measurements have been complemented with a thermal image shown in Fig. 20, taken at a controlled ambient temperature of 24°C. Losses are mainly located in the switching section, output diodes and shunt resistors. Maximum temperature reached is less than 60 °C.

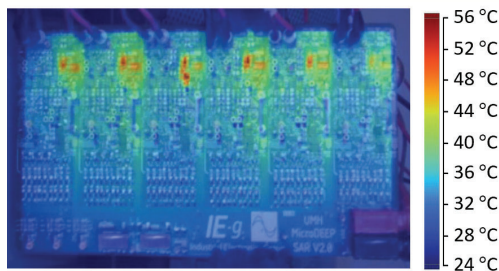


FIGURE 20. SAR thermal capture.

V. CONCLUSION

The design of a highly reliable and highly integrated MPPT solar array regulator for microsatellites has been presented. A fully functional (TRL4) prototype has been implemented following the ESA standards and requirements, and its operation has been validated under different conditions covering the whole operating range. The results show that the different control loops operate properly, working the buck converters on the MPP of the SAs when the batteries are not fully charged and regulating the VEOC output voltage when they are 100% charged.

N+1 hot redundancy scheme is considered, so that only five of the six available converters are needed to provide all the power required. As the battery is non-segregated and a critical part of the power subsystem, a redundant (triple majority voted) overvoltage protection circuit has been implemented individually for all phases. As a result, the design approach is tolerant to the failure of any of its components, as required by many space missions, including deep space missions. In a real mission, in addition, a reliability analysis will be needed to assure the high reliability of the presented design, but to perform this reliability analysis a detailed information of the mission, satellite structure and working conditions, printed circuit board layout and components used will be needed.

Despite the low power and the redundancy and fault-tolerant approach, the efficiency is close to 90% at full power, which is very remarkable. Finally, special care has been taken to provide a solution that accepts a fully space-qualified version using equivalent rad-hard components.

ACKNOWLEDGMENT

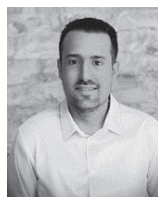
This work has been supported and in part by the European Union NextGenerationEU and the Generalitat Valenciana under grant reference ASFAE/2022/21, and in part by the Generalitat Valenciana and the Fondo Social Europeo through

the Subvención Para la Contratación de Personal Investigador de Carácter Predoctoral under grant reference ACIF2020/154.

REFERENCES

- [1] M. N. Sweeting, "Modern Small Satellites- Changing the Economics of Space," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 106, no. 3, pp. 343-361, March 2018, doi: 10.1109/JPROC.2018.2806218.
- [2] M. Shao, H. Zhou, S. G. Turyshev, C. Zhai, N. Saini, R. Trahan, "A constellation of MicroSats to search for NEOs," in *Proceedings SPIE* vol 10769, CubeSats and NanoSats for Remote Sensing II, 107690K, 18 September 2018; <https://doi.org/10.1117/12.2322414>
- [3] M. Yaqoob, A. Lashab, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, M. E. Orchard and A. D. Bintoudi, "A Comprehensive Review on Small Satellite Microgrids," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 12741-12762, Oct. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3175093.
- [4] W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti, H. Li, J. T. Hawke and H. S. Krishnamoorthy, "Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6319-6331, Dec. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2304561.
- [5] Nicolaas W. van Vonno, "Design Considerations and Verification Testing of an SEE-Hardened Quad Comparator" in *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 48, no. 6, December 2001
- [6] C. Torres, J. M. Blanes, A. Garrigós, D. Marroqui and J. A. Carrasco, "Single Point Failure Free Interleaved Synchronous Buck Converter for Microsatellite Electrolysis Propulsion," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 5, pp. 5371-5380, Oct. 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3174358.
- [7] J. -E. Park, J. -K. Han, K. -B. Park, B. -H. Lee and G. -W. Moon, "A New Direct Charging Control for Electrical Power Systems in Low Earth Orbit Satellites," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, doi: 10.1109/TAES.2022.3218495.
- [8] M. Langer and J. Bouwmeester "Reliability of CubeSats – Statistical Data, Developers' Beliefs and the Way Forward," *Proceedings of the AIAA/USU Conference on Small Satellites* (2016), Logan, UT, USA, 6–11 August 2016.
- [9] M. Wirthlin, "High-Reliability FPGA-Based Systems: Space, High-Energy Physics, and Beyond," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 3, pp. 379-389, March 2015, doi: 10.1109/JPROC.2015.2404212..
- [10] A. Capel, D. O'Sullivan and J. C. Marpinard, "High-power conditioning for space applications," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 4, pp. 391-0408, April 1988, doi: 10.1109/5.4425.
- [11] J. Bouwmeester and J. Guo, "Survey of worldwide pico-and nanosatellite missions, distributions and subsystem technology," *Acta Astronaut.*, vol. 67, no. 7-8, pp. 854-862 2010.
- [12] A. Edpuganti, V. Khadkikar, H. Zeineldin, M.S. El Moursi and M. Al Hosani, "Comparison of peak power tracking based electric power system architectures for CubeSats," *IEEE Trans.Ind.Appl.*, vol. 57, no. 3, pp. 2758-2768 2021.
- [13] K. Yao, M. Ye, M. Xu and F.C. Lee, "Tapped-inductor buck converter for high-step-down DC-DC conversion," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 775-780 2005.
- [14] J. Faujdar, D.K. Gautam and V. Verma, "A New Converter for Common Mode Noise Reduction for EPS of a Nano satellite," in *2020 IEEE First International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC)*, 2020, pp. 1-6.
- [15] O. Garcia, P. Alou, J.A. Oliver, D. Diaz, D. Meneses, J.A. Cobos, A. Soto, E. Lapena and J. Rancano, "Comparison of boost-based MPPT topologies for space applications," *IEEE Trans.Aerospace Electron.Syst.*, vol. 49, no. 2, pp. 1091-1107 2013.
- [16] Y. -K. Chen, Y. -C. Lai, W. -C. Lu and A. Lin, "Design and Implementation of High Reliability Electrical Power System for 2U NutSat," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 57, no. 1, pp. 614-622, Feb. 2021, doi: 10.1109/TAES.2020.3028488.
- [17] O. Mourra, A. Fernandez and F. Tonicello, "Buck Boost Regulator (B2R) for spacecraft Solar Array Power conversion," *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and*

- Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, USA, 2010, pp. 1313-1319, doi: 10.1109/APEC.2010.5433399
- [18] C. Torres, J. M. Blanes, A. Garrigós, D. Marroquí, C. Orts and J. A. Carrasco, "High-Reliability Solar Array Regulator Proposal for Harsh Environments," *2022 IEEE 21st Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, 2022, pp. 698-702, doi: 10.1109/MELECON53508.2022.9842931.
- [19] A. Barchowsky, A. Amirahmadi, C. Stell, E. Merida, G. Bolotin, A. Ulloa-Severino, G. Carr, "A Class of GaN-Based, Radiation-Hardened Power Electronics for Jovian Environments," in *European Space Power Conference 2019*, Juan Les Pins, France, 2019
- [20] W. Denzinger: "Electrical power system of globalstar," Proc. of the European Space Power Conference (1995) ESA SP-369
- [21] W. Denzinger and W. Dietrich: "Generic 100 V/high power bus conditioning," *Proc. of the Seventh European Space Power Conference (2005)* ISBN: 978-9-290-92900-0
- [22] A. F. Boehringer, "Self-Adapting dc Converter for Solar Spacecraft Power Supply," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-4, no. 1, pp. 102-111, January 1968, doi: 10.1109/TAES.1968.5408938
- [23] Garrigos, A., Lizan, J. L., Blanes, J. M., and Gutierrez, R., "Exploring the Use of the LT3480 (RH3480) Circuit as Low-Power, Low-Voltage Solar Array Regulator", in *10th European Space Power Conference*, 2014, vol. 719
- [24] N. Zhang and D. Li, "Loop Response Considerations in Peak Current Mode Buck Converter Design Application Report Loop Response Considerations in Peak Current Mode Buck Converter Design - *Texas Instruments Application Report*," no. April 2018.
- [25] A. Kuperman, M. Sitbon, S. Gadelovits, M. Averbukh and T. Suntio. "Single-Source Multi-Battery Solar Charger: Analysis and Stability Issues". *Energies* 2015, 8, 7, 6427-6450, doi: 10.3390/en8076427
- [26] M. Sitbon, J. Leppäaho, T. Suntio and A. Kuperman, "Dynamics of Photovoltaic-Generator-Interfacing Voltage-Controlled Buck Power Stage," in *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 5, no. 2, pp. 633-640, March 2015, doi: 10.1109/JPHOTOV.2014.2379094.
- [27] Knorr, «Power System of Meteosat Second Generation, » de *Proceedings of the Fifth European Space Power Conference*, Noordwijk, The Netherlands, 1998.
- [28] Electrical and electronic, ECSS-E-ST-20C Rev.2, 8 April 2022
- [29] Derating - EEE components", ECSS-Q-ST-30-11C Rev.2, 23 June 2021
- [30] T. R. Wellawatta and S. -J. Choi, "Regulated incremental conductance (r-INC) MPPT algorithm for photovoltaic system," in *The Korean Institute of Power Electronics Journal of Power Electronics*, vol 19, no. 6, pp. 1544-1553, doi:10.6113/JPE.2019.19.6.1544.
- [31] "MP174865xlr Rechargeable Li-ion cell - Datasheet," accessed in <https://www.saftbatteries.com/products-solutions/products/mp-vl-batteries-launchers>
- [32] "Azurspace 3G30C triple junction solar cells - Datasheet", accessed in http://www.azurspace.com/images/0003429-01-01_DB_3G30C-Advanced.pdf



CRISTIAN TORRES was born in Elche, Spain, in 1993. He received the B.Sc. degree in telecommunications technology engineering from the Miguel Hernández University of Elche, Elche, Spain, in 2019 and the M.Sc. degree in telecommunication engineering from the Miguel Hernández University, Elche, Spain, in 2020.

He is currently working on obtaining his Ph.D. degree in industrial technologies at Miguel Hernández University, Elche, Spain, thanks to a grant from the European Social Fund and the Generalitat Valenciana. He spent a research period at the Centre for Research on Microgrids at Aalborg University, Denmark, in 2021 as a predoctoral researcher. His main research interests include space power systems and industrial electronics.



JOSÉ M. BLANES was born in Elche, Spain, in 1974. He received the M.Sc. degree in telecommunication engineering from the Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Spain, in 1998, and the Ph.D. degree in industrial technologies from the Miguel Hernández University, Elche, Spain, in 2011. He is currently an Associate Professor in the Department of Materials Science, Optics and Electronics Technology, Miguel Hernández University. His

main research interests include space power systems and industrial electronics.



AUSIÁS GARRIGÓS (M'04-SM'16) was born in Xixona, Spain, in 1976. He received the M.Sc. degree in electronic engineering from the University of Valencia, Valencia, Spain, in 2000, and the Ph.D. degree in space power electronics from Miguel Hernández University (UMH), Elche, Spain, in 2007. He is currently Professor in the Department of Electronics Technology, UMH, and he spent research periods at CERN, Switzerland, from 2002 to 2004, ESA, The Netherlands, 2008, and the University of

Strathclyde, U.K., 2015. He participated in more than 30 research and technology transfer projects and co-authored around 90 international publications. Most of them related to power electronics. His main research

interests include space power electronics and their ancillary electronic systems.



DAVID MARROQUÍ was born in Elche, Spain, in 1990. He received the M.Sc. degree in industrial engineering from Miguel Hernández University of Elche, Elche, Spain, in 2015 and the Ph.D. degree in industrial technologies from Miguel Hernández University, Elche, Spain, in 2020. He is currently an Assistant Professor with the Department of Materials Science, Optics, and Electronics Technology, Miguel Hernández University of Elche. He spent a research period at the Centre for Reliable Power Electronics at Aalborg University, Denmark, in 2018 as a predoctoral researcher and another period at the European Space Agency in Noordwijk, The Netherlands, during 2021/22 as a post-doctoral researcher. His research interests include space power systems and industrial electronics, and electronics reliability.



JOSÉ A. CARRASCO received the M.Sc. degree in physics and the Ph.D. degree in electronics engineering from the Universidad de Valencia, Valencia, Spain, in 1991 and 1996, respectively.

After a period of two years as Power Electronics Researcher for the European Space Agency, Euro-pean Space Research and Technology Center, Noordwijk, The Netherlands, he joins the Universidad de Valencia as a Lecturer, in 1993, and the Universidad Miguel Hernandez de Elche, Spain, as a professor, in 1998. He currently holds a Full Professorship in the Electronics Technology Area. In 2005, he co-founded the company Embedded Instruments and Systems, where he is the CEO, and has participated in several projects on power electronics, mixed (analog/digital) designs, and instrumentation for space applications, including 4 in-orbit technology and scientific demonstrations. His research interests focus on robust electronics for power, instrumentation, and control systems in aerospace applications.

4.3 Análisis del trabajo

En este punto se realiza un análisis del primero de los trabajos [124] que conforman la presente tesis doctoral.

4.3.1 Motivación

La principal motivación de este trabajo es la concepción, el desarrollo, y la validación del prototipo de un regulador de paneles solares capaz de optimizar la extracción de potencia de los paneles solares a bordo de un microsatélite.

El uso de pequeños satélites, con masas comprendidas entre 1 y 100 kg, comúnmente denominados microsatélites, ha causado durante los últimos años una revolución en la industria espacial, ya que estos satélites permiten llevar a cabo misiones espaciales, tanto científicas como comerciales, a un coste muy inferior al de las misiones espaciales tradicionales.

Uno de los principales sistemas necesarios para llevar a cabo este tipo de misiones es el EPS, el sistema encargado de proporcionar potencia eléctrica de forma ininterrumpida al resto de sistemas a bordo durante el transcurso de la misión espacial. Es por ello por lo que, si este sistema falla, existe una alta probabilidad de que la misión espacial fracase, siendo un fallo en el EPS la causa de fallos de alrededor del 25% de los *CubeSat* lanzados. Es por ello por lo que se recomiendan diseños de EPS altamente fiables, evitando, por ejemplo, el uso de sistemas programables como FPGAs, las cuales pueden sufrir reconfiguraciones involuntarias debidas a SEU.

Dentro del EPS, este trabajo se centra en SAR, el subsistema encargado de extraer energía de los paneles solares y con ella, alimentar al resto de sistemas y cargar las baterías. Como se indicó en la sección 2.3.3.1. Se han tenido en cuenta, entre otras, las siguientes consideraciones a la hora de plantear la topología propuesta:

1. Los SAR pueden dividirse en dos grupos, los sistemas DET y los sistemas MPPT. En el caso de este SAR, **parece apropiado el uso de una topología MPPT**, ya que durante el transcurso de la misión de espacio profundo propuesta

se esperan grandes cambios en las condiciones tanto de irradiancia como de temperatura.

2. Independientemente de si la topología escogida es DET o MPPT, el bus principal puede ser tanto regulado, como no regulado, existiendo estudios que comparan diversas propuestas de topología. De estos estudios se concluye que **la topología de SAR MPPT y bus no regulado en serie ofrece la mayor fiabilidad, la mayor eficiencia, y, además, extiende la vida útil de la batería.**
3. Respecto a los convertidores DC – DC usados en el SAR, las arquitecturas sencillas ofrecen un menor número de componentes y una mayor fiabilidad. No obstante, estas topologías pueden verse limitadas por altos ratios de conversión. **En el caso de la arquitectura de EPS propuesta, donde se espera que la tensión en el MPP de los paneles solares sea superior a la tensión de la batería, y que el ratio de conversión oscile entre 2 y 2.5 en función de diversos factores, parece óptimo el uso de convertidores tipo *buck*.**

En base a lo anterior, este trabajo presenta el diseño de un SAR de 60 W basado en arquitectura MPPT con bus no regulado, especialmente diseñado para llevar a cabo la misión espacial descrita en el [capítulo 3](#). El diseño se ha realizado teniendo en cuenta las guías de diseño de la ESA, y en su desarrollo se han tenido en cuenta aspectos como la fiabilidad y la adaptación del sistema al uso de componentes que posean cualificación espacial.

4.3.2 Análisis y extensión de resultados

En este trabajo se ha presentado una propuesta de regulador de paneles solares de 60 W diseñado para ser usado a bordo de un microsátélite destinado a la exploración del espacio profundo. El regulador propuesto está formado por 6 fases iguales e independientes, véase la [figura 47](#). Cada una de estas fases dispone de un convertidor DC – DC tipo *buck*, que usa como controlador PWM el circuito integrado LT3845 de Analog Devices, el cual tiene disponible un circuito integrado equivalente apto para uso espacial, el RH3845MK. A la entrada de cada uno de estos convertidores se encuentra conectado un *string* de paneles

solares a través de un interruptor implementado con un MOSFET-P, el cual es capaz de desacoplar los paneles solares de los convertidores si es necesario.

Cada uno de los convertidores está controlado por un doble lazo de control formado por dos amplificadores de error (AE) tipo PI, que es capaz de regular tanto la tensión de final de carga de la batería cuando esta se encuentra cargada, como el funcionamiento en modo MPPT cuando no lo está. Para ser capaz de funcionar en modo MPPT, cada una de las fases incorpora un sistema MPPT oscilador, principio muy utilizado en sistemas especiales desde su introducción en [31].

Los 6 convertidores vierten la energía extraída de los paneles solares al bus de potencia principal a través de dos diodos en serie, de modo que dicho bus queda protegido ante corrientes inversas. Cada una de las fases de este regulador ha sido dimensionada de modo que solo 5 sean necesarias para proporcionar la potencia total requerida por el satélite (redundancia $n+1$), de modo que, si se produce un fallo, ya sea en una de las fases, o bien en una de las secciones de paneles solares, las otras 5 fases restantes serán capaces de proporcionar la potencia requerida a la plataforma.

El regulador incorpora además un conjunto de tres circuitos monitores de tensión (OVM) en la batería, que activan una señal en caso de que dicha tensión exceda un umbral prefijado. Las tres señales generadas en los circuitos monitores de tensión entran de forma simultánea a un total de 6 votadores de mayoría (VM), uno por cada una de las fases. La salida de cada uno de los votadores de mayoría controla el interruptor de entrada de los convertidores, de modo que, si la tensión en la batería excede el umbral, los convertidores son desconectados de los paneles solares.

Los votadores de mayoría implementados siguen el diseño mostrado en [125], y su uso permitirá descartar una posible señal errónea generada en uno de los monitores de tensión en caso de que este no funcione de forma correcta.

Con todo ello, el sistema resultante es un sistema tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes, es decir, SPFF. El diseño propuesto es un diseño completamente analógico, que no requiere del uso de ningún circuito integrado que realice funciones digitales. Además, todos los componentes usados disponen de circuitos equivalentes aptos para su uso espacial, o al menos, de circuitos electrónicos cualificados que realizan funciones

equivalentes, de modo que la adaptación del sistema para ser implementado con componentes cualificados para uso espacial sería inmediata. Los esquemas electrónicos completos del prototipo se muestran en el Anexo I del presente documento.

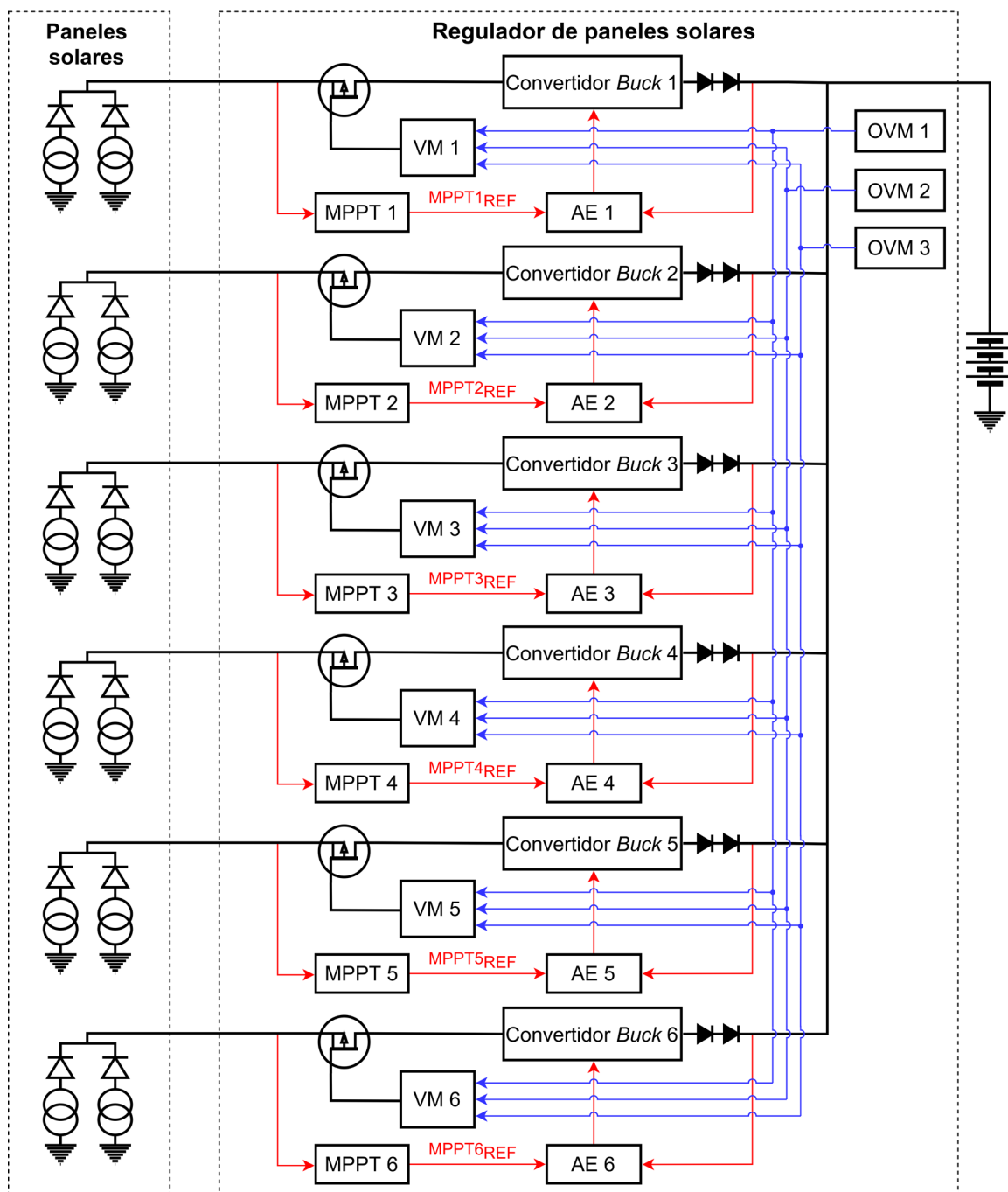


Figura 47. Diagrama de bloques del regulador de paneles solares propuesto.

4.3.2.1 Sistema MPPT analógico

A continuación, se presenta en detalle el funcionamiento del método MPPT analógico implementado en cada una de las fases del regulador de paneles solares. La figura 48 muestra un diagrama funcional que permitirá simular en LTSpice el comportamiento del MPPT. Para reducir la carga de la simulación, tanto los comparadores como las referencias de tensión han sido implementados con fuentes de tensión ideales. Además, el convertidor conmutado tipo *buck* ha sido reemplazado por un modelo promediado del mismo.

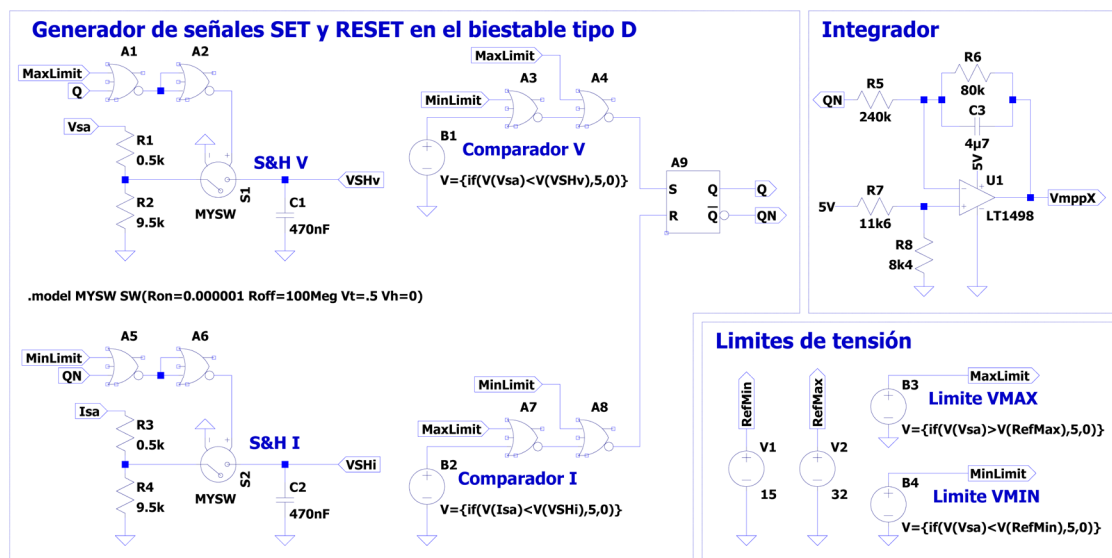


Figura 48. Diagrama MPPT para simulación en LTSpice.

La curva $I - V$ y $P - V$ del panel solar usada para esta simulación se muestran en la figura 49. Esta curva se asemeja a las que el satélite podría encontrar al inicio de la misión en cuanto a lo que a tensión, corriente y potencia respecta, y presenta su máxima potencia a una tensión de 26.6 V, siendo esta de 11.45 W. Tanto el circuito usado en LTSpice para simular dicha curva como los parámetros de los principales componentes que lo forman se muestra en la figura 50.

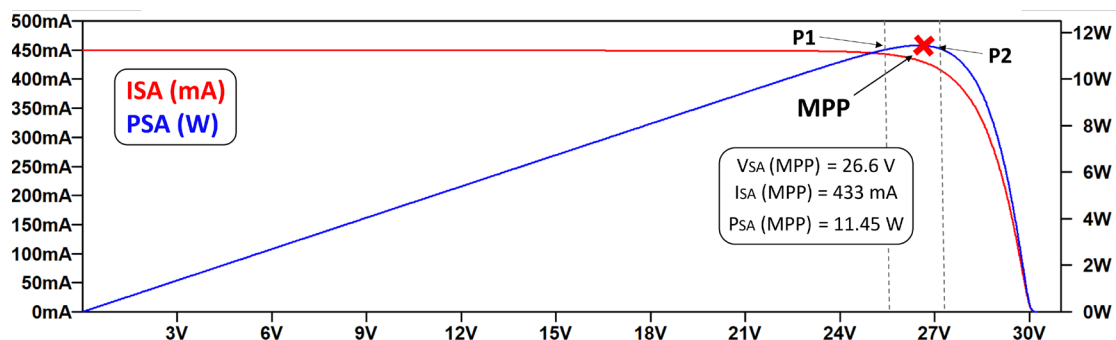


Figura 49. Curva de panel solar a usar durante la simulación.

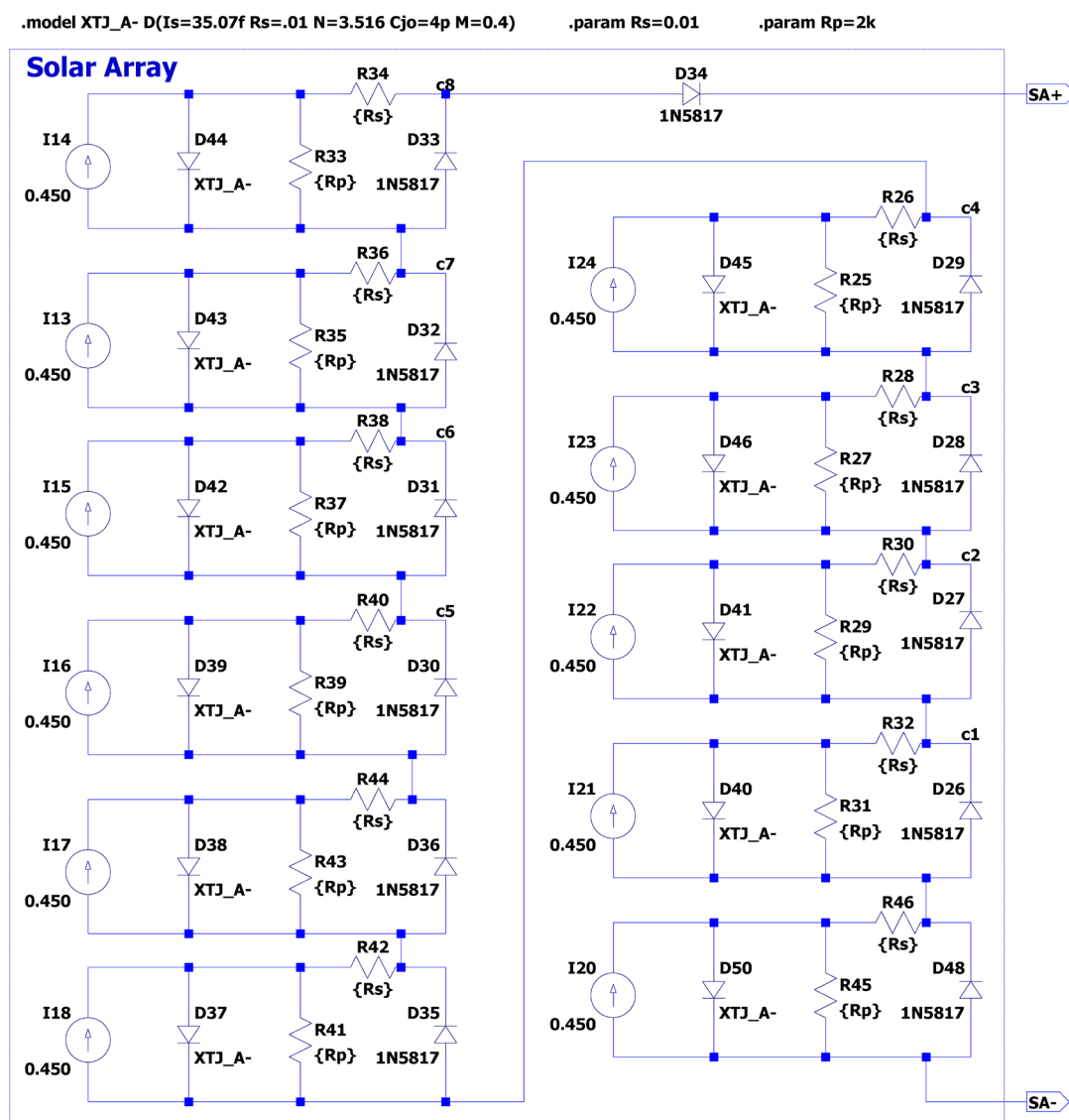


Figura 50. Simulación en LTSpice del panel solar usado en la simulación del MPPT.

El resultado de la simulación llevada a cabo se muestra en la [figura 51](#). En el momento del arranque del sistema, la tensión de referencia es 0 V, por lo que el sistema trata de fijar la tensión de trabajo en 0 V. Esto no puede suceder debido a dos motivos. Por un lado, debido a la naturaleza del propio convertidor *buck*, la tensión mínima de entrada será igual o superior a la tensión de la batería, que nunca podrá ser de 0 V. Por otro lado, el MPPT cuenta con unos límites mínimo y máximo entre los que forzará al sistema a trabajar. En este caso, el límite mínimo es de 15 V, por lo que la señal MIN_{LIM} permanece activa hasta que se alcanza dicha tensión. Esta señal fuerza a la señal de referencia $MPPT_{REF}$ a crecer, provocando que el ciclo de trabajo del convertidor disminuya, y, en consecuencia, que el punto de trabajo del convertidor se desplace hacia tensiones mayores en la curva I – V del SA. En el momento en el que la señal MIN_{LIM} se desactiva (aproximadamente $t = 0.3$ s), el circuito de muestreo y retención S&H_I almacena el valor actual de corriente I_{SA} . En el momento en el que el comparador de corriente detecta que dicha corriente ha descendido por debajo de cierto umbral (P2 en la [figura 49](#)), la salida del biestable cambia, capturándose el valor de tensión actual en el circuito S&H_V y comenzando a decrecer la tensión de referencia $MPPT_{REF}$ generada en el integrador, provocando así que el punto de trabajo del convertidor comience a desplazarse hacia tensiones menores en la curva I – V del SA. El punto de trabajo decrecerá hasta que el comparador de tensión detecte que la tensión en el panel solar es inferior a la tensión almacenada en el circuito S&H_V (P1 en la [figura 49](#)). El sistema quedará oscilando entre estos dos puntos de forma permanente. En la [figura 51](#) se observa como esta oscilación se realiza alrededor del MPP, lográndose así optimizar la extracción de potencia de los paneles solares. Por último, hay que mencionar que la frecuencia del MPPT dependerá de la constante de tiempo del integrador, y la relación entre el tiempo en el que la tensión es creciente y el tiempo en el que la tensión es decreciente depende de la propia forma del SA.

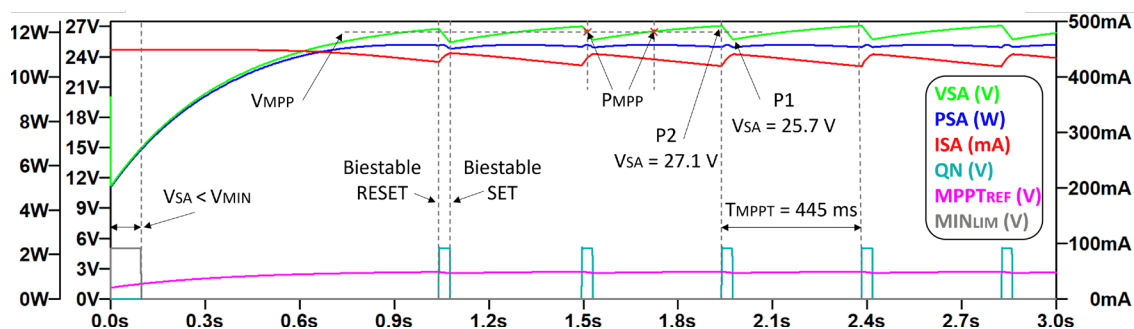


Figura 51. Simulación del sistema MPPT.

4.3.2.2 Sistema de protección ante sobretensión

A continuación, se describe en detalle el sistema de protección que evita que la tensión en la batería exceda un umbral preestablecido. Como se mencionó previamente, esta protección se consigue mediante la desconexión de los paneles solares de cada uno de los convertidores *buck*, evitando así la inyección de corriente en el bus principal. Para llevar a cabo dicha desconexión se usa un MOSFET tipo P, que se activa mediante un circuito de disparo como el mostrado en la figura 52, en la que se puede ver el diagrama en LTSpice usado para realizar la simulación de esta parte del sistema. Dicho circuito es independiente en cada una de las fases, y es gobernado por la señal generada en cada uno de los votadores de mayoría [125], véase figura 53. La salida de cada uno de estos votadores de mayoría se corresponde con la señal intermedia de sus tres señales de entrada. Dichas señales de entrada se generan en los 3 circuitos monitores de tensión cuyos diagramas de simulación también se muestran en la figura 53. Estos circuitos son comunes a las 6 fases del regulador, y comparan la tensión en la batería con una tensión de referencia, generando una señal a nivel bajo en caso de que la batería no haya alcanzado la tensión umbral fijada por la tensión de referencia, o generando una señal a nivel alto en caso contrario. Cabe mencionar que dicho comparador dispone de cierta histéresis para evitar conexiones y desconexiones continuas que puedan derivar en degradaciones considerables en la batería.

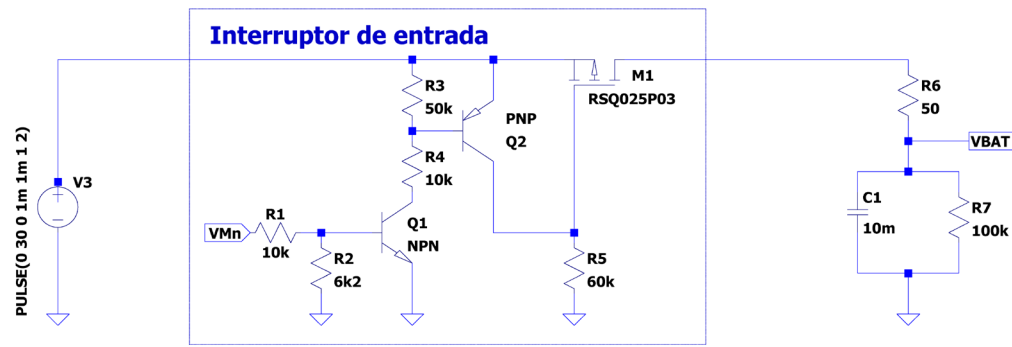


Figura 52. Diagrama en LTSpice del interruptor de protección.

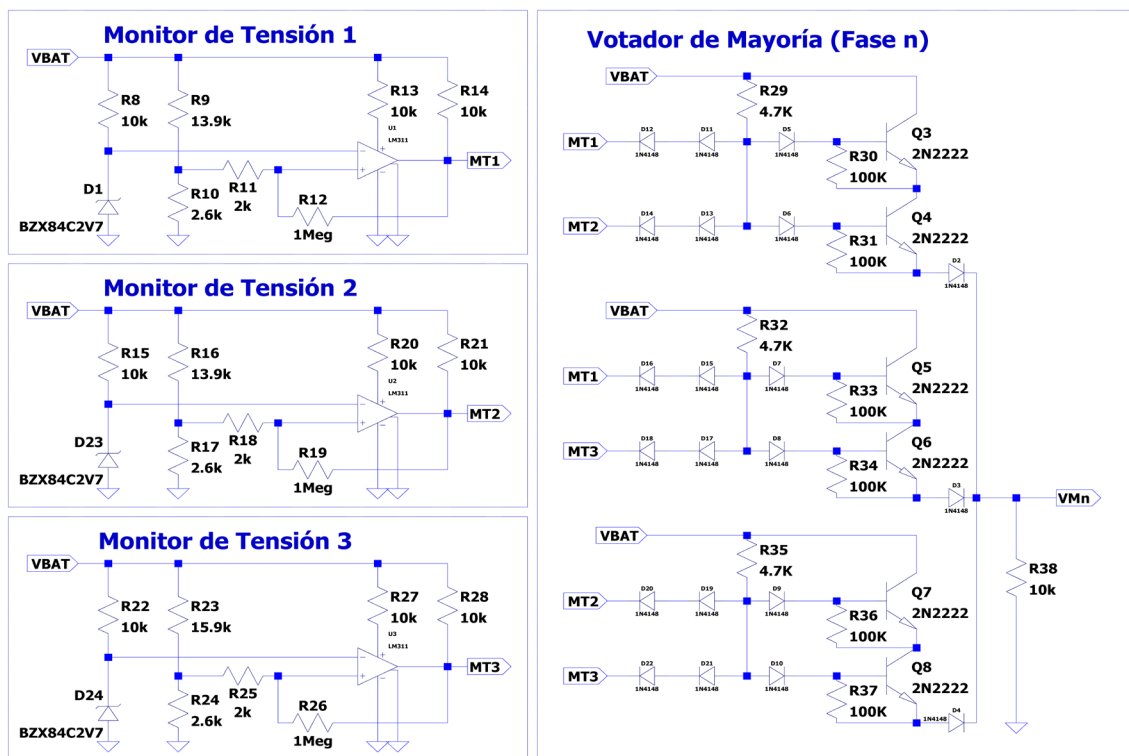


Figura 53. Diagrama en LTSpice de los monitores de tensión y uno de los votadores de mayoría.

La figura 54 muestra el resultado de la simulación del circuito mostrado en la figura 52 y la figura 53. En dicha simulación se carga el condensador C1 a través de la resistencia R6 usando para ello la fuente de tensión V3. Los monitores de tensión monitorizan la tensión del condensador, cambiando el estado de sus salidas (MT1, MT2 y MT3) a nivel alto cuando la tensión en el condensador alcanza los 17 V. En este caso se ha simulado que el monitor de

tensión número 3 no ha detectado que la tensión en la batería ha excedido el umbral, y por tanto no se ha activado. Estas 3 señales se encuentran conectadas a la entrada del votador de mayoría, generándose a la salida de este la señal VMn correspondiente a la mediana de las señales de entrada, omitiendo así la señal errónea MT3. La simulación muestra cómo, una vez el condensador alcanza una tensión de 17 V, el sistema hace que el MOSFET M1 desacople la alimentación, y, por tanto, el condensador deje de cargarse. Cuando la tensión en el condensador cae por debajo de los 16.6 V, el MOSFET vuelve a conducir hasta que la tensión en el bus alcance de nuevo el valor de 17 V. De este modo, el sistema es capaz de evitar que los convertidores carguen en exceso la batería, aunque se produzca algún fallo en cualquiera de ellos. Cabe mencionar que este sistema permite seguir cargando la batería de forma controlada en caso de que se produzca un cortocircuito entre la entrada y la salida de alguno de los convertidores.

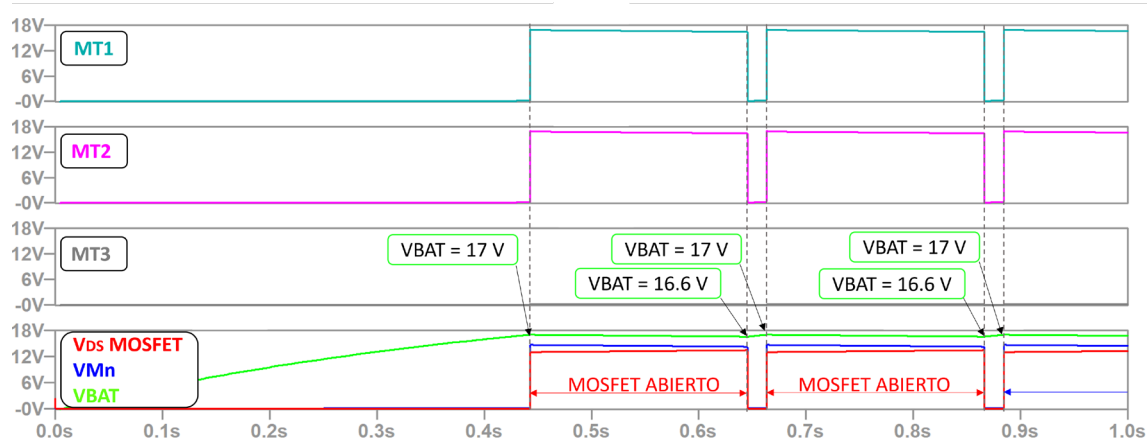


Figura 54. Resultado de la simulación del circuito de protección.

4.3.2.3 Modelado del circuito integrado LT3845

Para poder modelar el lazo de control del regulador propuesto es necesario conocer el comportamiento interno del controlador PWM del convertidor tipo *buck* implementado en él. En este caso se trata del circuito integrado LT3845, un controlador PWM que implementa, entre otras funciones, control de corriente de pico en el inductor de salida del convertidor. En este modo de control, se compara la corriente de pico del inductor con una tensión de referencia, activándose el RESET de un biestable interno cada vez que la corriente en el inductor alcanza el valor correspondiente al de la tensión de referencia. El *reseteo* de este

biestable implica el apagado del MOSFET superior del convertidor, provocando así que la corriente de salida decrezca una vez ha alcanzado la tensión de referencia.

En la figura 55 se muestra el diagrama interno del circuito integrado LT3845 extraído directamente de la hoja de datos proporcionada por el fabricante [126].

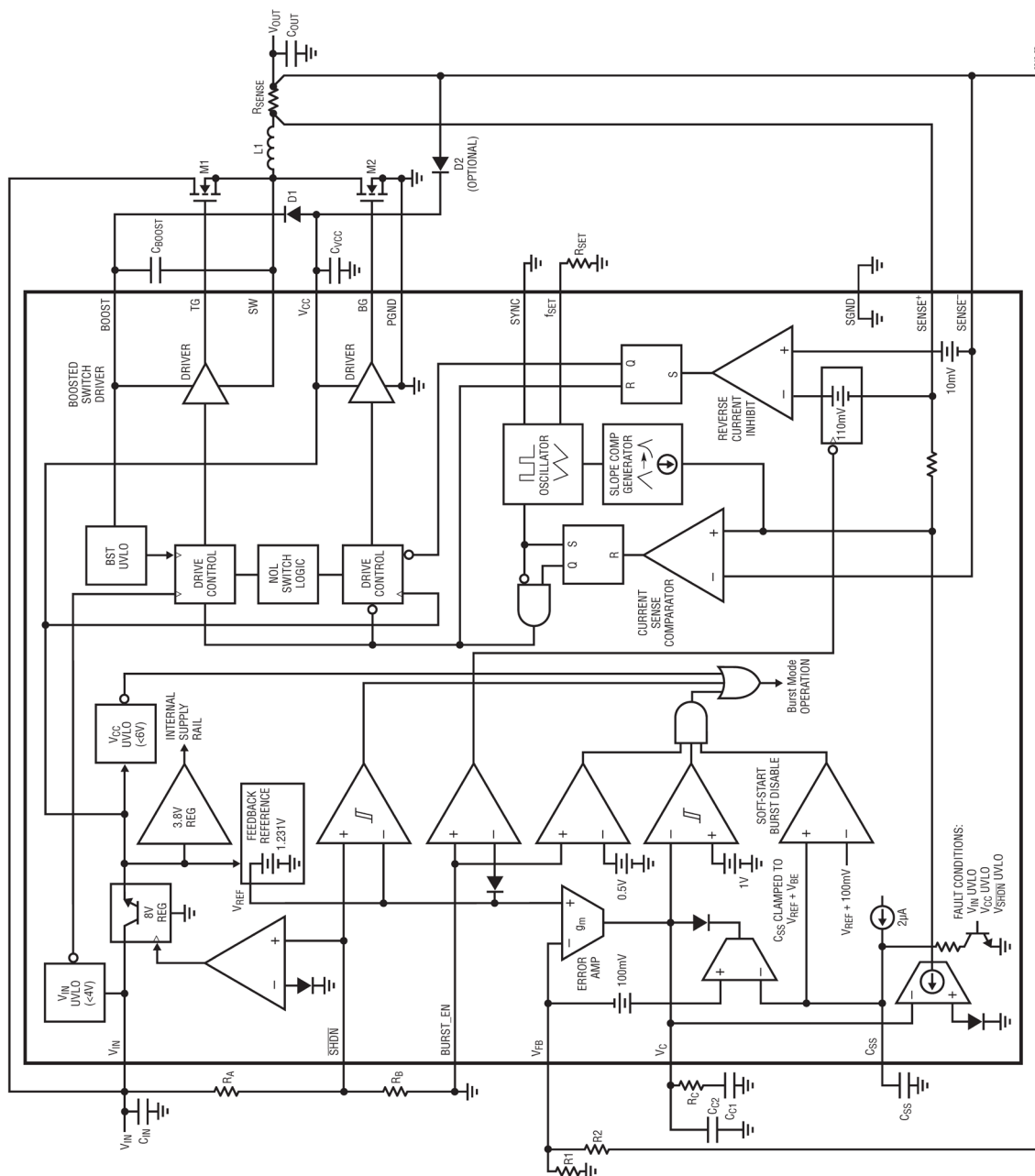


Figura 55. Diagrama de bloques del LT3845. Extraído de [126].

En dicho diagrama se observa que hay un bloque denominado *slope compensation generator* en el que se suma una tensión correspondiente a una rampa artificial a la tensión correspondiente a la medida de corriente realizada con el objetivo prevenir inestabilidades. La hoja de datos indica que la pendiente de la rampa de compensación aumenta a medida que aumenta el ciclo de trabajo del convertidor. El fabricante no proporciona información adicional al respecto, por lo que, conociendo que no se trata de una rampa lineal, se debe caracterizar la respuesta del controlador para poder analizar la estabilidad del sistema.

De la nota de aplicación [127] se deduce que el diagrama del controlador con control de corriente de pico se corresponde con el bloque $G_{ci}(s)$ mostrado en la [figura 56](#), donde: $F_m(s)$ se corresponde con la función que relaciona el ciclo de trabajo con la tensión de control, $G_{di}(s)$ relaciona la corriente en el inductor con el ciclo de trabajo, R_i se corresponde con la resistencia de medida de corriente, K_i con la ganancia del amplificador que realiza dicha medida, y $H_e(s)$ con la función de transferencia de muestreo y retención de medida de la corriente.

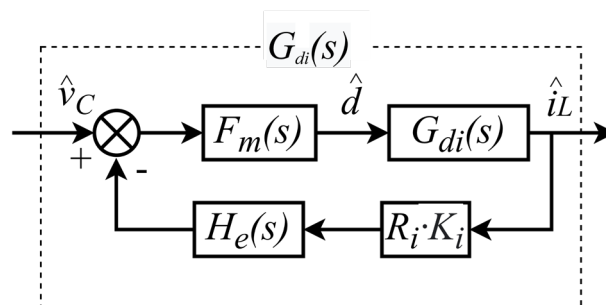


Figura 56. LT3845. Lazo de control de corriente de pico interno.

Debido a que la función $H_e(s)$ se puede aproximar a 1 para frecuencias inferiores a la mitad de la frecuencia de conmutación, y considerando que la frecuencia de corte del sistema será diseñada para que sea al menos un orden de magnitud inferior a la frecuencia de conmutación del convertidor, la respuesta en lazo cerrado de este circuito debe ser similar a la mostrada en la [figura 57](#), donde la ganancia viene dada por (16).

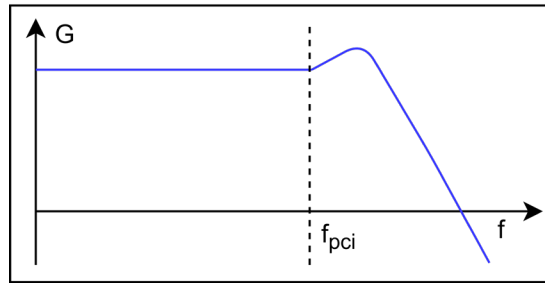


Figura 57. Respuesta esperada del lazo de corriente interno del integrado LT3845.

La gráfica muestra que la respuesta del lazo interno de control de corriente de pico se corresponde con una ganancia G constante hasta la frecuencia f_{pci} , donde se encuentra situado el polo introducido por el propio lazo de control de corriente de pico. Según se muestra en el artículo [124], el cual constituye el cuerpo principal del presente capítulo, dicha frecuencia viene dada por (17).

$$G = \frac{1}{K_i \cdot R_i} = \frac{I_L}{V_C} \quad (16)$$

$$f_{pci} = \frac{V_{IN} \cdot R_i \cdot K_i \cdot f_{SW}}{2 \cdot \pi \cdot (V_{se} \cdot f_{SW} \cdot L + (0.5 \cdot V_{IN} - V_O) \cdot R_i \cdot K_i)} \quad (17)$$

Tal y como se indica en (16), la ganancia G , en principio depende tanto de la resistencia de medida de corriente R_i como de la ganancia del sensor de corriente K_i . La cuestión es que al valor de la tensión de salida del amplificador encargado de medir la corriente de pico se le suma una tensión en el bloque de la rampa de compensación. Dicho valor es desconocido, y depende del ciclo de trabajo del convertidor. Por tanto, la corriente de pico del convertidor no quedará solo como función de la tensión en el pin V_C , sino que también será función del ciclo de trabajo del convertidor.

Se ha medido de forma experimental la respuesta del convertidor para obtener las ganancias G equivalentes en función de la tensión en el pin V_C y del ciclo de trabajo DC , fijando para ello el valor de la resistencia de medida R_i en $50 \text{ m}\Omega$. Los resultados de las medidas se muestran en la [figura 58](#), mientras que la ecuación extraída de estos datos, y que relaciona la corriente por el inductor con el ciclo de trabajo y la tensión V_C viene dada por (18). A partir de dicha ecuación, y conociendo el punto de trabajo del convertidor y el valor

de la resistencia R_i , se podrá obtener el valor de K_i equivalente que permita modelar la respuesta del lazo de control de corriente de pico del convertidor para los distintos puntos de trabajo.

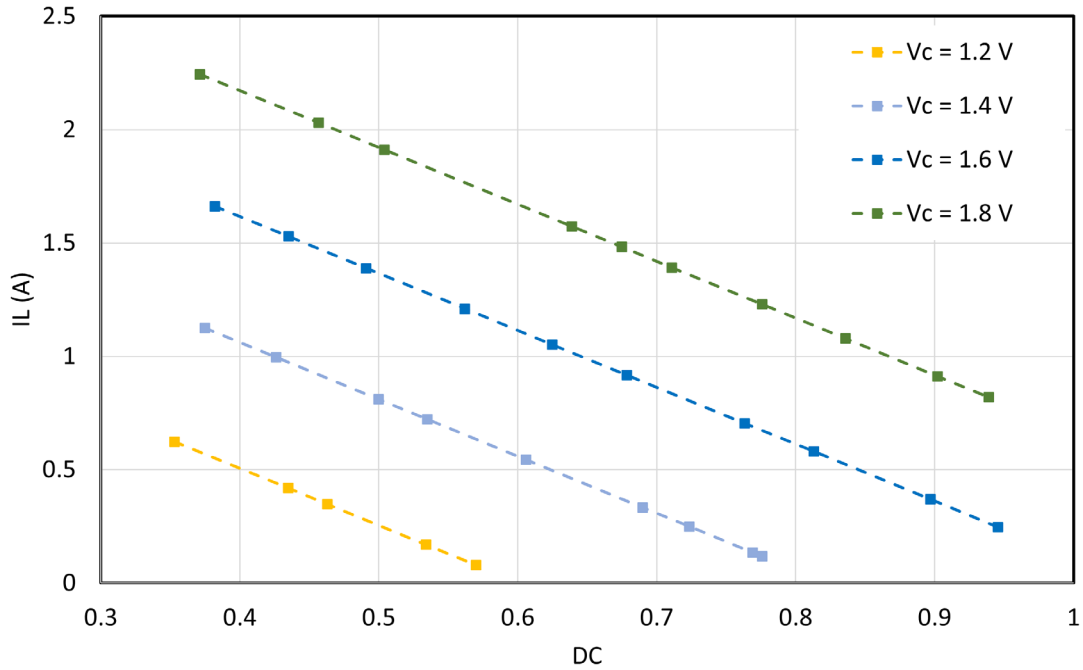


Figura 58. Medidas experimentales de I_L en función de V_c y DC.

$$I_L(V_c, DC) = (0.657 - V_c) \cdot (-2.778) - DC \cdot 2.510 \quad (18)$$

Usando como apoyo la nota técnica [127] se deduce la función de lazo del controlador LT3845 $G_{ci}(s)$, que viene dada por la ecuación (19), de la cual se conocen todos los parámetros excepto V_{se} . Dicho parámetro se corresponde con la tensión de la rampa de compensación, y dado que no es proporcionado por el fabricante, ni se tiene control sobre el mismo, deberá deducirse un valor que pueda serle asignado para realizar las simulaciones necesarias a la hora de estudiar la estabilidad del sistema.

$$G_{ci}(s) = \frac{\hat{I}_L}{\hat{V}_c} = \frac{1}{R_i \cdot K_i} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \left(\frac{V_{se} \cdot f_{SW} \cdot L + (0.5 \cdot V_{IN} - V_O) \cdot K_i \cdot R_i}{V_{IN} \cdot R_i \cdot f_{SW}} \right)} \quad (19)$$

Para deducir este valor se toma como punto de partida la ecuación (20), extraída directamente de la hoja de datos del circuito integrado LT3845 [126, p. 15]. Sustituyendo el termino DC_{MAX} que hace referencia al ciclo de trabajo máximo por la expresión V_o/V_I , que es la definición del ciclo de trabajo en un convertidor tipo *buck* se obtiene la expresión (21).

$$L_{MIN} > V_o \cdot \frac{2 \cdot DC_{MAX} - 1}{DC_{MAX}} \cdot \frac{R_{SENSE} \cdot 8.33}{f_{SW}} \quad (20)$$

$$L_{MIN} > R_{SENSE} \cdot \frac{(V_o - 0.5 \cdot V_I) \cdot (2 \cdot 8.33)}{f_{SW}} \quad (21)$$

De la nota de aplicación [127] se extrae la ecuación (22), que indica el valor mínimo que debe tener el inductor para asegurar la estabilidad del sistema, ya que su cumplimiento asegura que los polos de la función de lazo cerrado se encuentren en el semiplano izquierdo según el teorema de estabilidad de Routh-Hurwitz.

$$L_{MIN} > R_{SENSE} \cdot \frac{(V_o - 0.5 \cdot V_I)}{f_{SW} \cdot V_{se}} \quad (22)$$

Igualando las expresiones (21) y (22) se deduce (23), de donde se obtiene el valor 0.06 V, que será asignado al parámetro V_{se} .

$$V_{SE} = \frac{1}{2 \cdot 8.33} = 0.06 \text{ V} \quad (23)$$

Una vez despejados estos parámetros, realizar la simulación de la función de lazo correspondiente a cada uno de los dos lazos de control que gobiernan los convertidores es sencillo. No obstante, y a modo de complemento de la presente sección, a continuación, se muestra de forma resumida el análisis de cada uno de los lazos de control, que también se encuentra disponible en el artículo que da cuerpo al presente capítulo.

4.3.2.4 Análisis de estabilidad del regulador en modo MPPT

En esta sección se presenta un análisis del lazo de control que regula a cada uno de los convertidores cuando estos se encuentran funcionando en modo MPPT, es decir, cuando la

batería no se encuentra completamente cargada, y, por tanto, se requiere extraer la máxima potencia disponible en los paneles solares.

Para ello, se toma como punto de partida el diagrama del convertidor *buck* junto al amplificador de error que regula el funcionamiento en modo MPPT mostrado en la [figura 59](#). Nótese que se trata de un convertidor con un doble lazo de control, ya que por un lado se tiene el lazo de control de corriente de pico interno del controlador PWM LT3845, y, por otro lado, se tiene el lazo de tensión externo que regula la tensión de entrada. El diagrama de bloques correspondiente a este lazo de control se muestra en la [figura 60](#).

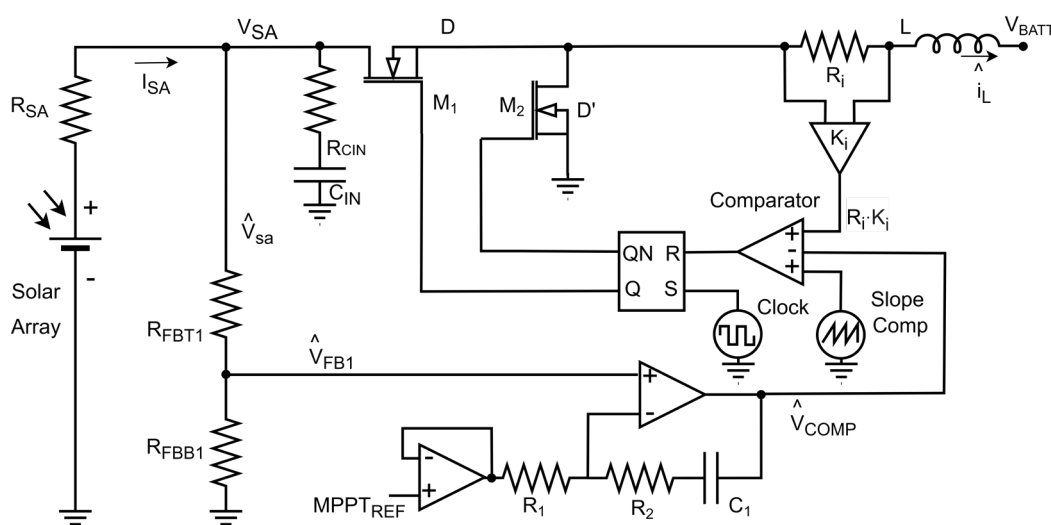


Figura 59. Esquema simplificado del convertidor *buck* junto al lazo MPPT.

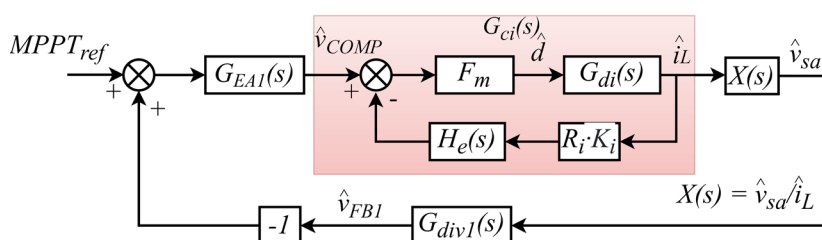


Figura 60. Diagrama de bloques del lazo de control que regula el funcionamiento en modo MPPT.

La mayoría de las funciones que aparecen en el diagrama de bloques son funciones previamente conocidas. $G_{EA1}(s)$ se corresponde con la función de transferencia del

amplificador de error tipo PI (24), mientras que $G_{ci}(s)$ se corresponde con la función de transferencia del controlador PWM con control de corriente de pico en lazo cerrado previamente descrito (19), donde V_{IN} pasa a ser V_{SA} , y V_O pasa a ser V_{BATT} . $G_{DIV1}(s)$ se corresponde con la ganancia introducida por las resistencias usadas para medir la tensión de entrada (25). Para obtener la función de lazo T_{V1} (27) del convertidor trabajando en modo MPPT solo falta obtener la función $X(s)$ (26), que relaciona la tensión de entrada con la corriente de salida. Esta última función, a pesar de ser quizás menos conocida que el resto, se obtiene de igual forma del análisis en pequeña señal del esquema eléctrico del convertidor.

$$G_{EA1}(s) = \frac{\hat{v}_{FB1}}{\hat{v}_{COMP}} = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \cdot \frac{1 + S \cdot C_1 \cdot R_2}{S} \quad (24)$$

$$G_{DIV1} = \frac{\hat{v}_{SA}}{\hat{v}_{FB1}} = \frac{R_{FBB1}}{R_{FBB1} + R_{FBT1}} \quad (25)$$

$$X(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_{SA}} = DC \cdot R_{SA} \cdot \frac{1 + s \cdot C_{IN} \cdot R_{CIN}}{1 + s \cdot C_{IN} \cdot (R_{CIN} + R_{SA})} \quad (26)$$

$$T_{V1}(s) = X(s) \cdot G_{DIV1} \cdot G_{EA1}(s) \cdot G_{ci}(s) \quad (27)$$

Con la función de lazo del sistema (27), y para unas condiciones de trabajo dadas, la representación del diagrama de bode que permite verificar la estabilidad del sistema es inmediata usando un software como por ejemplo MATLAB.

No obstante, y tal y como se indica en [128], [129], un convertidor tipo *buck* con control de corriente de pico, alimentado desde una fuente fotovoltaica, puede llegar a ser inestable cuando el punto de trabajo en el panel solar se encuentra a una tensión menor a la del punto de máxima potencia. La rampa de compensación del controlador permite eliminar dicha inestabilidad, pero para ello deben cumplirse dos condiciones para todo el rango de funcionamiento, por lo que estas condiciones son evaluadas en el peor de los casos. De acuerdo con [129], estas condiciones aplicadas al convertidor propuesto y evaluadas en el peor de los casos se corresponden con (28) y (29), donde K_i se corresponde con la ganancia integral del compensador y K_p con la ganancia proporcional. Por otro lado, C_{IN} se corresponde con el valor del condensador de entrada del convertidor, V_{SAmin} con la tensión mínima de entrada a la que trabajará el convertidor en cualquiera de sus condiciones de

trabajo, e I_{SC} con la corriente de cortocircuito asociada a la misma curva de panel solar. Mientras que la primera de las condiciones (28) siempre se satisfará, se deberá tener en cuenta la segunda condición (29) a la hora de diseñar el amplificador de error.

$$\frac{K_i}{C_{IN}} > 0 \quad (28)$$

$$-\frac{I_{SC}}{C_{IN} \cdot V_{SAmin}} \cdot \left(1 - \frac{V_{SAmin}}{I_{SC}} \cdot K_p\right) > 0 \quad (29)$$

Teniendo en cuenta lo anterior, en la [figura 61](#) se representa la función de lazo del convertidor cuando este se encuentra funcionando en modo MPPT. Las simulaciones se han realizado usando el software MATLAB, y se han evaluado las condiciones extremas tanto de irradiancia como de tensión en la batería, ya que son los factores que más afectarán a la respuesta del sistema. La [tabla 8](#) recoge los principales parámetros usados para la simulación de dicha función de lazo, pudiendo encontrarse estos con mayor detalle en el artículo que da cuerpo al presente capítulo.

Tabla 8: Principales parámetros usados para la obtención de $T_{V1}(S)$.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R1	3.9 k Ω	C1	100 nF
R2	15 k Ω	C _{IN}	30 μ F
R _{FBT1}	120 Ω	R _{CIN}	100 m Ω
R _{FBB1}	3k Ω	R _{SA}	4.7 Ω , 16.8 Ω
D	V _O /V _I	L	470 μ H
V _{SE}	60 mV	R _i	50 m Ω
f _{SW}	150kHz		

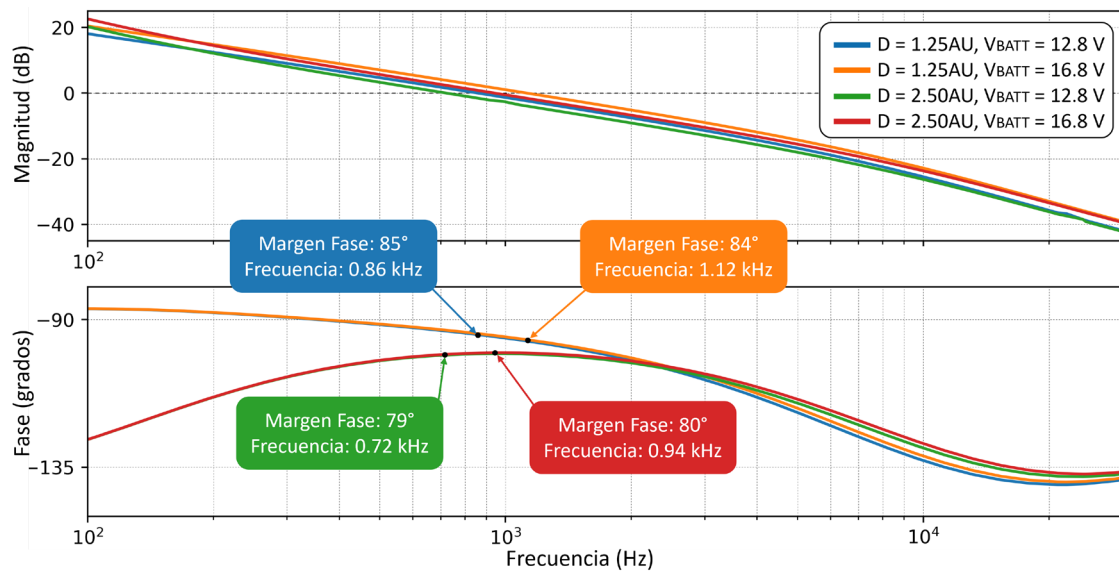


Figura 61. Simulación de la función $T_{V_1}(s)$. Diagrama de bode.

Los resultados muestran que el sistema será estable en todo su rango de funcionamiento, habiéndose priorizado la estabilidad ante el tiempo de respuesta del sistema a la hora de realizar el diseño. Se observa que la frecuencia de corte es cercana a 1 kHz en todos los casos, siendo siempre el margen de fase de 79° o superior. En el artículo que da cuerpo al presente capítulo [124] se muestra la comparación de la simulación realizada con las medidas experimentales. En ella se puede observar que los resultados teóricos se aproximan a los experimentales, quedando así validado el desarrollo previo.

4.3.2.5 Análisis de estabilidad del regulador en modo V_{EOC}

Para el análisis del lazo de control que regula la tensión de final de carga en la batería (V_{EOC}) se realiza un proceso simular al mostrado en el apartado previo. Se toma como punto de partida el esquema simplificado del convertidor *buck* junto a su amplificador de error, véase la figura 62. Al igual que en el caso anterior, se trata de un convertidor con un lazo interno de corriente de pico y un lazo externo que regula la tensión de salida. Nótese que, mientras los lazos de tensión externos son distintos en cada uno de los casos, el lazo interno de control de corriente de pico es común a ambos modos de funcionamiento. El diagrama de bloques correspondiente a este lazo de control se muestra en la figura 63.

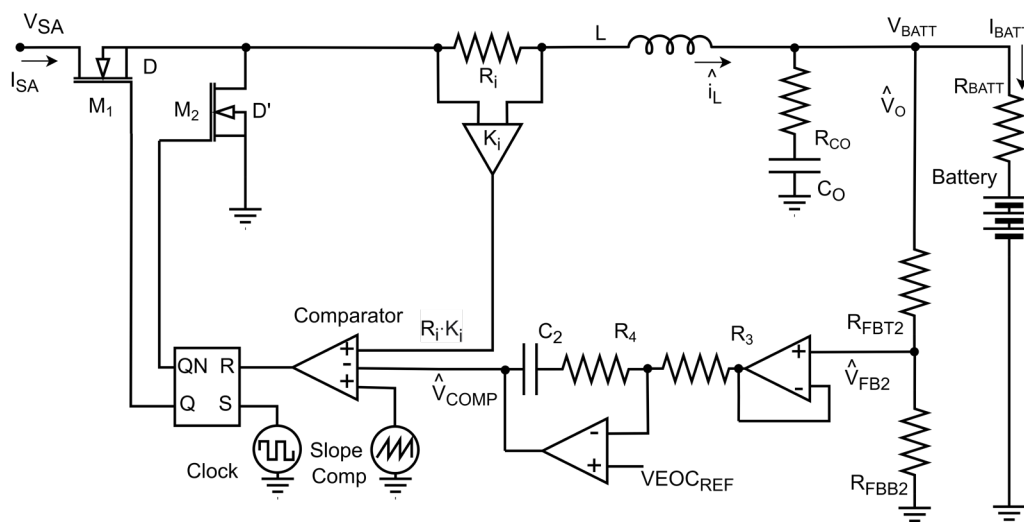


Figura 62. Esquema simplificado del convertidor *buck* junto al lazo V_{EOC} .

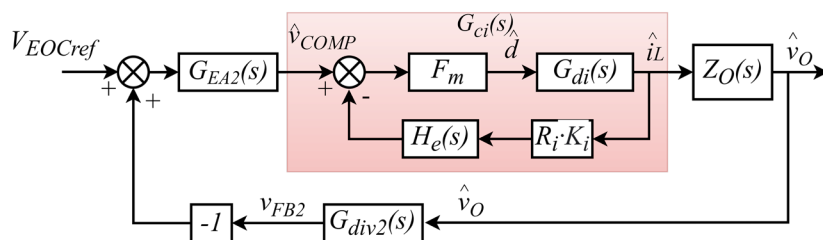


Figura 63. Diagrama de bloques del lazo de control que regula el funcionamiento en modo V_{EOC} .

Al igual que en el caso anterior, la mayoría de las funciones que intervienen en este sistema son funciones bien conocidas. En este caso, la función $G_{EA2}(s)$ se corresponde con la función de transferencia del amplificador de error tipo PI (30), $G_{ci}(s)$ se corresponde con la función de transferencia del controlador PWM (19), $Z_O(s)$ se corresponde con la impedancia de salida (31), que en este caso está formada por el condensador de salida en paralelo con la batería, y $G_{DIV2}(s)$ se corresponde con la ganancia introducida por las resistencias usadas para medir la tensión de salida (32). El producto de estas funciones da como resultado la función de lazo $T_{V2}(s)$.

$$G_{EA2}(s) = \frac{\hat{v}_{FB2}}{\hat{v}_{COMP}} = \frac{1}{R_3 \cdot C_2} \cdot \frac{1 + S \cdot C_2 \cdot R_4}{S} \quad (30)$$

$$Z_O(s) = \frac{\hat{v}_O}{\hat{i}_L} \approx R_{BATT} \cdot \frac{1 + S \cdot R_{CO} \cdot C_O}{1 + S \cdot (R_{CO} + R_{BATT}) \cdot C_O} \quad (31)$$

$$G_{DIV2} = \frac{\hat{v}_{SA}}{\hat{v}_{FB2}} = \frac{R_{FBB2}}{R_{FBB2} + R_{FBT2}} \quad (32)$$

$$T_{V2}(s) = Z_O(s) \cdot G_{DIV2}(s) \cdot G_{EA2}(s) \cdot G_{ci}(s) \quad (33)$$

Al igual que en el caso anterior, a partir de (33), y usando el software MATLAB, se simula la respuesta del sistema que permitirá determinar la estabilidad del mismo. La [figura 64](#) muestra los resultados de la simulación realizada para condiciones extremas de irradiancia y contemplando escenarios en los que la batería se encuentra a principio de su vida útil, y escenarios en los que la batería está al final de esta. Se han considerado estos escenarios debido a que la resistencia en serie de la batería afecta considerablemente a la respuesta del sistema. La [tabla 9](#) recoge los principales parámetros usados para la simulación de dicha función de lazo, pudiendo encontrarse estos con mayor detalle en el artículo que da cuerpo al presente capítulo.

Tabla 9: Principales parámetros usados para la obtención de $T_{V2}(S)$.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R3	4.7 kΩ	C2	2.2 nF
R4	10 kΩ	C _O	44 μF
R _{FBT2}	43 kΩ	R _{CO}	35 mΩ
R _{FBB2}	11 kΩ	R _{BATT}	120 - 150 mΩ
Ki	Ki equivalente	L	470 μH
V _{SE}	60 mV	Ri	50 mΩ
f _{SW}	150kHz		

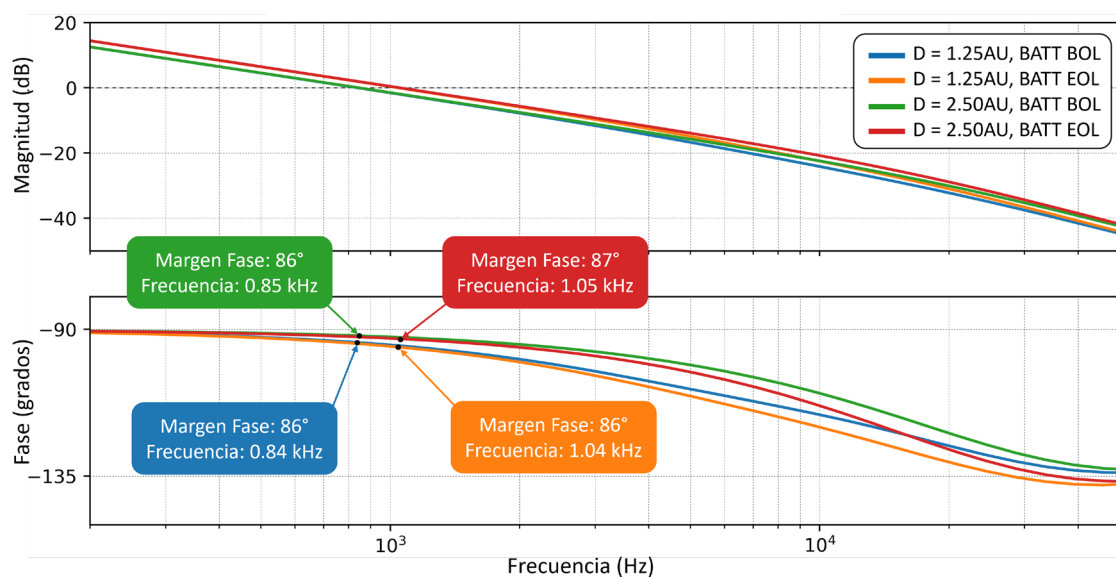


Figura 64. Simulación de la función $T_{V2}(s)$. Diagrama de bode

Los resultados muestran que el sistema será estable en todo su rango de funcionamiento, habiéndose priorizado la estabilidad ante la velocidad de respuesta a la hora de realizar el diseño. Se puede apreciar que la frecuencia de corte es cercana a 1 kHz en todos los casos, siendo el margen de fase siempre superior a los 85°. En el artículo que da cuerpo al presente capítulo [124] se muestra la comparación de la simulación realizada con las medidas experimentales. En dicha comparación se observa que los resultados teóricos se aproximan a los experimentales, quedando así validado el desarrollo previo.

4.4 Conclusiones parciales

Con el trabajo presentado en el artículo que da cuerpo al presente capítulo junto al análisis y extensión de resultados realizados posteriormente se da por concluido el capítulo, habiéndose realizado en el mismo una propuesta de un regulador de paneles solares específicamente diseñado para ser usado a bordo de un microsátélite destinado a la realización de misiones científicas en el espacio profundo.

Tras la propuesta preliminar del sistema de potencia se han realizado tanto un dimensionamiento como un desarrollo teórico del regulador de paneles solares.

Posteriormente se ha implementado un prototipo TRL4 de este, sobre el que se han realizado multitud de pruebas en condiciones de laboratorio que han permitido validar la propuesta.

En el [capítulo 7](#) se muestran tanto las conclusiones detalladas como las aportaciones del presente capítulo a la tesis doctoral, en el [Anexo I](#) se incluyen los esquemas electrónicos del prototipo implementado, y en el [Anexo IV](#) se incluye una descripción del banco de pruebas usado durante la realización de las pruebas.

Capítulo 5

Artículo II: Sistemas analógicos de seguimiento del punto de máxima potencia para misiones interplanetarias en pequeños satélites

Este capítulo muestra y profundiza en el segundo de los trabajos que dan cuerpo a la presente tesis doctoral.

Artículo II – [130]: “Analog Maximum Peak Power Tracking Techniques for Small Satellites”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Cristian Torres, Ausiàs Garrigós, José M. Blanes, Pablo Casado and David Marroquí.

5.1 Resumen

Este artículo nace como consecuencia del trabajo presentado en el [capítulo 4](#), en el que se presentó un regulador de paneles solares para microsátélites que hace uso de un método MPPT analógico, cuyo principio de funcionamiento fue presentado por primera vez en 1968 [31], y del cual han surgido multitud de evoluciones. El presente trabajo presenta la implementación de tres métodos MPPT para pequeños satélites; el tradicional *Analog oscillating Maximum Power Point Tracking* (AMPPT), y dos nuevos métodos desarrollados, el *Analog Global Maximum Peak Power Tracking* (AGMPPT), y el *Analog Global Maximum Output Power Tracking* (AGMOPT). Para evaluar cada una de las técnicas propuestas se considera una misión interplanetaria con curvas de paneles solares P – V complejas que incluyen algunos MPP locales. Las tres técnicas han sido integradas en un EPS con topología de bus principal no regulado que usa convertidores tipo *buck* síncronos en el regulador de paneles solares. Con el objetivo de alcanzar un diseño altamente fiable se usan componentes electrónicos analógicos con equivalente cualificado para uso espacial. Cada uno de los métodos presentados se optimiza de forma individual para obtener su mejor rendimiento y así ser comparado con el resto. La validación experimental sugiere que el método a elegir dependerá de factores como las curvas de paneles solares esperadas o los parámetros de la misión.

El trabajo se ha estructurado en 7 apartados, correspondiéndose el primero de ellos con la introducción. Tradicionalmente, los métodos MPPT para aplicaciones espaciales han sido diseñados para trabajar con curvas P – V uniformes con un único MPP. En ambientes hostiles como es el caso del espacio profundo, debido a múltiples fenómenos, los paneles solares pueden sufrir degradaciones no uniformes que derivan en curvas P – V no uniformes con más de un MPP. En aplicaciones terrestres este problema se ha solucionado mediante el uso de dispositivos digitales, pero en el espacio, el uso de este tipo de dispositivos es una práctica a evitar, ya que son menos fiables que los componentes analógicos. En este contexto, el trabajo presenta dos nuevos métodos de seguimiento del punto de máxima potencia globales, e implementados de forma analógica, y los compara con el método AMPPT.

El segundo de los apartados describe el principio de funcionamiento, tanto del método AMPPT tradicional, como de los dos novedosos métodos presentados. Mientras que el AMPPT oscila alrededor del primer máximo que encuentra, el AGMPPT lleva a cabo el

escaneo de toda la curva del panel solar, haciendo uso para ello de un multiplicador PWM analógico, siendo capaz así de localizar de forma precisa el MPP global (GMPP). Por último, el AGMOPT aprovecha la propiedad de que, la corriente de salida de un convertidor *buck* conectado a una batería es proporcional a la potencia en un corto periodo de tiempo, ya que la tensión en el bus es constante. De este modo, realizando un barrido de la curva del panel solar, y escaneando la corriente de salida del convertidor, se puede localizar de forma precisa el GMPP.

El tercer apartado describe el sistema de potencia propuesto en el que serán implementados las tres técnicas descritas, así como las curvas de paneles solares que se usarán en las pruebas.

El apartado cuarto incluye una guía de diseño con los pasos a seguir para optimizar la implementación de cada uno de los métodos.

En el quinto apartado se muestran los prototipos desarrollados y se describe el banco de pruebas que se usará durante la fase de validación de los prototipos.

El sexto apartado muestra los resultados experimentales. Se muestra de forma detallada el funcionamiento de cada uno de los métodos en algunas de las curvas de paneles solares descritas en la segunda sección. Finalmente se realizan medidas de eficiencia de los 3 métodos en las distintas curvas de paneles solares.

El último apartado incluye las principales conclusiones extraídas de los resultados obtenidos. Se concluye que, en caso de que exista un único MPP, el método AMPPT será el que proporcione un mejor rendimiento. Por otro lado, si existe más de un MPP, el rendimiento de este método puede verse altamente afectado, siendo en este caso los métodos AGMPPT y AGMOPT realmente útiles, proporcionando eficiencias superiores al 93 % en todos los casos.

5.2 Artículo

1

Analog Maximum Peak Power Tracking Techniques for Small Satellites

C. Torres, A. Garrigós, *Senior Member, IEEE*, J. M. Blanes, P. Casado, D. Marroquí

Abstract— This work describes the implementation of three Maximum Peak Power Tracking methods devised for small satellites. The three methods are the Analog oscillating Maximum Power Point Tracking, the Analog Global Maximum Peak Power Tracking and the Analog Global Maximum Output Power Tracking. An interplanetary mission (Mars-Asteroid belt) with complex power-voltage solar array characteristics, including several local maximum power points, is considered to evaluate each peak power tracking technique. The three peak power tracking techniques have been integrated in an unregulated battery bus topology using synchronous buck converters as solar array regulators. High reliability design is achieved using analog electronic parts with space-qualified counterparts. Each peak power tracking method has been optimized individually for the best performance and then compared with the others. The experimental validation suggests that the preferred method strongly depends on the expected power-voltage solar array characteristics and mission parameters.

Index Terms— Analog MPPT, Global Maximum Power Point, interplanetary exploration, Peak Power Tracking, spacecraft, satellite.

ACRONYMS AND DEFINITIONS

AGMOPT: Analog Global Maximum Output Power Tracking
AGMPPT: Analog Global Maximum Peak Power Tracking.
AMPPT: Analog Maximum Power Point Tracking.
AU: Astronomical Unit.
CCM: Continuous Conduction Mode.
CLK: Clock signal (used in different circuits).
D_{AGMOPT}: Duty Cycle (AGMOPT method).
D_{AGMPPT}: Duty Cycle (AGMPPT method).
dc-dc: direct current to direct current.
DSP: Digital Signal Processors.
EOC: End of Charge (referred to battery).
ESA: European Space Agency.
EPS: Electrical Power System.
f_{AMPPT}: frequency of the AMPPT method.
f_{ci0}: crossover frequency of the output current filter (AGMOPT method).
f_{cin}: dc-dc converter input voltage control loop crossover frequency.

This work has been supported in part by the Generalitat Valenciana and the European Social Fund through the Subvención Para la Contratación de Personal Investigador de Carácter Predoctoral under grant reference ACIF2020/154 and in part by the European Union NextGenerationEU and the Generalitat Valenciana under grant ASFAE/2022/21

C. Torres, A. Garrigós, J.M. Blanes, P. Casado and D. Marroquí are with the Miguel Hernandez University of Elche, Industrial Electronics Research Group, Elche 03202, Spain (e-mails: c.torres@umh.es; augarsir@umh.es; jmblanes@umh.es; pablo.casado@alu.umh.es; dmarroqui@umh.es).

FOCV: Fractional Open-Circuit Voltage.
f_{sw}: dc-dc converter switching frequency.
GMPP: Global Maximum Power Point.
I_{LEAK}: Leakage current of the voltage reference circuit (referred to AGMPPT and AGMOPT methods).
K_i: Current sampling attenuation factor (AMPPT method).
K_v: Voltage sampling attenuation factor (AMPPT method).
LEO: Low Earth Orbit.
LPF: Low Pass Filter.
MOPT: Maximum Output Power Tracking.
MPP: Maximum Power Point.
MPPT: Maximum Peak Point Tracking (also referred as PPT).
PPT: Peak Power Tracking.
OC: Open Circuit.
PCB: Printed Circuit Board.
PSO: Particle Swarm Optimization.
PWM: Pulse Width Modulation.
SA: Solar Array.
SAR: Solar Array Regulator.
SC: Short-circuit.
S&H_v: Sample and Hold circuit for voltage (AMPPT method).
S&H_i: Sample and Hold circuit for current (AMPPT method).
T_{AGMOPT}: Period of the AGMOPT method (t_{SCAN} + t_{MPOP}).
T_{AGMPPT}: Period of the AGMPPT method (t_{OFF} + t_{MPPT}).
t_{MPPT}: Time interval in which the Solar Array Regulator operates at the GMPP (AGMPPT method).
t_{MPOP}: Time interval in which the Solar Array Regulator operates at the maximum output power (AGMOPT method).
t_{OFF}: Time interval in which the dc-dc converter is turned off (AGMPPT method).
t_{SCAN}: Time interval in which the dc-dc converter is operated in current control mode with a varying reference (AGMOPT method).
t_{ramp}: Time interval in which the ramp used to perform the scanning process is active (AGMOPT method).
t_{rvin}: Rise time of the dc-dc converter input voltage control loop.
V_{AGMOPTref}: MPP voltage reference for AGMOPT method.
V_{AGMPPTref}: MPP voltage reference for AGMPPT method.

I. INTRODUCTION

MAXIMUM Peak Power Tracking (MPPT) with direct current to direct current (dc-dc) converters has been subject of research in many space programs since its introduction in 1968 [1] because it improves photovoltaic source utilization. It has been of particular interest in Low

Earth Orbit (LEO) satellites due to changes in solar array (SA) temperature during eclipse and sunlight transitions, and in interplanetary probes because of the large variations in irradiance and temperature working conditions. Due to the low photovoltaic power available on small satellites, MPPT techniques become essential functions of their power management and distribution systems [2]. Unlike terrestrial applications, that commonly adopt digital techniques for MPPT, satellites mainly rely on analog circuits to perform Peak Power Tracking (PPT) and to control the dc-dc converters.

Traditionally, MPPT methods for space applications have been designed to operate with uniform power-voltage characteristics with a single Maximum Power Point (MPP). The original method proposed in [1], which has evolved in different implementations [3-6], describes a boost converter controlled by a flip-flop, which is triggered by the output of two elements that give at their output the difference between the actual current and a fraction of that current; and analogously, the difference of the actual voltage and a fraction of that voltage. It is worth to mention that this method does not require the computation of the SA power, which was not obvious at that time, and even today is somewhat cumbersome when using space-grade parts.

Another, but simpler, widely used MPPT is the Fractional Open-Circuit Voltage (FOCV) method [7], which is sustained by the fact that the MPP voltage of a solar cell is proportional to its open circuit (OC) voltage. Due to considerable temperature variations in space environment, FOCV requires temperature compensation [8]. A slightly different approach is to track the maximum power at the dc-dc converter output. Because the converter output voltage remains constant at the PPT operating frequency, either in a regulated bus electrical architecture or in a battery bus, it can be assumed that the output power tracking becomes output current tracking. In [9], a Maximum Output Current Tracker is used in an unregulated battery bus.

A critical aspect is the implementation complexity which directly impacts on MPPT reliability and power consumption. As an example, space-qualified analog multipliers are scarce and cumbersome to use, so other methods of analog multiplication have been proposed to simplify the overall design. In [10], a pulse width modulator (PWM) multiplier for an analog MPPT is proposed for a cubesat.

A common point to all analog traditional methods and other proposals [11, 12], is that they have been devised for a single MPP and therefore fail to find the Global Maximum Power Point (GMPP) when several local maxima are present in the power-voltage characteristic. In deep space exploration microsattelites, e.g., 6U and 12U cubesats, due to the low irradiance, permanent local maxima can cause a serious risk on the energy balance.

Space is a harsh environment for solar cells. Degradation

due to radiation, extreme temperature variations, long satellite lifetime, and micrometeorite impacts, can cause solar cells to degrade or malfunction. Solar cell cover glass degradation, irradiance and temperature variations between cells, micrometeorites and other effects are potential causes of multiple local maxima and they are common in space environment. Besides, the shadows that the satellite itself can generate on the solar panels, e.g., during manoeuvres to change orbit or due to a malfunction of the SA pointing subsystem, can also affect the performance of the SA. It should be noted that the bypass diodes create an additional current path that modifies power-voltage curve. These and other factors can create complex power-voltage characteristics with multiple local maxima. It is also important to consider that each deep space mission is unique, with completely different conditions for the power system and, therefore, for the solar array. Thus, the actual behaviour of the solar generator is difficult to be predicted, not only because of extreme conditions but also due to the lack of heritage in most cases. Depending on the root cause, these local maxima will either disappear once the satellite returns to its correct orientation, or they will be permanently reflected in the P-V curve of the SA.

In some terrestrial applications or applications where, high reliability is not required, the GMPP problem has already been addressed from a digital perspective. Few examples found in the literature are, power-voltage curve scanning in combination with perturb and observe technique [13], particle swarm optimization (PSO) technique for GMPP tracking [14] and modified incremental conductance algorithm [15]. However, all these techniques, and other digital techniques such as adaptive perturb and observe [16], are not well suited for high-reliability, robust and simple global MPPT in space applications. The main reason comes from the fact that they all need a microcontroller or digital signal processor (DSP) for their implementation as shown in [17]. A basic design principle to guarantee full autonomy of the power system is that the Electrical Power System (EPS) shall not be controlled by programmable devices powered by the EPS itself. On top of that, space-qualified programmable devices, e.g., FPGAs, are usually expensive, power-hungry and can experience involuntary reconfiguration due to Single Event Upsets (SEU) induced by radiation [18]. Furthermore, a classical method used to calculate the reliability of a system is the Parts Count method which is based on the generic failure rates of components, whereby a solution with a minimum number of components has a higher reliability [2]. For all these reasons, the preferred solution should consider a simple MPPT algorithm, a discrete implementation, and a reduced number of components with space-grade versions available.

To the authors' knowledge, the only GMPP tracking system devised for space application is the Analog Global

Maximum Peak Power Tracker (AGMPPT), presented in [19], where a simple way to GMPP tracking using analog circuitry is described for nano spacecraft. It considers input power-voltage curve scanning by charging-discharging the input capacitance of the Solar Array Regulator (SAR) dc-dc converter. However, neither the detailed implementation nor experimental results and performance comparison with other methods are presented. On the other hand, using a similar working principle, in this work a new GMPP tracking method, called Analog Global Maximum Output Power Tracker (AGMOPT) is presented. The AGMOPT method is based on scanning the output current sweeping the reference signal of the input voltage loop.

Nowadays, many microsatellite exploration missions, with different scientific objectives, are ongoing or planned by space agencies. Some examples are: MarCO, DART, and Solar Cruiser from NASA; M-ARGO, HERA, LUMIO from ESA and EQUULEUS from JAXA [20-22]. In these type of missions, photovoltaic cell degradation is more difficult to predict than in Earth orbit missions and there is a high level of uncertainty when it comes to establishing the nominal operating conditions. Thus, these are the cases where analog global MPPT methods become relevant. Proposal and comparison of analog global MPPT methods for space applications are rarely discussed in the literature, so their study reveals necessary and becomes the main contribution of this work. With this in mind, this paper aims to show and compare the strengths and weaknesses of the two new GMPP analog methods (AGMPPT and AGMOPT) and compare them with a traditional and well-established method [1, 3-6]. It is worth noting that there is no previous comparison of peak power trackers for microsatellites missions in the literature. Although [2] presents a comparison of MPPT-based EPS architectures for cubesats, it focuses on the electrical architecture and does not include comparisons on the tracking method. Therefore, and due to the great growth in the number of microsatellite launches in recent years, this work is valuable to the scientific community as it is expected to contribute to the design of new SARs for future microsatellites.

The rest of the paper is structured as follows. Section II describes the power subsystem and the three MPPT techniques that will be compared. Section III deals with the power system sizing and converter description. Section IV discusses the MPPTs' design guidelines and section V describes the experimental setup. Section VI discusses the main results obtained and the paper concludes with section VII.

II. SMALL SATELLITE POWER SUBSYSTEM AND PEAK POWER TRACKING

With the advent of miniaturized electrical propulsion systems, small satellites are today capable of performing

interplanetary and deep space missions at a lower cost than traditional space missions with larger spacecraft. Within the category of small satellites, cubesats, including all their multiple size variants, have been adopted as a common platform for many academic and research missions, and have already been proposed for some lunar and interplanetary missions. Any small satellite requires a hard optimization of the power subsystem in terms of size, mass, and efficiency, eventually ending in simplified electrical bus architectures and complex SA layouts that combine body-mounted and small deployable panels. Regarding the power management architectures [19], unregulated battery bus with MPPT SAR (dc-dc converters) is by far the most common approach, and in many cases, the buck converter is the preferred choice. A typical power conditioning unit [24], which has been considered for this study, is shown in Fig. 1.

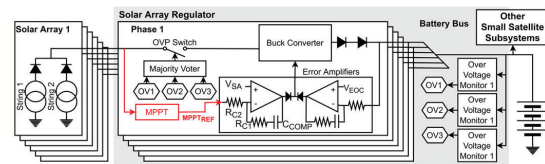


Fig. 1: Block diagram of a small satellite power subsystem (as described in [24]) and used as baseline for MPPT comparative.

The SAR dc-dc converter is a peak-current controlled synchronous buck converter with two outer voltage loops, represented in Fig. 1 as the error amplifier block, that switches from End-of-Charge (EOC) battery voltage regulation to input voltage control for MPP tracking [25]. The reference of the input voltage control loop comes from the MPPT circuit while the reference of the output voltage loop is the battery EOC voltage (V_{EOC}).

A. Analog oscillating Maximum Power Point Tracking (AMPPT)

The working principle of the well-established AMPPT, shown in Fig. 2, is as follows. The MPPT reference signal is a triangular waveform that results from the integration of the R-S flip-flop's output. The SA will oscillate between two points, P_1 and P_2 , where the MPP is contained. To explain the principle of operation, let us first consider that the slope of the MPPT reference signal is positive, and the SA operating point moves from P_1 to P_2 . The SA current decreases until it reaches $k_i \cdot I_1$, at this point, a reset in the flip-flop forces a negative slope in the MPPT signal. Further, the flip-flop's output commands the voltage sample and hold circuit, S&Hv, and stores a new $k_v \cdot V_2$ limit. Now, in the next part of the cycle, the SA operating point moves from P_2 to P_1 and SA voltage decreases. When the SA voltage reaches $k_v \cdot V_2$, the set output of the flip-flop turns on, the current sample and hold circuit, S&Hi, captures a new limit, $k_i \cdot I_1$, the slope of the MPPT reference signal becomes positive, and the cycle repeats.

Static efficiency is maximized by reducing ΔV and assuring that $k_v \cdot V_2 < V_{mpp} < V_2$. The ratio of $\Delta V / \Delta I$ must be chosen considering that at the MPP, $|\Delta V / \Delta I| = V_{mpp} / I_{mpp}$ is verified [1,3]. Increasing the frequency of the triangular MPPT reference signal, f_{AMPPT} , improves the dynamic response, however, it could degrade the static accuracy of the MPPT due to the non-linear SA parasitic capacitance [26]. The non-idealities of the sample and hold and comparator circuits, and sampling capacitors can also deteriorate the static and dynamic performance of the AMPPT. Further, as represented in Fig. 2, maximum and minimum voltage limits must also be defined to force MPPT operation within a specific input voltage range and for start-up purposes. This method oscillates around any local MPP. For a buck converter connected to an SA that exhibits multiple local MPPs on its power-voltage curve, the converter tends to get stuck on the local MPP closest to the V_{OC} after start-up (high-side MOSFET open).

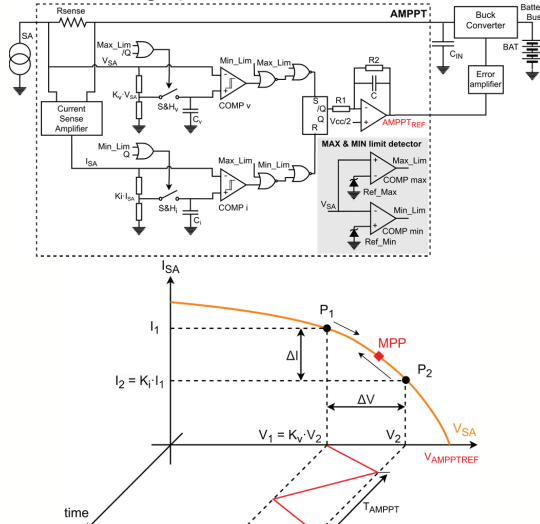


Fig. 2: Block diagram of the proposed AMPPT as the baseline approach for PPT comparative and a sketch of its operation principle.

B. Analog Global Maximum Peak Power Tracking (AGMPPT)

The proposed AGMPPT technique, please see Fig. 3, uses the input capacitance of the dc-dc converter, C_{IN} , to scan the SA power-voltage curve and record the SA voltage at the GMPP. The AGMPPT has two different operating states, OFF and MPPT, which are controlled by the clock signal, CLK2. During the OFF period (CLK2 = high) the dc-dc converter is disabled, and the batteries must provide power to the bus. During the MPPT interval (CLK2 = low) the dc-dc converter operates at the GMPP.

Focusing on the OFF interval, the first action is to discharge the input capacitor through a current limited shunt

switch. Once C_{IN} is discharged, action commanded by CLK1, it charges again from the photovoltaic source and the scanning process takes place. SA voltage and current are measured, and SA power is computed using an analog multiplier.

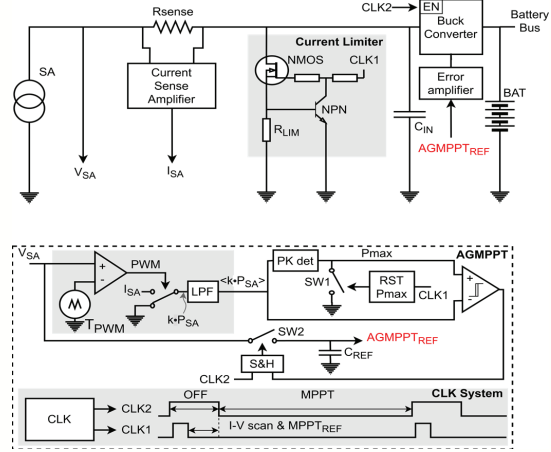


Fig. 3: Block diagram of the proposed AGMPPT for PPT and PWM multiplier operation for SA power computation

During the scanning phase (CLK1 = low, CLK2 = high), the instantaneous SA power and the maximum SA power, obtained from the peak detector circuit, are compared. The comparator output signal drives the sample and hold circuit that stores the SA voltage when GMPP occurs, updating the reference of the input voltage loop. Once the OFF-period ends, the dc-dc converter is enabled again, regulating the input voltage at the GMPP. AGMPPT performance is strongly affected by the yield of global peak power acquisition during the scanning period, the ability to maintain the MPPT reference during the MPPT interval, and the AGMPPT duty cycle, $D_{AGMPPT} = t_{OFF} / (t_{OFF} + t_{MPPT})$. Being the analog multiplier a key element for the proposed AGMPPT, this has been devised as a single-quadrant PWM multiplier followed by a low-pass filter. This approach allows

a discrete implementation using space-qualified devices. As represented in Fig. 3, V_{SA} is encoded in the duty cycle while I_{SA} is encoded in the signal amplitude of the PWM signal. The Low-Pass Filter (LPF) removes the carrier frequency and its harmonics.

C. Analog Global Maximum Output Power Tracking (AGMOPT)

Like the AGMPPT, the novel AGMOPT is also a two-step method, named SCAN phase and Maximum Output Power Tracking (MOPT) phase, however its operation principle is different. During the SCAN time, the dc-dc converter is operated under peak current control with a varying reference that allows the scan of the SA power-voltage curve. In this method, the scanned region is dc-dc converter topology dependent. For a buck converter operating in Continuous Conduction Mode (CCM), which considered in this work and commonly found in small satellites, if the duty cycle approaches zero, the SA voltage tends to open-circuit voltage. Conversely, when the duty cycle approaches one, the SA voltage clamps to the output voltage, i.e., the battery voltage. However, many PWM controllers limit the minimum (burst mode operation) and maximum duty cycle (due to limitations in high-side MOSFET driving and peak current sensing), further reducing the scanned region.

maximum output power can be approximated by the maximum output current. Thus, a simplified but efficient approach is to detect the peak output current during the scan time and store, using a sample and hold circuit, the input voltage reference value at which the maximum output power has been detected, see Fig. 4. Please note that the analog multiplier is not needed in this case. During the MOPT phase, the input voltage reference is kept to the value that provides maximum output current. Due to the structure of the buck converter, the output current is easy to measure with a shunt resistor and, in fact, many designs include this resistor for current control loop purposes, either peak current mode or average current mode. Thus, there is no need for additional current sensing resistors, penalizing the efficiency. Even if the GMPP is outside the scanned region, the maximum available power will be drawn from the dc-dc converter, and this is relevant if the efficiency curves of the dc-dc converter strongly depend on the input voltage which, in fact, occurs in many cases.

III. POWER SYSTEM SIZING AND CONVERTER DESCRIPTION

To evaluate the different PPT techniques, the irradiance and temperature conditions proposed in [24] have been considered, specifically the irradiance encountered between 1.5 Astronomical Units (AU) (Mars orbit, irradiance $H_0 = 615 \text{ W/m}^2$) and 2.0 AU (near the asteroid belt, irradiance $H_0 = 345 \text{ W/m}^2$) and estimated temperature of the SAs taking into account the Stefan-Boltzmann law and spacecraft heat. Due to the long travel distance, the maximum power of the photovoltaic source is always necessary to achieve the required propulsion, thereby MPPT technique should be optimized for slow but wide variations in the power-voltage curve of the SA. One hundred-twenty triple junction cells (Azurspace 3G30C, [27]) are organized in twelve strings of ten cells in series. Each SAR module accommodates two solar cell strings, processing between 6.81 W (2.0 AU) and 9.65 W (1.5 AU).

Six different power-voltage curves covering different mission scenarios have been selected: 1) Uniform – single MPP at 1.5 AU; 2) Uniform – single MPP at 2.0 AU; 3) Non uniform 1 at 1.5 AU – two local MPP and GMPP closest to the SA short-circuit (SC) point; 4) Non uniform 1 at 2.0 AU – two local MPP and GMPP closest to the SA open-circuit (OC) point; 5) Non uniform 2 at 1.5 AU - two local MPP and GMPP closest to the SA open-circuit (OC) point; 6) Non uniform 2 at 2.0 AU - two local MPP and GMPP closest to the SA OC point. As indicated above, these power-voltage curves are obtained by considering a SA with two strings in parallel, each one with ten cells in series (10S2P). In scenarios 1 and 2, no degradation is considered. In scenarios 3 and 4, a degradation of three cells in one string has been considered. Finally, in scenarios 5 and 6, a degradation of five cells in one string has

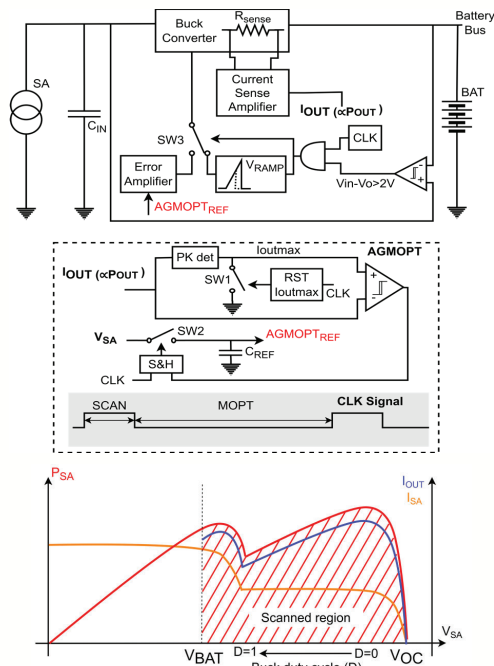


Fig. 4: Block diagram of the proposed AGMOPT for PPT

In an unregulated battery bus topology, if the scan time is short enough, the output voltage remains constant, and the

avoid any problem with the dynamic response of the SA [23], the MPPT frequency has been limited to $f_{AMPPT} = 16$ Hz that corresponds to the following component values $R_1 = 240$ k Ω , $R_2 = 80$ k Ω and $C = 4.7$ μ F (please refer to Fig 2).

3. *Step 3:* Max & Min limits. The maximum and minimum limits have been established as the 95% of the greatest SA voltage and 105% of the battery voltage, respectively.
4. *Step 4:* Converter input capacitance, $C_{IN} = 30$ μ F, input current sense resistor, $R_{SENSE} = 200$ m Ω , and compensator values are chosen to achieve a crossover frequency of the input voltage loop between 2 and 3 kHz and a phase margin greater than 60° over the full range of possible conditions during the mission, as detailed in [31]. Compensator values are included in TABLE III. The input voltage control loop gain has been measured and it is shown in Fig. 6.

TABLE II: AMPPT EFFICIENCY VARYING K_v AND K_i

Kv, Ki	AMPPT efficiency (%)				AVG
	1.5 AU Uni	2.0 AU Uni	1.5 AU nU2	2.0AU nU2	
0.905	0.951	0.925	0.916	0.959	0.938
0.913	0.954	0.928	0.923	0.962	0.941
0.921	0.957	0.931	0.924	0.965	0.944
0.933	0.961	0.934	0.929	0.967	0.948
0.944	0.966	0.937	0.934	0.969	0.951
0.953	0.968	0.941	0.936	0.974	0.955
0.964	0.973	0.945	0.940	0.967	0.958
0.977	0.977	0.950	0.943	0.982	0.963
0.989	0.979	0.904	0.948	0.919	0.938
0.995	0.910	0.772	0.948	0.919	0.831

B. AGMPPT circuit design:

The main design consideration is the AGMPPT duty cycle, defined as $D_{AGMPPT} = t_{MPPT} / (t_{OFF} + t_{MPPT})$, because it directly defines the maximum theoretical efficiency. Increasing t_{MPPT} will increase D_{AGMPPT} by reducing the MPPT refreshing frequency, $f_{AGMPPT} = 1 / (t_{OFF} + t_{MPPT})$. Obviously, this is not an optimal solution if power-voltage characteristics change rapidly, and it also poses some additional complications to the sample and hold circuit that maintains the AGMPPT voltage reference. However, increasing t_{MPPT} has the beneficial effect of reducing the number of dc-dc converter interruptions and indirectly, reduces the hysteresis problem of SAs [23], since t_{OFF} can be augmented proportionally. When focusing on t_{OFF} , the scanning process and analog power multiplication are the two critical design issues. The input capacitance of the dc-dc converter is mainly determined by the input voltage ripple and the input voltage loop stability requirements. For a given SA power-voltage curve, small values of the input capacitance will reduce the required scan time and less energy will be dissipated in the current-limiting switch when it is discharged; however, it demands larger bandwidth in the analog multiplier and peak detector circuits. Low part count and low power consumption are also very

important design constraints for such low power processing dc-dc converters, especially at 2.0 AU. The accuracy and stability of the AGMPPT reference signal are also critical. Near to any local MPP, the peak power value and instantaneous power get very close, which compels a very precise comparator to minimize the amount of hysteresis required to prevent oscillations in the sample and hold switch. Further, the holding circuit requires very low leakage currents (I_{LEAK}) to maintain a stable AGMPPT reference voltage during t_{MPPT} .

The AGMPPT design procedure is an iterative method that can be summarized as follows.

1. *Step 1:* t_{OFF} selection. AGMPPT duty cycle defines the maximum theoretical efficiency, so the lowest t_{OFF} becomes the best. However, the dc-dc converter input capacitance and maximum allowed dP_{SA}/dt during the scanning period should be considered. The PWM multiplier carrier frequency has been set to 500 kHz and the first order LPF cutoff frequency is 7.5 kHz (i.e., time delay = 21 μ s). Considering all the SA power-voltage curves shown in Fig. 5, it has been experimentally observed that a $C_{IN} = 128$ μ F gives a maximum $|dP_{SA}/dt|$ around 5000W/s that implies a reduction of less than 1% of maximum power due to analog multiplication delay. Once C_{IN} is determined, $t_{OFF} > C_{IN} \cdot V_{OCmax} / I_{SCmin}$ must be fulfilled. Thus, in this case, $t_{OFF} = 43$ ms is chosen.
2. *Step 2:* AGMPPT period definition. The upper limit is restricted by the V_{MPP} variation over time, which depends on mission considerations. The lower limit is defined by the maximum frequency of the AGMPPT, which is linked to the SA characteristics, the dc-dc input capacitor, the number of allowable dc-dc interruptions and the hysteresis associated with the SA during the scanning process. In this case, an optimum value has been experimentally identified as $T_{AGMPPT} = 2$ s, and eventually $D_{AGMPPT} \cong 98\%$ is obtained.
3. *Step 3:* AGMPPT reference capacitor selection ($C_{REFAGMPPT}$). Stable AGMPPT voltage reference is required during t_{MPPT} . The main contributors for the AGMPPT reference capacitor discharge are the sample and hold switch leakage current, the input leakage current of the buffer stage and the own capacitor leakage current. Thus, $C_{REFAGMPPT} > \Sigma I_{LEAK} \cdot t_{MPPT} / \Delta V_{AGMPPTref}$ must be satisfied. Considering $\Delta V_{AGMPPTref} < 5$ mV, $t_{MPPT} = 1.96$ s and $\Sigma I_{LEAK} < 20$ nA, $C_{REFAGMPPT} = 20.4$ μ F (3x6.8 μ F) is obtained.
4. *Step 4:* Input voltage control loop adjustment. Since the input capacitance has been increased for the scanning purposes (step 1), the error amplifier values have been changed to keep similar performance of the AMPPT prototype. Compensator values and input voltage loop gain are included in table III and Fig. 6, respectively.

To summarize, it is worth noting that the shorter the scan time, the more complex the design of the critical functions, i.e., PWM multiplier, peak power detector and sample and hold circuit. A balance in circuit complexity and part count is necessary to keep a small printed circuit board (PCB) area and, more importantly, low power consumption of the AGMPPT circuit.

C. AGMOPT circuit design:

The AGMOPT adjusts the dc-dc control signal to determine the optimum operation point. Therefore, the AGMOPT performance is tightly linked to the dc-dc converter characteristics. As with the AGMPPT, the AGMOPT duty cycle is the main design driver, $D_{AGMOPT} = t_{MOPT} / (t_{SCAN} + t_{MOPT})$. In a buck converter, as considered in this study, during the SCAN period the power processed by the converter varies from zero to a certain power defined by the battery voltage and the SA power-voltage curve, while in the MOPT phase, the maximum output current is supplied to the bus. Thus, the higher D_{AGMOPT} the better the theoretical efficiency. Another relevant aspect is the output current filtering. In a buck converter operating in CCM, the output current requires little filtering effort, reducing measurement delay and simplifying filter design. Further, filtered output current exhibits a fairly flat response around the maximum output power point, making peak power detection difficult. Finally, maximum duty cycle must be limited to avoid protection triggering of the dc-dc converter and peak current loop instability.

The AGMOPT design procedure can be summarized as follows.

1. *Step 1:* Adjust C_{IN} . Input voltage loop bandwidth, as it can be observed in Fig. 6, strongly depends on C_{IN} . Reducing C_{IN} will provide faster response and consequently t_{SCAN} could be reduced. This means that D_{AGMPOT} increases for a particular T_{AGMOPT} . In this case, $C_{IN} = 7.5\mu\text{F}$ assures a $f_{c_{vin}} > 2\text{ kHz}$, which means an approximate rise time, $t_{r_{vin}} < 175\ \mu\text{s}$.
2. *Step 2:* Determination of the control signal ramp. The slew rate of the control signal, which defines the t_{SCAN} , should be selected depending on the crossover frequency of the dc-dc converter input voltage loop, $f_{c_{vin}}$. The maximum value of the ramp must be dynamically changed with converter input and output voltages. The control signal ramp is designed to fulfill $t_{r_{vin}} / t_{ramp} < 1\%$ to limit the delay during the scanning, defining a control signal ramp time, $t_{ramp} < 250\ \text{ms}$. Control ramp ends when $V_{IN} = V_O + 2V$.
3. *Step 3:* Determination of T_{AGMOPT} . This has been selected to achieve $D_{AGMOPT} \cong 98\%$ as in the case of the AGMPPT, obtaining $T_{AGMOPT} = 12\text{ s}$. To maintain $\Delta V_{AGMOPTref} < 30\text{ mV}$, assuming Σ_{LEAK} similar to that obtained in the AGMPPT, the reference capacitor results $C_{REF\ AGMOPT} = 33\mu\text{F}$.
4. *Step 4:* Output current filter. Low pass first order filter is used to remove switching and harmonic content of the

converter output inductor current. Filter cutoff frequency is selected to half the switching frequency, $f_{c_{io}} = f_{sw} / 2 = 62.5\ \text{kHz}$.

5. *Step 5:* Input voltage control loop adjustment. Since the input capacitance has been decreased (step 1), the error amplifier values have been changed to keep similar performance of the AMPPT prototype. Compensator values and input voltage loop gain are included in TABLE III and Fig. 6, respectively. Note that in this case an input current sense resistor is not needed, since the buck converter output current sense resistor is used, which has been slightly increased to improve measurement accuracy.

TABLE III shows the main parameters of the Buck converter used in each PPT configuration, as well as the main parameters of the PPT used. The measured input voltage loop gain for each converter configuration is shown in Fig. 6, showing that converter stability and dynamic response remain similar in all three cases.

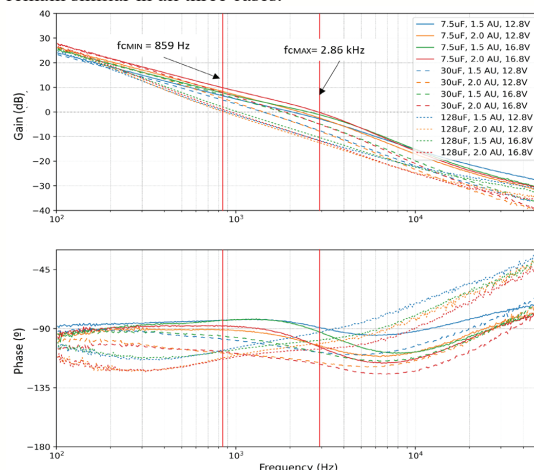


Fig. 6: Measured Input Voltage Loop Gain, $T_{V_{in}}(s)$, for different C_{IN} capacitors, P-V curves, and battery voltages.

TABLE III: DC-DC CONVERTER MAIN PARAMETERS FOR EACH PPT CONFIGURATION

	AMPPT	AGMPPT	AGMOPT
Input Capacitance (C_{IN})	30 μF	128 μF	7.5 μF
Comp. Capacitor (C_{COMP})	10 nF	18 nF	4.7 nF
Comp. Gain (R_{C1}/R_{C2})	3.84	7.50	1.83
Out. Current Sense Resistor (R_O)	50 m Ω	50 m Ω	80 m Ω
In. Current Sense Resistor (R_I)	200 m Ω	200 m Ω	N/A
Output Inductance (L_O)		470 μH	
Switching Frequency (f_s)		125 kHz	
Input Voltage Loop Crossover Frequency ($f_{c_{vin}}$)		MIN: 859 Hz (128uF 2AU, 12.8V _{EOC}) MAX: 2860 Hz (7.5uF, 2AU, 16.8V _{EOC})	
MPPT Period	60 ms	2 s	12 s
Scanning time	N/A	42 ms	< 250 ms

The part count of the three peak power trackers, classified by groups, have been gathered in TABLE IV. It is observed that AGMOPT requires less parts, favoring area reduction and cost.

TABLE IV: PPT PART LIST

Part	Number of parts		
	AMPPT	AGMPPT	AGMOPT
Resistors	26	32	28
Capacitors	25	25	14
Logic gates	8	9	3
BJT Transistor	0	2	1
Comparators	4	2	3
Diodes/Zeners	3	2	6
Analog switches	2	3	3
Flip-flops	1	0	0
Timer ICs	0	2	1
Op. Amplifier	4	4	2
Current sensor	2	2	1
Shunt resistor	1	1	0
MOSFETs	0	2	1
Total number of parts:	76	86	63

V. PROTOTYPE DESIGN AND TEST SETUP IMPLEMENTATION

To evaluate the proposed methods and carry out the pertinent tests, a six-phase SAR prototype, as shown in Fig. 1, is used. The original AMPPT is implemented on the SAR board, while the AGMPPT and AGMOPT are externally connected, please refer to Fig. 7. It should be noted that, in the AGMPPT and AGMOPT prototypes, different connectors and test pins have been included. To have a more confident reference in terms of the surface area required for each PPT method, the number of components required to implement each of the three systems has been taken as a criterion, as presented in TABLE IV.

The six SA power-voltage curves have been simulated with two computer-controlled Agilent E4351B SA simulators connected in parallel. An ITECH IT-M3412 battery simulator is used. Tektronix DPO 4034 oscilloscope, Tektronix TPP1000 voltage probes and Tektronix TCP0030A current probes are used for waveform acquisition with post-processing Python scripts for results representation. A Rigol DP831 power supply and a Fluke 8846A multimeter have been used to perform current consumption tests.

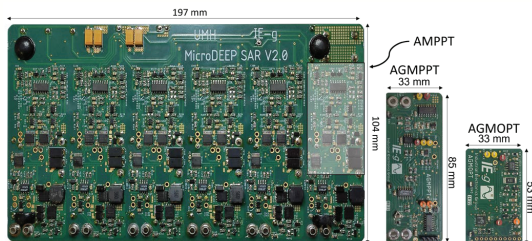


Fig. 7: Experimental prototypes. Left: six-phase SAR with AMPPT. Centre: AGMPPT board. Right: AGMOPT board.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

First batch of tests show the operation principle of each method. Fig. 8 and Fig. 9 show the most representative signals of the AMPPT during its operation. It is observed that signals are continuously oscillating, and no scanning process takes place with this method. Further, it is clearly recognized that AMPPT gets trapped in a local MPP in Fig. 8, i.e., it oscillates around the local MPP closest to V_{OC} , and it works properly in Fig. 9. This also happens with non-uniform curve 1 at 1.5AU.

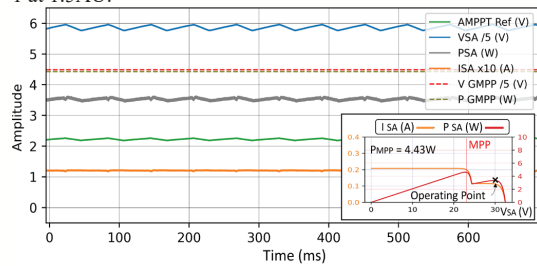


Fig. 8: AMPPT at 2.0AU, non-uniform 1 SA P-V curve, $V_{BATT} = 12.8V$.

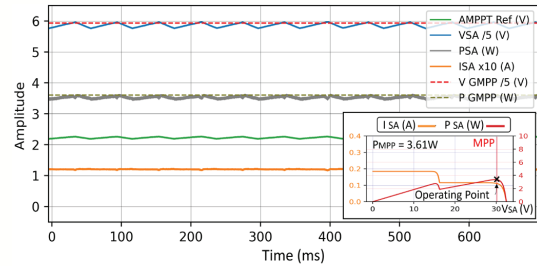


Fig. 9: AMPPT at 2.0AU, non-uniform 2 P-V curve, $V_{BATT} = 12.8V$.

Fig. 10 shows the AGMPPT operation. Before $t = 0$ s, the SAR operates in MPPT mode. At $t = 0$ s, C_{IN} discharges during 3 ms; then, the I-V scan phase starts and takes around 40 ms. During this phase, it is observed that V_{SA} moves from 0 to V_{OC} , the P-V curve is analog-computed and the $V_{AGMPPTref}$ is properly sampled and retained in the GMPP. At $t = 43$ ms, a new MPPT phase starts.

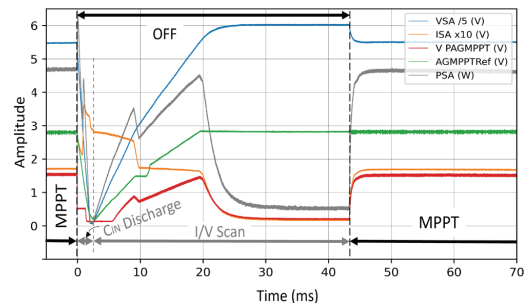


Fig. 10: AGMPPT at 1.5AU, non-uniform 2 P-V curve, $V_{BATT} = 12.8V$.

A zoomed view of the scanning process and the PWM multiplier operation is shown in Fig. 11. In the first zoomed area, around $t = 8$ ms, the PWM signal (purple trace) has low duty cycle (low SA voltage) and large amplitude (large SA current). However, in the second zoomed area, around $t = 21$ ms, the PWM signal exhibits high duty cycle but low amplitude. The filtered PWM signal (red trace) ultimately mimics the SA P-V curve, where the two local MPPs are clearly identified.

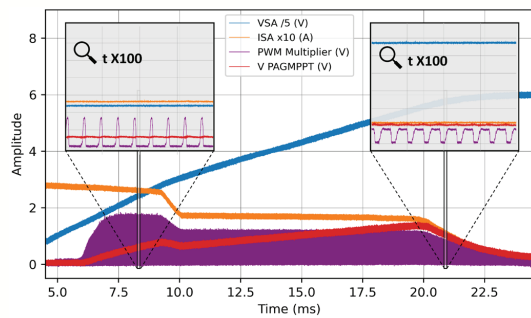


Fig. 11: PWM multiplier operation: detailed view of the SCAN phase (AGMPPT at 1.5 AU, non-uniform 2 P-V curve, $V_{BATT} = 12.8$ V).

In Fig. 12 and Fig. 13 several cycles of the AGMPPT technique are shown for non-uniform curves 1 and 2 at 2.0 AU and $V_{BATTERY} = 12.8$ V, respectively. It is clearly observed that GMPP tracking is properly achieved in both curves and V_{SA} at GMPP does not drift during the $T_{AGMPPT} = 2$ s. Thus, maximum SA power is extracted regardless the environmental conditions and complex P-V curves.

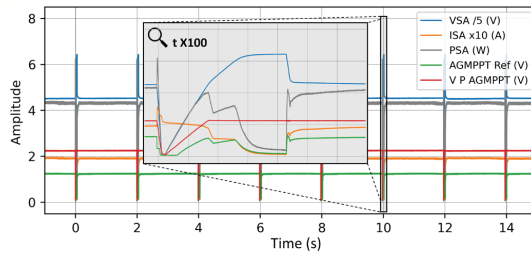


Fig. 12: AGMPPT at 2.0 AU, non-uniform 1 P-V SA curve, $V_{BATT} = 12.8$ V.

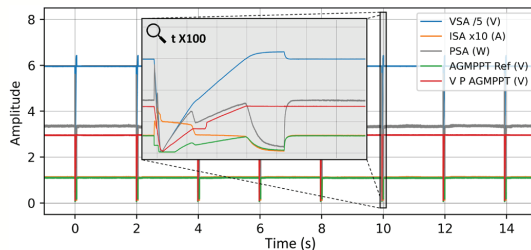


Fig. 13: AGMPPT at 2.0 AU, non-uniform 2 P-V SA curve, $V_{BATT} = 12.8$ V.

The AGMOPT operation principle is shown in Fig. 14. Before $t = 0$ ms the SAR is in MOPT mode. At $t = 0$ s, the scan process starts. Since the control reference signal, V_{RAMP} , starts at zero volts, SA operating point starts from SA V_{OC} . Next, as the V_{RAMP} rises, the output current increases, and the SA operating point moves towards the SA SC operating point. The scan interval ends when V_{SA} is close to battery voltage, $t = 110$ ms, which is clearly noted since output current ripple, ΔI_{BUCK} , reduces. It is also worth to see that I_{BUCK} remains proportional to SA power and the battery voltage is constant during the scan period. Filtering I_{BUCK} and capturing the voltage at the maximum current will provide the voltage $V_{AGMOPTRef}$ for the next MOPT interval.

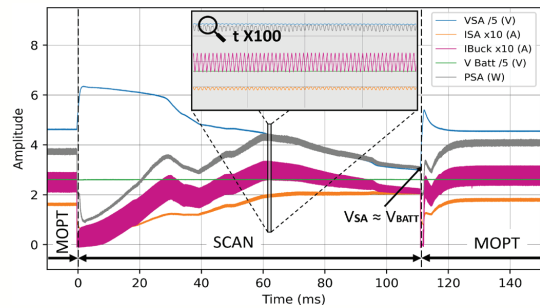


Fig. 14: AGMOPT at 2.0AU, non-uniform 1 P-V SA curve, $V_{BATT} = 12.8$ V.

To conclude with the first batch of measurements, two cycles of the AGMOPT method are represented in Fig. 15 and 16 for non-uniform curves 1 and 2 at 2.0 AU and $V_{BATTERY} = 12.8$ V, respectively. It is clearly shown that GMPP is correctly tracked in both curves.

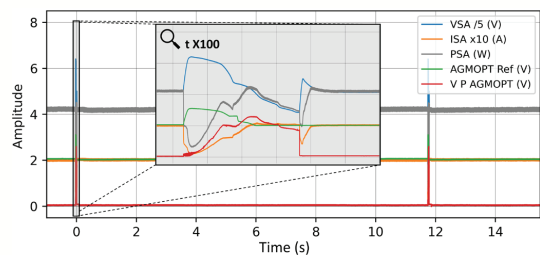


Fig. 15: AGMOPT at 2.0 AU, non-uniform 1 P-V SA curve, $V_{BATT} = 12.8$ V.

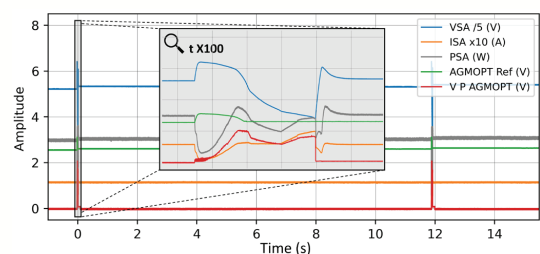


Fig. 16: AGMOPT at 2.0 AU, non-uniform 2 P-V SA curve, $V_{BATT} = 12.8$ V.

The second batch of tests have been devised to determine the efficiency (η) of each PPT method for each P-V curve and minimum (12.8 V) and maximum (16.8 V) battery voltage. As illustrated in Fig. 17, the efficiency has been defined as the ratio between the actual output power, P_{OUT} , minus the ancillary power required for the PPT circuit, P_{PPT} , and the maximum output power, P_{OUTmax} , which is obtained varying the converter control signal (without any PPT circuit) until maximum output power is detected for each configuration of P-V curve and battery voltage. P_{PPT} is defined as $P_{PPT} = 5V \cdot I_{PPT} / \eta_{PPT}$, being 5 V the ancillary MPPT voltage supply, I_{PPT} , the current consumption of the whole MPPT circuit and η_{PPT} , the ancillary MPPT voltage regulator efficiency. Measured I_{PPT} are 21.9 mA for AMPPT, 29.2 mA for AGMPPT and 18.8 mA for AGMOPT and $\eta_{PPT} = 80\%$ is considered.

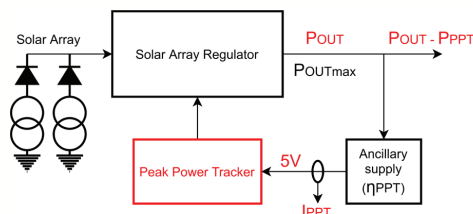


Fig. 17: PPT efficiency setup measurement

Fig. 18 and Fig. 19 represent the efficiency results obtained for $V_{BATTERY} = 12.8$ V and $V_{BATTERY} = 16.8$ V, respectively. It can be concluded that the AMPPT is the most efficient method when the GMPP is located closer to the V_{OC} , which corresponds to the uniform and non-uniform 2 curves, achieving a peak efficiency of 97.8% at 2.0 AU and $V_{BATT} = 16.8$ V.

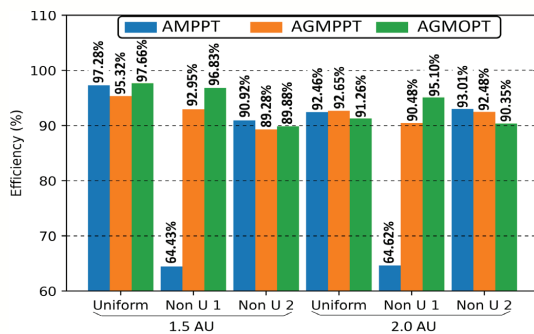


Fig. 18: AMPPT, AGMPPT and AGMOPT efficiency results, $V_{BATT} = 12.8$ V.

However, the AMPPT suffers a large efficiency drop in non-uniform 1 curves, remaining below 68% in all cases, which limits its use if multiple local MPPs are expected during the mission. AGMPPT and AGMOPT maintain high efficiency in all cases and when compared to each other, but there is no a clear winner in terms of averaged efficiency,

$\Sigma \eta_{AGMPPT} / 12 = 93.2\%$ and $\Sigma \eta_{AGMOPT} / 12 = 93.7\%$, and other considerations should be pondered for a final selection (e. g. total number of parts, PPT refreshing rate, dc-dc converter requirements, or any other).

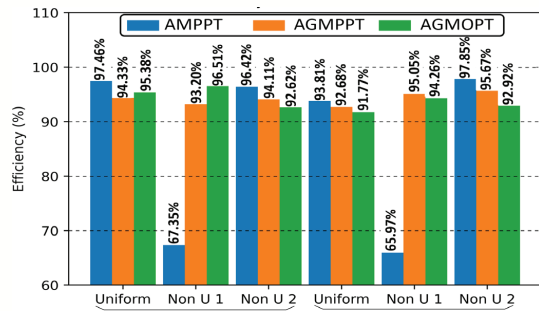


Fig. 19: AMPPT, AGMPPT and AGMOPT efficiency results, $V_{BATT} = 16.8$ V.

VII. CONCLUSION

In the present work, three different analog peak power trackers have been designed and evaluated for small satellite missions, more specifically for ones where complex SA power-voltage curves are expected. Two novel analog power optimizer methods, AGMPPT and AGMOPT, are compared with the well-established analog oscillating MPPT. It is demonstrated that in uniform conditions, the traditional method exhibits the best performance in terms of efficiency and assures smooth operation of the SAR and battery. However, the AMPPT fails when several local maxima are present in the power-voltage curve, and it only works properly if the GMPP is closer to the open-circuit voltage of the SA. The AGMPPT exhibits higher circuit complexity but better performance in GMPP tracking where the AMPPT fails, but efficiency is penalized in uniform power-voltage characteristics and when AMPPT finds correctly the GMPP. Further, it produces periodic connection and disconnection of the SAR, causing transient battery charge and discharge. An additional interesting feature that could be exploited is that the SA power-voltage curve is available for telemetry purposes. The last method AGMOPT is the simplest arrangement, and it also considers the efficiency of the dc-dc converter. Since it perturbs the operation point to locate the maximum output power, the battery is exposed to constant charge and discharge. The main drawback with this approach is the difficulty of precise output current tracking that deals in a loss of efficiency. However, this is in part compensated by less consumption of the PPT circuits. It also requires longer refreshing frequency, since it strongly depends on the bandwidth of the input voltage control loop.

Regarding the tracking time, defined as the maximum time required by the PPT method to obtain the GMPP after a change in the SA curve occurs, the AGMPPT has a fixed tracking time of 2 s, and the tracking time of the AGMOPT is 12 s. The tracking time of the AMPPT method depends on

the initial MPP point as well as the new MPP point, which is 1.2 s in the worst case (estimated by computer simulation). However, it should be noted that transition between MPPs performs smoothly. In this regard, transient local maxima whose duration is less than the MPPT tracking time, it will not be detected. However, local maxima with longer duration will affect satellite's power balance and proposed methods will extract the maximum available energy. It is worth to mention that tracking time is not so critical when compared with the variation of the irradiance and temperature in a deep space mission, whose time scale are much longer.

As to the computation time, which corresponds to the scanning time, i.e., the time required by each of the methods to determine where the MPP is located, the AMPPT does not perform the scanning process, while the computation time is 42 ms and 250 ms for the AGMPPT and AGMOPT respectively.

As the electronic parts used are very common discrete analog parts, it can be concluded that the differences in terms of volume, weight, or unit cost between the three proposed methods are negligible with respect to the total mass of the entire satellite, not being a real limitation for the final selection of any of the three methods. Thus, a final selection depends on multiple considerations as power system architecture or dc-dc converter topology.

Finally, TABLE V summarizes the main characteristics of the MPPTs proposed. These methods can be upgraded to space-qualified designs.

TABLE V: SUMMARY OF MAIN FEATURES

Feature	MPPT Method		
	AMPPT	AGMPPT	AGMOPT
Number of parts	76	86	63
Relative unit cost, size, and mass*	1	1.13	0.83
MPPT circuit power consumption	0.110 W	0.146 W	0.094 W
Average efficiency (with local MPP)	85.13 %	93.2 %	93.7 %
Average efficiency (without local MPP)	95.25 %	93.74 %	94.02 %
Tracking time (worst case)	1.2 s	2 s	12 s
Scanning time	N/A	42 ms	>250 ms

* Relative to the AMPPT, based on the number of components required for each implementation.

REFERENCES

[1] A. F. Boehringer, "Self-Adapting dc Converter for Solar Spacecraft Power Supply Selbstanpassender Gleichstromwandler für die Energieversorgung eines Sonnensatelliten," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-4, no. 1, pp. 102-111, Jan. 1968, doi: 10.1109/TAES.1968.5408938.

[2] A. Edpuganti, V. Khadkikar, H. Zeineldin, M. S. E. Moursi and M. Al Hosani, "Comparison of Peak Power Tracking Based Electric Power System Architectures for CubeSats," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 3, pp. 2758-2768, May-June 2021, doi: 10.1109/TIA.2021.3055449.

[3] W. Denzinger, "Electrical power system of Globalstar," in *Proc. 4th European Space Power Conference*, September 1995, ESA SP-369, pp. 171-174, ISBN: 9290923180, 9789290923183

[4] H. Jansen, J. Laursen, "Power conditioning unit for Rosetta/Mars Express," in *Proc. 6th European Space Power Conference*, January 2002, ESA SP-502, ISBN: 978-92-9092-812-6.

[5] J. -E. Park, J. -K. Han, K. -B. Park, B. -H. Lee and G. -W. Moon, "A New Direct Charging Control for Electrical Power Systems in Low Earth Orbit Satellites," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, doi: 10.1109/TAES.2022.3218495.

[6] D. Selcan, G. Kirbis and I. Kramberger, "Analog maximum power point tracking for spacecraft within a low earth orbit," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 52, no. 1, pp. 368-378, February 2016, doi: 10.1109/TAES.2015.140279.

[7] J.J. Schoeman, J. D. van Wyk, "A simplified maximal power controller for terrestrial photovoltaic panel arrays", in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 1982, pp. 361-367, doi: 10.1109/PESC.1982.7072429

[8] C. Clark, A. Strain, A. López-Mazarias, "A high performance, very low cost power system for microspacecraft," in *Proc. 8th European Space Power Conference*, September 2008, ESA SP-661, ISBN: 9789292212254.

[9] P. Rueda, B. Van der Weerd, "Segregated maximum power point tracking based on step-up regulation," in *Proc. 7th European Space Power Conference*, May 2005, ESA SP-589, ISBN: 92-9092-900-6.

[10] J. A. Carrasco, F. García de Quirós, H. Alavés, M. Navalón, "An analog maximum power point tracker with pulsewidth modulator multiplication for a solar array regulator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 9, pp. 8808-8815, December 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2886887

[11] R. Leyva, C. Alonso, I. Queinnee, A. Cid-Pastor, D. Lagrange, L. Martínez-Salamero, "MPPT of photovoltaic systems using extremum-seeking control" *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 42, no. 1, pp. 249-258, January 2006, doi: 10.1109/TAES.2006.1603420

[12] D. Selcan, G. Kirbis, I. Kramberger, "Analog maximum power point tracker for spacecraft within a Low Earth Orbit," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 52, no. 1, pp. 367-378, February 2006, doi: 10.1109/TAES.2015.140279

[13] E. Koutroulis, F. Blaajberg, "A new technique for tracking the global maximum power point of PV arrays operating under partial-shading conditions," *IEEE J. Photovolt.*, vol. 2, no. 2, pp. 184-190, February 2012, doi: 10.1109/JPHOTOV.2012.2183578

[14] M. Miyatake, M. Veerachary, F. Toriumi, N. Fujii, H. Ko, "Maximum power point tracking of photovoltaic arrays: A PSO approach," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 47, no. 1, pp. 367-380, January 2011, doi: 10.1109/TAES.2011.5705681.

[15] K. S. Tey, S. Mekhilef, "Modified incremental conductance algorithm for photovoltaic system under partial shading conditions and load variation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5384-5392, February 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2304921.

[16] N. Femia, D. Granozio, G. Petrone, G. Spagnuolo and M. Vitelli, "Predictive & Adaptive MPPT Perturb and Observe Method," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 43, no. 3, pp. 934-950, July 2007, doi: 10.1109/TAES.2007.4383584.

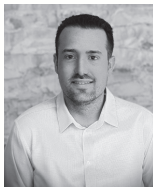
[17] Y. -K. Chen, Y. -C. Lai, W. -C. Lu and A. Lin, "Design and Implementation of High Reliability Electrical Power System for 2U NutSat," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 57, no. 1, pp. 614-622, Feb. 2021, doi: 10.1109/TAES.2020.3028488.

[18] M. Wirthlin, "High-Reliability FPGA-Based Systems: Space, High-Energy Physics, and Beyond," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 3, pp. 379-389, March 2015, doi: 10.1109/JPROC.2015.2404212.

[19] A. Garrigós, D. Marroquí, J. M. Blanes, R. Gutiérrez, M. Compadre, C. Clark, "An Analog Global Maximum Power Point Tracking for photovoltaic systems: application to nanospacecrafts," in *Proc. 19th European Conference on Power Electronics and Applications*, November 2017, doi: 10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8098986.

[20] E. Turan, S. Speretta, E. Gill, "Autonomous navigation for deep space small satellites: Scientific and technological advances" in *Acta Astronautica*, vol. 193, 2022, pp. 56-74, ISSN: 0094-5765, doi: 10.1016/j.actaastro.2021.12.030.

- [21] James B. Pezent, R. Sood, A. Heaton, K. Miller, L. Johnson, "Preliminary trajectory design for NASA's Solar Cruiser: A technology demonstration mission" in *Acta Astronautica*, vol. 183, 2021, pp. 134-140, ISSN: 0094-5765, doi: 10.1016/j.actaastro.2021.03.006.
- [22] A. Capannolo, G. Zanotti, M. Lavagna, Elena M. Epifani, E. Dotto, V. Della Corte, I. Gai, M. Zannoni, M. Amoroso, S. Pirrotta, "Challenges in LICIA Cubesat trajectory design to support DART mission science" in *Acta Astronautica*, vol. 182, 2021, pp. 208-218, ISSN: 0094-5765, doi: 10.1016/j.actaastro.2020.09.023
- [23] A. Edpuganti, V. Khadkikar, M. S. E. Moursi, H. Zeineldin, N. Al-Sayari and K. Al Hosani, "A Comprehensive Review on CubeSat Electrical Power System Architectures," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 3, pp. 3161-3177, March 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3110002.
- [24] J.A. Carrasco, J. M. Blanes, C. Torres, F. García de Quirós, A. Garrigós, J. Rubiato, D. Marroquí, R. Gutiérrez, H. Alavés, J. A. Palazón, "Micro-platform power system for scientific deep space exploration," in *Proc. 12th European Space Power Conference*, October 2019, Côte d'Azur, France, ISBN: 978-1-7281-2127-7.
- [25] A. Garrigós, J. L. Lizán, J. M. Blanes, R. Gutiérrez, "Exploring the use of the LT3480 (RH3480) circuit as low-power, low-voltage solar array regulator," in *Proc. 10th European Space Power Conference*, April 2014, ESA SP-719, ISBN: 9789292212834.
- [26] A. Fernandez, C. Baur, F. Gómez-Carpintero, "Solar array hysteresis and its interaction with the MPPT system," in *Proc. 10th European Space Power Conference*, April 2014, ESA SP-719, ISBN: 9789292212834.
- [27] -, "Azurspace 3G30C triple junction solar cells – Datasheet", accessed in http://www.azurspace.com/images/0003429-01-01_DB_3G30C-Advanced.pdf
- [28] "SAFT MP174865xlr Rechargeable Li-ion cell - Datasheet," accessed in <https://www.safbatteries.com/products-solutions/products/mp-vl-batteries-launchers>
- [29] Electrical and electronic, ECSS-E-ST-20C Rev.2, 8 April 2022
- [30] EEE components", ECSS-Q-ST-30-11C Rev.2, 23 June 2021
- [31] C. Torres, J.M. Blanes, A. Garrigós, D. Marroquí, C. Orts, J. A. Carrasco, "High-Reliability Solar Array Regulator Proposal for Harsh Environments", in *Proc. IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference 2022*, Palermo, Italy, June 2022, pp. 698-702, ISBN: 978-1-6654-4290-0



Cristian Torres was born in Elche, Spain, in 1993. He received the B.Sc. degree in telecommunications technology engineering from the Miguel Hernández University of Elche, Elche, Spain, in 2019 and the M.Sc. degree in telecommunication engineering from the Miguel Hernández University, Elche, Spain, in 2020.

He is currently working on obtaining his Ph.D. degree in industrial technologies at Miguel Hernández University, Elche, Spain, thanks to a grant from the European Social Fund and the Generalitat Valenciana. He spent a research period at the Centre for Research on Microgrids at Aalborg University, Denmark, in 2021 as a predoctoral researcher. His main research interests include space power systems and industrial electronics.

Ausiàs Garrigós (M'04-SM'16) was born in Xixona, Spain, in 1976. He received the M.Sc. degree in electronic engineering from the University of Valencia, Valencia, Spain, in 2000, and the Ph.D. degree in space power electronics from Miguel Hernández University (UMH),



Elche, Spain, in 2007. He is currently Professor in the Department of Electronics Technology, UMH, and he spent research periods at CERN, Switzerland, from 2002 to 2004, ESA, The Netherlands, 2008, and the University of Strathclyde, U.K., 2015. He participated in more than 30 research and technology transfer projects and coauthored around 90 international publications. Most of them related to power electronics. His main research interests include space power electronics and their ancillary electronic systems.



José M. Blanes was born in Elche, Spain, in 1974. He received the M.Sc. degree in telecommunication engineering from the Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Spain, in 1998, and the Ph.D. degree in industrial technologies from the Miguel Hernández University, Elche, Spain, in 2011. He is currently an Associate Professor in the Department of Materials Science, Optics and Electronics Technology, Miguel Hernández University. His main research interests include space power systems and industrial electronics.



Pablo Casado was born in Monforte del Cid, Spain, in 1999. He received the B.Sc. degree in Telecommunications Technology Engineering from the Miguel Hernández University of Elche, Spain, in 2021. He is currently coursing the M.Sc. degree in telecommunication engineering from the Miguel Hernández University, Elche, Spain. His main research interests include space power systems and industrial electronics.



David Marroquí was born in Elche, Spain, in 1990. He received the M.Sc. degree in industrial engineering from Miguel Hernández University of Elche, Elche, Spain, in 2015 and the Ph.D. degree in industrial technologies from Miguel Hernández University, Elche, Spain, in 2020. He is currently an Assistant Professor with the Department of Materials Science, Optics, and Electronics Technology, Miguel Hernández University of Elche. He spent a research period at the Centre for Reliable Power Electronics at Aalborg University, Denmark, in 2018 as a predoctoral researcher and another period at the European Space Agency in Noordwijk, The Netherlands, during 2021/22 as a post-doctoral researcher. His research interests include space power systems and industrial electronics, and electronics reliability.

5.3 Análisis del trabajo

A continuación, se realiza un análisis del segundo de los trabajos que conforman la presente tesis doctoral [130].

5.3.1 Motivación

La motivación del trabajo es el desarrollo y la validación de nuevas técnicas globales de seguimiento del punto de máxima potencia implementadas de forma analógica, y especialmente diseñadas para pequeños satélites destinados a la realización de misiones interplanetarias o de exploración del espacio profundo.

Tradicionalmente, los sistemas MPPT analógicos diseñados para ser usados en naves espaciales han sido concebidos considerando curvas de paneles solares uniformes con un único MPP. A pesar de la alta fiabilidad que presentan estos sistemas respecto a otros sistemas, como por ejemplo, a los implementados de forma digital, los MPPT analógicos propuestos hasta la fecha presentan la debilidad de que, en caso de trabajar en una curva con más de un MPP, estos pueden fallar a la hora de localizar el GMPP, como es el caso del AMPPT oscilador introducido en [31], que tras el arranque, quedará atrapado oscilando alrededor del primer MPP que encuentre, independientemente de si se trata de el GMPP o no.

Con el reciente incremento del número de misiones espaciales interplanetarias o de espacio profundo planificadas para llevarse a cabo con microsátélites, surge la necesidad de desarrollar nuevas técnicas MPPT especialmente diseñadas para esta aplicación.

El espacio profundo es un ambiente hostil, donde los sistemas pueden verse afectados por altos niveles de radiación, grandes variaciones de irradiancia y temperatura, e incluso impactos de micro meteoritos, entre otros factores. Esto, sumado a el hecho de que cada misión de espacio profundo es única, hace difícil predecir la degradación sufrida por los paneles solares durante la misión, siendo la aparición de curvas de paneles solares no uniformes con más de un MPP una posibilidad que se debe considerar durante la fase de diseño.

A esto, ha de añadirse el factor de que, debido a las limitaciones de tamaño y peso de los microsátélites, la superficie de paneles solares instalada suele verse limitada, por lo que, para maximizar las posibilidades de éxito de la misión, debe maximizarse la potencia extraída de los paneles solares bajo cualquier circunstancia.

Todos estos factores derivan en la necesidad de desarrollar nuevas técnicas de seguimiento del punto de máxima potencia globales, implementadas de forma analógica con componentes que dispongan de equivalentes cualificados para uso espacial, y con el menor peso y tamaño posibles.

5.3.2 Análisis y extensión de resultados

El trabajo analizado consiste en el desarrollo y la implementación de dos nuevas técnicas globales de seguimiento de punto de máxima potencia para reguladores de paneles solares basados en sistemas MPPT, así como la comparación de estos nuevos métodos frente a un método MPPT analógico ampliamente usado.

Los nuevos métodos propuestos han sido diseñados de forma genérica para poder trabajar en cualquier regulador de paneles solares, aunque han sido optimizados para su funcionamiento en el regulador de paneles solares desarrollado en el [capítulo 4](#), un SAR cuyas fases disponen de reguladores tipo *buck* que, alimentados por SA formados por 20 células solares AzurSpace 3G30C Advance [115] en configuración 10S2P que vierten la potencia extraída sobre un bus de batería cuya tensión oscila entre los 12.8 V y los 16.8 V formado por 12 baterías Saft MP176065 xtd [117] en configuración 4S2P.

5.3.2.1 Analog Global Maximum Peak Power Tracker

El diseño electrónico del método AGMPPT ha sido desarrollado usando el software LTSpice, y para su desarrollo, las simulaciones se han realizado usando los modelos de los componentes proporcionados por el fabricante en el caso de los componentes principales, como, por ejemplo, amplificadores operacionales, circuitos de reloj e interruptores analógicos bidireccionales. La selección de componentes se ha realizado de modo en que todos los componentes usados dispongan de un equivalente cualificado para su uso en

aplicaciones espaciales, de forma que este sistema sea fácilmente adaptable a misiones espaciales reales únicamente intercambiando los componentes por sus equivalentes cualificados.

El esquemático del sistema de reloj del AGMPPT se muestra en la [figura 65](#). Se observa que el sistema de reloj está formado principalmente por dos circuitos de reloj 555 y dos puertas lógicas inversoras. El circuito de reloj del lado derecho de la imagen (CLK1) está configurado en modo “astable”, y es el responsable, tanto de determinar el periodo T_{AGMPPT} del AGMPPT (34), como de determinar el tiempo de descarga del condensador de entrada del regulador. Este tiempo de descarga se corresponde con el ciclo de trabajo D de la señal CLK1, y viene determinado por (35). Por otro lado, el circuito de reloj de la izquierda, configurado en modo monoestable, genera las señales CLK2 y CLK2N, que determinan cuando el AGMPPT se encuentra realizando el proceso de escaneo, y cuando está funcionando en modo MPPT regulando la tensión en el panel solar. Este circuito inicia una temporización durante la que CLK2 se mantiene a nivel alto cada vez que se detecta un flanco de subida en la señal CLK1, pudiéndose ajustar dicha temporización t según (36).

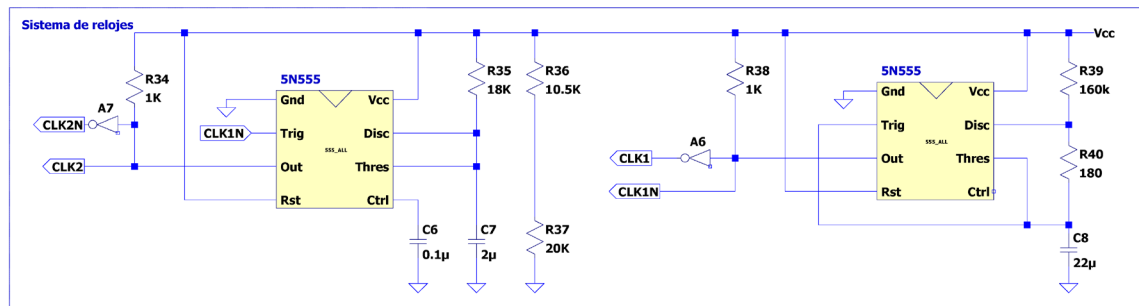


Figura 65. Esquema AGMPPT-1. Sistema de reloj.

$$T_{AGMPPT} = \frac{1}{f} = 0.693 \cdot (R_{39} + 2 \cdot R_{40}) \cdot C_8 \text{ (s)} \quad (34)$$

$$D = \frac{R_{40}}{R_{39} + 2 \cdot R_{40}} \quad (35)$$

$$t = 1.1 \cdot R_{35} \cdot R_7 \text{ (s)} \quad (36)$$

A continuación, la [figura 66](#) muestra el resultado de la simulación de este circuito de reloj. Los distintos tiempos se han ajustado de forma genérica, y en el prototipo deberán ajustarse de forma precisa en función tanto del regulador como de las condiciones esperadas.

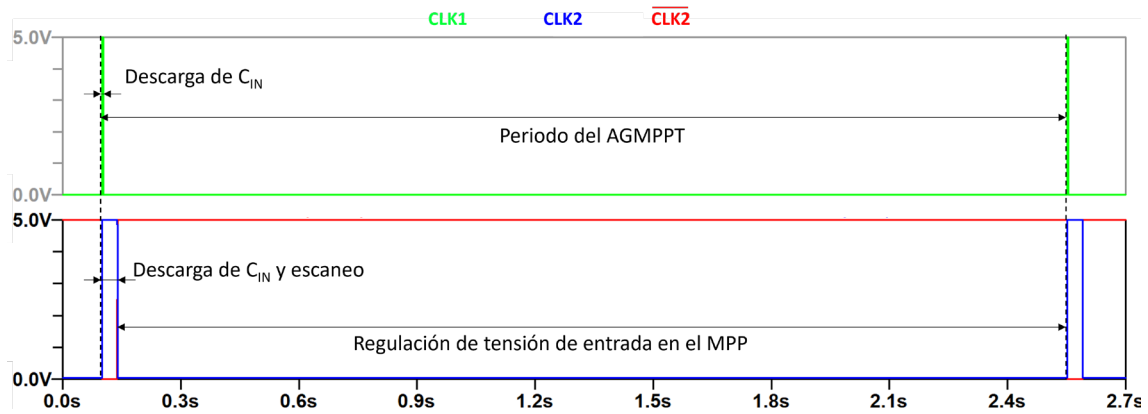


Figura 66. Respuesta del sistema de reloj del AGMPPT

La [figura 67](#) muestra el esquema electrónico del multiplicador PWM desarrollado. El desarrollo de este elemento representa una contribución relevante de la presente tesis doctoral, ya que no existen circuitos integrados analógicos que implementen la función de multiplicador de señales analógicas y que además posean cualificación espacial. Es por ello por lo que se ha requerido del desarrollo de un circuito que realice dicha función.

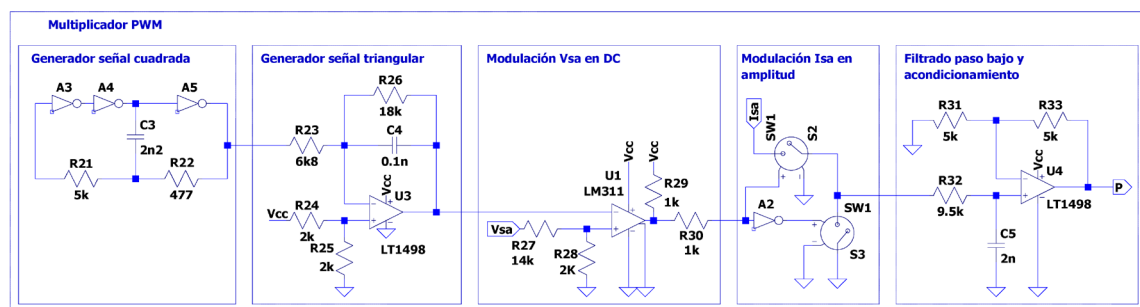


Figura 67. Esquema AGMPPT-2. Multiplicador PWM

El bloque de la izquierda se corresponde con un oscilador que genera una señal cuadrada, y cuya frecuencia se puede ajustar modificando la constante RC formada por la resistencia R22 y el condensador C3. En este caso la frecuencia se ha fijado alrededor de los 450 kHz, ya que mediante simulación se ha determinado que es un valor óptimo,

suficientemente lento para que el resto de los circuitos funcionen de forma correcta, y suficientemente rápido para obtener el producto de la tensión y la corriente del panel solar de forma precisa. El siguiente bloque es un integrador que transforma la señal cuadrada procedente del oscilador en una señal triangular. En el tercer bloque, esta señal se compara con una tensión proporcional a la tensión de entrada, obteniendo a la salida un tren de pulsos cuya frecuencia viene dada por el oscilador, la amplitud viene dada por la tensión de alimentación, y el ciclo de trabajo es proporcional a la tensión del panel solar.

El cuarto de los bloques es un adaptador de niveles. Cuando a la entrada aparece un nivel bajo, a la salida mantiene el nivel bajo, mientras que cuando a la entrada se encuentra un nivel alto, a la salida se sitúa una tensión proporcional a la corriente del panel solar. De este modo, a la salida del cuarto bloque se tiene un tren de pulsos a la frecuencia fijada por el oscilador, cuyo ciclo de trabajo y amplitud son proporcionales a la tensión y corriente del panel solar respectivamente. Finalmente, esta señal es filtrada y amplificada para poder ser usada en el resto del circuito.

El resto de los circuitos correspondientes al sistema AGMPPT se muestran en la [figura 68](#). En dicha figura, además de mostrarse los circuitos correspondientes al MPPT, se muestra el modelo promediado del convertidor *buck* usado durante las simulaciones. En lo que respecta a los bloques pertenecientes al AGMPPT, se muestra el sensor de corriente, los circuitos limitadores de corriente que permiten descargar tanto el condensador de entrada CIN del convertidor como el condensador C1 del circuito detector de pico, el propio circuito detector de pico que es responsable de detectar y almacenar el valor de la potencia máxima medida, así como un comparador que compara la potencia instantánea con la potencia de pico almacenada. Finalmente, un circuito S&H se encarga de almacenar en C2 el valor de tensión del panel solar correspondiente al MPP para posteriormente ser usado como referencia.

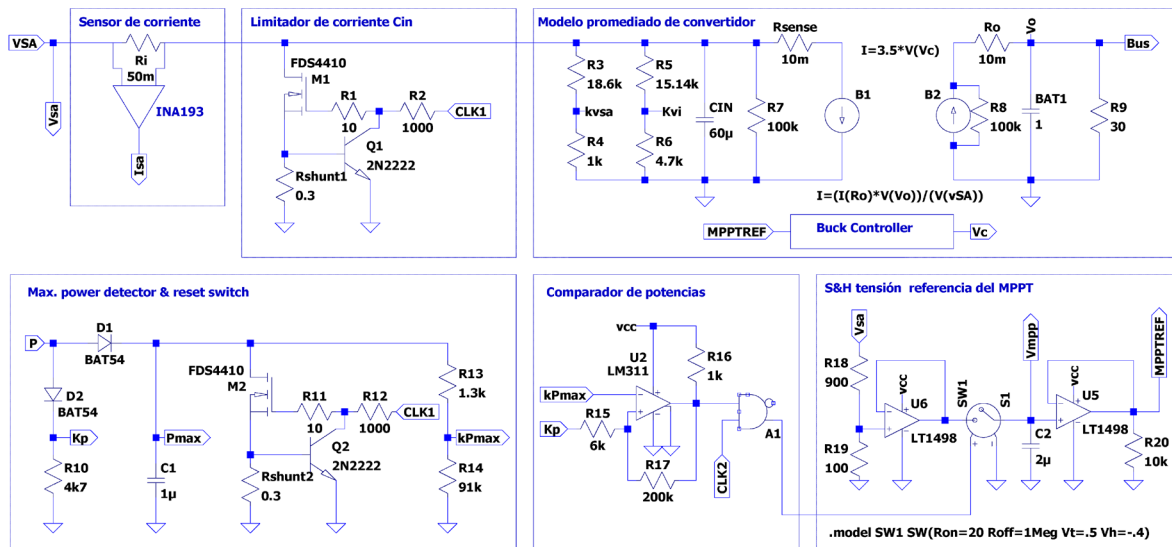


Figura 68. Esquema AGMPPT-3. Resto de subcircuitos junto a modelo de convertidor *buck* promediado.

Para simular el comportamiento del AGMPPT junto al modelo promediado del convertidor *buck* se consideran las curvas SA1 y SA2 mostradas en la figura 69, que presentan diversos máximos locales, situándose el GMPP de cada una de ellas a tensiones distintas.

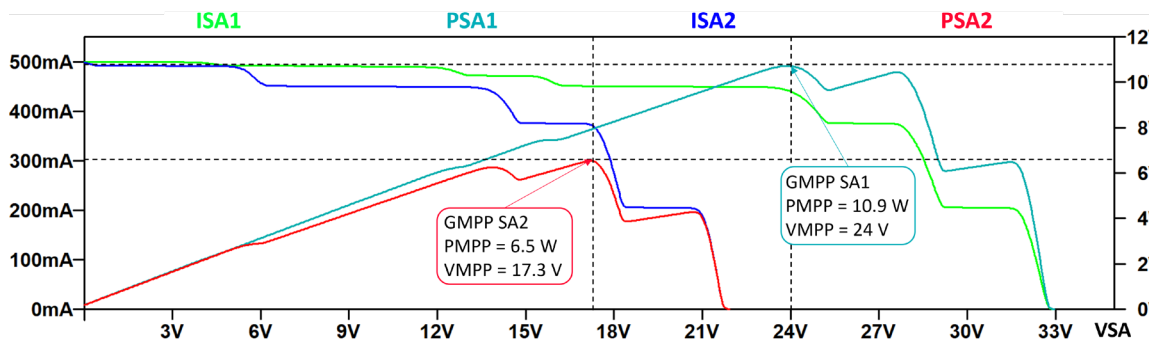


Figura 69. Representación de curvas SA1 y SA2.

El resultado de la simulación del AGMPPT se muestra en la figura 70. Inicialmente la entrada del convertidor se encuentra conectada a la curva SA1 (I_{SA1} y P_{SA1} en figura 69), y el convertidor se encuentra trabajando en el GMPP. En $t = 2$ ms se activa CLK1, provocando la descarga del condensador de entrada CIN a través del limitador de corriente. En $t = 4$ ms, tras el cambio de estado a nivel bajo de CLK1, comienza el proceso de escaneo. Se observa como el AGMPPT realiza un barrido de toda la curva del SA a medida que se

carga el condensador C_{IN} . Además, se puede apreciar que la salida del multiplicador PWM representada por la señal P_{PWM} es proporcional a la potencia del SA representada por la señal P_{SA} . El detector de pico detecta la potencia máxima del SA, y el circuito S&H actualiza la tensión de referencia, reteniendo siempre la tensión correspondiente al pico de potencia máximo detectado durante el escaneo. En $t = 12$ ms el proceso de escaneo finaliza, y el convertidor comienza a regular la tensión de entrada, fijando como punto de trabajo el punto correspondiente al GMPP. En $t = 15$ ms se produce un cambio en el SA, siendo ahora la curva SA2 (I_{SA2} y P_{SA2} en la [figura 69](#)) la que se encuentra conectada a la entrada del convertidor. El convertidor seguirá trabajando en ese punto, sin optimizar la extracción de potencia del SA, hasta que se realice un nuevo escaneo y se obtenga el nuevo GMPP, proceso que comienza en $t = 17$ ms. Durante el proceso de escaneo se detecta el nuevo GMPP, y una vez este finaliza, el convertidor comienza a regular en el punto correspondiente a la nueva referencia almacenada. Se observa cómo, en ambos casos, tras el escaneo, el regulador funciona en el MPP, siendo capaz de extraer la máxima potencia disponible. El periodo del AGMPPT se deberá ajustar en función de la velocidad a la que se espera que se produzcan los cambios en las curvas de los SA, ya que un periodo demasiado rápido provocará pérdidas de eficiencia debido a que durante los procesos de escaneo no se inyecta energía a la batería, mientras que un periodo muy lento producirá retrasos a la hora de detectar cambios de posición del GMPP.

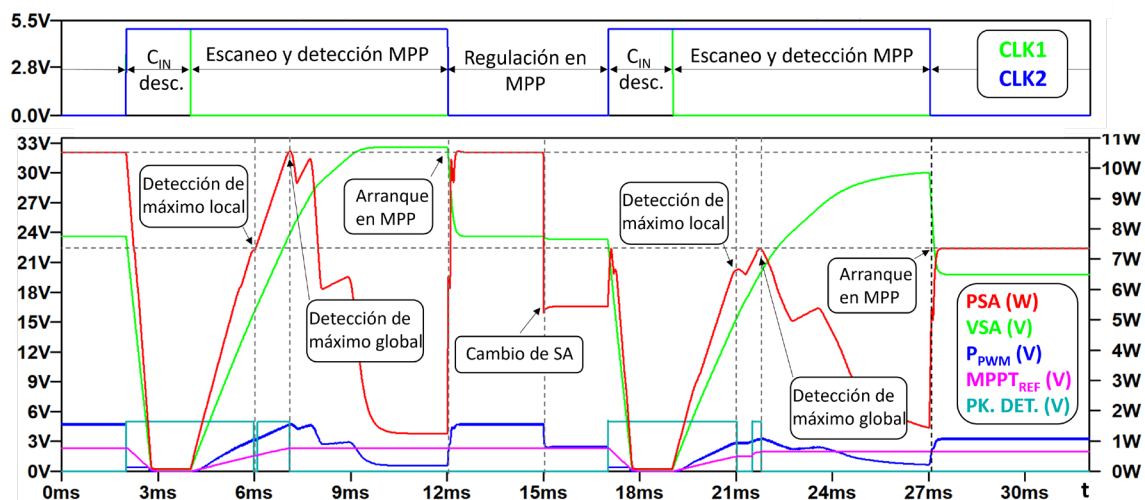


Figura 70. Simulación de funcionamiento del AGMPPT.

5.3.2.2 Analog Global Maximum Output Power Tracker

Al igual que en el caso del AGMPPT, algunos de los circuitos electrónicos que conforman el AGMOPT han sido diseñados y simulados usando el software LTSpice. Tal y como se mencionó en la sección 5.1, el principio de funcionamiento del método AGMOPT consiste en aprovechar la propiedad de que, en un bus de batería, durante un corto periodo de tiempo, la tensión puede considerarse fija, y, por tanto, se puede asumir que la corriente inyectada al bus de batería es directamente proporcional a la potencia extraída del panel solar. De este modo, realizando un barrido de la curva del SA, y escaneando la corriente de salida del convertidor *buck*, se pueden localizar todos los máximos que la curva del SA presente en el tramo escaneado. Debido a la topología del convertidor, que en este caso se trata de un convertidor tipo *buck* cuyo controlador dispone de un lazo interno de corriente de pico que limita el ciclo de trabajo entre un 10 y un 90%, el rango de la curva del SA que se puede escanear variará desde una tensión ligeramente superior a la de la batería, hasta la tensión de circuito abierto del SA.

La principal diferencia de este método con respecto al anterior es que el AGMOPT no requiere de la implementación de un multiplicador analógico PWM. Además, al medir la corriente a la salida del convertidor, el método tiene en cuenta la eficiencia del convertidor, que variará en función del ciclo de trabajo. El escaneo se realiza conectando una señal rampa en el pin Vc del controlador del *buck*, el circuito integrado LT3845 de Analog Devices. El controlador tratará de aumentar la corriente de pico a su salida a medida que lo hace la tensión en este pin, por lo que aumentará el ciclo de trabajo, recorriendo la curva del SA desde el punto V_{OC} hasta una tensión cercana a la de la batería.

Este método comparte algunos circuitos con el método AGMPPT, como el detector de pico o el S&H, que detectan el GMPP y almacenan la tensión de referencia correspondiente al mismo. Una vez finalizado el escaneo, y detectado el GMPP, la entrada del pin Vc del controlador se vuelve a conectar a la salida del MEA, permitiendo así que este vuelva a regular la tensión de entrada usando como referencia el valor previamente almacenado.

En este caso solo se requiere una señal de reloj CLK que permanecerá activa a nivel alto durante el escaneo, y que pasará a nivel bajo durante la regulación de la tensión de entrada. El tiempo requerido para llevar a cabo el escaneo dependerá tanto de la curva P – V del SA

como de la tensión en la batería, siendo este tiempo superior, por ejemplo, en el caso de que la batería se encuentre descargada. Con el objetivo de optimizar el tiempo de escaneo en cada caso se ha diseñado un sistema de reloj adaptativo cuyo diagrama en LTSpice se muestra en la [figura 71](#). Este sistema de reloj fuerza la finalización del proceso de escaneo cuando la tensión V_{SA} se aproxima a la de la batería, momento en el que el rizado de corriente a la salida se aproxima a cero, y, por tanto, el controlador, que implementa un lazo de corriente de pico, no podrá continuar midiendo dicha corriente de pico.

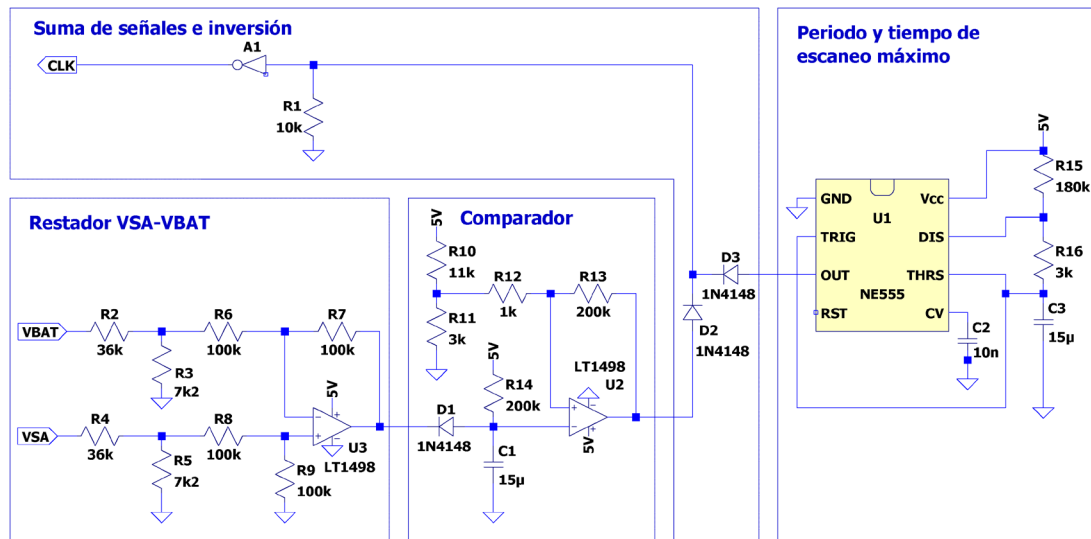


Figura 71. Esquema LTSpice del circuito de reloj del AGMOPT.

Tanto el periodo del AGMPPT como la duración máxima del proceso de escaneo vienen dados por el circuito de la derecha, formado por el integrado 555 junto a las resistencias R_{15} y R_{16} y el condensador C_3 . El periodo T_{AGMOPT} viene dado por (37), mientras que, en este caso, el tiempo máximo de escaneo viene dado por la señal complementaria al ciclo de trabajo D' de la señal generada en el 555 (38).

$$T_{AGMOPT} = \frac{1}{f} = 0.693 \cdot (R_{15} + 2 \cdot R_{16}) \cdot C_3 \text{ (s)} \quad (37)$$

$$D' = 1 - \frac{R_{16}}{R_{15} + 2 \cdot R_{16}} \quad (38)$$

Por otro lado, en el bloque inferior izquierdo se resta una tensión proporcional a la tensión del panel solar a una tensión proporcional a la de la batería, y a continuación, en el

bloque inferior central se compara el resultado de la resta con una tensión de referencia dada por el divisor resistivo formado por R10 y R11, que fija la diferencia mínima permitida entre la tensión del panel solar V_{SA} y la de la batería. De este modo, cuando la tensión en el panel solar se aproxime a la de la batería, la salida del comparador pasará a nivel alto. La señal de salida del comparador se sumará a la salida del circuito de reloj formado por el 555, forzando que el proceso de escaneo finalice cuando la tensión del panel solar se aproxime a la de la batería, aunque la temporización establecida en el circuito formado por el 555 no haya llegado a su fin. Finalmente, la señal de reloj se invierte para estar a nivel alto durante el proceso de escaneo, y a nivel bajo durante el funcionamiento en modo de regulación de la tensión de entrada.

La simulación de este circuito se muestra en la [figura 72](#). El sistema de reloj se ha configurado de forma genérica para forzar la finalización del proceso de escaneo cuando la diferencia entre la tensión en la entrada del SA y la tensión en la batería es inferior a 3 V. El periodo T_{AGMOP} se ha fijado en 1.66 s, y el tiempo de escaneo se ha limitado a 32 ms. Para simplificar la simulación, en lugar de usar un panel solar y un regulador para fijar la tensión de entrada, se ha usado un condensador que se carga a través de una fuente de tensión, y se descarga a través de un circuito limitador de corriente como el usado en el AGMPPT. En el caso de la tensión de la batería, se ha usado una fuente de tensión cuya tensión crece de forma constante para simular diversos niveles de carga.

El resultado de la simulación muestra tanto las señales correspondientes a las tensiones de la entrada del regulador V_{SA} y de la batería V_{BATT} , así como las señales procedentes del circuito de temporización formado por el circuito integrado 555 CLK555 y del circuito comparador que indica cuando la diferencia entre la tensión de entrada y la de la batería cae por debajo de un umbral preestablecido CLKcomparador, véase la [figura 72](#). La primera descarga del condensador finaliza cuando el tiempo de escaneo alcanza el límite máximo de 32 ms fijado en el 555, ya que la tensión de entrada no se ha aproximado lo suficiente a la tensión de la batería. En el caso de la segunda descarga del condensador y posteriores, estas tienen una duración de 31, 29 y 26 ms respectivamente, ya que se fuerza la finalización del proceso de escaneo en el momento en el que se detecta que la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de la batería es menor a 3 V. Al ser cada vez mayor la tensión de la

batería, el proceso de escaneo es cada vez más corto, ya que se requiere de un tiempo menor para alcanzar una tensión próxima a la de la batería.

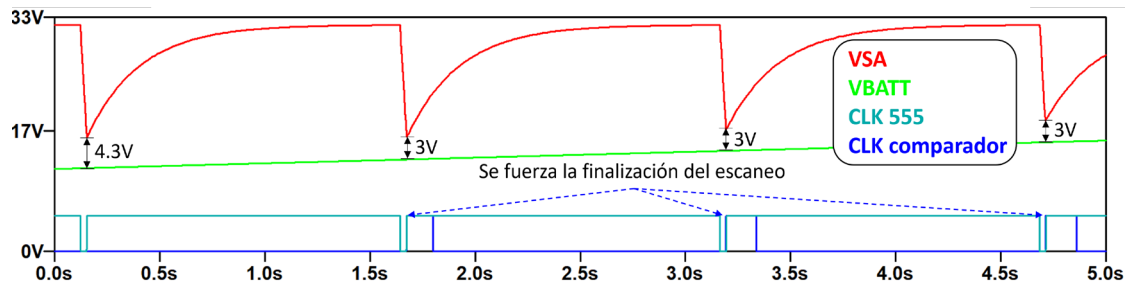


Figura 72. Simulación en LTSpice del sistema de reloj del AGMOPT.

Durante el proceso de escaneo, y al igual que en el caso del AGMPPT, la detección del GMPP se lleva a cabo usando un circuito detector de pico que detecta la corriente máxima medida a la salida del convertidor buck. La referencia de tensión V_{SA} correspondiente a dicho máximo se almacena usando un circuito S&H igual al empleado en la técnica AGMPPT.

La [figura 73](#) muestra la simulación del proceso completo de escaneo de este método. En esta ocasión, el tiempo máximo de escaneo se ha fijado en 50 ms, y la tensión V_{SA} mínima será de 1.7 V mayor a la tensión de salida del convertidor. Inicialmente el ciclo de trabajo del convertidor es cercano a 0, por lo que la tensión V_{SA} del panel solar es cercana a V_{OC} . A medida que se realiza el barrido, el ciclo de trabajo del convertidor aumenta, reduciéndose así la tensión V_{SA} . Se observa cómo, a medida que se reduce la diferencia entre la tensión V_{SA} y la tensión de la batería V_{BATT} , también se reduce el rizado de corriente de salida I_L del convertidor. En $t = 6$ ms aproximadamente, el circuito detector de pico detecta un máximo local. Al tratarse del valor máximo detectado hasta el momento, se almacena la tensión correspondiente en el circuito de S&H. Posteriormente, en $t = 10.5$ ms aproximadamente, se detecta una potencia superior a la del máximo local detectado previamente, por lo que se actualiza la referencia almacenada hasta que en $t = 22$ ms se detecta el máximo global y la referencia deja de actualizarse. Se observa un retardo entre la potencia máxima medida en la corriente de salida del convertidor I_L y el momento en el que el circuito detector de pico detecta dicho máximo. Esto se debe a que la señal P , que se corresponde con la corriente de salida del convertidor I_L filtrada, toma unos valores muy pequeños, por lo que al comparador del circuito detector de pico le resulta difícil detectar ligeros cambios en la misma. En la

implementación del prototipo habrá que dedicar un esfuerzo extra a la optimización de esta parte del sistema, ya que resultará crítica a la hora de determinar la eficiencia del sistema.

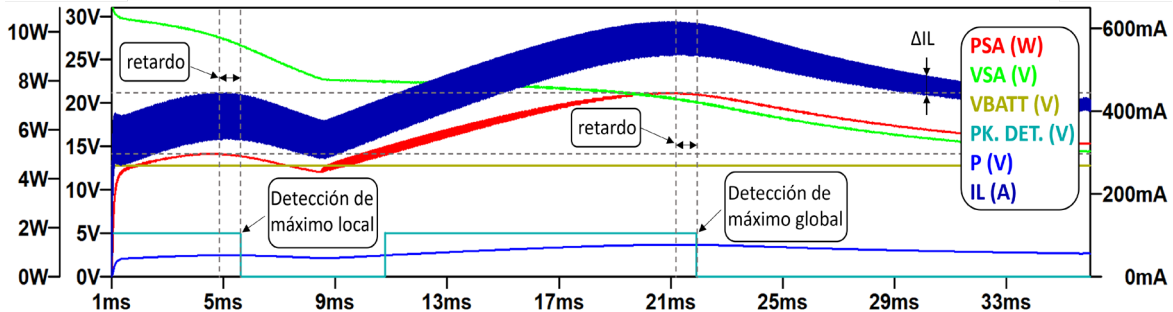


Figura 73. Proceso de escaneo completo del método AGMOPT.

Por último, cabe destacar que el método AGMOPT inyecta en la batería toda la potencia extraída durante el proceso de escaneo, lo cual contribuye al aumento de la eficiencia de este método con respecto al AGMPPT, que disipa la energía extraída de los paneles solares durante el escaneo en forma de calor.

El funcionamiento final de los diversos métodos MPPT desarrollados se muestra en detalle en el artículo que da cuerpo al presente capítulo de la tesis doctoral [130]. Los esquemas electrónicos completos usados para la implementación de los prototipos, tanto de los dos nuevos métodos MPPT desarrollados, como del AMPPT usado como referencia, se muestran en el Anexo II de la presente tesis doctoral. Finalmente, las imágenes de prototipos implementados correspondientes a los métodos AGMPPT y AGMOPT se muestran en la figura 74, habiéndose mostrado previamente el prototipo del AMPPT en el capítulo 4, donde se presentó una propuesta de SAR completa implementada usando dicho método MPPT.

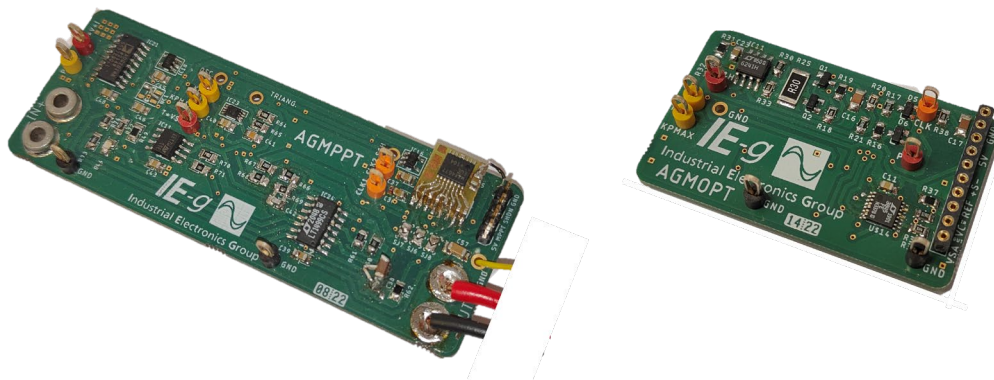


Figura 74. Prototipos del AGMPPT (izquierda) y el AGMOPT (derecha).

5.4 Conclusiones parciales

La combinación del trabajo presentado en el artículo que da cuerpo al presente capítulo junto al análisis y la extensión de resultados realizados posteriormente conforman el presente capítulo, en el que se ha realizado la propuesta e implementación de dos nuevas técnicas de seguimiento del punto de máxima potencia globales e implementadas de forma analógica, especialmente diseñadas para ser usadas a bordo de satélites destinados a la realización de misiones de espacio profundo.

Estas técnicas han sido comparadas con una técnica usada hasta la fecha en multitud de misiones espaciales, habiéndose implementado prototipos TRL4 tanto de los dos nuevos métodos presentados como del método tradicional. Todos los prototipos han sido probados en condiciones de laboratorio, habiéndose obtenido la eficiencia de cada uno de los métodos bajo diversas condiciones.

Posteriormente se ha realizado una comparación de todos los métodos probados mostrando tanto las fortalezas como las debilidades de cada uno de ellos.

En el [capítulo 7](#) de la presente tesis se muestran tanto las conclusiones detalladas como las aportaciones del presente capítulo a la tesis doctoral, en el [Anexo II](#) se incluyen los esquemas electrónicos de los prototipos implementados, y en el [Anexo IV](#) se incluye una descripción del banco de pruebas usado durante la realización de las mismas.

Capítulo 6

Artículo III: Convertidor *buck* síncrono, entrelazado, y tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes, para microsátélites propulsados mediante electrólisis

En este capítulo se presenta y se profundiza en los resultados obtenidos en el último de los trabajos que sustentan la presente tesis doctoral.

Artículo III – [131]: “Single Point Failure Free Interleaved Synchronous Buck Converter for Microsatellite Electrolysis Propulsion”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Cristian Torres, José M. Blanes, Ausiàs Garrigós, David Marroquí and José A. Carrasco.

6.1 Resumen

El siguiente artículo describe tanto el diseño como la implementación del último de los subsistemas desarrollados, el regulador que permitirá al microsátélite suministrar potencia al electrolizador usado en el sistema de propulsión, cuya topología se ha propuesto en base a lo analizado en la sección 2.3.3.7. La topología propuesta consiste en un convertidor *buck* de 4 fases con entrelazado o *interleaving*, y control de corriente de salida. El regulador propuesto es SPFF, de modo que, si falla de forma individual uno cualquiera de sus componentes, la funcionalidad del sistema no se verá comprometida. Para lograr que el sistema sea SPFF se usan protecciones individuales en cada una de las fases del convertidor *buck*. Además, el sistema dispone de un sistema de control de corriente de salida redundado, así como de un sistema de reloj redundado que proporciona sincronismo entre las 4 fases. Cada una de las fases dispone de un circuito votador de mayoría que permite descartar una posible señal errónea procedente de alguno de los circuitos de control. El trabajo incluye un completo análisis matemático, así como un detallado diseño del circuito implementado. Finalmente, se ha implementado un prototipo de 40 W de potencia para validar el concepto presentado. Los resultados obtenidos muestran el correcto funcionamiento del sistema, así como su capacidad de tolerancia a fallo. Adicionalmente se ha realizado un estudio tanto del comportamiento del sistema ante saltos de carga, como de la estabilidad de este bajo todas las condiciones de operación posibles. Finalmente, se han incluido medidas de la eficiencia del convertidor.

El trabajo está dividido en cuatro bloques, correspondiéndose el primero de ellos con la introducción. Se presentan los tipos de sistemas de propulsión usados tradicionalmente en pequeños satélites, que pueden clasificarse en dos grupos distintos, los sistemas eléctricos y los sistemas no eléctricos. A continuación, se introduce la reciente aparición de los propulsores basados en electrólisis y se presenta y justifica el uso de la topología de convertidor *buck* entrelazado con control de corriente de salida en el regulador.

El segundo de los apartados comprende el diseño de cada uno de los subsistemas que conforman la topología propuesta. Tras la realización de una revisión bibliográfica, se determina que el número óptimo de fases entrelazadas para el ciclo de trabajo esperado en los convertidores *buck*, que es de alrededor del 33%, es de entre 3 y 4 fases. Por ello, se propone el uso de un regulador formado por 4 fases con redundancia $n+1$, de modo que, si

una de las fases falla, las otras 3 asumirán toda la carga. Los 4 convertidores están configurados en paralelo, y disponen de un diodo de salida que protegerá al sistema en caso de corrientes inversas. Cada uno de los convertidores implementa una protección LCL a su entrada, de modo que, si ocurre un fallo que provoque un exceso de corriente de entrada al convertidor en cuestión, este será aislado del resto del sistema, protegiendo así tanto a la batería del microsátélite como al resto de subsistemas que lo forman. Para proporcionar sincronismo entre los cuatro convertidores se diseña un reloj SPFF de 4 fases, cada una de ellas desfasada 90° respecto al resto. Este reloj no dispone de reconfiguración de fase dinámica. El sistema de reloj también es responsable de marcar la frecuencia de conmutación de los convertidores. La corriente que atraviesa el electrolizador se mide haciendo uso de un conjunto de 4 resistencias *shunt* en paralelo, de modo que, si una de ellas falla, la medida tendrá un error del 33%, pero el sistema será capaz de seguir funcionando. Esta medida de corriente es leída de forma simultánea por un conjunto de 3 amplificadores de error. Las 3 señales de error resultantes se conectan de forma simultánea a las 3 entradas de cada uno de los 4 votadores de mayoría, uno para cada uno de los convertidores. De esta forma, si uno de los amplificadores de error falla, su señal no será considerada a la hora de gobernar los convertidores. Para asegurar la estabilidad del regulador en su conjunto, en esta sección también se ha llevado a cabo un completo estudio de estabilidad.

La tercera sección del artículo presenta el prototipo del regulador implementado para llevar a cabo la validación del diseño propuesto. El regulador se ha dimensionado para proporcionar una potencia máxima de 40 W a su salida, y ha sido sometido a un total de 9 pruebas. Las dos primeras permiten verificar la operación nominal del regulador, así como la tolerancia del sistema ante el cortocircuito de uno de los convertidores que lo forman. La tercera y cuarta prueba permiten verificar la estabilidad del regulador. La siguiente prueba verifica que el regulador es capaz de seguir funcionando con normalidad, aunque uno de los amplificadores de error deje de funcionar. Las pruebas sexta y séptima están relacionadas con la validación del sistema de reloj. En la octava prueba se muestran medidas de eficiencia del regulador bajo las distintas condiciones contempladas. Finalmente se presenta una captura termográfica del regulador.

El último de los bloques que forman el trabajo expone las conclusiones obtenidas durante este, así como las referencias bibliográficas consultadas durante su desarrollo.

6.2 Artículo

Single Point Failure Free Interleaved Synchronous Buck Converter for Microsatellite Electrolysis Propulsion

Cristian Torres^{1b}, José M. Blanes^{1b}, Ausiàs Garrigós^{1b}, *Senior Member, IEEE*,
David Marroqui^{1b}, and José A. Carrasco^{1b}

Abstract—This article describes the design and implementation of a dc–dc converter used to power a microsatellite on-board electrolyzer. The proposed topology is a four-phase interleaved synchronous buck converter with output current control. The proposed converter is single point failure free (SPFF), so in case of any individual component failure, the functionality of the system is not compromised. SPFF operation is achieved using individual protections in each buck phase, redundant output current control, and redundant clock systems. Besides, analog majority voter circuits are used to select the correct control signal after any failure and to isolate it. Detailed mathematical analysis and circuit design are presented. Furthermore, a 40-W prototype has been implemented to validate the concept. Experimental results presented show the correct performance of the system in every case and its fault tolerant capability. In addition, the ac behavior and stability of the system have been studied and verified under the full range of possible operating conditions. Finally, efficiency measurements are presented.

Index Terms—Electrolysis propulsion, electrolyzer power converter, interleaved synchronous buck converter, microsatellite converter, single point failure free (SPFF).

I. INTRODUCTION

THE use of small satellites with masses ranging from 1 to 100 kg, popularly called microsatellites, has led a revolution in the aerospace industry, since it allows scientific, educational, and commercial missions to be carried out at a lower cost than traditional missions [1]. As an example, microsatellite platforms capable of performing orbital rendezvous are being developed with the objective to reach near-earth objects (NEOs) [2]. To perform these maneuvers, the

Manuscript received 1 October 2021; revised 24 January 2022 and 31 March 2022; accepted 5 May 2022. Date of publication 11 May 2022; date of current version 3 October 2022. This work was supported in part by the Spanish Ministerio de Ciencia e Innovación through the Programa Estatal de I + D + I Orientada a los Retos de la Sociedad under Grant RTI2018-099009-B-C21 and in part by the Generalitat Valenciana and the European Social Fund through the Subvención Para la Contratación de Personal Investigador de Carácter Predoctoral under Grant ACIF2020/154. Recommended for publication by Associate Editor Alberto Castellazzi. (Corresponding author: Cristian Torres.)

The authors are with the Industrial Electronics Research Group, Miguel Hernandez University of Elche, 03202 Elche, Spain (e-mail: c.torres@umh.es; jmblanes@umh.es; augarsir@umh.es; dmarroqui@umh.es; jacarrasco@umh.es).

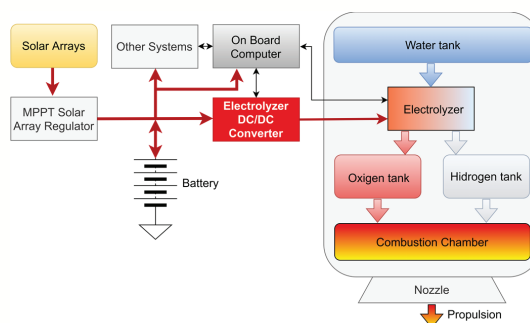


Fig. 1. Block diagram of a satellite electrolysis propulsion system [6].

microsatellites must be equipped with a propulsion system, capable of accelerating the vehicle. Until now, the propulsion systems used in satellites can be classified into two large groups [3].

- 1) *Electric systems*: Resistojets, electrospray, ion, Hall effect, and pulsed plasma thrusters. These systems require electrical power for their continuous operation.
- 2) *Nonelectric systems*: Cold gas, liquid, and solid rocket systems. These systems only need electrical power to start the propulsion process.

Recently, a novel electrolysis propulsion architecture has been proposed [4]–[6]. This system uses water as the only fuel, and it has, as great advantages, high energy conversion efficiency and safety. Briefly, when propulsion is required, an on-board electrolyzer generates oxygen and hydrogen from water and the combustion of both gases takes place in a bipropellant thruster. Fig. 1, reproduced from [6], shows the main subsystems of a microsatellite with electrolysis propulsion system.

This work focuses on the design of the power converter used to power the on-board electrolyzer from the microsatellite batteries. This converter is controlled by the on-board computer (OBC) that fixes the output current setpoint. Besides, a very high reliable converter design is essential to meet space industry requirements; to achieve this, a fault-tolerant design [7]–[9] has been used. In space power systems design, single point failure free (SPFF) approach is widely adopted and therefore considered for this converter.

Regarding the converter topology selection, different options can be found in the literature for electrolyzers applications [10], [11], but the use of interleaved buck converters [11] is of great interest for this application. The buck converter is preferred for its very well-known behavior and performance, while the interleaving scheme provides filter size reduction and higher efficiency and contributes to the redundancy at system level. In case of any failure in one converter phase, if this phase is correctly isolated, the other phases can assume that the malfunctioning phase power and the system will continue working properly. In a high-reliability-oriented design, any potential failure must be totally isolated without affecting the system. Therefore, protection mechanisms are needed in each phase to isolate potential failures. Also, redundant implementation of control and synchronism functions is needed.

To summarize, this work presents the design of an SPFF dc-dc converter to power an on-board electrolyzer devised for a microsatellite propulsion system. It is worth to highlight that the novelty of this article is not the power converter topology itself but its adaptation to the microsatellite electrolysis propulsion application where SPFF operation is a requirement. SPFF is achieved using individual latching current limiter (LCL) protections at each of the buck phase inputs and redundant control and clock systems. Besides, analog majority voter circuits are needed to select the correct control signal after any failure. In this article, it is described in detail the SPFF version of the interleaved converter; furthermore, only space qualified components (or equivalents) are proposed. The rest of this article has been structured in the following way: Section II details the design of each subsystem of the proposed converter. Section III reports the implementation and the test setup and discusses the experimental results. Finally, this article conclusions are presented in Section IV.

II. SINGLE POINT FAILURE FREE CONVERTER DESIGN

Most of the interleaved buck converter designs presented in the literature use from three to five phases [12]. In [13], it is shown an optimization study which concludes that for duty cycles around 33%, that is very similar to the duty cycles expected in this application, the optimum number of phases is either 3 or 4. Based on these previous studies, the proposed converter is based on a four-phase interleaved buck converter with individual output current control to distribute the current evenly and with an external current control loop to control the electrolyzer current.

SPFF design is achieved with the following strategy: hot-redundancy is achieved using four phases in nominal operation. If any phase of the converter fails, failed phase is isolated by an LCL [14] and the remaining three phases assume full power. Therefore, all phases must be designed to cope with a maximum power of one third of the nominal power of the full converter. Besides, the output current control error amplifier has been triplicated and the three control outputs are connected to each phase using analog majority voter circuits [15]. In case of any failure in one amplifier, the majority voters discard its output and avoid the propagation of the failure. On top of that, synchronism between the four

phases is achieved by means of a redundant synchronism clock circuit with four independent outputs (one for each phase). Two clock systems work in parallel and synchronized. The outputs are connected in such a way that if one clock system or a phase fails, the failure is not propagated to the rest of the system. The phases always work by shifting the duty cycles at 90°. If one phase fails, no dynamic phase regulation is done, and therefore, the input/output current ripple is degraded. In an analog SPFF design, the implementation of dynamic phase regulation is complex; first, the failure must be detected and then the clock must be automatically reconfigured, and this needs further study. Besides, input and output current ripple degradations have considered a noncritical issue for the electrolyzer operation. The last potential failure is the break to open circuit (OC) one of the electrolyzer current sensing resistors; in this case, the output current will be decreased 25%, but the system still works, and this failure can be mitigated from the OBC. Table I shows the ideal waveforms of the system before and after each of the aforementioned possible failures.

Fig. 2 shows the proposed system block diagram. It shows the four-phase interleaved synchronous buck converter. Each phase is synchronized by a four-phase SPFF clock and has an LCL at its input. Also, it shows the electrolyzer current sense resistors and the three main error amplifiers that control the converter output current. The three main error amplifiers' outputs are the inputs to the majority voters, one for each phase, and the majority voters' outputs are the control signals used in each converter phase. Next, each subsystem is described in detail.

A. Four-Phase Interleaved Synchronous Buck Converter

LT3845 from Linear Technologies has been chosen as the controller for each phase since this controller has a space-qualified counterpart, RH3845MK that has been already proposed for space missions [16]. The synchronism input (SYNC_N) of this controller provides an external clock input for the synchronization of the internal oscillator (see Fig. 2). These signals are provided by the four phases SPFF clock system with a phase shift of 90° in each output. The output current of each phase is proportional to the control signal input (V_{EN}), provided by the majority voters, and the output currents of the four phases power the electrolyzer.

B. Latching Current Limiter

An LCL is connected to the input of each converter phase. LCLs have been designed following the guidelines presented in [14]. The LCL measures the current flowing through it, limiting the maximum current, and disconnecting the circuit in case the input current exceeds the maximum current threshold for a time longer than the established latching time.

C. Four-Phase Single Point Failure Free Clock

Synchronization between the four converter phases is achieved by means of the four-phase SPFF clock subsystem, as shown in Fig. 3. The clock subsystem has two oscillators

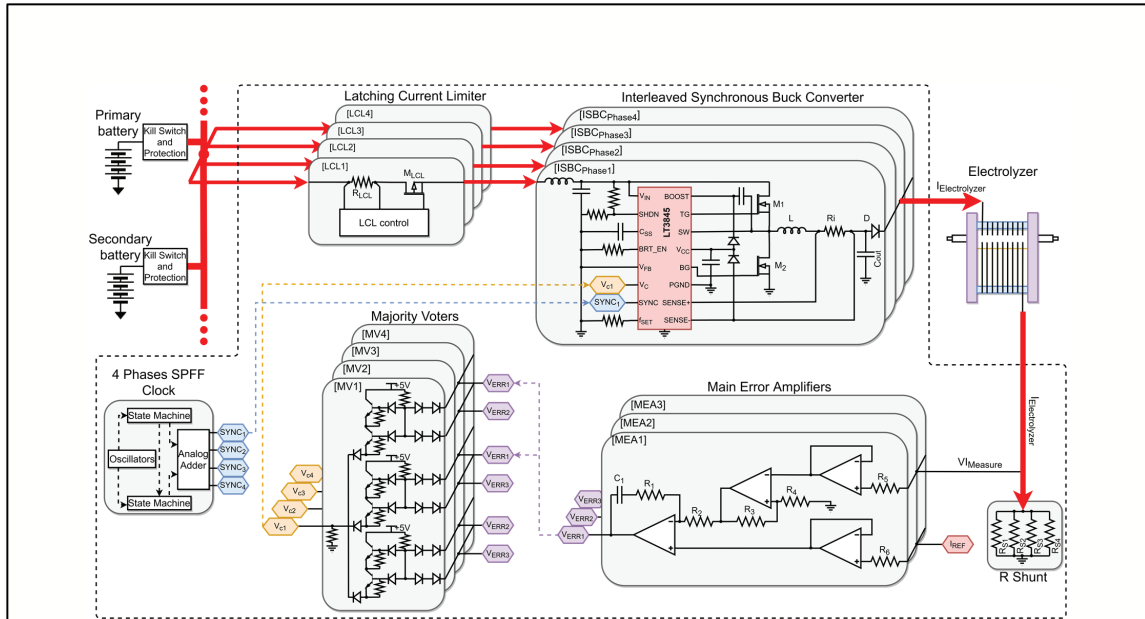


Fig. 2. Block diagram of the proposed dc-dc converter.

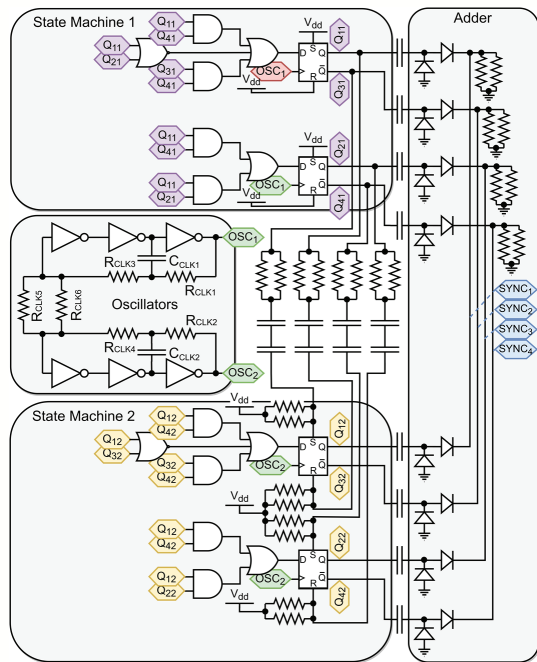


Fig. 3. Four phases 90° shifted SPFF clock scheme.

that generate the clock signals, OSC_1 and OSC_2 , synchronized between them through resistors R_{CLK5} and R_{CLK6} . Each clock signal is connected to one digital state machine implemented with flip-flops and logic gates. The state machines have four outputs that correspond to four clock signals with a 90° phase

shift between each other, Q_{11} , Q_{21} , Q_{31} , and Q_{41} for state machine 1, and Q_{12} , Q_{22} , Q_{32} , and Q_{42} for state machine 2. To keep the synchronization between both state machines, synchronism signals that act on the clear and reset inputs of the state machine 2 have been implemented, so in case of a synchronization loss between both state machines, it is automatically recovered.

The outputs of both state machines are connected to an adder, implemented with diodes, so in case one of the state machines fails, the other one will provide the clock signals. The clock subsystem outputs are the signals $SYNC_1$, $SYNC_2$, $SYNC_3$, and $SYNC_4$ that synchronize each phase of the converter.

D. Current Sense and Control Loop

For reliability purposes, the current supplied to the electrolyzer is sensed with four shunt resistors connected in parallel. It is worth to highlight that a resistor short-circuit failure is not a potential failure since; for space grade resistors, the probability of OC failure is considered negligible [17]. The converter control signal is generated by a proportional-integral controller using an external current reference provided by the satellite OBC. Three independent main error amplifiers provide three different error signals, V_{ERR1} , V_{ERR2} , and V_{ERR3} . These signals are connected to four majority voters, one for each converter phase. Fig. 4 shows the simplified control scheme of the power converter as a function of the number of active phases (N). The electrolyzer is modeled as resistor in series with a capacitor [18]. K_i corresponds to the controller internal current sense gain and V_{se} with the internal slope compensation ramp amplitude.

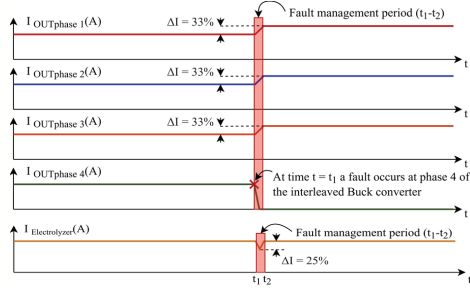
Fig. 5 shows the control system block diagram, and the system open loop transfer function $T(s)$ is given by (1). In (1), $G_{ci}(s)$ is the controller internal current loop transfer function,

TABLE I
POTENTIAL FAILURES WAVEFORMS SYSTEM RESPONSE TO FAILURES – SPFF STRATEGY

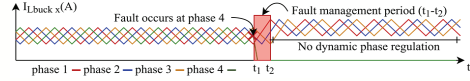
System response to failures – SPFF strategy

Fault in a Buck phase:

When the fault is isolated, the damaged phase stops supplying current, while the currents in the other 3 phases increase to maintain the desired electrolyzer current. The total current at output of the converter is not affected.



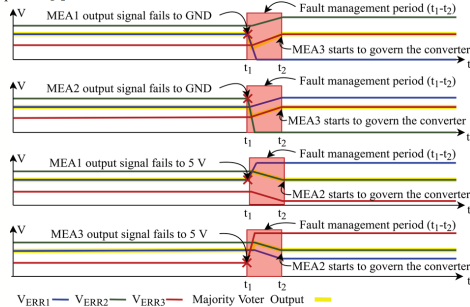
This fault can produce an increase in the output current ripple of the electrolyzer power converter because no dynamic phase regulation is implemented.



MEA:

Short circuit failure: When the output current decreases, the remaining MEA outputs increase so the output of the majority voter return to the nominal operating point.

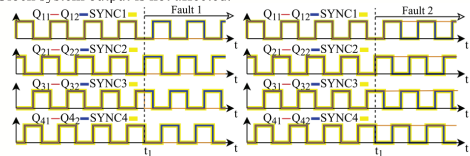
Saturation failure: When the output current increases, the remaining MEA outputs decrease so the output of the majority voter return to the nominal operating point.



4 phases SPFF clock faults:

Fault 1: State machine 1 (Q11, Q21, Q31 and Q41) losses power. Clock output is not affected.

Fault 2: State machine 1 (Q11, Q21, Q31 and Q41) is short-circuited to 5 V. Clock system output is not affected.



One Rshunt resistor fails to OC:

The current supplied to the electrolyzer is reduced to ¼ of the original value.

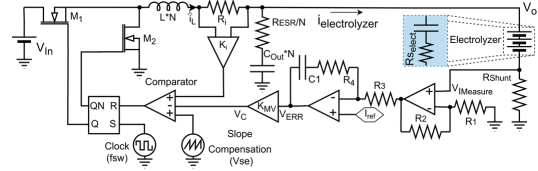
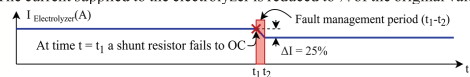


Fig. 4. Simplified converter scheme.

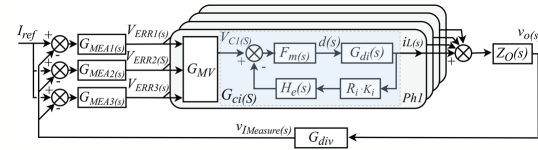


Fig. 5. Control loop diagram block.

and its calculation is explained in detail in [19] and is given by (2). $G_{ci}(s)$ is composed of the control to duty cycle transfer function $F_m(s)$, duty cycle to i_L transfer function $G_{di}(s)$, the current sensing gain ($R_i K_i$), and the inductor current sampling and hold transfer function $H_e(s)$. $Z_o(s)$ is the open-loop output impedance (3), G_{div} is the electrolyzer current sense gain (4), $G_{MEA}(s)$ is the error amplifiers transfer function (5), and G_{MV} is the majority voters' transfer function (6)

$$T(s) = G_{ci}(s) \cdot Z_o(s) \cdot G_{div} \cdot G_{MEA}(s) \cdot G_{MV} \quad (1)$$

where

$$G_{ci}(s) = \frac{N}{R_i \cdot K_i} \cdot \frac{1}{1 + S \cdot \left(\frac{V_{se} \cdot f_{sw} \cdot L + (0.5 \cdot V_{in} - V_o) \cdot R_i \cdot K_i}{V_{in} \cdot R_i \cdot K_i \cdot f_{sw}} \right)} \quad (2)$$

$$Z_o(s) = (R_{shunt} + R_{select}) \cdot \frac{1 + S \cdot R_{ESR} \cdot C_{out}}{1 + S \cdot \left(\frac{R_{ESR}}{N} + R_{shunt} + R_{select} \right) \cdot C_{out} \cdot N} \quad (3)$$

$$G_{div} = \frac{R_{shunt}}{R_{shunt} + R_{select}} \quad (4)$$

$$G_{Mean}(s) = \frac{1}{R_3 \cdot C_1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{1 + S \cdot C_1 \cdot R_4}{S} \quad (5)$$

$$G_{MV} = K_{MV} \quad (6)$$

Finally, if (2)–(6) are used in (1), $T(s)$ simplified equation (7) is obtained. $T(s)$ is composed by a gain K (8), in addition to two zeros (f_{zout} and f_{zcomp}) located at frequencies (9) and (10), two poles (f_{pci} and f_{pout}) located at frequencies (11) and (12), and another pole at the origin

$$T(s) = K \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{zout}} \right) \cdot \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{zcomp}} \right)}{S \cdot \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{pci}} \right) \cdot \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{pout}} \right)} \quad (7)$$

where

$$K = \frac{N \cdot G_{MV} \cdot R_{shunt}}{C_1 \cdot K_i \cdot R_i \cdot R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (8)$$

$$f_{zout} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_o} \quad (9)$$

$$f_{z_{\text{comp}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_4} \quad (10)$$

$$f_{P_{ci}} = \frac{V_{in} \cdot R_i \cdot K_i \cdot f_{sw}}{2 \cdot \pi \cdot (V_{se} \cdot f_{sw} \cdot L + (0.5 \cdot V_{in} - V_o) \cdot R_i \cdot K_i)} \quad (11)$$

$$f_{P_{out}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{R_{FSR}}{N} + R_{Shunt} + R_{Select} \right) \cdot C_{Out} \cdot N} \quad (12)$$

E. Majority Voter

The error signals V_{ERR1} , V_{ERR2} , and V_{ERR3} generated by the main error amplifiers are connected independently to the four majority voters implemented as described in [15]. The majority voters have two main functions, and the first one is to prevent any fault in a buck phase to be propagated to the control circuits. The second is, in the event of a failure of one of the control circuits, to avoid its propagation and to provide the converters with the correct control signal. The output of each of the majority voters is proportional to the median of its input voltages.

III. EXPERIMENTAL VALIDATION

A prototype has been implemented for experimental validation to validate the design described in Section II. The prototype has been designed following the electrical requirements of the European Space Agency (ESA) normative ECSS-E-ST-20C, and the components selection has been done following the derating requirements presented in ESA normative ECSS-E-ST-30-11C. The multiphase buck converter has been designed using common power electronics procedures. The control loop design is based on (7), the clock subsystem design is presented in Fig. 3, the LCL design follows the procedure presented in [14], and the majority voters are based on the design presented in [15].

The main characteristics and the values of the main components are shown in Table II. The electrolyzers have been experimentally characterized, resulting in a 0.42- Ω series resistance and a voltage sink, ranging from 3.4 to 7.2 V when their input current changes between 1 and 6 A.

Besides, 5-V linear regulators have been implemented, so each of the subsystems has its own auxiliary supply regulator. Figs. 6 and 7 show the prototype board highlighted in different colors each subsystem.

The total mass of the prototype is 261 g, which corresponds to a power density of 172.4 W/kg. It is worth mentioning that this prototype has been used just as proof-of-concept validation and mass has not been optimized. Additional effort is required to increase power density in the flight model.

To carry out all the tests, the setup shown in Fig. 8 has been used. The battery has been emulated with an Itech IT-M3412 battery simulator, an Agilent 33220A function generator has been used to generate the electrolyzer input current reference, an external transistor controlled by a computer is used to emulate short-circuit failures, and finally, two Horizon Hydrofill Pro Electrolyzers in series are used as load.

All the measurements have been performed with a Tektronix DPO 4034 oscilloscope, Omicron Bode 100 vector network analyzer, Yokogawa WT1800 power analyzer, and a Fluke

TABLE II
EXPERIMENTAL PROTOTYPE CHARACTERISTICS

<u>Main Power System data</u>	<u>Value</u>
Battery bus voltage	12-16 V
Electrolyzer data	2x Hydrofill PRO - Horizon $P_{MAX} = 40 \text{ W}$, $I_{MAX} = 6.5 \text{ A}$ $R_{Select} = 0.42 \Omega$, $V_{out} = 3.4\text{-}7.2 \text{ V}$
<u>Latching Current Limiter_N</u>	<u>Value</u>
Maximum current	1.5 A
Latching time	23 ms
Main MOSFET	IRF5210, Infineon Tech.
<u>Synchronous Buck Converter_N</u>	<u>Value</u>
Controller	LT3845-Linear Technology $V_{se} = 60 \text{ mV}$, $K_i = 15$
Switching frequency	123 kHz
M_1, M_2	BSC032N04-Infineon Tech.
L	68 μH , 74435586899-WE
C_{out}	2x 22 μF , TCJY226M025R-AVX
D	SK42BL-TP – Micro Comm.
R_i	10 m Ω
<u>Four Phases SPFF Clock</u>	<u>Value</u>
R_{CLK1}, R_{CLK2}	410 Ω
R_{CLK3}, R_{CLK4}	5 k Ω
R_{CLK5}, R_{CLK6}	200 k Ω
C_{CLK1}, C_{CLK2}	10 nF
<u>Main Error Amplifiers</u>	<u>Value</u>
Crossover Frequency Min	1.25 kHz
Phase Margin Min	90°
C_1	144 nF
R_1	6.2 k Ω
R_2	47 k Ω
R_3	2 k Ω
R_4	2 k Ω
$R_{S1}, R_{S2}, R_{S3}, R_{S4}$	80 m Ω
<u>Majority Voter</u>	<u>Value</u>
Gain K_{MV}	0.88

Ti-450 thermal camera. The tests carried out are explained as follows.

A. Interleaved Buck Converter Tests

First of all, the interleaved buck converter nominal operation and its redundancy when one phase fails are analyzed. Fig. 9 shows, in its upper part, the current measured at the input of each phase, while in its lower part, it shows the total input and output currents of the converter. Initially, the input current of each phase is balanced and close to 0.7 A, the combined input current of the converter is 2.8 A, and the output current is 5.5 A. At time $t = 0 \text{ s}$, an artificial short circuit is initiated at the input of phase 4, causing an increase in current through its LCL.

Once this increase in current is detected, the corresponding LCL limits the current to 1.5 A during the configured latching time (23 ms). Simultaneously, the external control

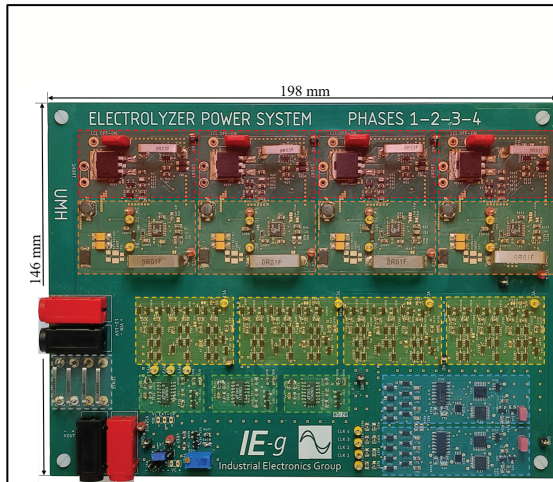


Fig. 6. Implemented prototype top side.

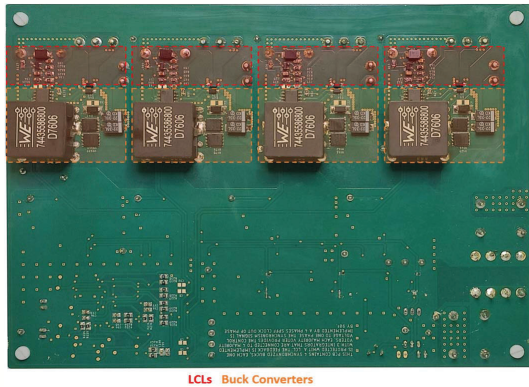


Fig. 7. Implemented prototype bottom side.

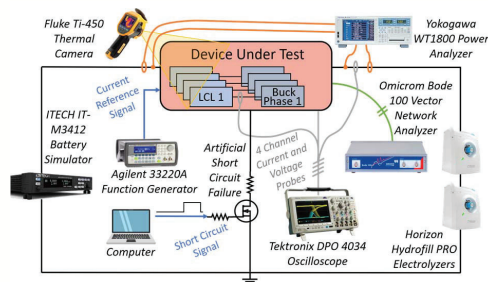


Fig. 8. Test setup.

loop compensates the error signal to maintain the desired output current, increases the current through the other phases to 0.93 A, compensates the failure of phase 4, and maintains the output current at the initial 5.5-A setpoint, even if phase 4 fails. On the other hand, during the short circuit, the total input current has increased to 4.3 A due to the current needed to power the electrolyzer and the 1.5 A that circulate through

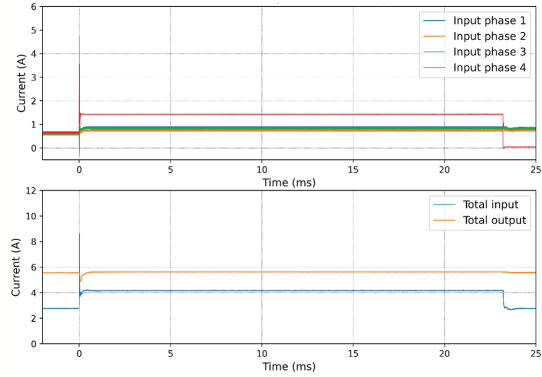


Fig. 9. Interleaved buck converter input and output currents.

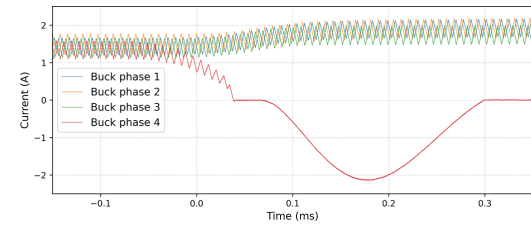


Fig. 10. Interleaved buck converter inductor currents.

the LCL, which is limiting the current of the phase that has been short circuited. Once the latching time has elapsed and because the short circuit has not been solved, the phase 4 LCL latches, disconnecting phase 4, and the input current returns to its previous state. From that moment, the converter will continue working with the same functionality, with the difference that now only three of the four phases are active. As can be seen from Fig. 9, the total output current has kept constant throughout all the process.

Fig. 10 shows the inductor currents of each phase during nominal operation and when the short circuit occurs at the input of phase 4. In phase 4, a reverse current appears due to the discharge of the output capacitors. The other phases are not affected by this failure, increasing the output current to continue supplying the electrolyzer with the current indicated by the external reference.

B. Control Loop Measurement

Next, the response of the converter control loop was measured for four and three operating phases to assure the stability in nominal and failure cases. The measurements were performed with a constant output current of 4 A at the minimum and maximum input voltage (12 and 16 V). Fig. 11 shows the experimentally measured loop gain bode plot compared to the theoretically obtained (7) results.

As can be seen from Fig. 11, experimental measurements are very similar to the expected according to the theoretical design. A phase margin greater than 95° has been obtained in all conditions, reaching 104.5° for an input voltage of 16 V and

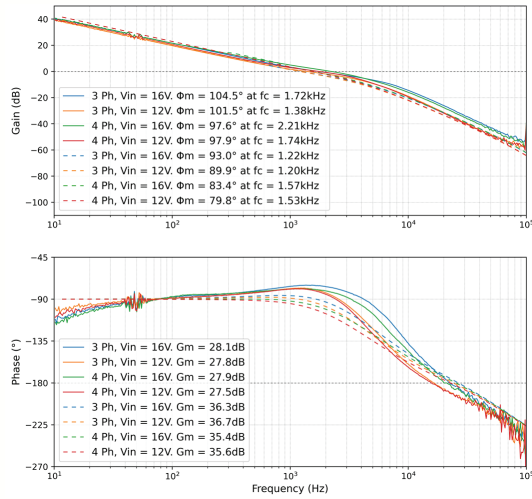


Fig. 11. Measured and theoretical loop gain for an output current of 4 A.

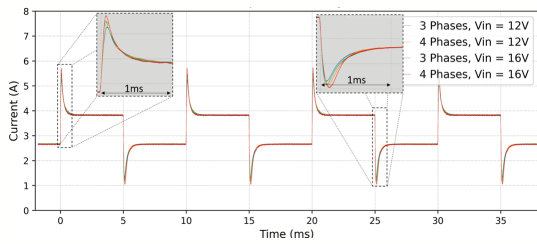


Fig. 12. Output current dynamic response.

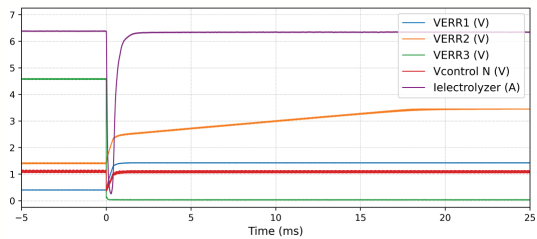


Fig. 13. Failure of one of the main error amplifiers.

three active phases. Regarding the gain margin, it is observed that it is higher than 27 dB in all the situations.

Next, different current reference setpoint steps have been applied from 2.75 to 3.85 A at a frequency of 100 Hz to test the system dynamic response. Fig. 12 shows the response of the system for three and four phases at the maximum and minimum values of battery voltage. It can be observed that the response is overdamped, and the settling time is less than 1 ms, which corroborates the phase margin and crossover frequency represented in Fig. 11.

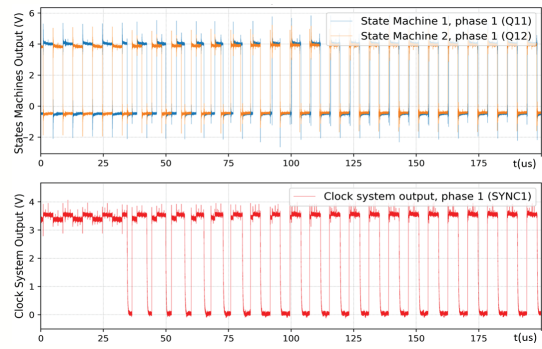


Fig. 14. Clock subsystem synchronization.

C. Output Current Control Subsystem SPFF Tests

To verify the majority voter operation, a failure in one of the main error amplifiers is caused. Fig. 13 shows the result of this test. The output of the main error amplifier number three (V_{ERR3}) has been short circuited to GND, causing a drop in the control signal at the output of the majority voters and a drop of the electrolyzer current. At this moment, the other error amplifiers react, increasing their output voltage (V_{ERR1} and V_{ERR2}), increasing the control signal at the output of the majority voters (V_{CN}), and reaching the same value as before the failure occurred. This means that in less than 1 ms, the output current is re-established, reaching the same level it had before the fault. With this, it is proven that the system is tolerant to the failure of any of its main error amplifiers.

D. Clock System Tests

Next, the correct operation of the clock system which is responsible for synchronizing the buck converters as well as its fault tolerance is verified. The first test simulates a situation, in which, after a random failure, the two clock oscillators are not synchronized, as shown in the upper part of Fig. 14.

It can be observed that when this situation occurs, the combined output of the clock system ($SYNC_1$), shown in the bottom of Fig. 14, is not valid due to the addition of two signals that are not synchronized. After a few clock cycles, the synchronization system forces both clocks to synchronize, resulting in a correct output clock signal.

The second test simulates a failure in the 5-V linear regulator that powers the state machine 2 of the clock subsystem. In Fig. 15, it is shown that $SYNC_1$ signal is not affected by the loss of power supply of the state machine 2.

E. Efficiency

Efficiency measurements have been carried out using a Yokogawa WT1800 power analyzer. The results obtained are shown in Fig. 16. The graph on the left side shows the efficiency with three active phases, while the right graph shows the efficiency with four active phases. It can be observed that the efficiency is lower when the output current of the converter is minimum, and it increases as the output current

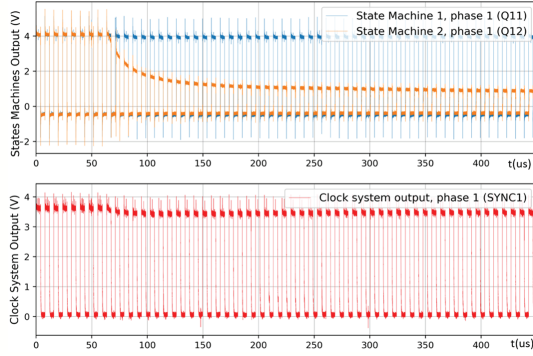


Fig. 15. 5-V power failure in the clock subsystem.

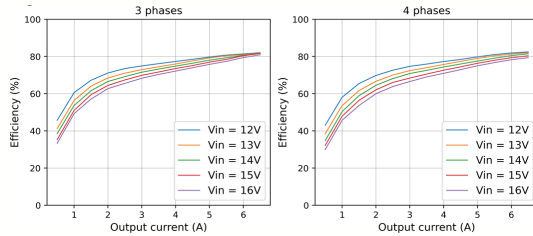


Fig. 16. Obtained efficiency graphs based on the number of active phases.

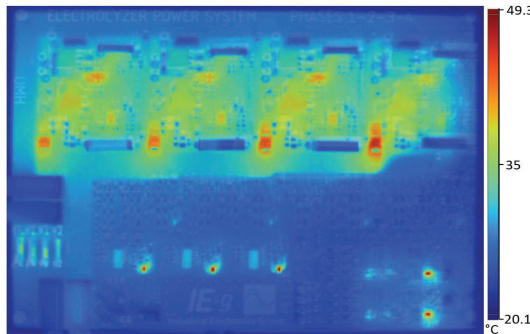


Fig. 17. Converter thermal capture.

does, reaching a maximum of 82% for three phases and 83% for four phases. It can also be seen that for low output currents, the system is slightly more efficient when there are only three active phases, while for maximum output currents, the efficiency obtained with four active phases is slightly higher.

To locate the power losses, a thermal image of the converter working at maximum power is presented (see Fig. 17). The test was carried out at a controlled ambient temperature of 20 °C. It is observed that most of the losses are found in the diodes located at the output of each of the phases, as well as in the individual linear regulators that provide 5-V voltage to the subsystems. Finally, it should be noted that no part

TABLE III
SPFF ASSOCIATED LOSSES BREAKDOWN

4 phases, $V_i = 14V$, $I_{out} = 6A$

Fixed power losses:

Part	Expression	Power (W)
CLK1	$0.01A \cdot V_i$	0.14
CLK2	$0.015A \cdot V_i$	0.21
Control	$3 \cdot 0.009A \cdot V_i$	0.378
M.Voters	$n^{\circ}phases \cdot 0.006A \cdot V_i$	0.336
Buck + LCL Control	$n^{\circ}phases \cdot 0.31(W/phase)$	1.24

Fixed power losses: **2.304**

ELECTROLYZER dependent power losses:

Part	Expression	Power (W)
Output Diodes	$0.5V \cdot I_{electrolyzer}$	3
LCL Shunt	$0.03 \Omega \cdot n^{\circ}Phases \cdot (I_{in}/n^{\circ}Phases)^2$	0.096
Buck Shunt	$0.01 \Omega \cdot n^{\circ}Phases \cdot (I_{elect}/n^{\circ}Phases)^2$	0.09
Electrolyzer Current Shunt	$0.02 \Omega \cdot I_{out}^2$	0.72

ELECT dependents power losses: **3.906**

SPFF associated total losses: **6.21**

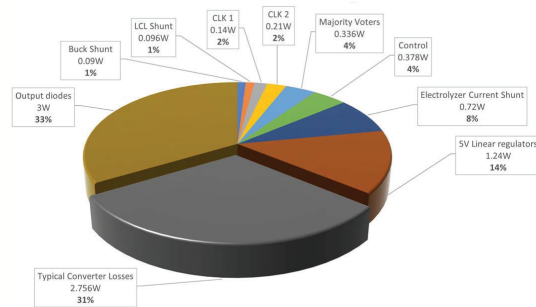


Fig. 18. Total distribution of SPFF interleaved synchronous buck converter losses. $V_{in} = 14V$, $I_{out} = 6A$, and four active phases conditions.

of the converter overheats, reaching maximum temperatures close to 50 °C in the linear regulators and output diodes and temperatures around 35 °C in the other parts of the converter.

The proposed converter efficiency is clearly lower than the one achieved with similar converters in non-SPFF designs. This is due to the need to duplicate or even triplicate some of the subsystems and because of the protections used. An analysis that shows the power losses in the additional SPFF subsystems has been carried out for a battery supply voltage of 14 V and an output current of 6 A when the system has four active phases. To calculate the linear regulators' power consumption, the input current of different subsystems (clocks, control circuits, and majority voters) has been experimentally measured. Also, the control and the LCLs circuits quiescent power consumption are considered. These losses can be extrapolated to any input voltage or output current using the formulas provided in Table III. Besides, intrinsic converter losses (conduction, switching, reverse recovery, and gate charge) have been considered to calculate the total efficiency.

TABLE IV
MAIN REQUIREMENTS AND PROTOTYPE RESULTS OBTAINED

Main results		
	Required	Achieved
Max. output current	6 A	6.5 A
Max. output power	40 W	45 W
Worst case, output current ripple	600 mA, 10%	560 mA, 9.3%
Supply voltage range	12-16 V	12-16 V
Single Point Failure Free operation	Yes	Yes
Max. output current response	1 ms	0.7 ms
Max. recovery time to any failure	1 ms	0.38 ms
40W Efficiency	80%	79%

From the converter efficiency measurement and the SPFF associated losses breakdown detailed in Table III, the intrinsic buck converter losses (conduction, switching, reverse recovery, and gate charge) can be easily calculated. For $V_{in} = 14$ V, $I_{out} = 6$ A, and four active phases conditions, the buck converter intrinsic losses are 2.756 W (5.7%), showing in Fig. 18 the losses distribution.

To conclude this experimental section, a summary of the main system requirements and the results obtained with the implemented prototype are presented in Table IV.

IV. CONCLUSION

In this work, a 40-W SPFF converter to power an electrolyzer on board a microsatellite has been proposed. This converter consists of a four-phase interleaved buck converter, where all the phases are protected by an LCL at their input; in addition, all the converter subsystems have been implemented in a redundant way, so that if any of them fails, the fault will be isolated, and the system will continue operating with no loss of performance.

A prototype has been implemented to validate the design. The tests performed confirm that the system works as expected and that it can continue working without any of its functionalities being affected even if a single failure occurs in any subsystem. In addition, the stability of the system has been studied and verified under the full range of possible operating conditions.

Finally, an efficiency analysis has been carried out, in which it is observed that the efficiency obtained does not exceed 83% in any case. This efficiency is not high if it is compared with similar converters with no SPFF ability. Finally, a breakdown of losses has been presented, in which it is shown that most of these losses are a consequence of the high level of redundancy implemented in the system, since they are found in the 5-V linear regulators, the output diodes of each of the converter phases, and the shunt resistors.

REFERENCES

[1] M. N. Sweeting, "Modern small satellites-changing the economics of space," *Proc. IEEE*, vol. 106, no. 3, pp. 343–361, Mar. 2018, doi: 10.1109/JPROC.2018.2806218.
 [2] M. Shao, H. Zhou, S. G. Turyshev, C. Zhai, N. Saini, and R. Trahan, "A constellation of MicroSats to search for NEOs," *Proc. SPIE*, vol. 10769, Sep. 2018 Art. no. 107690K, doi: 10.1117/12.2322414.
 [3] A. R. Tummala and A. Dutta, "An overview of cube-satellite propulsion technologies and trends," *Aerospace*, vol. 4, no. 4, p. 58, Dec. 2017.

[4] K. James, T. Moser, A. Conley, J. Slostad, and R. Hoyt, "Performance characterization of the HYDROS TM water electrolysis thruster," in *Proc. Small Satellite Conf.*, Salt Lake City, UT, USA, 2015, p. SSC15-XI-5.
 [5] K. James, M. Bodnar, M. Freeman, L. Osborne, R. Grist, and R. Hoyt, "HYDROS: High performance water-electrolysis propulsion for CubeSats and MicroSats," in *Advances in the Astronautical Sciences Guidance, Navigation and Control*. San Diego, CA, USA, Feb. 2017, p. 145.
 [6] R. Pothamsetti and J. Thangavelautham, "Photovoltaic electrolysis propulsion system for interplanetary CubeSats," in *Proc. IEEE Aerosp. Conf.*, Mar. 2016, pp. 1–10, doi: 10.1109/AERO.2016.7500829.
 [7] W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti, H. Li, J. T. Hawke, and H. S. Krishnamoorthy, "Survey on fault-tolerant techniques for power electronic converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6319–6331, Dec. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2304561.
 [8] S. Siouane, S. Jovanovic, and P. Poure, "Open-switch fault-tolerant operation of a two-stage buck/buck-boost converter with redundant synchronous switch for PV systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 5, pp. 3938–3947, May 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2847653.
 [9] J. L. Soon, D. D.-C. Lu, L. Qin, and S. Sathikumar, "Development of multi-mode step down DC/DC converters with fault-tolerant capability," in *Proc. IEEE 3rd Int. Future Energy Electron. Conf. ECCE Asia (IFEEC-ECCE Asia)*, Jun. 2017, pp. 127–133, doi: 10.1109/IFEEC.2017.7992430.
 [10] D. S. Gautam and A. K. S. Bhat, "A comparison of soft-switched DC-to-DC converters for electrolyzer application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 54–63, Jan. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2195682.
 [11] V. Guida, D. Guilbert, and B. Douine, "Candidate interleaved DC-DC buck converters for electrolyzers: State-of-the-art and perspectives," in *Proc. IEEE Int. Conf. Environ. Electr. Eng. IEEE Ind. Commercial Power Syst. Eur. (EEEIC/ICPS Europe)*, Jun. 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/EEEIC.2018.8494457.
 [12] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, and J. A. Cobos, "Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 578–586, May 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.872379.
 [13] M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsjager, and N. Seliger, "Interleaving optimization in synchronous rectified DC/DC converters," in *Proc. IEEE 35th Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, Jun. 2004, pp. 4655–4661, doi: 10.1109/PESC.2004.1354823.
 [14] C. Delepaut, T. Kuremyr, M. Martin, and F. Tonicello, "LCL current control loop stability design," in *Proc. Eur. Space Power Conf.*, Noordwijkerhout, The Netherlands, Apr. 2014, pp. 15–17.
 [15] W. Knorr, "Power system of METEOSAT second generation," in *Proc. 5th Eur. Space Power Conf. (ESPC)*, vol. 416, 1998, p. 11.
 [16] A. Barchowsky, A. Amirahmadi, C. Stell, E. Merida, G. Bolotin, and G. Carr, "A class of GaN-based, radiation-hardened power electronics for Jovian environments," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, Juan Les Pins, France, Mar. 2019.
 [17] *Failure Modes, Effects (and Criticality) Analysis (FMEA/FMECA), ECSS-Q-ST-30-02C*, ECSS, Noordwijk, The Netherlands, Mar. 2009.
 [18] O. Atlam and M. Kolhe, "Equivalent electrical model for a proton exchange membrane (PEM) electrolyser," *Energy Convers. Manage.*, vol. 52, nos. 8–9, pp. 2952–2957, Aug. 2011, doi: 10.1016/j.enconman.2011.04.007.
 [19] N. Zhang and D. Li, "Loop response considerations in peak current mode buck converter design," Texas Instrum., Dallas, Texas, Tech. Rep. SLVAE09A, Jul. 2018.



Cristian Torres was born in Elche, Spain, in 1993. He received the B.Sc. degree in telecommunications technology engineering from the Miguel Hernández University of Elche, Elche, in 2019, and the M.Sc. degree in telecommunication engineering from the Miguel Hernández University of Elche, in 2020. He is currently pursuing the Ph.D. degree in industrial technologies with Miguel Hernández University, due to a grant from the European Social Fund and the Generalitat Valenciana.

He spent a research period at the Centre for Research on Microgrids, Aalborg University, Aalborg, Denmark, in 2021, as a Pre-Doctoral Researcher. His main research interests include space power systems and industrial electronics.



José M. Blanes was born in Elche, Spain, in 1974. He received the M.Sc. degree in telecommunication engineering from the Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Spain, in 1998, and the Ph.D. degree in industrial technologies from the Miguel Hernández University of Elche, Elche, in 2011.

He is currently an Associate Professor with the Department of Materials Science, Optics and Electronics Technology, Miguel Hernández University of Elche. His main research interests include space power systems and industrial electronics.



David Marroquí was born in Elche, Spain, in 1990. He received the M.Sc. degree in industrial engineering from the Miguel Hernández University of Elche, Elche, in 2015, and the Ph.D. degree in industrial technologies from Miguel Hernández University of Elche, in 2020.

He is currently an Assistant Professor with the Department of Materials Science, Optics, and Electronics Technology, Miguel Hernández University of Elche. He spent a research period at the Centre for Reliable Power Electronics, Aalborg University, Aalborg, Denmark, in 2018, as a Pre-Doctoral Researcher. He was a Post-Doctoral Researcher at the European Space Agency, Noordwijk, The Netherlands, from 2021 to 2022. His research interests include space power systems and industrial electronics and electronics reliability.



Ausiàs Garrigós (Senior Member, IEEE) was born in Xixona, Spain, in 1976. He received the M.Sc. degree in electronic engineering from the University of Valencia, Valencia, Spain, in 2000, and the Ph.D. degree in space power electronics from Miguel Hernández University (UMH) of Elche, Elche, Spain, in 2007.

He is currently a Professor with the Department of Electronics Technology, UMH, and he spent research periods at CERN, Meyrin, Switzerland, from 2002 to 2004, ESA, Noordwijk, The Netherlands, 2008, and the University of Strathclyde, Glasgow, U.K., 2015. He participated in more than 30 research and technology transfer projects and coauthored around 90 international publications. Most of them related to power electronics. His main research interests include space power electronics and their ancillary electronic systems.



José A. Carrasco received the M.Sc. degree in physics and the Ph.D. degree in electronics engineering from the Universidad de Valencia, Valencia, Spain, in 1991 and 1996, respectively.

After a period of two years, he was a Power Electronics Researcher at the European Space Agency, European Space Research and Technology Center, Noordwijk, The Netherlands; he joined the Universidad de Valencia, as a Lecturer, in 1993, and he joined the Universidad Miguel Hernandez de Elche, Elche, Spain, as a Professor, in 1998. He currently holds a Full Professorship in the Electronics Technology Area. In 2005, he co-founded the company Embedded Instruments and Systems, Elche, where he is the CEO, and has participated in several projects on power electronics, mixed (analog/digital) designs, and instrumentation for space applications, including four in-orbit technology and scientific demonstrations. His research interests focus on robust electronics for power, instrumentation, and control systems in aerospace applications.

6.3 Análisis del trabajo

En esta sección se lleva a cabo un análisis a posteriori del tercer trabajo que compone la presente tesis doctoral [132].

6.3.1 Motivación

La principal motivación de este trabajo es la concepción, el desarrollo, y la validación del prototipo de un regulador de corriente regulable que proporcione potencia a un electrolizador usado en el sistema de propulsión de un microsátélite.

En los últimos años, los avances tecnológicos han permitido llevar a cabo misiones espaciales de espacio profundo usando microsátélites, plataformas mucho más pequeñas y baratas que las naves espaciales tradicionales. Estos microsátélites requieren de sistemas de propulsión propios que les permitan realizar los saltos de órbita requeridos por la misión. Tradicionalmente los sistemas de propulsión se pueden clasificar en dos grupos, los sistemas de propulsión eléctricos, y los sistemas de propulsión no eléctricos, químicos en su mayoría. La reciente aparición de sistemas de propulsión basados en la electrólisis del agua parece una opción prometedora, ya que combina ventajas de ambos sistemas, resultando en una tecnología limpia para el medio ambiente y segura de manipular.

El uso de esta tecnología de propulsión requiere, entre otras cosas, de un regulador de potencia capaz de proporcionar una alimentación eléctrica óptima al electrolizador. Los principales factores a considerar en el desarrollo de dicho convertidor son los siguientes:

1. **Control de la corriente** que circula por el electrolizador. Esta corriente es directamente proporcional a la cantidad de agua procesada, por lo que un correcto control de esta es indispensable para regular con precisión la propulsión del microsátélite.
2. La **minimización el rizado de la corriente de salida** del regulador es otro de los factores para tener en cuenta, ya que los electrolizadores requieren de una corriente con el menor rizado posible para maximizar su vida útil.

3. La fiabilidad y **tolerancia a fallos** son factores esenciales a la hora de proponer un diseño.

Estas son las motivaciones que impulsan el desarrollo de un regulador diseñado teniendo en cuenta los factores de diseño anteriormente descritos para proporcionar una alimentación eléctrica óptima a un electrolizador a bordo de un microsatélite.

6.3.2 Análisis y extensión de resultados

El trabajo desarrollado consiste en un regulador de potencia con control de corriente de salida diseñado para proporcionar una potencia de hasta 40 W a un electrolizador a partir de una tensión de entrada que oscilará entre 12.8 y 16.8 V, en función del estado de carga de las baterías del microsatélite. Este diseño se ha realizado usando como controlador PWM de los convertidores el circuito integrado LT3845 del fabricante Analog Devices, ya que dispone de un circuito equivalente radiado, apto para su uso espacial, el RH3845MK. Se ha evitado el uso de componentes digitales, así como de componentes que implementen funciones para las cuales no exista un componente equivalente con cualificación espacial. El diagrama de bloques de este regulador se muestra en la [figura 75](#), y los esquemas electrónicos se presentan de forma íntegra en el [Anexo III](#). Los bloques que forman el diagrama son: 4 LCL, 4 convertidores *buck*, 4 votadores de mayoría (VM), 3 amplificadores de error (AE) y un reloj de 4 fases SPFF.

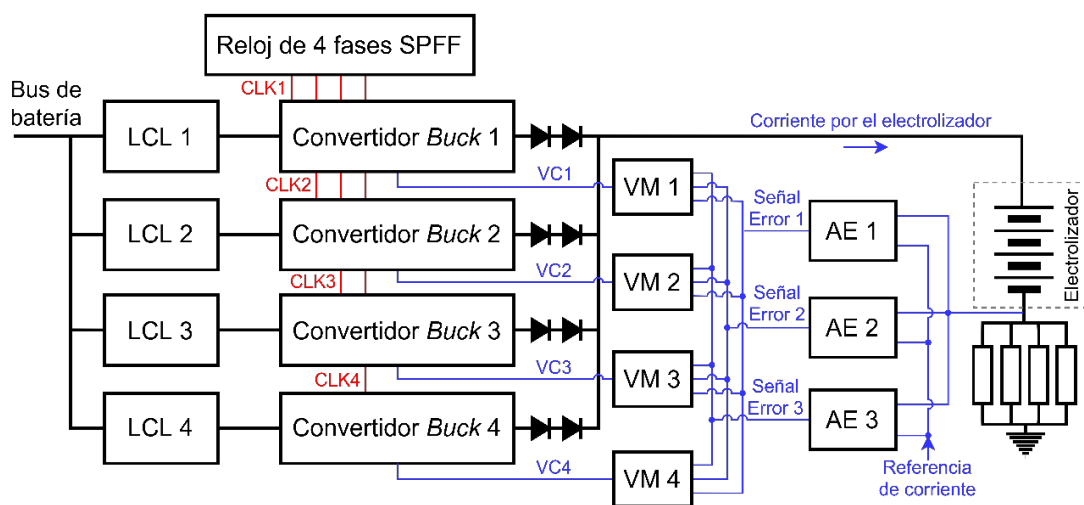


Figura 75. Diagrama de bloques del convertidor de potencia para el electrolizador.

Previa implementación del prototipo presentado en [131] se realizaron diversas simulaciones usando el software LTSpice con el objetivo de validar el diseño de los distintos bloques o subsistemas que conforman el regulador. Asimismo, se implementaron diversos prototipos intermedios con el objetivo de detectar posibles problemas de diseño que se pudiesen haber pasado por alto en la fase de simulación.

6.3.2.1 Limitador de corriente LCL

A continuación, se presenta una extensión del diseño del limitador de corriente LCL que incluye cada una de las 4 fases del regulador. Este LCL se ha diseñado siguiendo tanto los requerimientos indicados en el estándar ECSS-E-ST-20C-Rev.2 [132] de las ECSS, como las indicaciones mostradas en la guía de diseño ECSS-E-HB-20-20A [133], de la cual se ha extraído la imagen mostrada en [figura 76](#). En ella se muestra un LCL y se indican las distintas partes que lo forman, así como las funciones que debe incorporar. El LCL debe encenderse siempre con la carga desconectada. Además, debe ser capaz de medir la corriente que circula a través de él, y, en caso de detectar que la corriente supera un umbral predeterminado, activar un temporizador. Si cuando el temporizador llegue a 0, la demanda de corriente sigue siendo excesiva, el LCL debe desconectar la carga. Además, el LCL debe desconectar la carga de forma automática cuando se detecte que la tensión de entrada cae por debajo de cierto valor preestablecido. Asimismo, debe incorporar funciones de *ON/OFF* por tele comando protegidas ante la posible aparición de señales espurias. Finalmente, el LCL debe disponer de una señal que permita al OBC determinar si la protección ha saltado debido a una demanda excesiva de corriente.

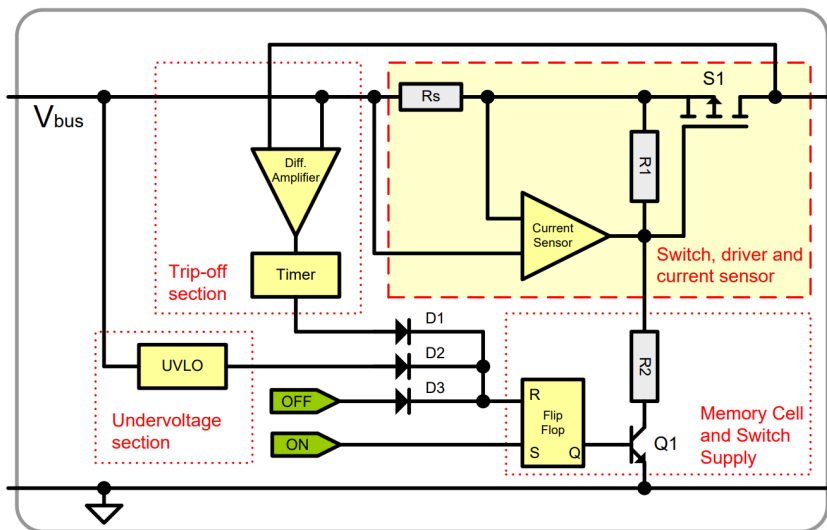


Figura 76. Diagrama de LCL extraído de la guía de diseño ECSS [133].

La figura 77 muestra el esquema electrónico del LCL desarrollado durante el presente trabajo. Dicho esquema se muestra en el simulador LTSpice, ya que se ha requerido de multitud de simulaciones antes de alcanzar el diseño definitivo. A diferencia de la implementación realizada posteriormente en el prototipo del regulador, este LCL no se ha ajustado para ceñirse a unas condiciones concretas de operación en lo que a tiempo y corriente de limitación respecta. El bloque denominado “*Latching Current Limiter*” incorpora las funciones de monitorización de corriente, limitación, temporización y desconexión. La señal *OC* permite al ordenador de a bordo determinar si se ha producido una desconexión por sobre corriente, mientras que la señal *TC* es la que apaga o enciende el circuito tanto si se indica por tele comando, como si se activa la protección ante baja tensión a la entrada. El bloque de “Telecomando” implementa de forma analógica un biestable tipo RS que es gobernado tanto por las señales de *ON* y *OFF* procedentes del OBC, como por la señal procedente del bloque “OFF Baja Tensión”, que se activa en caso de que la tensión de entrada decaiga por debajo de un valor predeterminado. Las señales de entrada del bloque “Telecomando” implementan un filtro que evita la activación por señales cuya duración sea inferior a 1 ms, y el comparador que activa la protección en caso de baja tensión dispone de histéresis.

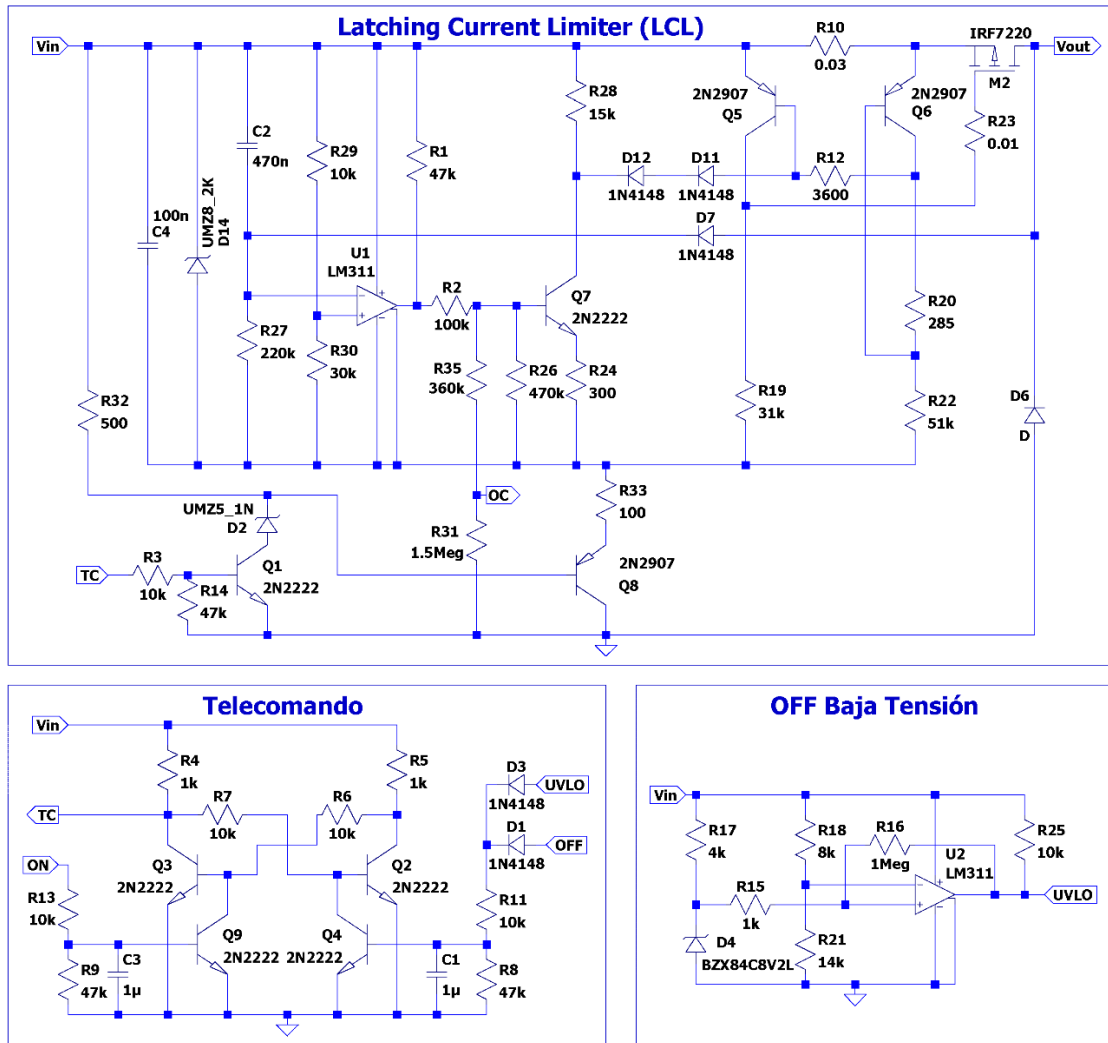


Figura 77. Esquema de LCL en el software LTSpice.

El límite de corriente I_{MAX} del LCL viene dado por la ecuación (39), donde I_{POL} Se corresponde con la corriente de polarización dada por (40), y R_{10} es la resistencia de media de la corriente que atraviesa el circuito. En la ecuación (40), V_{POL} se corresponde con la caída de tensión que se produce en el diodo zener D14, y V_{EBQ6} con la tensión emisor-base del transistor Q6.

$$I_{MAX} = \frac{I_{POL} \cdot R_{20}}{R_{10}} \quad (39)$$

$$I_{POL} = \frac{V_{POL} - V_{EBQ6}}{R_{22}} \quad (40)$$

Por otro lado, el tiempo de limitación t_{LIM} viene dado por la ecuación (41), donde V_{POL} se corresponde de nuevo con la tensión de polarización del circuito, que está marcada por la caída de tensión producida en el diodo zener D14.

$$t_{LIM}(s) = R_{27} \cdot C_2 \cdot \ln\left(V_{POL} \cdot \frac{R_{30}}{R_{29} \cdot R_{30}}\right) \quad (41)$$

En la [figura 78](#) se muestra el resultado de una simulación del circuito anterior. En ella se muestran la mayoría de las funciones que implementa el LCL. El LCL se enciende con la carga desconectada ($t = 0$). En $t = 10$ ms se recibe la orden de conectar la carga, siendo la corriente demandada inferior a la corriente máxima I_{MAX} , que en este caso se ha fijado en 1.9 A. En $t = 25$ ms se produce un aumento en la corriente demandada por la carga, siendo esta limitada por el LCL. Transcurridos 23 ms y no habiéndose reducido el consumo de corriente, el LCL desconecta la carga. Posteriormente, en $t = 60$ ms se recibe de nuevo la señal de conectar la carga. Esta es conectada, siendo su consumo de corriente nominal inferior al límite I_{MAX} . En $t = 85$ ms se recibe la señal que desconecta la carga, para posteriormente, volverse a conectar en $t = 110$ ms. La simulación muestra en a partir del instante $t = 95$ ms la tensión de entrada comienza a disminuir. Finalmente, en $t = 134$ ms la tensión de entrada decae por debajo del límite de tensión mínima, que se había preestablecido en 12.8 V. En ese instante se activa la protección ante tensión baja, desactivando de nuevo la carga.

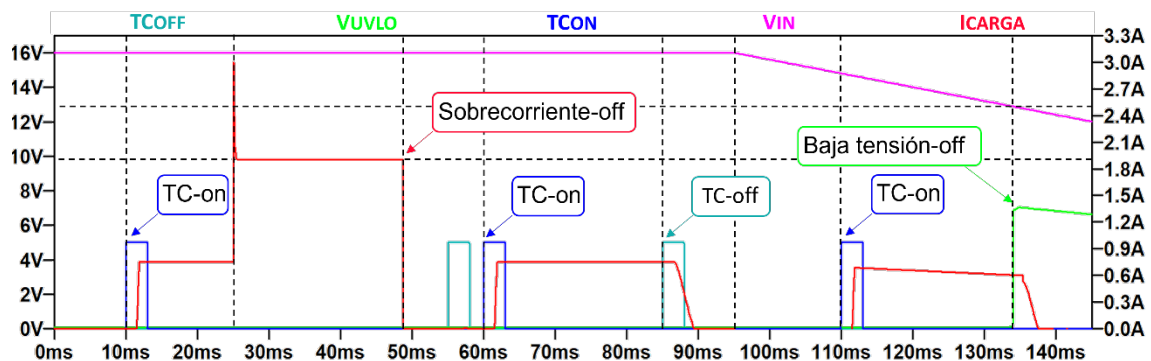


Figura 78. Resultado de simulación del circuito LCL presentado en la [figura 77](#).

La versión que se implementará en el prototipo final del regulador no dispondrá de las funciones de tele comando ni de la protección ante baja tensión a la entrada, ya que se tratará de una versión simplificada en la que solo se pretende probar la limitación, temporización y posterior desconexión de la carga en caso de sobre corriente.

6.3.2.2 Sistema de reloj de 4 fases SPFF

Seguidamente, se presentan en detalle tanto el diseño como la simulación en LTSpice del circuito de reloj propuesto en [131], que es usado para sincronizar a los convertidores *buck* de las cuatro fases que forman el regulador. Se trata de un circuito de reloj con cuatro salidas desfasadas 90° entre sí. Para mantener la tolerancia a fallos en todo el regulador, el sistema de reloj se encuentra redundado, lo que lo hace tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes. Este sistema de reloj está formado por los circuitos presentados en la figura 79 y la figura 80.

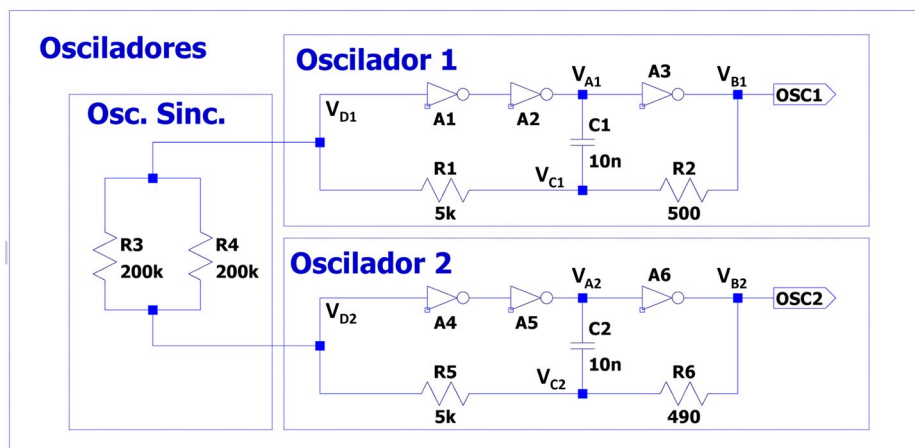


Figura 79. Esquema de los osciladores del sistema de reloj.

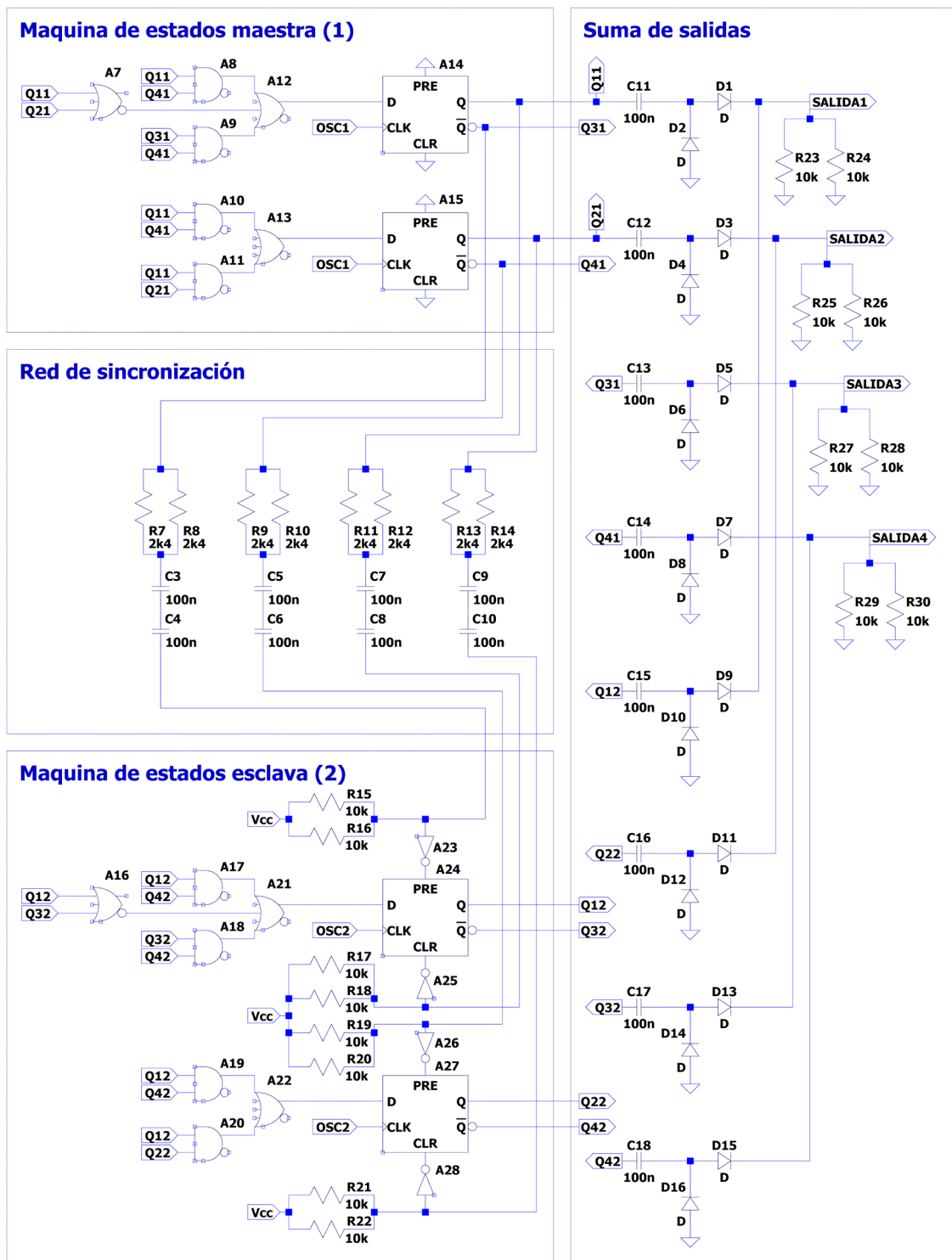


Figura 80. Esquema de las máquinas de estados que forman el sistema de reloj.

La primera de estas figuras muestra el circuito correspondiente a los dos osciladores sincronizados en los que se generan las señales de reloj fundamentales cuyos flancos de

subida marcan los cambios de estado dados en las máquinas de estado mostradas en la [figura 80](#), y cuyo diseño se ha basado en el diseño descrito en la patente [134]. Por separado, cada uno de estos osciladores genera un tren de pulsos (nodos V_{B1} y V_{B2} en la [figura 79](#)) cuya amplitud se corresponde con la tensión de alimentación de la puerta NOT A3 en el caso del oscilador 1, y A6 en el caso del oscilador 2. La frecuencia de oscilación de estos osciladores depende tanto de las constantes RC formadas por R2 y C1 en el caso del oscilador 1, y R6 y C2 en el caso del oscilador 2, como de los umbrales en el que las puertas NOT A1 y A4 detectan los niveles alto y bajo. En el caso de las puertas NOT usadas en LTSpice para realizar las simulaciones, la alimentación va de 0 V a +5 V, y el umbral entre nivel alto y bajo se encuentra situado a los 2.5 V.

Para explicar el funcionamiento de estos osciladores, nos fijaremos en el oscilador 1, y nos apoyaremos en la simulación mostrada en la [figura 81](#). En dicha figura, la salida del oscilador se corresponde con la señal V_{B1} , que se da en el nodo con su mismo nombre. Se observa que cuando la señal pasa a nivel bajo ($t = 3.4 \mu s$), la señal permanece a dicho nivel hasta que la tensión V_{C1} desciende hasta alcanzar el umbral de 2.5 V. Este tiempo se puede calcular con la ecuación de descarga de un condensador (42), y, para el caso de $R = 500 \Omega$ y $C = 10 \text{ nF}$, t se corresponde con $5.49 \mu s$. Una vez transcurrido este tiempo, en $t = 8.85 \mu s$, la salida del oscilador cambiará a nivel alto. En este instante, la señal V_{C1} pasa a tener una tensión de -2.5V, y no será hasta que esta tensión alcance los 2.5 V cuando la salida del oscilador vuelva a cambiar de nivel. Al igual que en el caso anterior, el tiempo necesario para que la tensión alcance los 2.5 V es de $5.49 \mu s$, siendo la duración total del periodo de aproximadamente $11 \mu s$, y, por tanto, la frecuencia f del oscilador de 90.9 kHz (43). Se observa que los resultados teóricos se corresponden con la simulación.

$$t = -R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{V(t)}{V_0}\right) = -500\Omega \cdot 10 \cdot 10^{-9}\text{F} \cdot \ln\left(\frac{2.5 \text{ V}}{7.5 \text{ V}}\right) = 5.49 \cdot 10^{-6}\text{s} \quad (42)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{11 \cdot 10^{-6}} = 90.9\text{kHz} \quad (43)$$

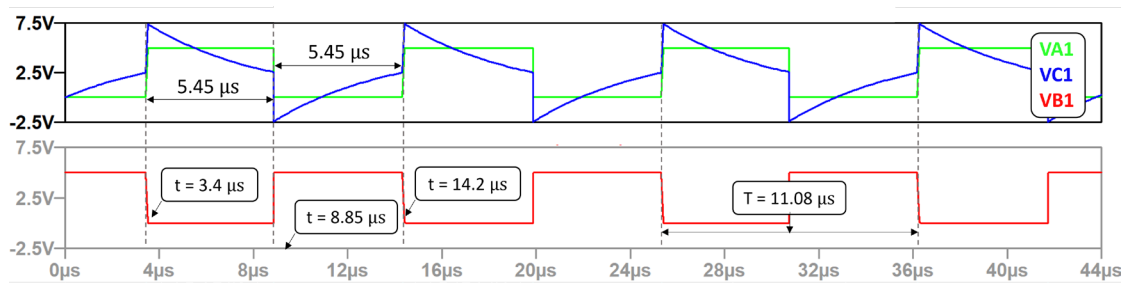


Figura 81. Simulación en LTSpice del oscilador 1.

Idealmente, si $C1 = C2$, y $R2 = R6$, ambos osciladores funcionarán de forma sincronizada. En la práctica esto no sucede, debido a factores como, por ejemplo, la tolerancia de los componentes. Para crear sincronismo entre ambos osciladores se introduce la red de resistencias formada por $R3$ y $R4$, que balancean las tensiones a la entrada de $A4$ y $A4$ entre ambos circuitos. Este balanceo se puede observar en la simulación mostrada en la [figura 82](#), donde, fijando un valor distinto en un 2% en $R2$ respecto a $R6$, se fuerza a que la frecuencia en ambos osciladores sea distinta. Se observa que, a pesar de esto, ambos osciladores funcionan en perfecta sincronía. De este modo se obtienen dos señales de reloj perfectamente sincronizadas que se usarán como señales de entrada de las máquinas de estado mostradas en la [figura 80](#).

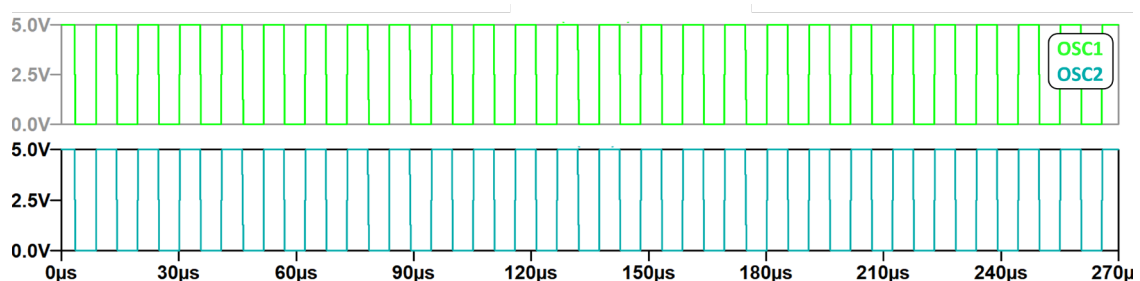


Figura 82. Comprobación de sincronismo entre ambos osciladores.

El sistema de reloj propuesto dispone de dos máquinas de estados, véase la [figura 80](#), cada una de ellas compuesta por 2 biestables tipo D, 4 puertas AND, una puerta OR de 3 entradas y una puerta NOR. Cada una de estas máquinas de estados tiene como entrada la señal procedente de uno de los osciladores previamente descritos. Con cada flanco de subida de la señal procedente del oscilador, las máquinas de estados cambian de forma secuencial entre 4 posibles estados, véase la [tabla 10](#) para el caso de la máquina de estados 1. Las 4 salidas $Q11$, $Q21$, $Q31$ y $Q41$ se corresponden con las 4 señales de reloj generadas en cada

una de las máquinas de estados. Debe destacarse que, debido a que para generar un periodo en la señal de reloj resultante deben recorrerse los 4 estados de la máquina de estados, la frecuencia de la señal de reloj resultante será 4 veces inferior a la frecuencia del oscilador.

Tabla 10: Salidas en función del estado de la máquina de estados 1.

	Q11	Q21	Q31	Q41
Estado 1	1	1	0	0
Estado 2	0	1	1	0
Estado 3	0	0	1	1
Estado 4	1	0	0	1

Las salidas de ambas máquinas de estados se suman una a una, de modo que las 4 señales de reloj resultantes (SALIDA1, SALIDA2, SALIDA3 y SALIDA4 en la [figura 80](#)) están constituidas por la suma de las salidas de ambas máquinas de estados, y forman 4 señales de reloj desfasadas 90° entre sí, véase el resultado de la simulación en LSTpice mostrado en la [figura 83](#). Dado que ambas máquinas de estados tienen como entrada dos señales sincronizadas entre sí, las salidas de las máquinas de estados también estarán sincronizadas. El motivo de usar dos máquinas de estados en lugar de una sola es el de dotar de redundancia al sistema, de modo que, si una deja de funcionar, su señal será desacoplada y será la otra la encargada de generar las señales de reloj.

No obstante, sí, debido, por ejemplo, a un fallo transitorio en la alimentación de una de las máquinas de estados, ambas máquinas de estados no comienzan a funcionar exactamente en el mismo instante, se dará el caso de que ambas máquinas se encuentren en estados distintos, y, por tanto, las salidas de ambas máquinas de estados se solapen, generando así señales de reloj erróneas. Este problema se soluciona sincronizando ambas máquinas de estados, usando para ello la red de sincronización formada por resistencias y condensadores mostrada en la [figura 80](#). Con la configuración mostrada, la máquina de estados 1 hace de máquina maestra, forzando a la máquina de estados 2 a encontrarse en el mismo estado que la máquina de estados 1 mediante la utilización de las señales *SET* y *RESET* de los biestables que la forman. Un ejemplo de este proceso de sincronización se muestra en la [figura 14](#) de [131]. En caso de que la máquina de estados 1 deje de funcionar de forma correcta, quedando

alguna de sus señales fijas, las señales de sincronización quedarán desacopladas gracias a los condensadores de la red de sincronización, siendo la máquina de estados 2 la que genere las señales de reloj. De esta forma se obtiene un sistema de reloj tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes.

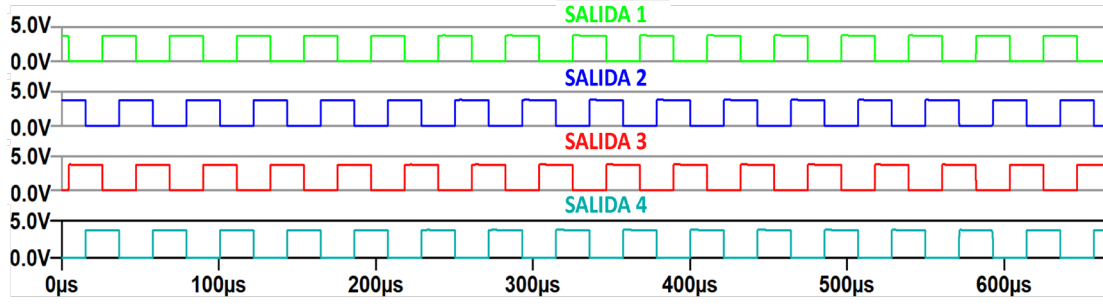


Figura 83. Simulación en LTSpice de las salidas del sistema de reloj.

6.3.2.3 Análisis de estabilidad del regulador

Seguida a esta extensión, se presenta una extensión del estudio de estabilidad que se ha realizado para implementar los 3 amplificadores de error del regulador.

En el artículo [131] se presenta el diagrama de bloques del lazo de control de regulador de potencia que se muestra en la [figura 84](#), así como la función de lazo $T(s)$ (44) y las funciones de transferencia de cada uno de los bloques que la forman. Estas funciones son: la impedancia de salida $Z_O(s)$, la ganancia del divisor G_{div} (45), la función de transferencia de los amplificadores de error $G_{MEA}(s)$ (46), la ganancia de los votadores de mayoría G_{MV} (47) y la función de transferencia del lazo interno de corriente de pico del integrado LT3845 $G_{ci}(s)$. Estas funciones han sido obtenidas a partir del análisis en pequeña señal del esquema eléctrico mostrado en [figura 85](#). Si bien es cierto que algunas de estas funciones son sencillas o bien conocidas, como es el caso de G_{div} , $G_{MEA}(s)$ o G_{MV} , hay otras funciones como $Z_O(s)$ o $G_{ci}(s)$ cuyo desarrollo puede resultar interesante al ser aplicadas en un regulador entrelazado con doble lazo de control de corriente que alimenta a un electrolizador.

$$T(s) = G_{CI}(s) \cdot Z_O(s) \cdot G_{div} \cdot G_{MEA} \cdot G_{MV} \quad (44)$$

$$G_{div} = \frac{R_{shunt}}{R_{shunt} + R_{select}} \quad (45)$$

$$G_{MEAn}(s) = \frac{1}{R_3 \cdot C_1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{1 + S \cdot C_1 \cdot R_4}{S} \quad (46)$$

$$G_{MV} = K_{MV} \quad (47)$$

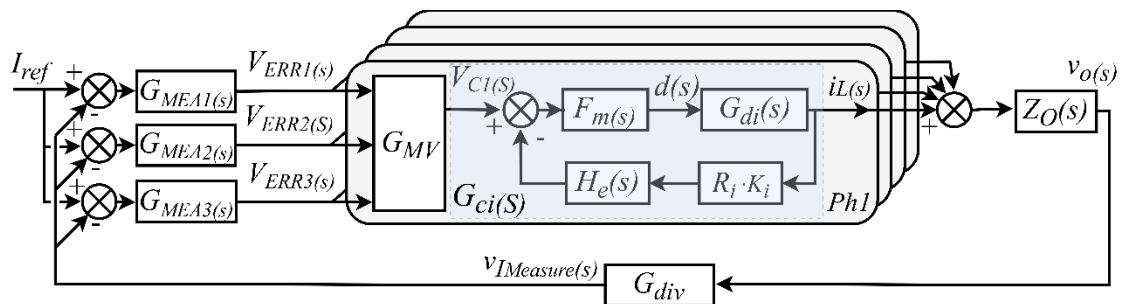


Figura 84. Diagrama de bloques del lazo de control del EPC.

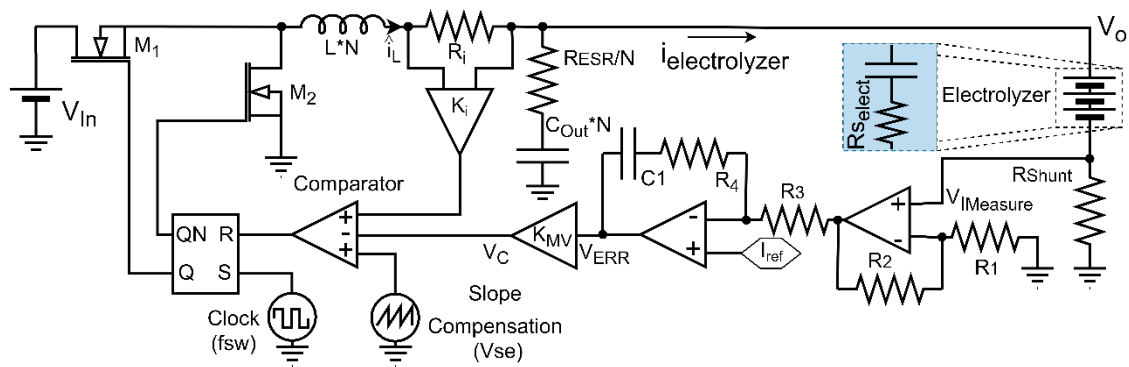


Figura 85. Simplificación del esquema eléctrico del EPC.

Tomando como referencia la figura 85, la función de transferencia correspondiente a la impedancia de salida $Z_O(s)$ está compuesta por los condensadores de salida de cada uno de los N convertidores *buck* activos junto a su resistencia en serie (C_{out} , R_{ESR}), la impedancia del electrolyzador, y la resistencia de medida de corriente R_{shunt} . Lo destacable de la obtención de $Z_O(s)$ es el modelado del electrolyzador, que según [135], puede verse como una resistencia en serie con una batería o un condensador de gran capacidad. Al realizar un

análisis en pequeña señal del electrolizador, dicha batería se puede anular como si de una fuente de tensión se tratase. De este modo, la función de transferencia de la impedancia de salida $Z_O(s)$ para un único convertidor *buck* se obtiene del análisis en pequeña señal de la impedancia formada por el condensador de salida del convertidor *buck*, en paralelo con la resistencia formada por la suma de la resistencia en serie del electrolizador y la resistencia de medida (48). Pasando esta ecuación al dominio de Laplace se obtiene la ecuación (49), y operando (49) se llega a la expresión (50).

$$Z_O(s) = (ZR_{ESR} + ZC_{out}) // (ZR_{shunt} + ZR_{select}) \quad (48)$$

$$Z_O(s) = \left(R_{ESR} + \frac{1}{s \cdot C_{out}} \right) // (R_{shunt} + R_{select}) \quad (49)$$

$$Z_O(s) = (R_{shunt} + R_{select}) \cdot \frac{1 + R_{ESR} \cdot s \cdot C_{out}}{1 + (R_{ESR} + R_{shunt} + R_{select}) \cdot s \cdot C_{out}} \quad (50)$$

Al ser todos los condensadores de salida de los convertidores iguales y estar situados en paralelo, la capacidad equivalente de los mismos se obtiene multiplicando la capacidad de uno de los condensadores por las N fases activas. Del mismo modo, la resistencia en serie equivalente de los condensadores se obtiene dividiendo la resistencia en serie de uno de los condensadores entre el número N de fases activas. De esta forma se puede extrapolar la ecuación (50) para N convertidores en paralelo, obteniendo la ecuación (51)

$$Z_O(s) = (R_{shunt} + R_{select}) \cdot \frac{1 + R_{ESR} \cdot s \cdot C_{out}}{1 + \left(\frac{R_{ESR}}{N} + R_{shunt} + R_{select} \right) \cdot s \cdot C_{out} \cdot N} \quad (51)$$

Por otro lado, la función $Gci(s)$, que se corresponde con la función de transferencia del lazo interno de corriente de pico del controlador PWM, está formada por la función que ajusta el ciclo de trabajo en función de la tensión de control $Fm(s)$, la función de transferencia que relaciona el ciclo de trabajo con la corriente que circula por la bobina $Gdi(s)$, la ganancia del sensor de medida de corriente K_i , la resistencia de medida R_i y la función de transferencia del muestreo de corriente $He(s)$. Si bien es cierto que, aplicando el desarrollo mostrado en [136] a la topología de convertidor *buck* entrelazado con N fases, la función de transferencia de un convertidor *buck* con control de corriente de pico y rampa de compensación $Gci(s)$ se puede aproximar a la expresión (52), el caso del controlador PWM

LT3845 presenta algunas particularidades. El principal problema que se presenta es que, debido a la rampa de compensación interna del mismo, se desconocen los valores de la ganancia del sensor de corriente K_i , y de la pendiente de la rampa de compensación S_e , que viene dada por la ecuación (53), de la cual desconocemos el valor de la amplitud de la rampa de compensación V_{se} . Por tanto, es necesario obtener los valores para V_{se} y K_i que permitan simular la respuesta del integrado LT3845 y así poder estudiar la estabilidad del sistema. Un análisis más detallado al respecto se muestra en la sección 4.3.2.3 de la presente tesis doctoral.

$$G_{ci}(s) = \frac{N}{R_i \cdot K_i} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \left(\frac{V_{se} \cdot f_{sw} \cdot L + (0.5 \cdot V_{in} - V_o) \cdot R_i \cdot K_i}{V_{in} \cdot R_i \cdot K_i \cdot f_{sw}} \right)} \quad (52)$$

$$S_e = V_{se} \cdot f_{sw} \quad (53)$$

Una vez se ha obtenido el valor de V_{se} y de la ganancia equivalente del amplificador de corriente K_i siguiendo el razonamiento mostrado en la sección correspondiente del capítulo 4, se representa el diagrama de bode de la función de lazo de cerrado (44) del regulador bajo diversas condiciones de funcionamiento usando MATLAB. Cabe mencionar que, dado que la ganancia equivalente no es fija, y depende tanto de la tensión en el pin Vc, como del ciclo de trabajo, asumiremos cierto error al realizar las simulaciones. Es por esto por lo que la simulación se usará para realizar una aproximación inicial del diseño del lazo de control. Posteriormente se realizarán las medidas que permitirán comparar el resultado teórico con el obtenido experimentalmente, y, por tanto, determinar cuan precisa ha sido la aproximación.

La simulación se ha realizado teniendo en cuenta todo el rango de tensiones de la batería, así como todas las posibles tensiones de salida para cada una de las tensiones de entrada, tanto para el regulador funcionando con 4 fases activas ($N = 4$), como con 3 ($N = 3$). La figura 86 muestra los resultados principales de cada simulación. En dicha gráfica se han incluido los casos extremos, que se corresponden con tensión de entrada máxima y tensión de salida mínima, y viceversa, tanto para 3 como para 4 fases. Los resultados para el resto de los casos posibles se encuentran comprendidos entre estos extremos. La tabla 11 recoge los principales parámetros usados para la simulación de la función de lazo del regulador, pudiendo encontrarse estos con mayor detalle en el artículo que da cuerpo al presente capítulo.

Tabla 11: Principales parámetros usados para la obtención de $T(s)$.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_1	6.2 k Ω	C_1	144 nF
R_2	47 k Ω	R_{shunt}	20 m Ω
R_3	2 k Ω	R_{selec}	420 m Ω
R_4	2 k Ω	G_{MV}	0.88
C_{out}	44 μ F	R_{ESR}	80 m Ω
V_{se}	60 mV	R_i	10 m Ω
f_{SW}	123 kHz	V_O	3.4 – 7.2 V
L	68 μ H		

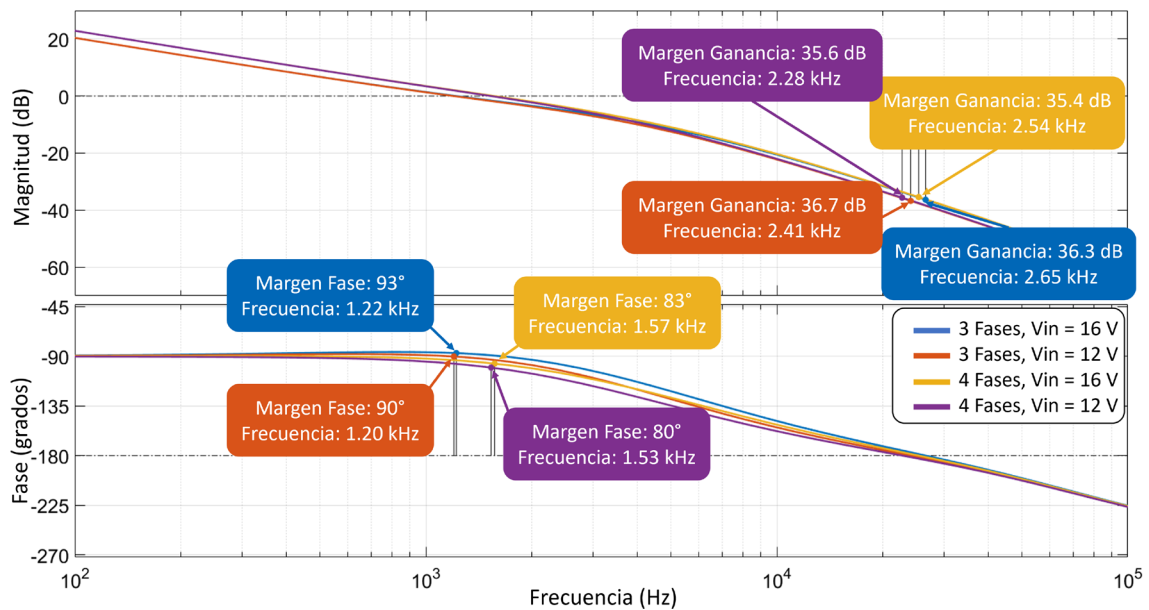


Figura 86. Simulación en MATLAB de la función de lazo $T(s)$ (44).

En el diseño del lazo de control se ha priorizado la estabilidad ante la velocidad de respuesta del sistema, ya que la aplicación del sistema no requiere ser rápida, pero si ser altamente estable. Se observa que para todos los casos posibles el sistema presenta una alta estabilidad, mientras que la frecuencia de corte no es nunca superior a los 1.57 kHz.

Las medidas experimentales de la función de lazo se muestran y comparan en el artículo correspondiente al presente capítulo de la tesis doctoral [131], y en él se observa que los resultados teóricos y experimentales son muy cercanos entre sí.

6.4 Conclusiones parciales

El conjunto formado por el artículo que da cuerpo al presente capítulo junto al análisis y la extensión de resultados realizados posteriormente conforman el presente capítulo, en el que se ha realizado la propuesta de un regulador de potencia específicamente diseñado para alimentar a un electrolizador a bordo de un microsátélite destinado a la exploración del espacio profundo.

Tras realizar la correspondiente revisión bibliográfica y el diseño del regulador, se ha implementado un prototipo TRL4 que ha sido usado para validar el diseño, sometiendo al mismo a multitud de pruebas en condiciones de laboratorio. Estas pruebas han permitido validar, entre otras cosas, la tolerancia a fallos del regulador propuesto.

En el [capítulo 7](#) de la presente tesis se muestran tanto las conclusiones detalladas como las aportaciones del presente capítulo a la tesis doctoral, en el [Anexo III](#) se incluyen los esquemas electrónicos del prototipo implementado, y en el [Anexo IV](#) se incluye una descripción del banco de pruebas usado durante la realización de las pruebas.

Capítulo 7

Conclusiones, aportaciones y líneas abiertas

7.1 Conclusiones

7.1.1 Artículo I: Regulador de paneles solares de alta fiabilidad para microsátélites destinados a la exploración del espacio profundo

A continuación, se describen las principales conclusiones del trabajo [124]. Un análisis más detallado del mismo se encuentra en el capítulo dedicado en exclusiva al trabajo ([Artículo I: Regulador de paneles solares de alta fiabilidad para microsátélites destinados a la exploración del espacio profundo](#)).

1. **Se ha presentado el diseño de un regulador de paneles solares** de alta fiabilidad y altamente integrado, especialmente diseñado para ser usado en microsátélites destinados a la exploración del espacio profundo.
2. **Se ha implementado un prototipo completamente funcional con un nivel TRL4** siguiendo los estándares y requerimientos de la Agencia Espacial Europea. El funcionamiento de dicho prototipo ha sido validado en laboratorio bajo diversas condiciones que cubren el rango completo de operación.
3. **El prototipo implementado es tolerante al fallo de uno cualquiera de los componentes que lo componen.** Para ello se ha usado una topología formada por 6 convertidores dimensionados en redundancia $n+1$, de modo que solo 5 sean necesarios para proveer al sistema de la potencia requerida. El sistema cuenta con un monitor de sobretensión en la batería, triplemente redundado y conectado a las diversas fases mediante el uso de votadores de mayoría.
4. **A pesar de la baja potencia del regulador, y del enfoque de tolerancia a fallos adoptado, la eficiencia del sistema es cercana al 90 %** cuando el regulador se encuentra suministrando la potencia máxima, lo cual es un valor remarcable.
5. Finalmente, **el diseño se ha llevado a cabo considerando la fácil adaptación del sistema propuesto a el uso de componentes que posean cualificación**

espacial. El uso de estos componentes aumentaría aún más la fiabilidad del sistema.

7.1.2 Artículo II: Sistemas analógicos de seguimiento del punto de máxima potencia para misiones interplanetarias en pequeños satélites

A continuación, se describen las principales conclusiones del trabajo [130]. Un análisis más detallado del artículo se encuentra en el capítulo dedicado en exclusiva al trabajo ([Artículo II: Sistemas analógicos de seguimiento del punto de máxima potencia para misiones interplanetarias en pequeños satélites](#)).

1. **Es necesario el desarrollo de técnicas MPPT globales implementadas de forma analógica y diseñadas para ser aplicadas a microsátélites,** especialmente orientadas a aquellos microsátélites destinados a la exploración del espacio profundo, siendo este uno de los ambientes más hostiles conocidos, en el que las condiciones de irradiancia y temperatura pueden variar bruscamente a lo largo del transcurso de la misión.
2. **Se ha presentado el método *Analog Global Maximum Power Point Tracking (AGMPPT)*,** un método MPPT global y analógico que, mediante el escaneo de la curva P – V completa del panel solar es capaz de determinar donde se sitúa el GMPP. Este método hace uso de un multiplicador PWM analógico que también ha sido desarrollado. El hecho de escanear la curva completa proporciona información adicional que puede ser usada para fines relacionados con la telemetría. Como principal contrapunto, se trata de un método que realiza escaneos de forma periódica, los cuales se traducen en saltos en la corriente inyectada a la batería que a la larga podrían llegar a reducir su vida útil. No obstante, se podría llegar a aprovechar esta característica para mantener a las baterías a la temperatura deseada en lugar de usar calentadores externos, o incluso para propósitos de estimación del estado de salud de la misma.
3. **Se ha presentado el método *Analog Global Maximum Output Power Tracking (AGMOPT)*,** un segundo método MPPT global implementado de

forma analógica que, en este caso, escanea la corriente a la salida del convertidor DC-DC, ya que, en un bus de batería no regulado, la corriente de salida del convertidor será proporcional a la potencia, siempre que el escaneo se realice lo suficientemente rápido. Como punto a favor, al escanear la corriente de salida, se tiene en cuenta la eficiencia del convertidor, que no es igual en todos los puntos de trabajo. Como contrapartida, este método es dependiente de la topología del convertidor DC-DC usada en el regulador de paneles solares. Al igual que el método anterior, este sistema también inyecta saltos de corriente en la batería.

4. **Ambos métodos han sido comparados con un método tradicional y bien establecido, que en este trabajo ha sido denominado como *Analog Maximum Power Point Tracker*.** Se han realizado test usando diversas curvas I – V representativas, mostrando los resultados que el método tradicional obtiene un mejor resultado cuando la curva del panel solar no presenta MPP locales. Este método no inyecta picos de corriente a la batería. En cambio, en las curvas que presentan MPP locales, este método puede fallar, traducándose esto en una pérdida considerable de potencia inyectada en la batería, que en ocasiones podría llegar a ser inasumible para el correcto transcurso de la misión espacial. Es en estos escenarios donde los métodos MPPT globales presentados toman ventaja respecto al método tradicional.
5. **Respecto a la comparación entre los dos métodos MPPT globales desarrollados,** cabe destacar que el método AGMPPT tiene como principal ventaja que permite escanear la curva I – V completa del panel solar, mientras que el tramo de curva que el AGMOPT pueda escanear va a depender de la topología del convertidor DC-DC propuesto. Por otro lado, las principales ventajas del AGMOPT respecto al AGMPPT son que no se requiere del uso de un multiplicador PWM, y que se tiene en cuenta la eficiencia de conversión del convertidor usado. Cabe destacar que, en las pruebas realizadas, los resultados en términos de potencia extraída de los paneles solares en ambos métodos son prácticamente idénticos, requiriendo el AGMOPT de un menor número de componentes para su implementación, lo que podría traducirse en una mayor fiabilidad y menores peso y tamaño.

7.1.3 Artículo III: Convertidor *buck* síncrono, entrelazado y tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes, para microsatélites propulsados mediante electrólisis

A continuación, se describen las principales conclusiones del trabajo [131]. Un análisis de resultados más detallado se encuentra en el capítulo dedicado en exclusiva al trabajo (Artículo III: Convertidor *buck* síncrono, entrelazado y tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes, para microsatélites propulsados mediante electrólisis).

1. Con la reciente aparición de la novedosa tecnología de propulsión para microsatélites basada en la electrólisis del agua, **surge la necesidad de desarrollar nuevos reguladores** que sean capaces de alimentar eléctricamente de forma óptima a dichos sistemas de propulsión.
2. Tras realizar la correspondiente revisión bibliográfica **se ha presentado una propuesta de regulador basado en una topología de convertidor *buck* entrelazada**. Esta topología permite reducir el rizado de corriente de salida, y, por tanto, extender la vida útil del electrolizador. La topología presentada ha sido diseñada de modo que sea fácilmente adaptable al uso de componentes cualificados para uso espacial, usando como controlador PWM del convertidor *buck* el circuito integrado LT3845, el cual posee un equivalente espacial directo, el RH3845MK. Además, el regulador propuesto ha sido diseñado para ser SPFF.
3. **El trabajo presentado incluye un análisis de estabilidad completo**, el cual indica que el regulador propuesto será estable en todo el rango de posibles condiciones de trabajo. El lazo de control de este regulador ha sido ajustado priorizando la estabilidad a la velocidad de respuesta, por lo que el regulador resultante es altamente estable.
4. **Se ha implementado un prototipo del regulador propuesto con nivel TRL4** sobre el que se han llevado a cabo multitud de pruebas para validar el diseño propuesto. Además de verificar el correcto funcionamiento en condiciones nominales de trabajo, **se ha verificado la respuesta del sistema ante fallos** en cada uno de los diversos subsistemas que lo conforman.

5. **Finalmente se han realizado tanto medidas de eficiencia, como un análisis de pérdidas.** Este último indica que, a pesar de no tratarse de un sistema altamente eficiente, habiendo obtenido el regulador una eficiencia ligeramente superior al 80% en el mejor de los casos, gran parte de las pérdidas están asociadas a los sistemas y componentes electrónicos que hacen que el regulador sea SPFF.

7.2 Aportaciones

Seguidamente se resumen las principales aportaciones de la presente tesis doctoral agrupadas en los tres artículos que la componen.

7.2.1 Artículo I: Regulador de paneles solares de alta fiabilidad para microsátélites destinados a la exploración del espacio profundo

A continuación, se listan las principales aportaciones del trabajo. Un análisis de resultados más detallado se encuentra en el capítulo dedicado en exclusiva al trabajo ([Artículo I: Regulador de paneles solares de alta fiabilidad para microsátélites destinados a la exploración del espacio profundo](#)).

1. Toma de contacto y **revisión literaria de las principales topologías usadas en** los sistemas de potencia eléctrica orientados a **microsátélites**.
2. Se ha aportado una **propuesta de topología de regulador de paneles solares** especialmente diseñada para ser usada en un microsátélite destinado a la exploración del espacio profundo.
3. **Descripción detallada del sistema propuesto**, así como de los diversos subsistemas que lo conforman y el funcionamiento de estos.

4. **Estudio de estabilidad del regulador** propuesto, tanto cuando este se encuentra regulando la extracción máxima de potencia de los paneles solares, como cuando se encuentra regulando la tensión de final de carga de la batería.
5. **Implementación del prototipo TRL4, y validación en laboratorio** de las distintas funcionalidades de este bajo diversas condiciones de trabajo representativas, entre las que se encuentran tanto el funcionamiento en régimen nominal, como la recuperación del sistema ante fallos en los diversos subsistemas.

7.2.2 Artículo II: Sistemas analógicos de seguimiento del punto de máxima potencia para misiones interplanetarias en pequeños satélites

A continuación, se listan las principales aportaciones del trabajo. Un análisis de resultados más detallado se encuentra en el capítulo dedicado en exclusiva al trabajo ([Artículo II: Sistemas analógicos de seguimiento del punto de máxima potencia para misiones interplanetarias en pequeños satélites](#)).

1. **Toma de contacto y revisión literaria** de sistemas de seguimiento del punto de máxima potencia analógicos para uso espacial.
2. **Descripción, teoría de funcionamiento y guía detallada** para el diseño y la implementación del método MPPT analógico tradicional *Analog Maximum Power Point Tracking (AMPPT)*.
3. **Descripción, teoría de funcionamiento y guía detallada** para el diseño y la implementación del método *Analog Global Maximum Power Point Tracking (AGMPPT)*.
4. **Descripción, teoría de funcionamiento y guía detallada** para el diseño y la implementación del método *Analog Global Maximum Output Power Tracking (AGMOPT)*.
5. **Validación en laboratorio del método AGMPPT** usando para ello diversas configuraciones de curvas I – V de paneles solares.

6. **Validación en laboratorio del método AGMOPT** usando para ello diversas configuraciones de curvas I – V de paneles solares.
7. **Comparación entre los tres métodos** descritos usando curvas I - V de panel solar que simulan condiciones relevantes en las que aparecen MPP locales.

7.2.3 Artículo III: Convertidor *buck* síncrono, entrelazado y tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes, para microsátélites propulsados mediante electrólisis

Las principales aportaciones del trabajo que compone la tercera publicación [131] de la presente tesis doctoral son las siguientes. Para mayor detalle, así como una extensión de resultados, refiérase a la sección previa dedicada en exclusiva a ello ([Artículo III: Convertidor *buck* síncrono, entrelazado y tolerante al fallo de uno cualquiera de sus componentes, para microsátélites propulsados mediante electrólisis](#))

1. **Toma de contacto y revisión literaria** de reguladores de potencia especialmente diseñados para alimentar electrolizadores.
2. **Se ha aportado una propuesta de regulador** apto para alimentar a un electrolizador a bordo de un microsátélite.
3. **Descripción detallada del regulador propuesto**, así como de los diversos subsistemas que lo conforman y el funcionamiento de estos.
4. **Validación en laboratorio en condiciones de funcionamiento nominal del prototipo del regulador** implementado a partir de la topología propuesta.
5. **Validación en laboratorio de la capacidad del regulador para seguir funcionando a pesar de que falle alguno de los subsistemas que lo conforman.**
6. Se ha presentado un **análisis de eficiencia junto a un desglose de pérdidas** que permite justificar la diferencia de eficiencia del sistema respecto a un sistema no tolerante al fallo de uno de sus componentes.

7.3 Líneas abiertas

La finalización de la presente tesis doctoral ha dejado como resultado un modelo de ingeniería de los principales subsistemas que conforman el EPS de un microsatélite destinado a la exploración del espacio profundo, y que usará agua como único combustible.

Con el afán de continuar con esta línea de investigación, se presentan diversas líneas futuras que han quedado abiertas, en algunas de las cuales, el Industrial Electronics group de la UMH ya ha comenzado a trabajar. Estas líneas son las siguientes:

7.3.1 Pruebas de fiabilidad durante una simulación de misión espacial en condiciones reales

Tanto el regulador de paneles solares como el convertidor de potencia para alimentar un electrolizador desarrollados durante la presente tesis doctoral han sido diseñados con el objetivo de que sean altamente fiables y tolerantes al fallo de al menos uno de sus componentes. Ambos sistemas han sido probados bajo condiciones de fallo de alguno de sus componentes. No obstante, todas las pruebas realizadas han tenido una corta duración, y han sido realizadas en laboratorio a temperatura ambiente cercana a los 25 °C. Para demostrar la fiabilidad de los sistemas es conveniente realizar una prueba de los diversos subsistemas en condiciones relevantes.

Estas condiciones relevantes deben tener en cuenta factores como la temperatura a la que se realizan las pruebas, así como la duración de estas. Además, dichas pruebas deberán realizarse en condiciones vacío.

Como parte del proyecto ASFAE/2022/21, financiado por los fondos European Union NextGenerationEU y la Generalitat Valenciana, actualmente ya se han realizado pruebas del regulador de paneles solares a temperaturas controladas de -20 °C de forma exitosa, y se está trabajando con el objetivo de adaptar el regulador de modo que pueda trabajar a temperaturas lo más cercanas posibles a los -70 °C.

7.3.2 Análisis FMECA y *Worst Case*

Otro punto que queda pendiente tras la finalización de la presente tesis doctoral es el desarrollo de los análisis FMECA y *Worst Case*. Estos análisis consisten en lo siguiente:

Por un lado, el **análisis FMECA** analiza la reacción del sistema ante cada uno de los posibles fallos que puedan darse en cada uno de los componentes electrónicos que conforman los diversos subsistemas. En los sistemas SPFF, este análisis permite verificar que, efectivamente, el sistema podrá seguir funcionando sin que ninguna de sus funcionalidades se vea afectada a pesar de que falle alguno de sus componentes electrónicos.

Por otro lado, el ***Worst Case Analysis*** analiza el comportamiento del sistema en las peores condiciones posibles que puedan darse en el mismo. Estas condiciones contemplan las tolerancias de los componentes electrónicos y la variación de sus valores debido a cambios en sus condiciones de funcionamiento, así como la degradación que estos sufrirán durante la misión.

7.3.3 Aumento del nivel TRL de los subsistemas desarrollados

La finalización de la presente tesis doctoral ha proporcionado como resultado los prototipos de ingeniería de algunos de los subsistemas principales que forman el EPS de un microsatélite. Estos prototipos han sido validados en laboratorio, encontrándose así los mismos en un nivel de madurez tecnológica TRL 4.

Gracias a la concesión del proyecto “Convertidor reductor entrelazado sin fallos simples para un propulsor de electrolisis de agua en misiones de espacio profundo” financiado por la Agencia Estatal de Investigación bajo el número de referencia PDC2022-133270-C21, actualmente se está trabajando en elevar el TRL de los distintos subsistemas desarrollados a un nivel 6, que se corresponde con una tecnología demostrada en un entorno relevante. Este TRL podría llegar a nivel 7 en caso de validar los subsistemas en unas condiciones que se correspondiesen con las de las misiones espaciales propuestas, en caso de que en un futuro las hubiera.

Para realizar las pruebas oportunas que permitan elevar el nivel TRL, los subsistemas serán implementados en un formato que se corresponda con el de un *CubeSat* 6U, con el objetivo de disponer de un sistema que se asemeje en la mayor medida de lo posible a un sistema listo para volar. De esta forma, este prototipo se podrá evolucionar de forma sencilla a una versión de vuelo que permitiría elevar el nivel de madurez tecnológica a un TRL 8.

7.3.4 Desarrollo de otros subsistemas del EPS

Tras la finalización de la presente tesis doctoral, hay algunos subsistemas pertenecientes al EPS, los cuales no han sido desarrollados. Entre estos subsistemas se encuentran el *Battery Management System* o BMS, la unidad de distribución de potencia, o los posts reguladores encargados de generar las tensiones reguladas que se distribuirán al resto de sistemas del satélite.

Actualmente, el Industrial Electronics group está trabajando en el desarrollo de un BMS activo gracias a la concesión del proyecto ASFAE/2022/21 financiado por los fondos European Union NextGenerationEU y la Generalitat Valenciana. Se trata de un BMS capaz de balancear la carga en baterías 4S. Con el objetivo de desarrollar un EPS flexible que pueda adaptarse a diversas misiones espaciales y/o *CubeSats*, se podrán agrupar dos de estos conjuntos de baterías + BMS en serie para obtener el equivalente a una batería 8S, que parece ser la tendencia actual en el desarrollo de *CubeSats*. Para lograr esto, los BMS deberán ser capaces de balancear la carga entre ellos.

Referencias

- [1] V. D. Kuznetsov, V. M. Sinelnikov, and S. N. Alpert, “Yakov Alpert: Sputnik-1 and the first satellite ionospheric experiment,” *Advances in Space Research*, vol. 55, no. 12, pp. 2833–2839, 2015, doi: 10.1016/j.asr.2015.02.033.
- [2] A. J. Lepage, “Sputnik 2: The First Animal in Orbit,” 1997. [Online]. Available: <http://www.users.wineasy.se/svengrahn/histind/Sputn>
- [3] B. J. Bluth and Martha Helppie, *Soviet Space Station as Analogs*, 2nd edition. Washintong, D.C., 1986.
- [4] J. F. Mccauley *et al.*, “Preliminary Mariner 9 Report on the Geology of Mars,” *Icarus*, vol. 17, no. 2, pp. 289–327, 1972, doi: 10.1016/0019-1035(72)90003-6.
- [5] X. Li *et al.*, “Accuracy and reliability of multi-GNSS real-time precise positioning: GPS, GLONASS, BeiDou, and Galileo,” *J Geod*, vol. 89, no. 6, pp. 607–635, Jun. 2015, doi: 10.1007/s00190-015-0802-8.
- [6] A. Klesh and J. Krajewski, “MarCO: CubeSats to Mars in 2016,” in *29th Annual ALAA/USU Conference on Small Satellites*, 2015. Accessed: Feb. 08, 2023. [Online]. Available: <https://digitalcommons.usu.edu/smallsat/2015/all2015/16/>
- [7] J. Benkhoff *et al.*, “BepiColombo - Mission Overview and Science Goals,” *Space Sci Rev*, vol. 217, no. 8, Dec. 2021, doi: 10.1007/s11214-021-00861-4.
- [8] C. García Marirrodriga *et al.*, “Solar Orbiter: Mission and spacecraft design,” *Astron Astrophys*, vol. 646, Feb. 2021, doi: 10.1051/0004-6361/202038519.
- [9] K. A. Farley *et al.*, “Mars 2020 Mission Overview,” *Space Sci Rev*, vol. 216, no. 8, Dec. 2020, doi: 10.1007/s11214-020-00762-y.
- [10] M. Ozimek and J. Atchison, “NASA Double Asteroid Redirection Test (DART) Low-Thrust Trajectory Concept,” in *27th AAS/ALAA Space Flight Mechanics Meeting*, San Antonio, Texas, Feb. 2017. [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/313888405>
- [11] E. Dotto *et al.*, “LICIACube - The Light Italian Cubesat for Imaging of Asteroids In support of the NASA DART mission towards asteroid (65803) Didymos,” *Planet Space Sci*, vol. 199, May 2021, doi: 10.1016/j.pss.2021.105185.
- [12] M. Clampin, “The James Webb Space Telescope (JWST),” *Advances in Space Research*, vol. 41, no. 12, pp. 1983–1991, 2008, doi: 10.1016/j.asr.2008.01.010.

- [13] O. Grasset *et al.*, “JUper ICy moons Explorer (JUICE): An ESA mission to orbit Ganymede and to characterise the Jupiter system,” *Planet Space Sci*, vol. 78, pp. 1–21, 2013, doi: 10.1016/j.pss.2012.12.002.
- [14] P. Michel *et al.*, “The ESA Hera Mission: Detailed Characterization of the DART Impact Outcome and of the Binary Asteroid (65803) Didymos,” *Planetary Science Journal*, vol. 3, no. 7, Jul. 2022, doi: 10.3847/PSJ/ac6f52.
- [15] H. R. Goldberg *et al.*, “The Juventas CubeSat in Support of ESA’s Hera Mission to the Asteroid Didymos.”
- [16] F. Ferrari, V. Franzese, M. Pugliatti, C. Giordano, and F. Topputo, “Preliminary mission profile of Hera’s Milani CubeSat,” *Advances in Space Research*, vol. 67, no. 6, pp. 2010–2029, Mar. 2021, doi: 10.1016/j.asr.2020.12.034.
- [17] M. N. Sweeting, “Modern Small Satellites-Changing the Economics of Space,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 106, no. 3, pp. 343–361, Mar. 2018, doi: 10.1109/JPROC.2018.2806218.
- [18] F. Tata Nardini, M. Coletti, A. Reissner, and D. Krejci, “5. Propulsion Systems,” in *Nanosatellites, Space and Ground Technologies, Operations and Economics*, 2020, pp. 85–114. Accessed: Feb. 14, 2023. [Online]. Available: <https://lccn.loc.gov/2019049523>
- [19] G. Herdrich, S. Fasoulas, and N. Harmansa, “Development of a Water Propulsion System for Small Satellites,” in *68th International Astronautical Congress (IAC)*, Adelaide, Australia, Sep. 2017. [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/320407544>
- [20] K. James, T. Moser, A. Conley, J. Slostad, and R. Hoyt, “Performance Characterization of the HYDROS™ Water Electrolysis Thruster,” in *Small Satellite Conference*, 2015. Accessed: Jan. 31, 2023. [Online]. Available: <https://digitalcommons.usu.edu/smallsat/2015/all2015/75/>
- [21] A. Porter, M. Freedman, R. Grist, C. Wesson, and M. Hanson, “Flight Qualification of a Water Electrolysis Propulsion System.”
- [22] A. Elwood *et al.*, “State of the Art: Small Spacecraft Technology 2018,” Moffett Field, CA, Dec. 2018. [Online]. Available: <http://www.sti.nasa.gov>
- [23] M. Compadre, A. Garrigós, and A. Strain, “8. Power Systems,” in *Nanosatellites, Space and Ground Technologies, Operations and Economics*, 2020, pp. 167–192. Accessed: Feb. 15, 2023. [Online]. Available: <https://lccn.loc.gov/2019049523>
- [24] J. L. Garcia, “9. Electric power systems,” in *Cubesat handbook: from mission design to operations*, Academic Press, 2021, pp. 184–197. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-817884-3.00010-2>.

-
- [25] “State of the Art: Small Spacecraft Technology 2022,” California, Jan. 2023. Accessed: Feb. 20, 2023. [Online]. Available: <https://www.nasa.gov/smallsat-institute/sst-soa>
- [26] A. Edpuganti, V. Khadkikar, H. Zeineldin, M. S. El Moursi, and M. Al Hosani, “Comparison of Peak Power Tracking Based Electric Power System Architectures for CubeSats,” *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 57, no. 3, pp. 2758–2768, May 2021, doi: 10.1109/TIA.2021.3055449.
- [27] O. Mourra, A. Fernandez, and F. Tonicello, “Buck boost regulator (B2R) for spacecraft solar array power conversion,” in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2010, pp. 1313–1319. doi: 10.1109/APEC.2010.5433399.
- [28] D. Osullivan and G. Weinberg, “The Sequential Switching Shunt Regulator,” in *ESA Spacecraft Power Conditioning Seminar*, ESA SP-126, 1977, pp. 123–131.
- [29] A. Garrigós, J. A. Carrasco, J. M. Blanes, and E. Sanchis, “Modeling the sequential switching shunt series regulator,” *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 3, no. 1, pp. 7–13, Mar. 2005, doi: 10.1109/LPEL.2005.845163.
- [30] F. Tonicello and H. Jensen, “Single Point Failure Free Sequential Serial and Shunt Regulator (S4R) concept With Respect to Battery Overcharge,” in *Proceedings of the European Space Power Conference*, Konstanz: ESA, 2008.
- [31] A. F. Boehringer, “Self-Adapting dc Converter for Solar Spacecraft Power Supply Selbstanpassender Gleichstromwandler für die Energieversorgung eines Sonnensatelliten,” *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, vol. AES-4, no. 1, pp. 102–111, 1968, doi: 10.1109/TAES.1968.5408938.
- [32] W. Denzinger, “Electrical Power System for Globalstar,” in *4th European Space Power Conference*, 1995, pp. 171–174.
- [33] D. Loche, “Mars Express and Venus Express Power Subsystem in Flight Behaviour,” in *Proceedings of the European Space Power Conference*, Konstanz: ESA, 2008.
- [34] T. Ferdinando, H. Jensen, and J. Laursen, “Power Control Unit for Rosetta- MarsXpress – Lessons Learnt,” in *Proceedings of the European Space Power Conference*, Porto: ESA, 2002.
- [35] H. Jensen and J. Laursen, “Power Conditioning Unit for RosettaMarsXpress,” in *Proceedings of the European Space Power Conference*, 2022.
- [36] X. Reutenauer, Y. Combet, S. Riva, P. Hodgetts, and E. Fernandez-Lisbona, “LISA Pathfinder Power system,” in *Proceedings of the European Space Power Conference*, Konstanz: ESA, 2008.

- [37] E. Lapeña, P. Rueda, O. Garcia, and J. Rancaño, “Boost-Based MPPT for the MTM PCDU of the BepiColombo Mission,” in *Proceedings of the European Space Power Conference*, Konstanz: ESA, 2008.
- [38] M. M. Hansen, “Power Conditioning Unit for BepiColombo Transfer Module,” in *Proceedings of the European Space Power Conference*, Konstanz: ESA, 2008.
- [39] A. Edpuganti, V. Khadkikar, M. S. El Moursi, H. Zeineldin, N. Al-Sayari, and K. Al Hosani, “A Comprehensive Review on CubeSat Electrical Power System Architectures,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 37, no. 3, pp. 3161–3177, 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3110002.
- [40] A. Edpuganti, V. Khadkikar, M. S. Elmoursi, H. Zeineldin, and M. Al Hosani, “A Novel EPS Architecture for 1U/2U Cubesats with Enhanced Fault-Tolerant Capability,” in *2020 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS 2020*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Oct. 2020. doi: 10.1109/IAS44978.2020.9334817.
- [41] O. García *et al.*, “Comparison of Boost-Based MPPT Topologies for Space Applications,” *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, vol. 49, no. 2, pp. 1091–1107, 2013, doi: 10.1109/TAES.2013.6494401.
- [42] O. C. Onar, J. Kobayashi, D. C. Erb, and A. Khaligh, “A bidirectional high-power-quality grid interface with a novel bidirectional noninverted buck-boost converter for PHEVs,” *IEEE Trans Veh Technol*, vol. 61, no. 5, pp. 2018–2032, 2012, doi: 10.1109/TVT.2012.2192459.
- [43] H. Jensen and J. Laursen, “Power conditioning unit for Rosetta/Mars Express,” in *Proc. 6th European Space Power Conference*, Lystrup: ESA SP-502, 2002.
- [44] J. E. Park, J. K. Han, K. B. Park, B. H. Lee, and G. W. Moon, “A New Direct Charging Control for Electrical Power Systems in Low Earth Orbit Satellites,” *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2022, doi: 10.1109/TAES.2022.3218495.
- [45] D. Selcan, G. Kirbis, and I. Kramberger, “Analog maximum power point tracking for spacecraft within a low earth orbit,” *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, vol. 52, no. 1, pp. 367–378, Feb. 2016, doi: 10.1109/TAES.2015.140279.
- [46] J. J. Schoeman and J. D. van Wyk, “A Simplified Maximal Power Controller for Terrestrial Photovoltaic Panel Arrays,” in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, IEEE, 1982, pp. 361–367. doi: 10.1109/pesc.1982.7072429.
- [47] C. Clark, A. Strain, and A. Mazarias Lopez, “A high performance, very low cost power system for microspacecraft,” in *Proc. 8th European Space Power Conference*, ESA SP-661, 2008.

- [48] P. Rueda and B. Van Der Weerd, "Segregated Maximum Power Point Tracking Based on Step-up Regulation," in *Proc. 7th European Space Power Conference*, ESA SP-589, May 2005.
- [49] J. A. Carrasco, G. Garcia De Quiros, H. Alaves, and M. Navalon, "An analog maximum power point tracker with pulsewidth modulator multiplication for a solar array regulator," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 34, no. 9, pp. 8808–8815, Sep. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2886887.
- [50] R. Leyva, C. Alonso, I. Queinnec, A. Cid-Pastor, D. Lagrange, and L. Martínez-Salamero, "MPPT of photovoltaic systems using extremum - Seeking control," *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, vol. 42, no. 1, pp. 249–258, Jan. 2006, doi: 10.1109/TAES.2006.1603420.
- [51] D. Selcan, G. Kirbis, and I. Kramberger, "Analog maximum power point tracking for spacecraft within a low earth orbit," *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, vol. 52, no. 1, pp. 367–378, Feb. 2016, doi: 10.1109/TAES.2015.140279.
- [52] P. López, J. M. Martínez, M. Rodriguez, F. Gómez-Carpintero, and E. Lapeña, "The Electrical Power Subsystem for the ESA mission to Jupiter," in *12th European Space Power Conference (ESPC)*, 2019.
- [53] E. Koutroulis and F. Blaabjerg, "A new technique for tracking the global maximum power point of PV arrays operating under partial-shading conditions," *IEEE J Photovolt*, vol. 2, no. 2, pp. 184–190, 2012, doi: 10.1109/JPHOTOV.2012.2183578.
- [54] M. Miyatake, M. Veerachary, S. Member, F. Toriumi Nobuhiko Fujii, F. Toriumi, and N. Fujii, "Maximum Power Point Tracking of Multiple Photovoltaic Arrays: A PSO Approach," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 47, no. 1, pp. 367–380, 2011, doi: 10.1109/TAES.2011.5705681.
- [55] K. S. Tey and S. Mekhilef, "Modified incremental conductance algorithm for photovoltaic system under partial shading conditions and load variation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5384–5392, 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2304921.
- [56] N. Femia, D. Granozio, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Predictive & Adaptive MPPT Perturb and Observe Method," *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, vol. 43, no. 3, pp. 934–950, Jul. 2007, doi: 10.1109/TAES.2007.4383584.
- [57] P. T. Huynh and B. O. H. Cho, "Design and analysis of a regulated peak-power tracking system," *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, vol. 35, no. 1, pp. 84–92, 1999, doi: 10.1109/7.745682.

- [58] Y. K. Chen, Y. C. Lai, W. C. Lu, and A. Lin, “Design and Implementation of High Reliability Electrical Power System for 2U NutSat,” *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, vol. 57, no. 1, pp. 614–622, Feb. 2021, doi: 10.1109/TAES.2020.3028488.
- [59] M. Kompella, R. S. Kaarthik, H. Priyadarshnam, and M. S. Harsha Simha, “Parallel operation of battery chargers in small satellite electrical power systems,” in *2019 IEEE 16th India Council International Conference, INDICON 2019 - Symposium Proceedings*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Dec. 2019. doi: 10.1109/INDICON47234.2019.9030303.
- [60] C. Delepaut, T. Kuremyr, M. Martin, and F. Tonicello, “LCL Current Control Loop Stability Design,” in *European Space Power Conference 2014*, Noordwijkerhout, Apr. 2014, pp. 15–17.
- [61] C. Neveu and D. Levins, “Design and development of a current limited solid state hybrid switch,” in *European Space Agency, (Special Publication) ESA SP*, European Space Agency, Mar. 2015, pp. 281–285. doi: 10.1109/PESC-ESASP.1985.7069808.
- [62] G. Simonelli and P. Perol, “6th European Space Power Conference,” in *European Space Power Conference*, Porto: ESA, May 2002.
- [63] A. Garrigos, D. Marroqui, C. Orts, C. Torres, and J. M. Blanes, “Latching Current Limiter for Space Platform Power Distribution Using a Low-Voltage p-MOSFET and a Normally-ON SiC JFET,” *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 10, no. 5, pp. 5464–5473, Oct. 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3165430.
- [64] D. Marroquí, A. Garrigós, J. M. Blanes, R. Gutierrez, E. Maset, and D. Ramirez, “SiC Based Solid State Protections Switches for Space Applications,” in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2017 ECCE Europe*, Warsaw (Poland), 2017.
- [65] R. Pothamsetti and J. Thangavelautham, “Photovoltaic electrolysis propulsion system for interplanetary CubeSats,” in *IEEE Aerospace Conference Proceedings*, IEEE Computer Society, Jun. 2016. doi: 10.1109/AERO.2016.7500829.
- [66] A. M. Abomazid, N. A. El-Taweel, and H. E. Z. Farag, “Novel Analytical Approach for Parameters Identification of PEM Electrolyzer,” *IEEE Trans Industr Inform*, vol. 18, no. 9, pp. 5870–5881, Sep. 2022, doi: 10.1109/TII.2021.3132941.
- [67] V. Guida, D. Guilbert, and B. Douine, “Candidate Interleaved DC-DC Buck Converters for Electrolyzers: State-of-the-Art and Perspectives,” in *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, IEEE, Jun. 2018. doi: 10.1109/EEEIC.2018.8494457.

- [68] D. S. Gautam and A. K. S. Bhat, "A comparison of soft-switched DC-to-DC converters for electrolyzer application," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 28, no. 1, pp. 54–63, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2195682.
- [69] M. Kabalo, B. Blunier, D. Bouquain, and A. Miraoui, "State-of-the-Art of DC-DC Converters for Fuel Cell Vehicles," in *proceedings of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010, pp. 1–6.
- [70] Y. Hasuka, H. Sekine, K. Katano, and Y. Nonobe, "Development of Boost Converter for MIRAI," *SAE Technical Paper 2015-01-1170*, Apr. 14, 2015.
- [71] J. L. Soon, D. D. C. Lu, L. Qin, and S. Sathiakumar, "Development of multi-mode step down DC/DC converters with fault-tolerant capability," in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia, IFEEEC - ECCE Asia 2017*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Jul. 2017, pp. 127–133. doi: 10.1109/IFEEEC.2017.7992430.
- [72] S. Siouane, S. Jovanovic, and P. Poure, "Open-switch fault-tolerant operation of a two-stage buck/buck-boost converter with redundant synchronous switch for PV systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3938–3947, May 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2847653.
- [73] W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti, H. Li, J. T. Hawke, and H. S. Krishnamoorthy, "Survey on fault-tolerant techniques for power electronic converters," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 12, pp. 6319–6331, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2304561.
- [74] O. García, P. Zumel, A. de Castro, and J. A. Cobos, "Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 21, no. 3, pp. 578–586, May 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.872379.
- [75] M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsjager, and N. Seliger, "Interleaving optimization in synchronous rectified DC/DC converters," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, pp. 4655–4661. doi: 10.1109/PESC.2004.1354823.
- [76] "Understanding Quality Levels for HiRel-rated Components," Dallas, Texas, 2021. Accessed: Feb. 28, 2023. [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/ml/sszb156b/sszb156b.pdf?ts=1677528425360&ref_url=https%25A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [77] M. J. Campola, "Taking SmallSats to The Next Level - Sensible Radiation Requirements and Qualification That Won't Break The Bank," in *32nd Annual ALAA/USU Conference on Small Satellites*, Logan, UT. Accessed: Feb. 28, 2023. [Online]. Available: <https://digitalcommons.usu.edu/smallsat/2018/all2018/445/>

- [78] GomSpace, “NanoPower P31u Datasheet Electric Power System for mission critical space applications with limited resources,” Aalborg, Jan. 2022. Accessed: Mar. 03, 2023. [Online]. Available: <https://gomspace.com/shop/subsystems/power/nanopower-p31u.aspx>
- [79] D. Gerhardt *et al.*, “GOMX-3: Mission Results from the Inaugural ESA In-Orbit Demonstration CubeSat,” in *30th Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites*, Utah, USA, 2016.
- [80] GomSpace, “NanoPower P60 Dock Datasheet Electric Power System for nano satellites,” Aalborg, 2019. Accessed: Mar. 05, 2023. [Online]. Available: <https://gomspace.com/shop/subsystems/power/nanopower-p60.aspx>
- [81] GomSpace, “NanoPower BP4 Datasheet High Capacity battery pack for nano-satellites featuring four Li-Ion cells,” Aalborg, Oct. 2018. Accessed: Mar. 05, 2023. [Online]. Available: <https://gomspace.com/shop/subsystems/power/nanopower-bp4.aspx>
- [82] GomSpace, “NanoPower BPX 3000mAh Datasheet High-capacity battery pack for nanosatellites,” Aalborg, Dec. 2022. Accessed: Mar. 05, 2023. [Online]. Available: <https://gomspace.com/shop/subsystems/power/nanopower-bpx.aspx>
- [83] GomSpace, “NanoPower P60 ACU-200 Datasheet Array Conditioning Unit daughterboard for the P60 system,” Aalborg, Oct. 2018. Accessed: Mar. 03, 2023. [Online]. Available: <https://gomspace.com/shop/subsystems/power/nanopower-p60.aspx>
- [84] GomSpace, “NanoPower P60 PDU-200 Datasheet Power Distribution Unit daughter board for the P60 system,” Aalborg, Oct. 2018. Accessed: Mar. 03, 2023. [Online]. Available: <https://gomspace.com/shop/subsystems/power/nanopower-p60.aspx>
- [85] K. Langeland-Knudsen, “NanoMind A3200 Datasheet On-board Computer System for mission critical space applications,” 2021. Accessed: Jan. 31, 2023. [Online]. Available: <https://gomspace.com/shop/subsystems/command-and-data-handling/nanomind-a3200.aspx>
- [86] GomSpace, “Presentation of Reference Platforms Designs,” Aalborg, Jan. 2022. Accessed: Mar. 06, 2023. [Online]. Available: https://gomspace.com/UserFiles/Propulsion_White_Paper.pdf
- [87] L. León Pérez, P. Koch, and R. Walker, “GOMX-4-the twin European mission for IOD purposes,” in *32nd Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites*, Utah, USA, 2018.
- [88] GomSpace, “NanoPower P80 Datasheet Electric Power System for small satellites Release 1.0,” Aalborg, Nov. 2022. Accessed: Mar. 03, 2023. [Online]. Available: <https://gomspace.com/shop/subsystems/power/nanopower-p80.aspx>

- [89] GomSpace, “NanoPower BP8 Datasheet Balanced battery pack Release 2.0.0,” Aalborg, Nov. 2022. Accessed: Mar. 03, 2023. [Online]. Available: <https://gomspace.com/shop/subsystems/power/nanopower-bp8.aspx>
- [90] ISISpace, “ISIS-ICEPS2-DSH-0001-Datasheet,” Motorenweg, Aug. 2022. Accessed: Mar. 03, 2023. [Online]. Available: <https://www.isispace.nl/product/ieps-electrical-power-system/>
- [91] D. F. Malan, A. Palun, B. Dean, J. Rotteveel, and D. Stanton, “Scalable CubeSat Earth Observation payloads, born from international collaboration,” in *69th International Astronautical Congress (IAC)*, Bremen, Germany: IAF, Oct. 2018. [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/335106442>
- [92] A. Cervone *et al.*, “LUMIO: A CubeSat for observing and characterizing micro-meteoroid impacts on the Lunar far side,” *Acta Astronaut.*, vol. 195, pp. 309–317, Jun. 2022, doi: 10.1016/j.actaastro.2022.03.032.
- [93] Embedded Instruments and Systems S.L., “ODALISS Power Distribution and Control Unit,” 2023. <http://www.emxys.com/pdcu> (accessed Jul. 17, 2023).
- [94] M. M. Kobayashi, M. Shihabi, and J. Taylor, “Mars Cube One Telecommunications Subsystems Designs,” California Institute of Technology, Sep. 2021.
- [95] Terrain Orbital, “12V Max Power Point Tracker DataSheet.” Accessed: Mar. 06, 2023. [Online]. Available: https://terranorbital.com/modules_products/12v-max-power-point-tracker-mppt/
- [96] Terrain Orbital, “12V XL Battery DataSheet.” Accessed: Mar. 06, 2023. [Online]. Available: https://terranorbital.com/modules_products/12v-xl-battery/
- [97] Terrain Orbital, “12V NANO BATTERY DataSheet.” Accessed: Mar. 06, 2023. [Online]. Available: https://terranorbital.com/modules_products/12v-nano-battery/
- [98] AAC Clyde Space, “Starbuck-Nano & Starbuck-Nano-Plus Datasheet,” Jul. 2020. Accessed: Mar. 09, 2023. [Online]. Available: https://www.aac-clyde.space/wp-content/uploads/2021/11/AAC_DataSheet_Starbuck-Nano.pdf
- [99] Clyde Space, “User Manual: 3rd Generation EPS (3UA),” Mar. 2014.
- [100] AAC Clyde Space, “Starbuck-Mini Power Conditioning & Distribution Units - Datasheet,” Jul. 2020. Accessed: Mar. 10, 2023. [Online]. Available: <https://www.aac-clyde.space/what-we-do/space-products-components/pdcu/smallsat-pdcu-starbuck-mini>
- [101] Argotec, “VOLTA 1281 All-in-One Power Conditioning & Distribution Unit,” Torino, Italy.

- [102] E. Dotto *et al.*, “LICIACube - The Light Italian Cubesat for Imaging of Asteroids In support of the NASA DART mission towards asteroid (65803) Didymos,” *Planet Space Sci*, vol. 199, May 2021, doi: 10.1016/j.pss.2021.105185.
- [103] A. Barchowsky, A. Amirahmadi, C. Stell, E. Merida, G. Bolotin, and G. Carr, “A Class of GaN-Based Radiation-Hardened Power Electronics for Jovian Environments,” in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Mar. 2019. doi: 10.1109/APEC.2019.8721902.
- [104] T. B. McCord and F. Zambon, “The surface composition of Ceres from the Dawn mission,” *Icarus*, vol. 318, pp. 2–13, Jan. 2019, doi: 10.1016/j.icarus.2018.03.004.
- [105] *The Dawn Mission to Minor Planets 4 Vesta and 1 Ceres*.
- [106] F. E. Demeo and B. Carry, “Solar System evolution from compositional mapping of the asteroid belt,” *Nature*, vol. 505, no. 7485, pp. 629–634, 2014. doi: 10.1038/nature12908.
- [107] Peter W. Fortescue, Graham G. Swinerd, and John P. W. Stark, *Spacecraft Systems Engineering*. 2011. doi: 10.1002/9781119971009.
- [108] V. K. Srivastava, Ashutosh, M. Pitchaimani, and B. S. Chandrasekhar, “Eclipse prediction methods for LEO satellites with cylindrical and cone geometries: A comparative study of ECSM and ESCM to IRS satellites,” *Astronomy and Computing*, vol. 2, pp. 11–17, 2013, doi: 10.1016/j.ascom.2013.06.001.
- [109] C. A. Polansky, S. P. Joy, C. A. Raymond, and M. D. Rayman, “Dawn Ceres mission: Science operations performance,” in *14th International Conference on Space Operations, 2016*, American Institute of Aeronautics and Astronautics Inc, AIAA, 2016. doi: 10.2514/6.2016-2442.
- [110] T. B. McCord and C. Sotin, “Ceres: Evolution and current state,” *J Geophys Res Planets*, vol. 110, no. 5, pp. 1–14, May 2005, doi: 10.1029/2004JE002244.
- [111] Tethers Unlimited, “Hydros-M water propulsion system, datasheet,” Bothell. Accessed: Jan. 31, 2023. [Online]. Available: <https://www.tethers.com/wp-content/uploads/2020/07/TUI-DATA-SHEETS-2-compressed.pdf>
- [112] “NanoCam C1U Datasheet Camera Payload for nano-satellites,” 2017. Accessed: Jan. 31, 2023. [Online]. Available: <https://gomspace.com/UserFiles/Subsystems/datasheet/gs-ds-nanocam-c1u-17.pdf>
- [113] “ST200 Star Tracker, datasheet,” 2021. Accessed: Jan. 31, 2023. [Online]. Available: <https://www.aac-clyde.space/wp-content/uploads/2021/11/ST200.pdf>
- [114] Aurora Propulsion Technologies, “ARM-A, -AE, -DA, -DAE - Aurora Resistojet Module – Attitude control, with attitude Determination + External tank variants,” Otakaari, Finland,

-
- Apr. 2021. Accessed: Mar. 07, 2023. [Online]. Available: <https://aurorapt.fi/integrated-solutions/>
- [115] AzurSpace Solar Power GmbH, “Triple Junction GaAs Solar Cell 3G30C - Advanced, datasheet,” 2019. Accessed: Jan. 31, 2023. [Online]. Available: https://www.azurspace.com/images/006050-01-00_DB_3G30C-Advanced.pdf
- [116] F. J. Toledo, J. M. Blanes, V. Galiano, and A. Laudani, “In-depth analysis of single-diode model parameters from manufacturer’s datasheet,” *Renew Energy*, vol. 163, pp. 1370–1384, Jan. 2021, doi: 10.1016/j.renene.2020.08.136.
- [117] E. Bongers *et al.*, “ITO coated GMG cover glass characterization for JUICE mission,” in *12th European Space Power Conference 2019*, 2019.
- [118] Saft Batteries, “MP 176065 xtd Rechargeable Li-ion cell , datasheet.” 2019.
- [119] D. Prevot, Y. Borthomieu, E. Ligneel, R. Hague, J.-P. Peres, and C. Cenac-Morthe, “Performances of SAFT Lithium-Ion Cells in LEO Cycling,” in *2016 11th European Space Power Conference, ESPC 2016*, Thessaloniki : ESA, Oct. 2016.
- [120] S. Amos and P. Brochard, “Battery for Extended Temperature Range Exomars Rover Mission,” in *2016 11th European Space Power Conference, ESPC 2016*, Thessaloniki : ESA, Oct. 2016.
- [121] Saft Batteries, “Primary lithium battery LSH 20, datasheet,” no. 31015-2–1006. Bagnolet, 2006.
- [122] C. Cénac-Morthé *et al.*, “Rosetta Lander Batteries Experience During all Operation Phases,” in *2016 11th European Space Power Conference, ESPC 2016*, Thessaloniki : ESA, Oct. 2016.
- [123] M. Langer and J. Bouwmeester, “Reliability of CubeSats - Statistical Data, Developers’ Beliefs and the Way Forward,” in *Proceedings of the AIAA/USU Conference on Small Satellites*, Logan, UT, Aug. 2016.
- [124] C. Torres, J. M. Blanes, A. Garrigós, D. Marroquí, and J. A. Carrasco, “High-Reliability Solar Array Regulator for Deep Space Exploration Micro-Satellites,” *IEEE Access*, Aug. 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3310274.
- [125] W. Knorr, “Power System of METEOSAT Second Generation,” in *5th European Space Power Conference (ESPC)*, Tarragona: ESA, 1998, p. 11.
- [126] L. Technology, “LT3845 - High Voltage, Current Mode Switching Regulator Controller with Programmable Operating Frequency.” Datasheet.
- [127] N. Zhang and D. Li, “Loop Response Considerations in Peak Current Mode Buck Converter Design,” SLVAE09B, Aug. 2021. [Online]. Available: www.ti.com

- [128] M. Sitbon, J. Leppäaho, T. Suntio, and A. Kuperman, “Dynamics of photovoltaic-generator-interfacing voltage-controlled buck power stage,” *IEEE J Photovolt*, vol. 5, no. 2, pp. 633–640, Mar. 2015, doi: 10.1109/JPHOTOV.2014.2379094.
- [129] A. Kuperman, M. Sitbon, S. Gadelovits, M. Averbukh, and T. Suntio, “Single-source multi-battery solar charger: Analysis and stability issues,” *Energies (Basel)*, vol. 8, no. 7, pp. 6427–6450, 2015, doi: 10.3390/en8076427.
- [130] C. Torres, A. Garrigós, J. M. Blanes, P. Casado, and D. Marroquí, “Analog Maximum Peak Power Tracking Techniques for Small Satellites,” *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2023, doi: 10.1109/TAES.2023.3275935.
- [131] C. Torres, J. M. Blanes, A. Garrigos, D. Marroqui, and J. A. Carrasco, “Single Point Failure Free Interleaved Synchronous Buck Converter for Micro Satellite Electrolysis Propulsion,” *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 10, no. 5, pp. 5371–5380, 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3174358.
- [132] “ECSS-E-ST-20C-Rev.2 Space engineering - Electrical and electronic,” Noordwijk, The Netherlands, Apr. 2022. Accessed: Mar. 23, 2023. [Online]. Available: <https://ecss.nl/standard/ecss-e-st-20c-rev-2-electrical-and-electronic-8-april-2022/>
- [133] “ECSS-E-HB-20-20A Space engineering - Guidelines for electrical design and interface requirements for power supply,” Noordwijk, The Netherlands, Apr. 2016. Accessed: Mar. 23, 2023. [Online]. Available: <https://ecss.nl/home/ecss-e-hb-20-20a-space-engineering-guidelines-for-electrical-design-and-interface-requirements-for-power-supply-15-april-2016/>
- [134] S. Nagano, “Redundant Operation of Counter Modules,” 4.213.064, Jul. 15, 1980
- [135] O. Atlam and M. Kolhe, “Equivalent electrical model for a proton exchange membrane (PEM) electrolyser,” *Energy Convers Manag*, vol. 52, no. 8–9, pp. 2952–2957, 2011, doi: 10.1016/j.enconman.2011.04.007.
- [136] N. Zhang and D. Li, “Loop Response Considerations in Peak Current Mode Buck Converter Design,” 2021. [Online]. Available: www.ti.com

Anexo I

Esquemas electrónicos del prototipo de regulador de paneles solares

En este anexo se presentan los esquemas electrónicos del prototipo implementado para la validación del regulador de paneles solares propuesto en el [capítulo 4](#).

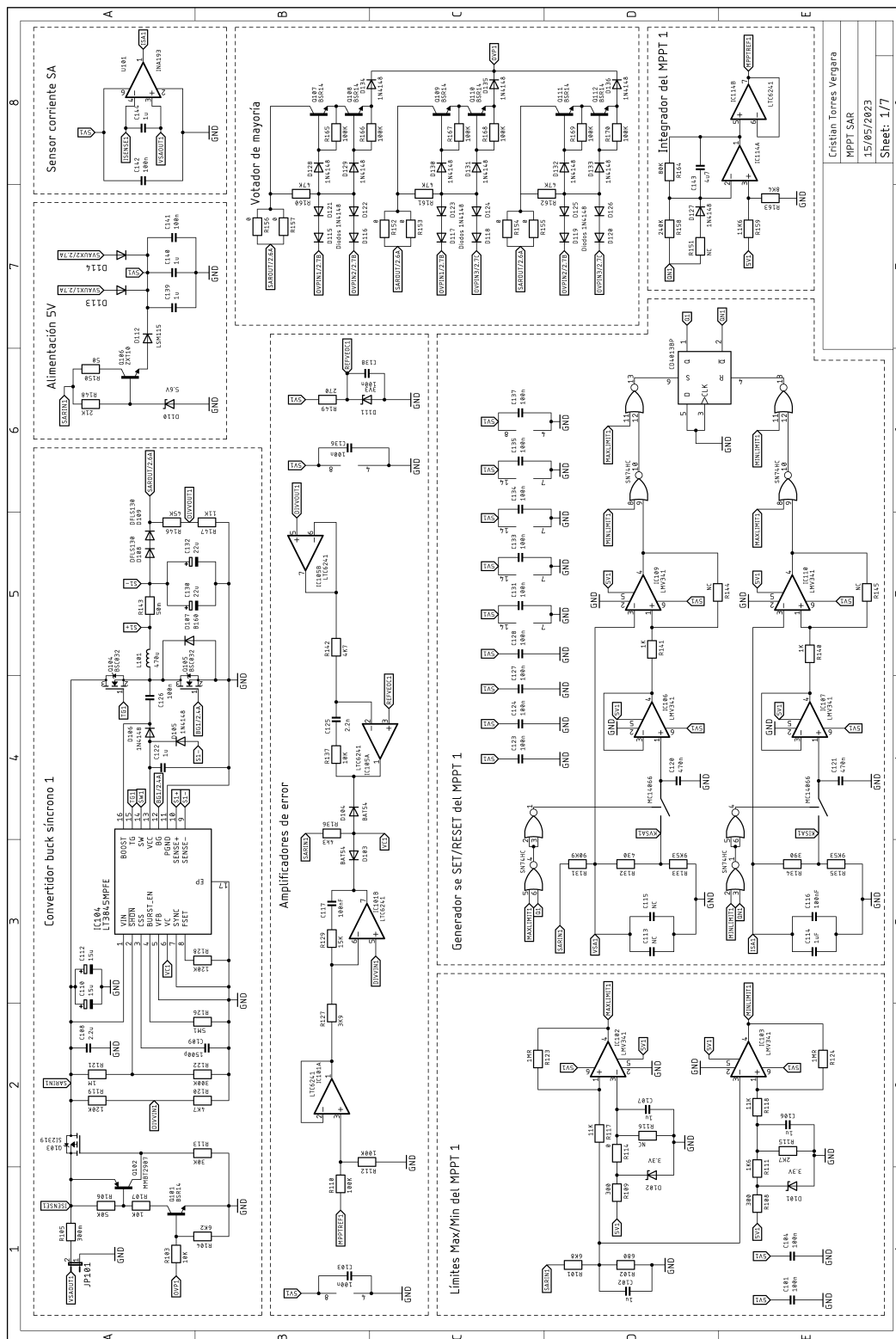
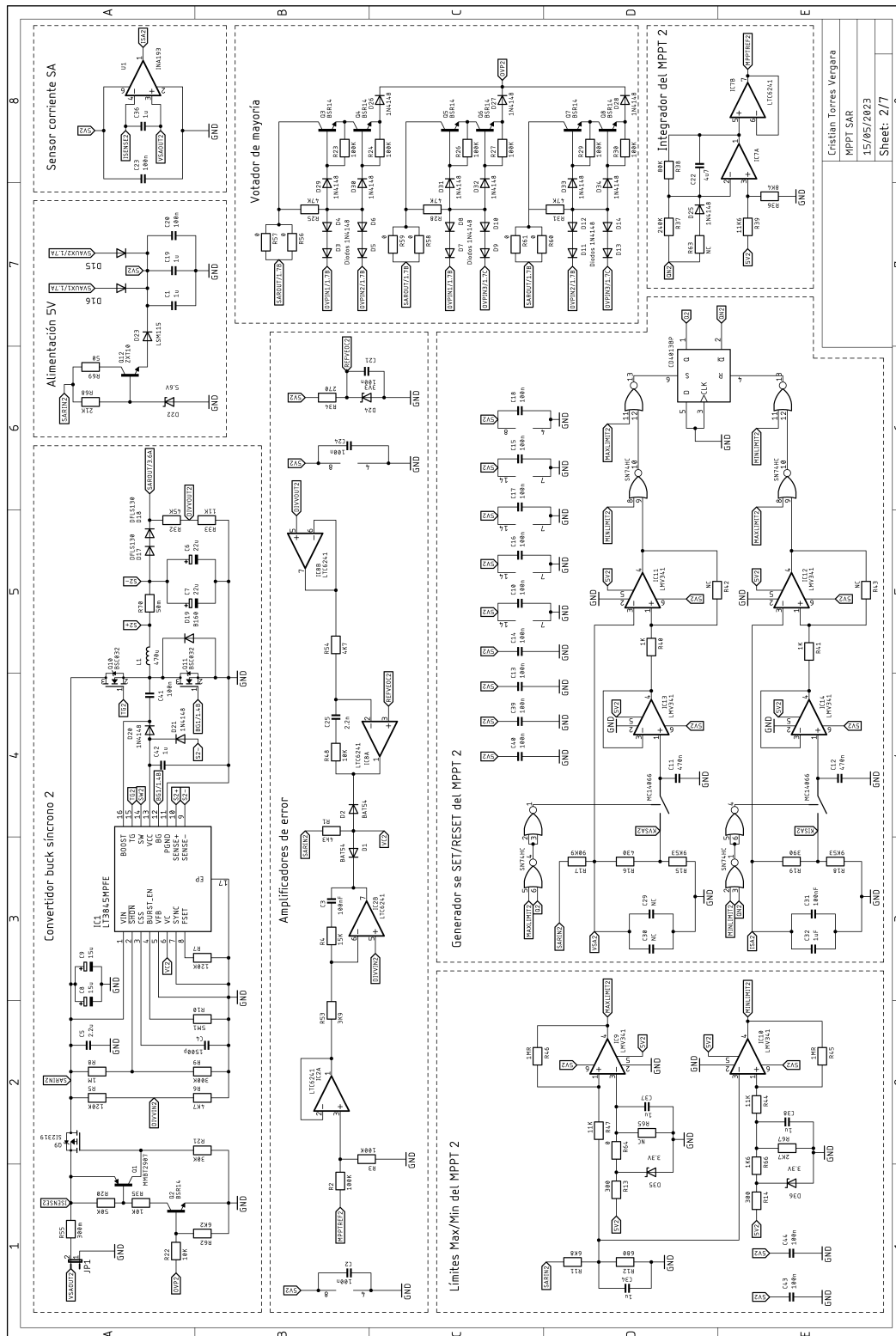


Figura 87. Esquemático del regulador de paneles solares. Fase 1.



Cristian Torres Vergara
 MPPT SAR
 15/05/2023
 Sheet: 2/7

Figura 88. Esquemático del regulador de paneles solares. Fase 2.

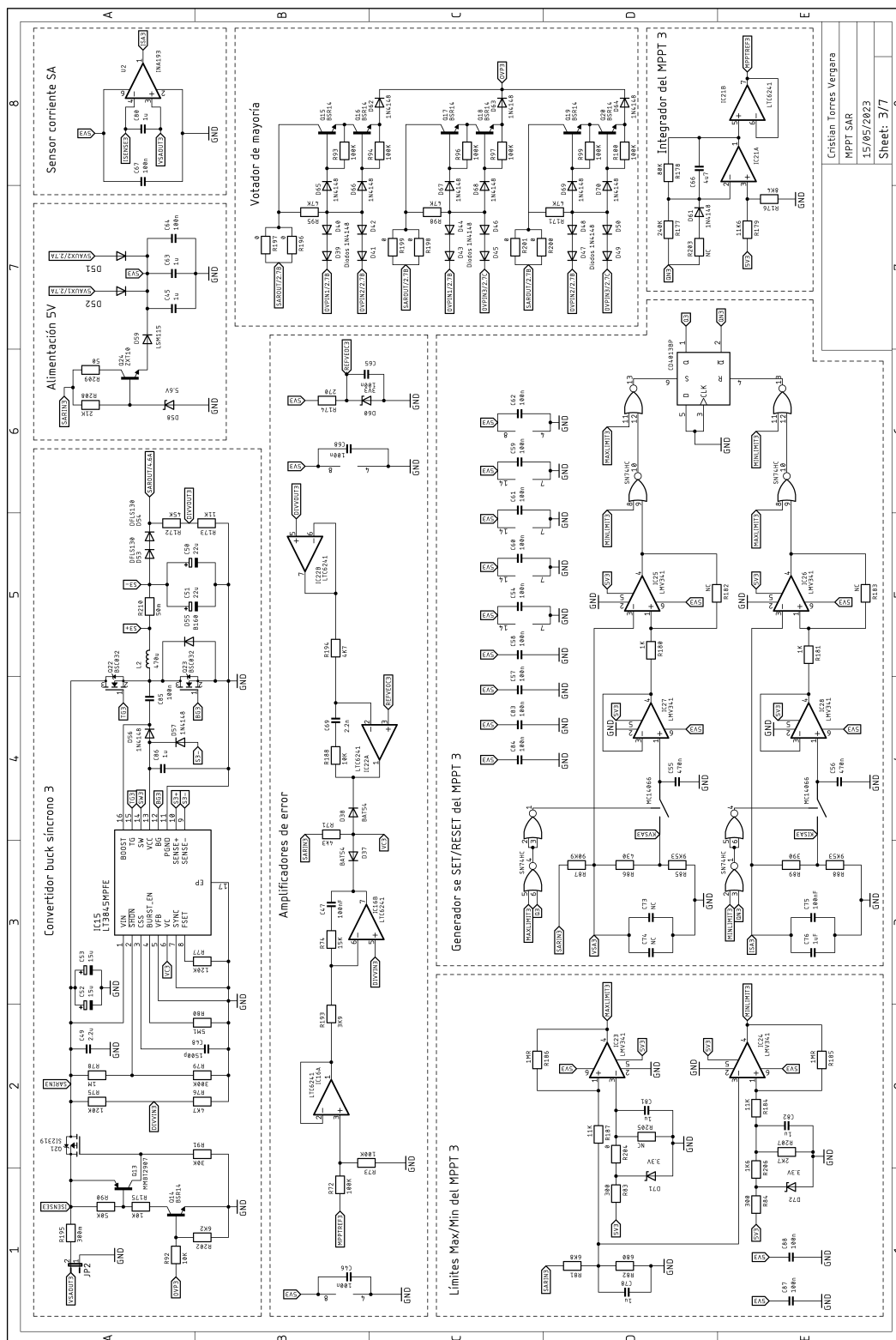
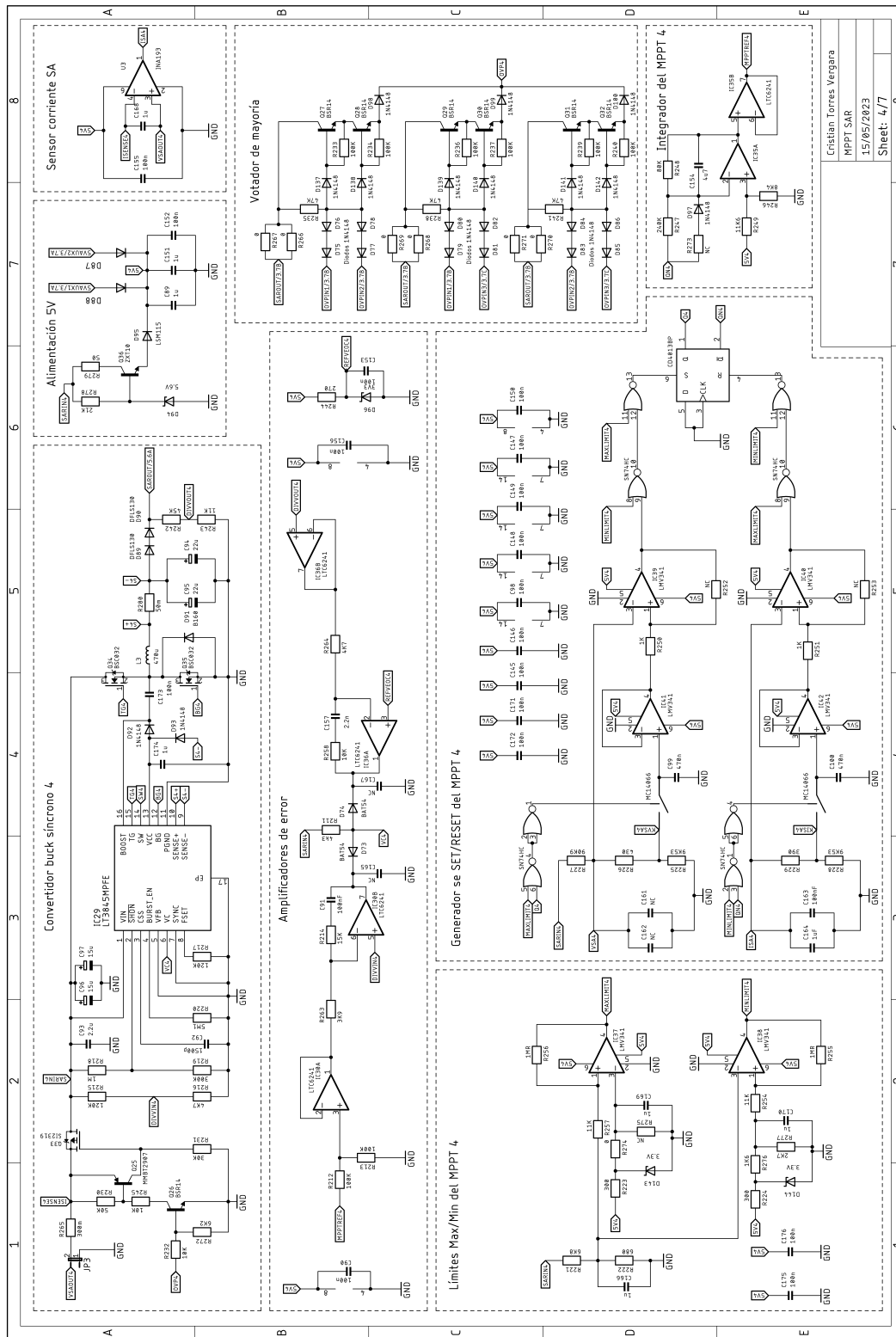
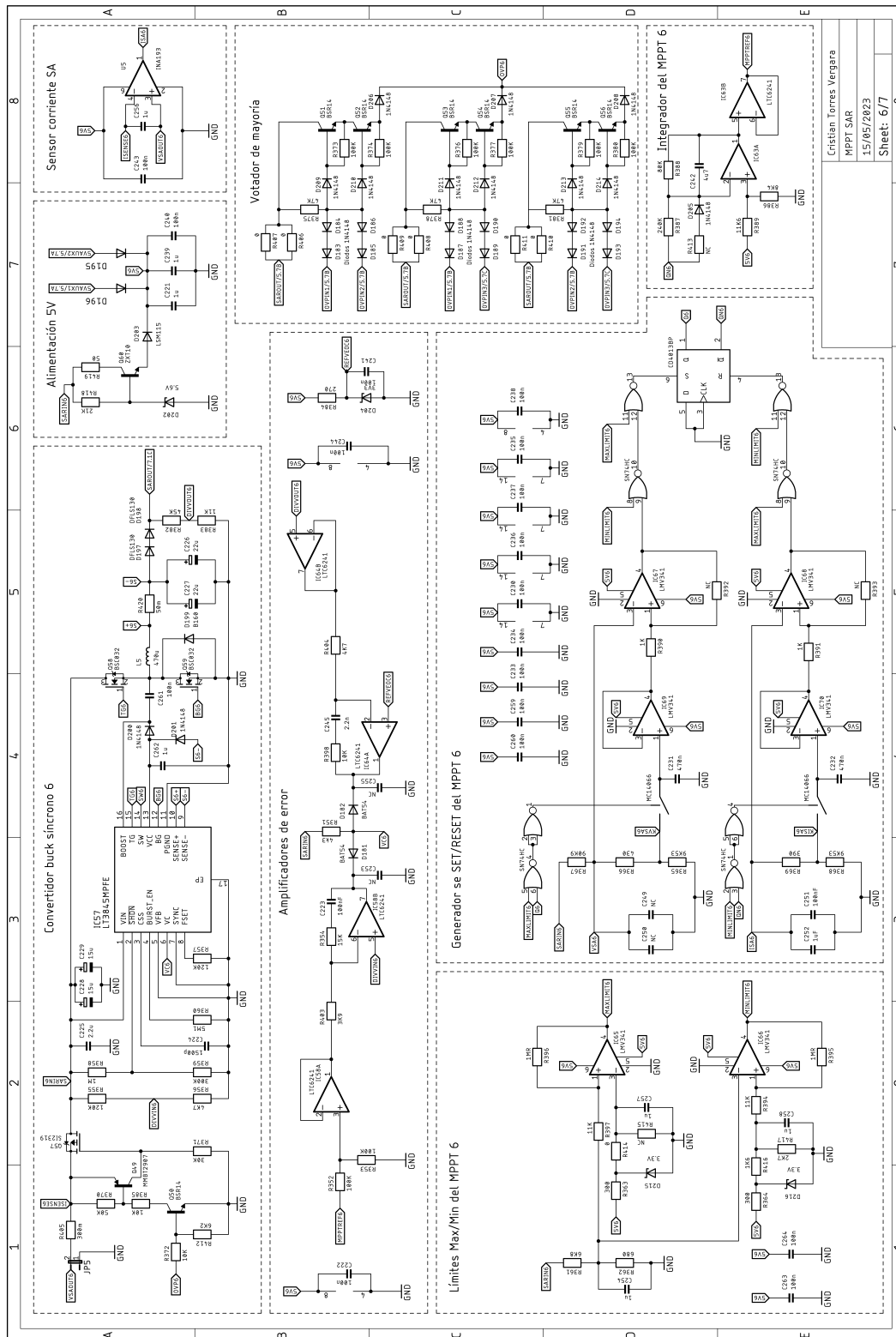


Figura 89. Esquemático del regulador de paneles solares. Fase 3.



Cristian Torres Veigara
 MPPT SAR
 15/05/2023
 Sheet: 4/7

Figura 90. Esquemático del regulador de paneles solares. Fase 4.



Cristian Torres Vergara
 MPPT SAR
 15/05/2023
 Sheet: 6/7

Figura 92. Esquemático del regulador de paneles solares. Fase 6.

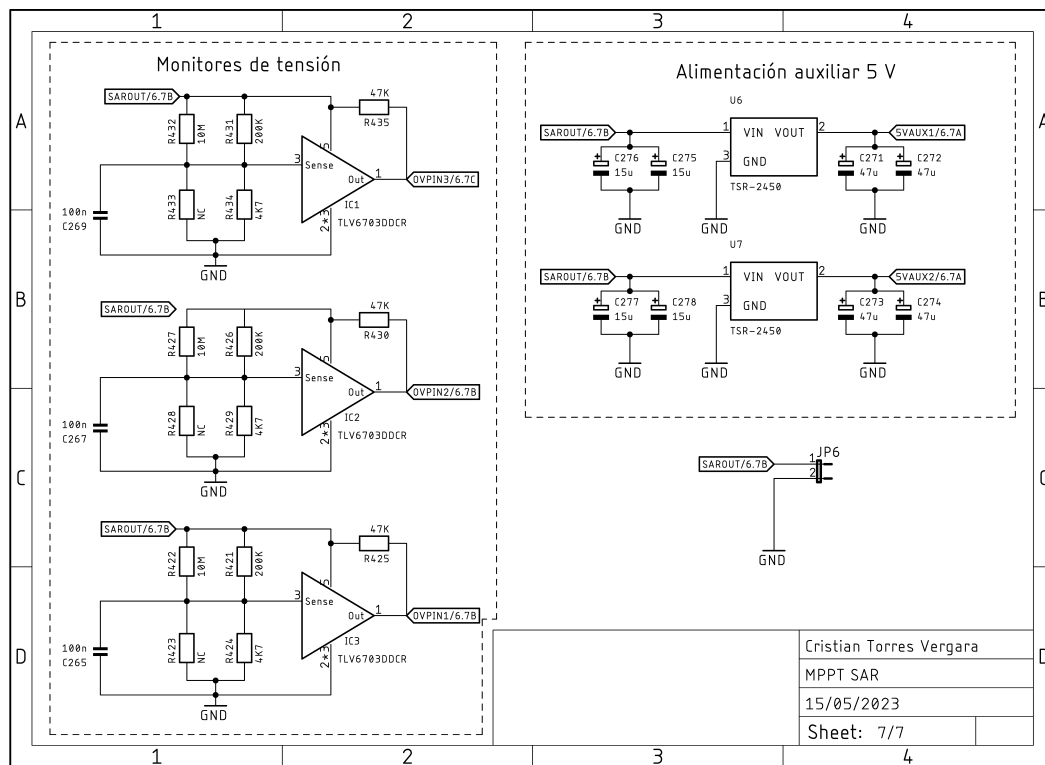


Figura 93. Esquemático del regulador de paneles solares. Monitores de tensión y circuitería auxiliar.

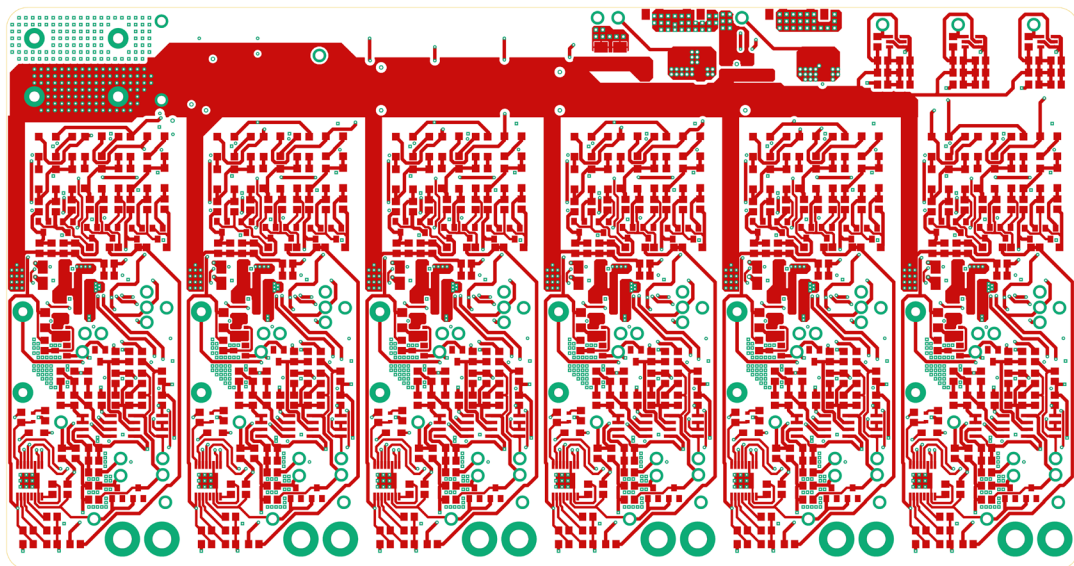


Figura 94. Cara top del prototipo del regulador de paneles solares.

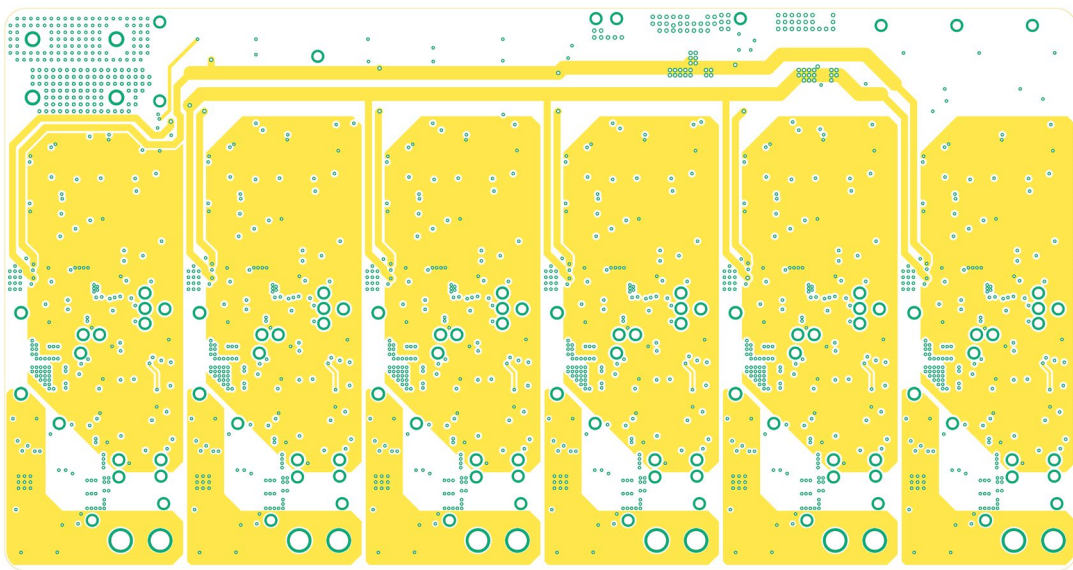


Figura 95. Capa 5 V del prototipo del regulador de paneles solares

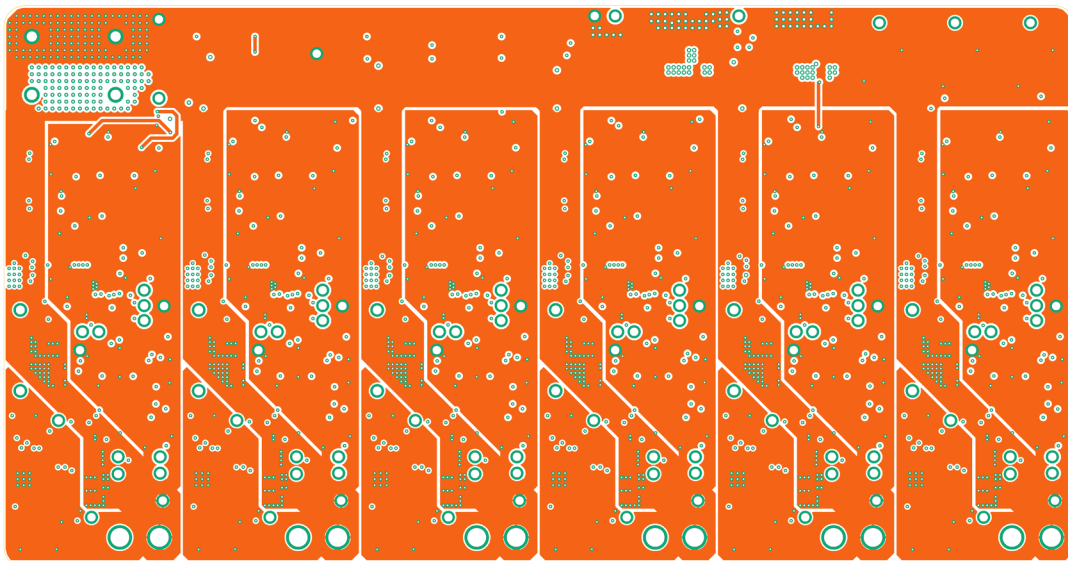


Figura 96. Capa GND del prototipo del regulador de paneles solares

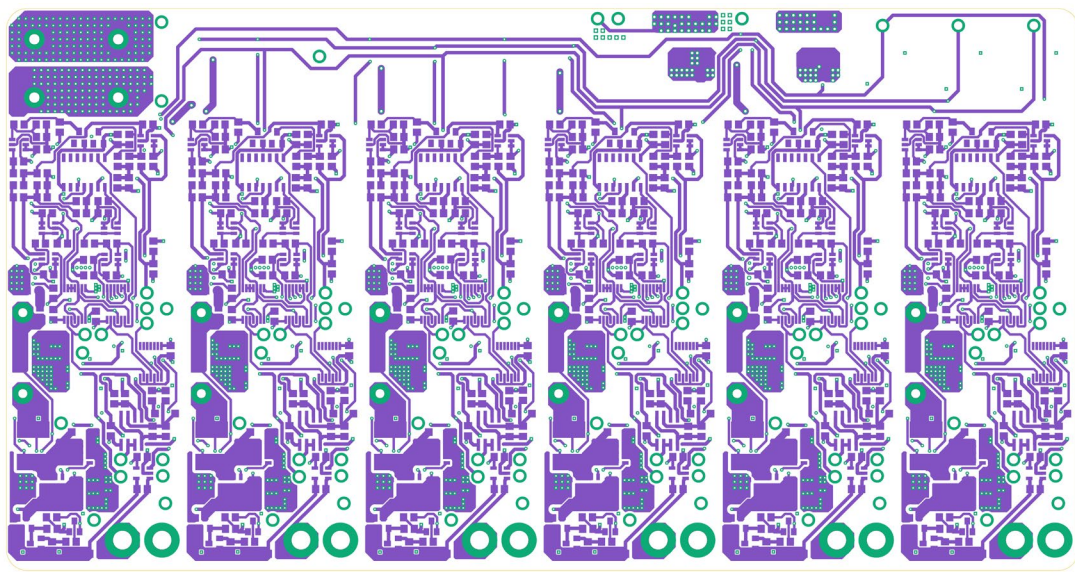


Figura 97. Cara *bottom* del prototipo del regulador de paneles solares

Anexo II

Esquemas electrónicos de los MPPT

En este anexo se presentan los esquemas electrónicos correspondientes a los prototipos implementado para la validación de las técnicas globales y analógicas de seguimiento del punto de máxima potencia propuestas en el [capítulo 5](#).

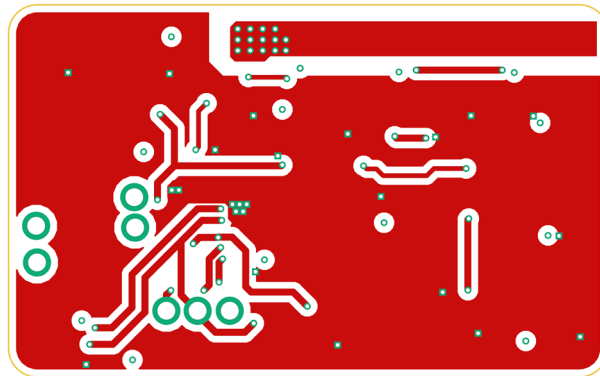


Figura 99. Cara *top* del prototipo del AMPPT.

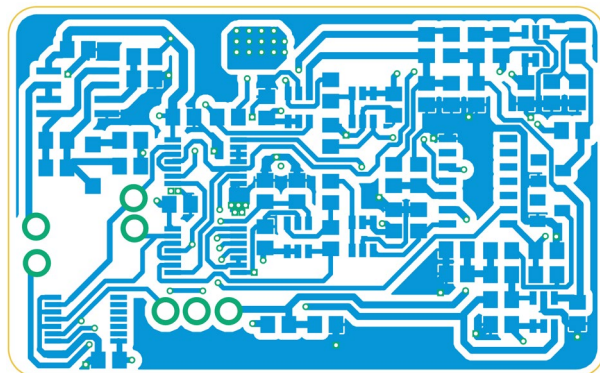
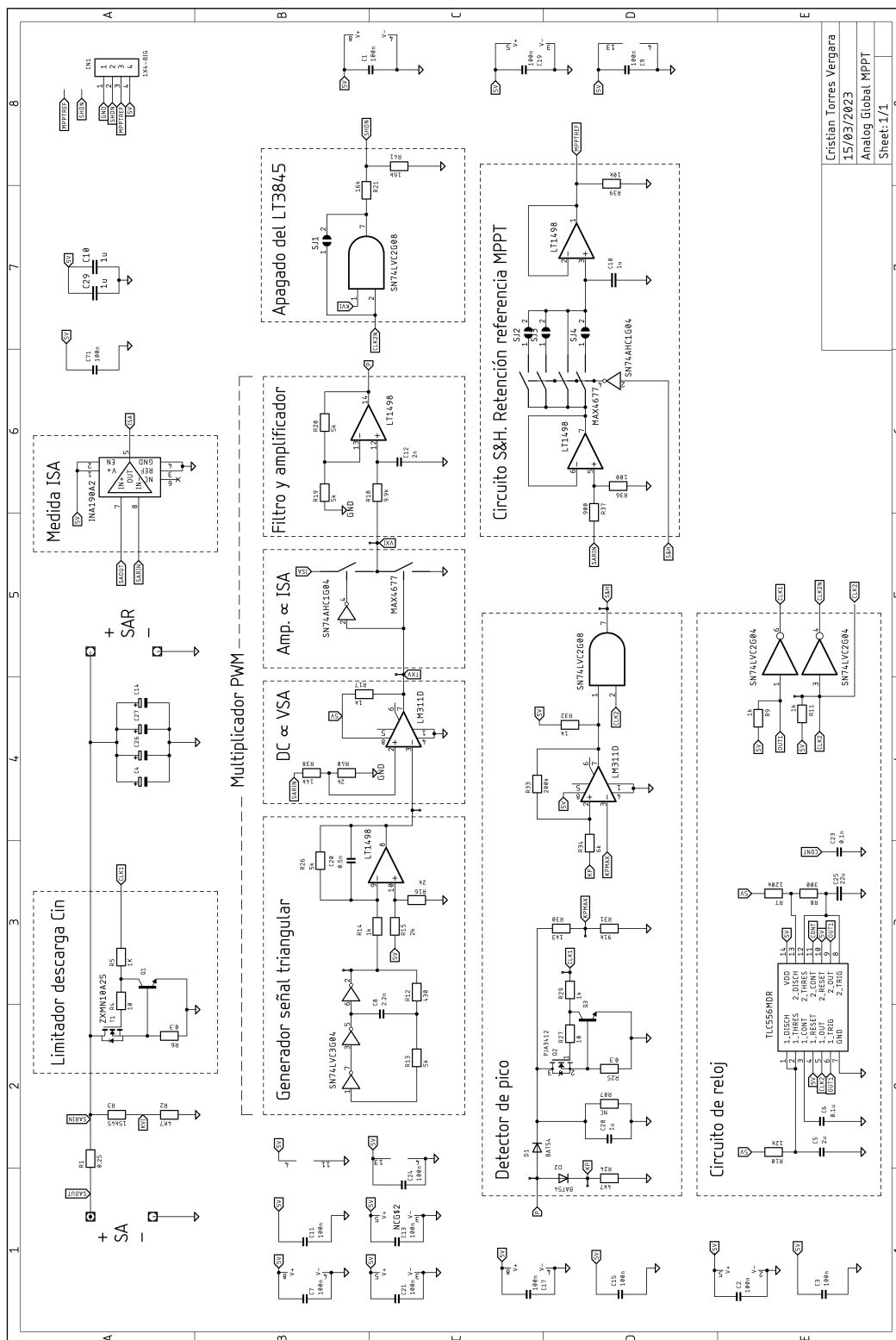


Figura 100. Cara *bottom* del prototipo del AMPPT.



Cristian Torres Vergara
15/03/2023
Analog Global MPPT
Sheet:1/1

Figura 101. Esquemático del prototipo del AGMPPT.

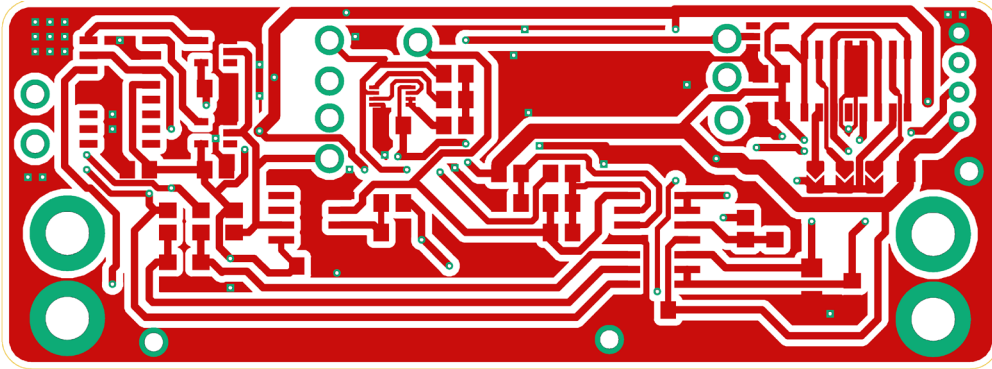


Figura 102. Cara *top* del prototipo del AGMPPT.

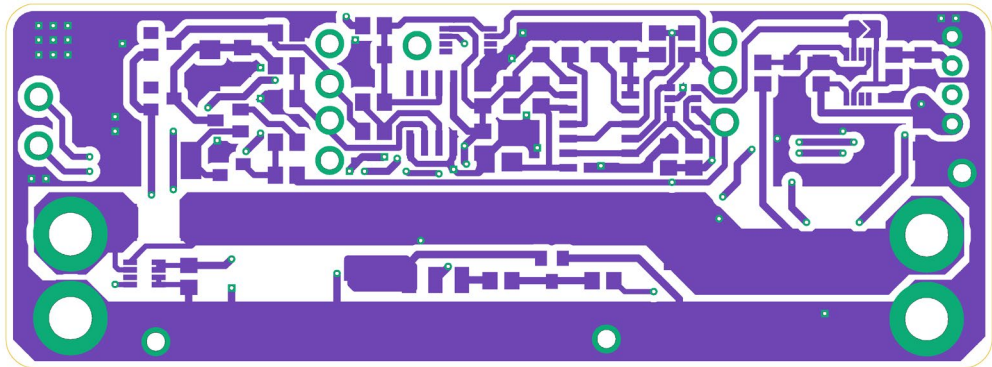
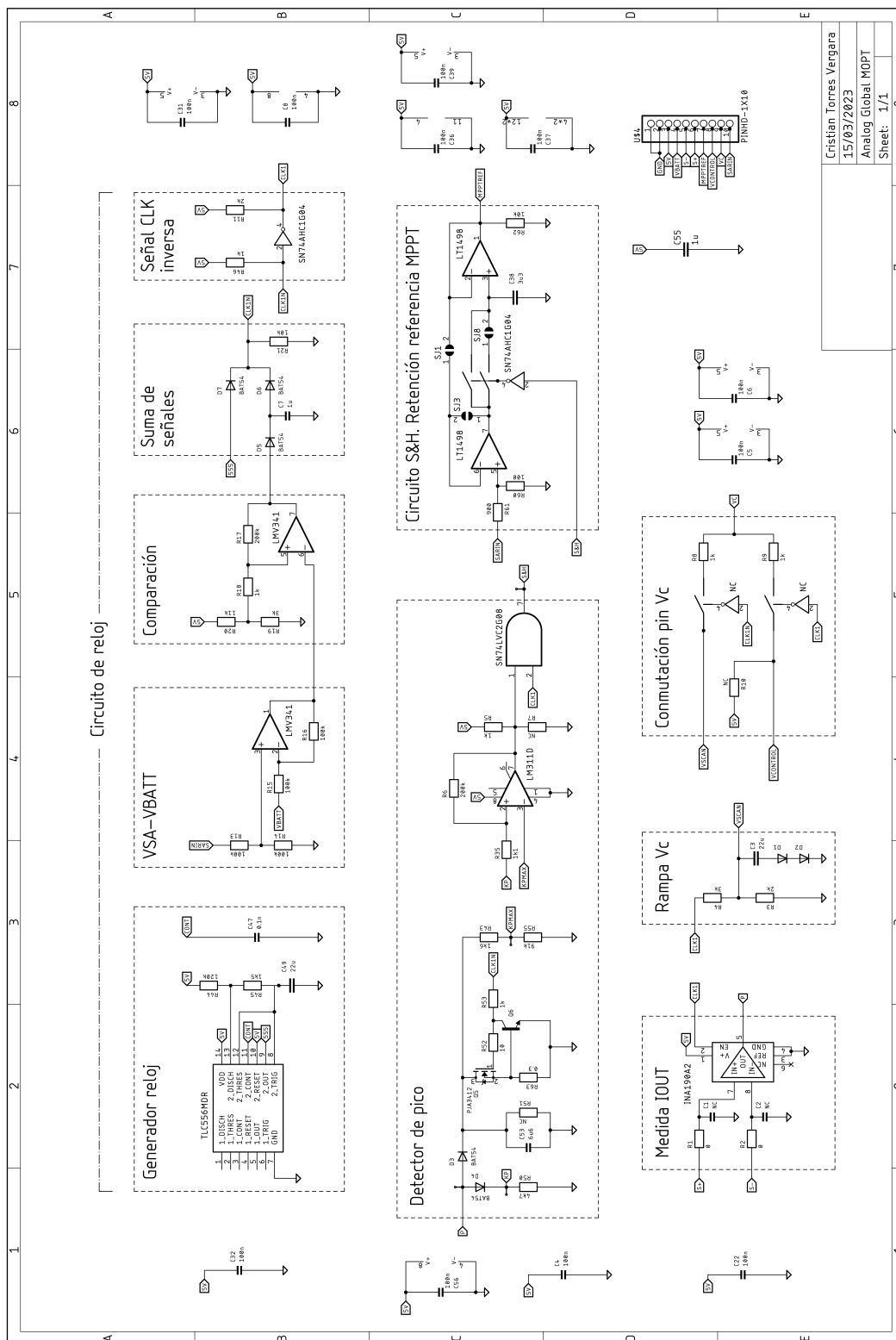


Figura 103. Cara *bottom* del prototipo del AGMPPT.



Cristian Torres Vergara
15/03/2023
Analog Global M0PT
Sheet: 1/1

Figura 104. Esquemático del prototipo del AGMOPT.

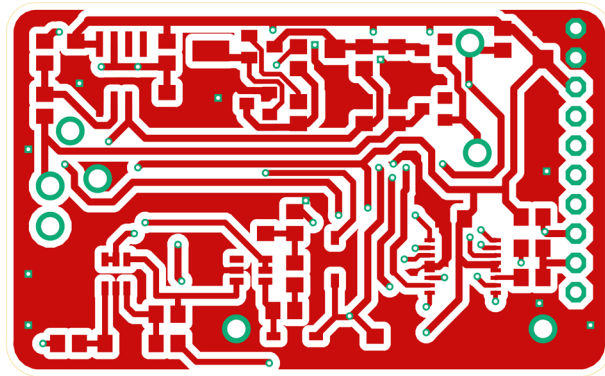


Figura 105. Cara *top* del prototipo del AGMOPT.

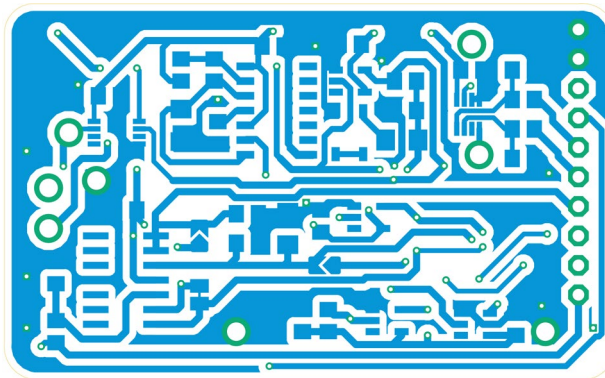
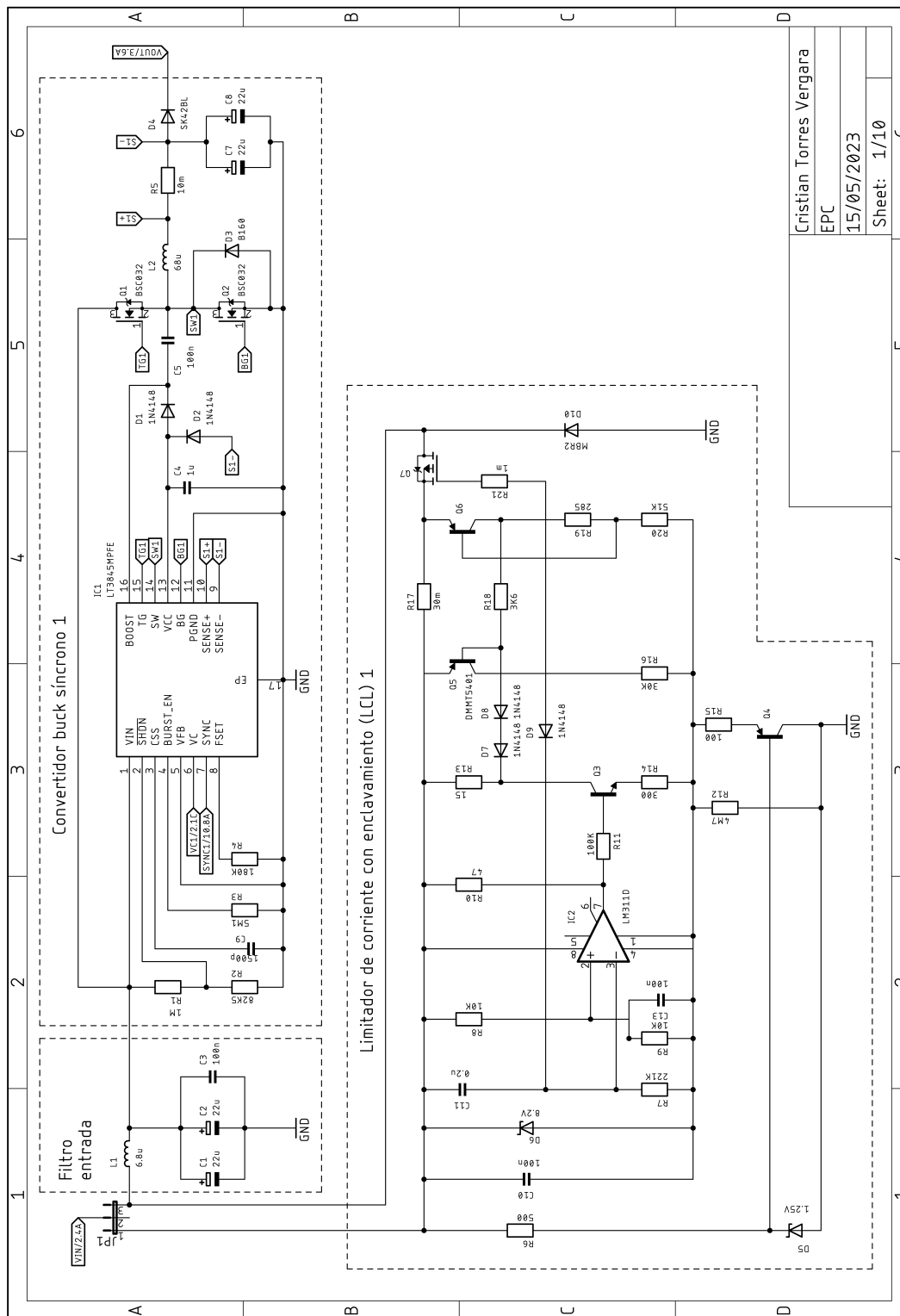


Figura 106. Cara *bottom* del prototipo del AGMOPT.

Anexo III

Esquemas electrónicos del convertidor de potencia para alimentar al electrolizador

En este anexo se presentan los esquemas electrónicos correspondientes al prototipo implementado para la validación del regulador entrelazado para alimentar a un electrolizador a bordo de un microsatélite propuesto en el [capítulo 6](#).



Cristian Torres Vergara
EPC
15/05/2023
Sheet: 1/10

Figura 107. Convertidor *buck* y LCL del regulador. Fase 1.

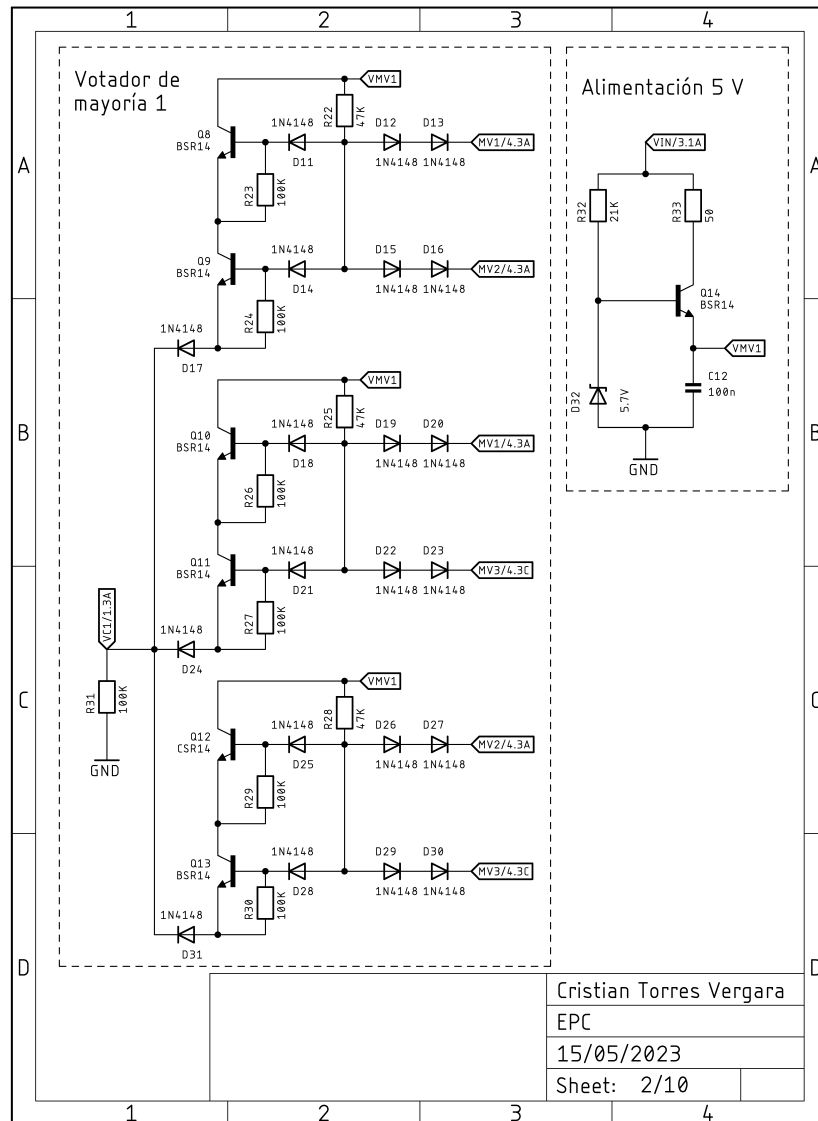


Figura 108. Votador de mayoría junto a su regulador lineal de 5 V. Fase 1.

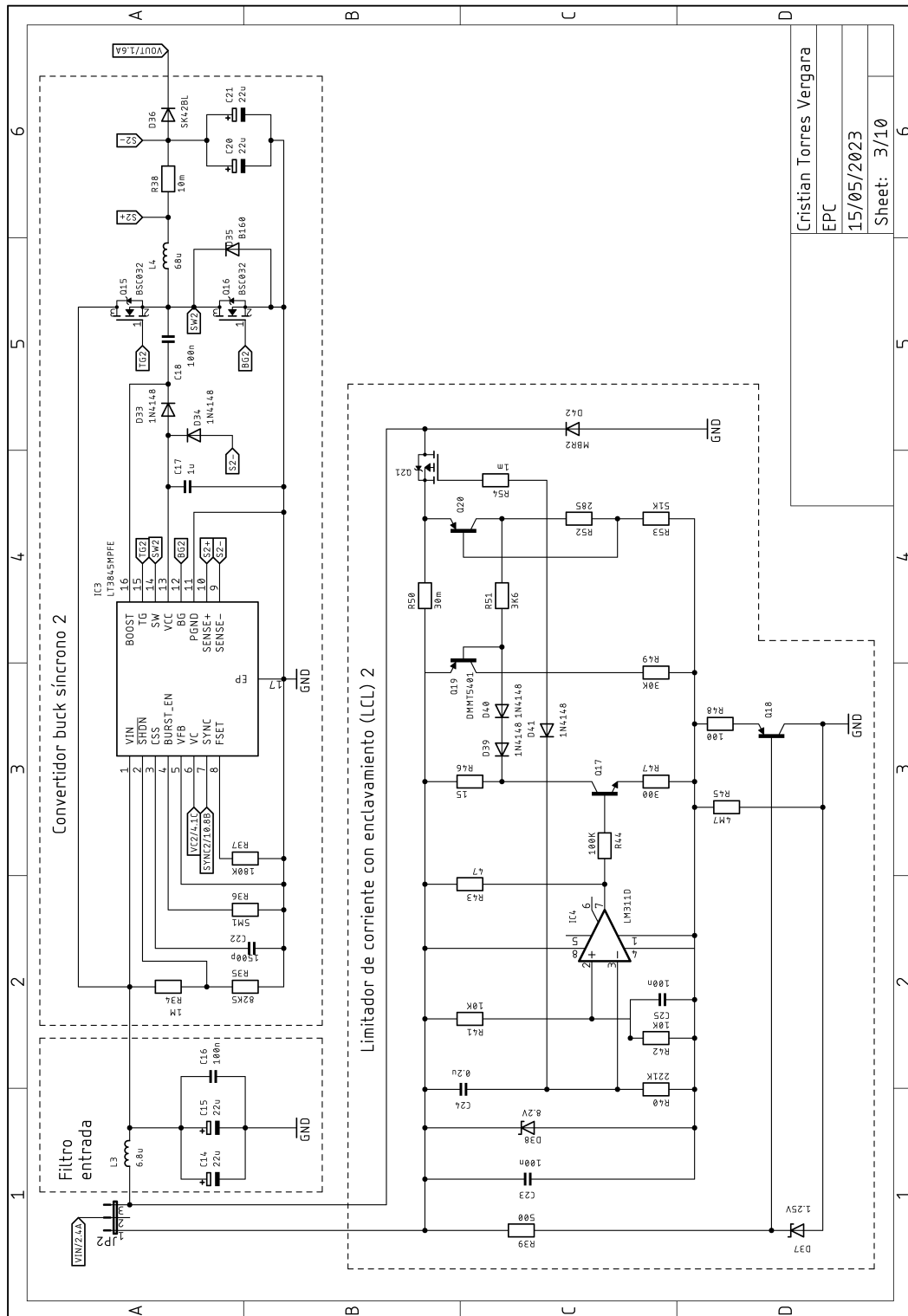


Figura 109. Convertidor *buck* y LCL del regulador. Fase 2.

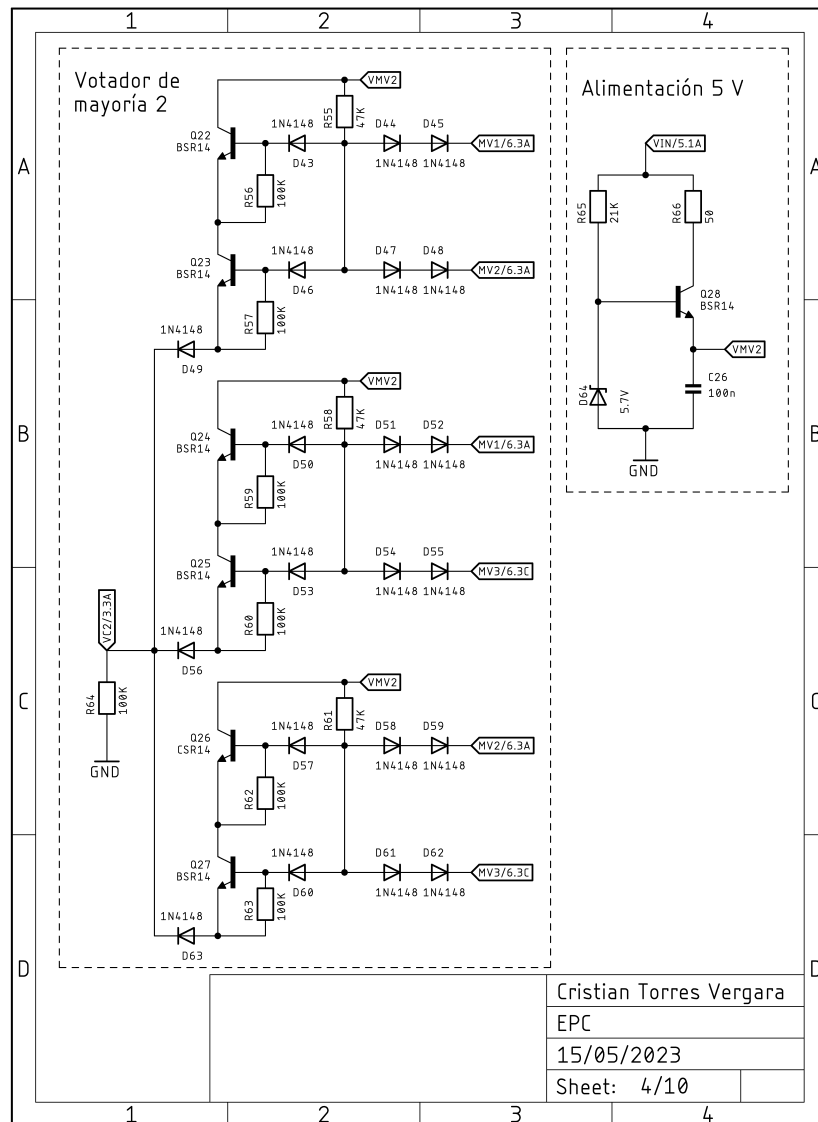
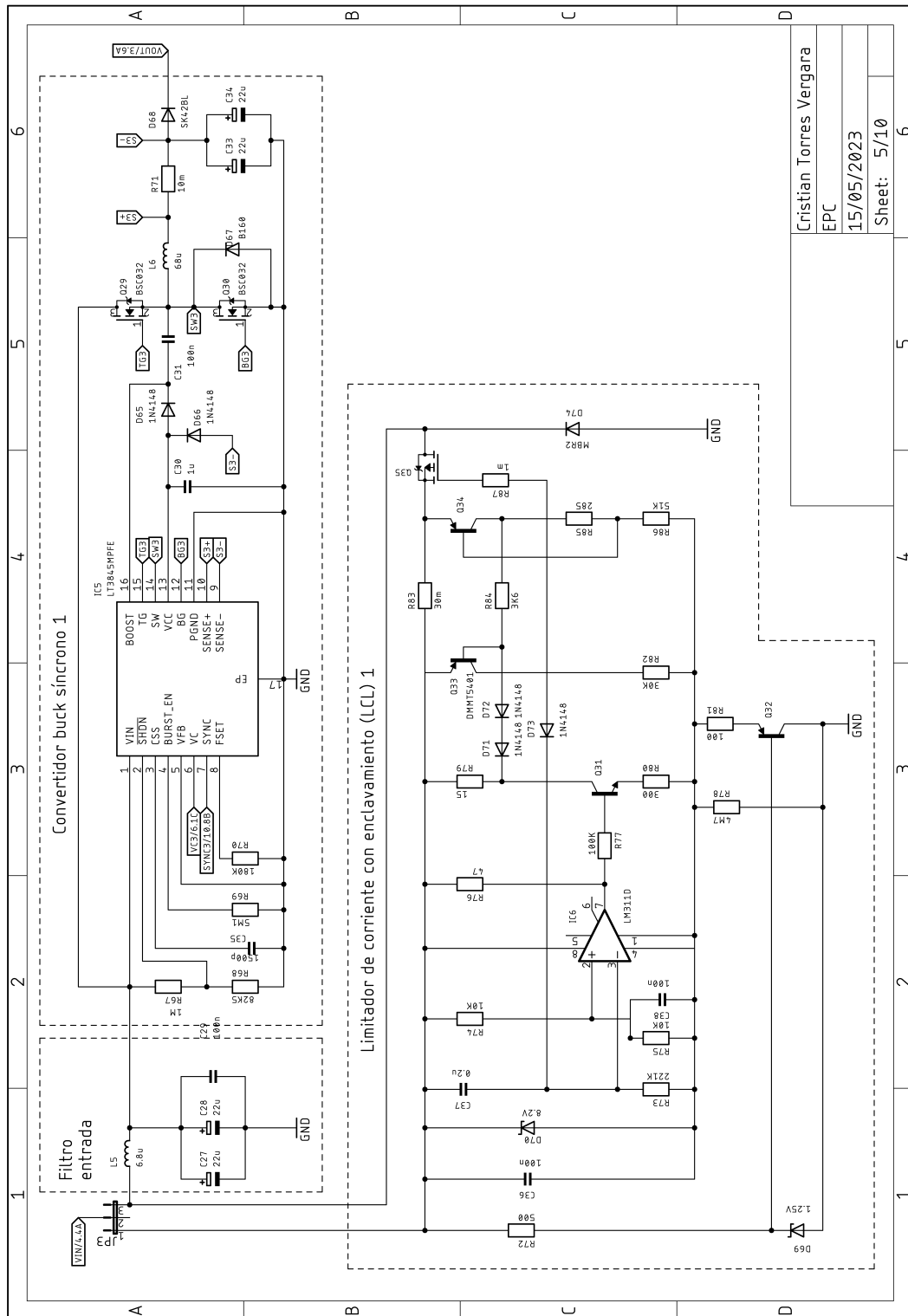


Figura 110. Votador de mayoría junto a su regulador lineal de 5 V. Fase 2.



Cristian Torres Vergara
EPC
15/05/2023
Sheet: 5/10

Figura 111. Convertidor *buck* y LCL del regulador. Fase 3.

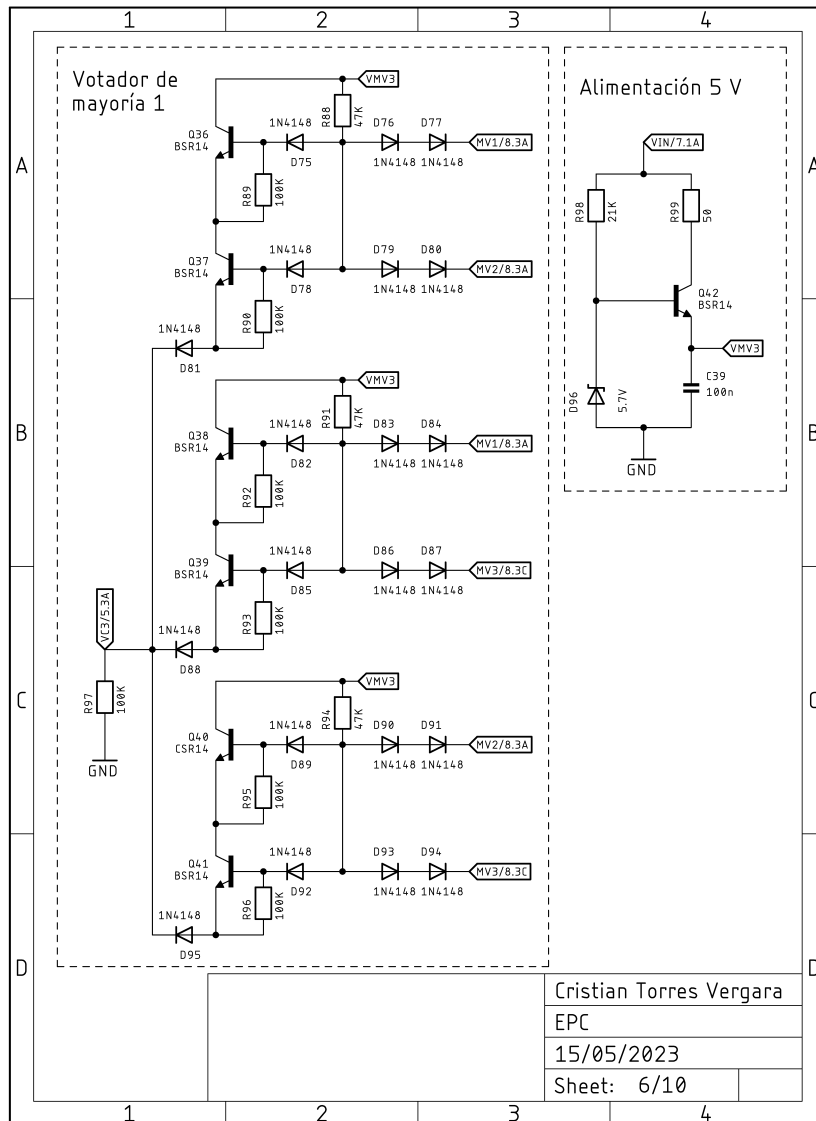
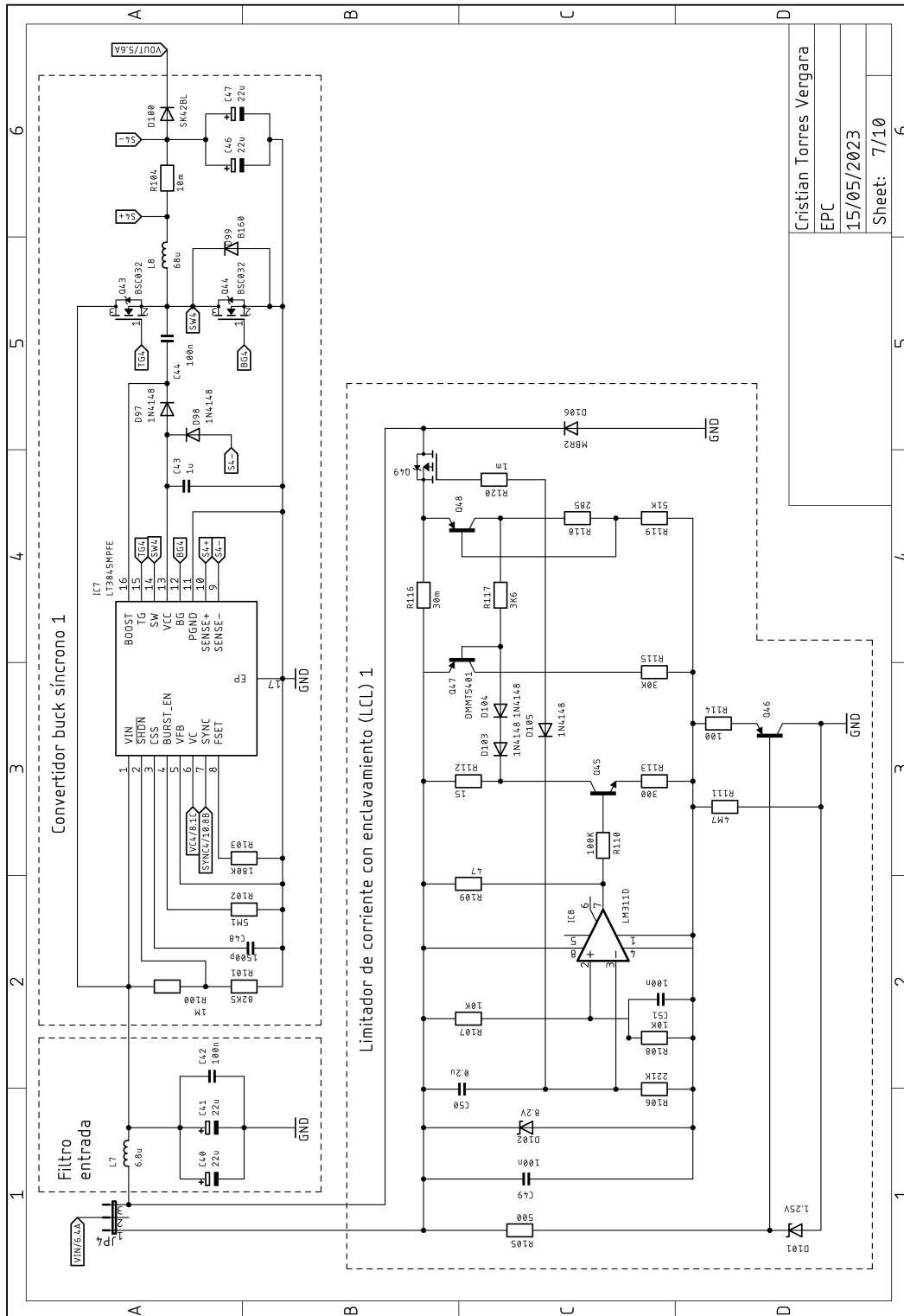


Figura 112. Votador de mayoría junto a su regulador lineal de 5 V. Fase 3.



Cristian Torres Vergara
EPC
15/05/2023
Sheet: 7/10

Figura 113. Convertidor *buck* y LCL del regulador. Fase 4.

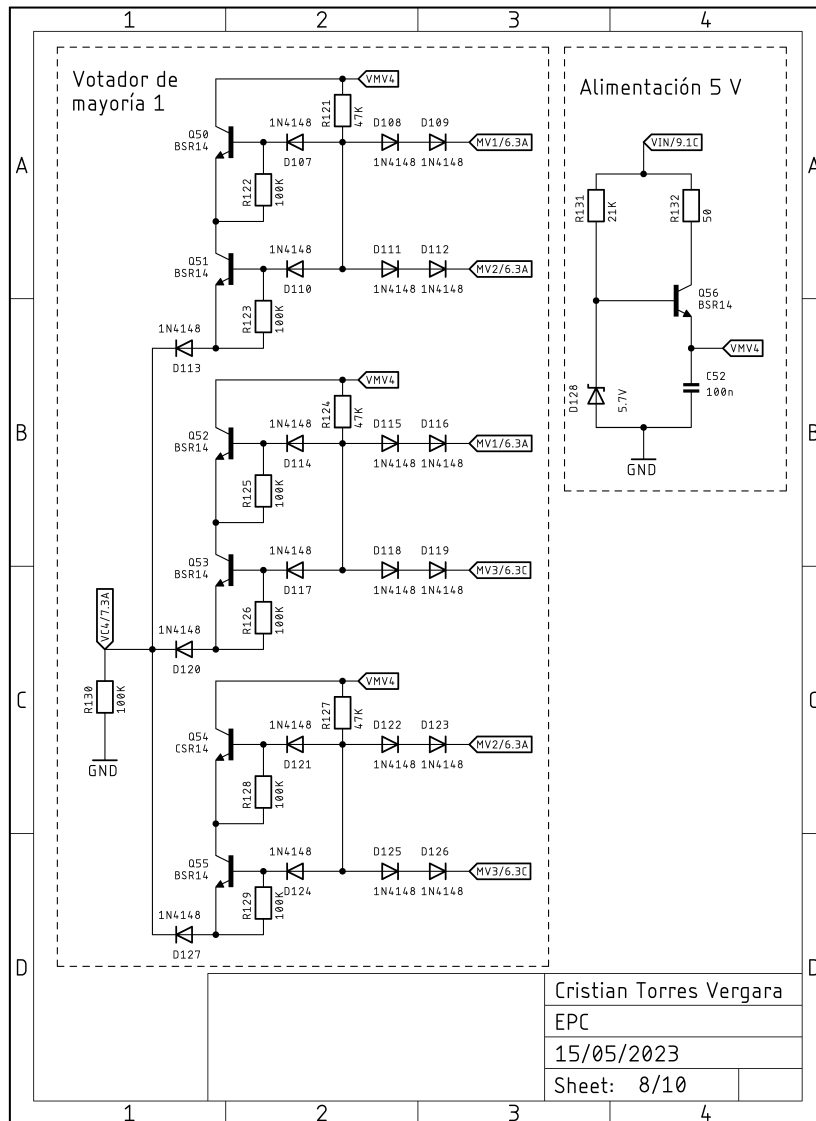
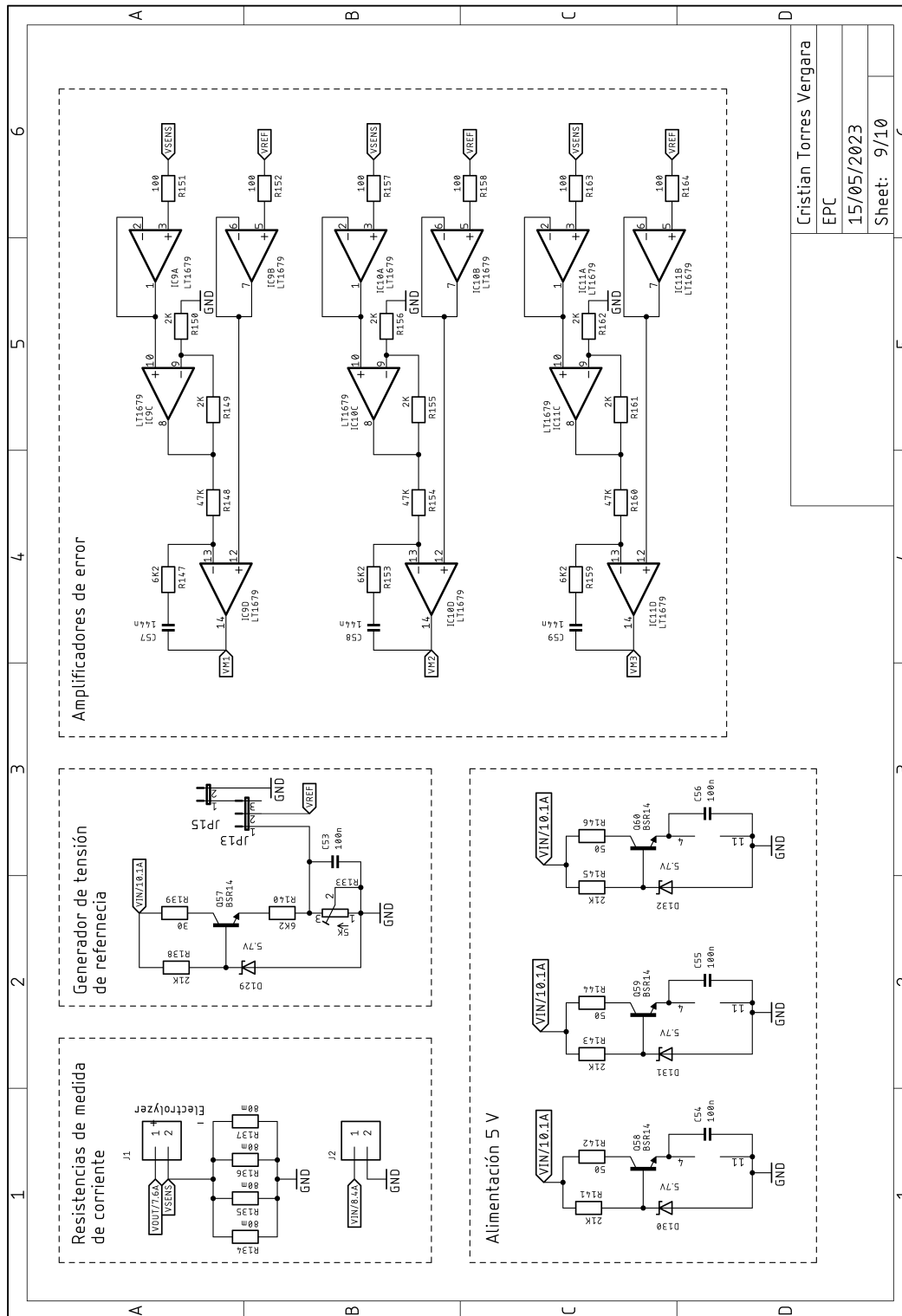
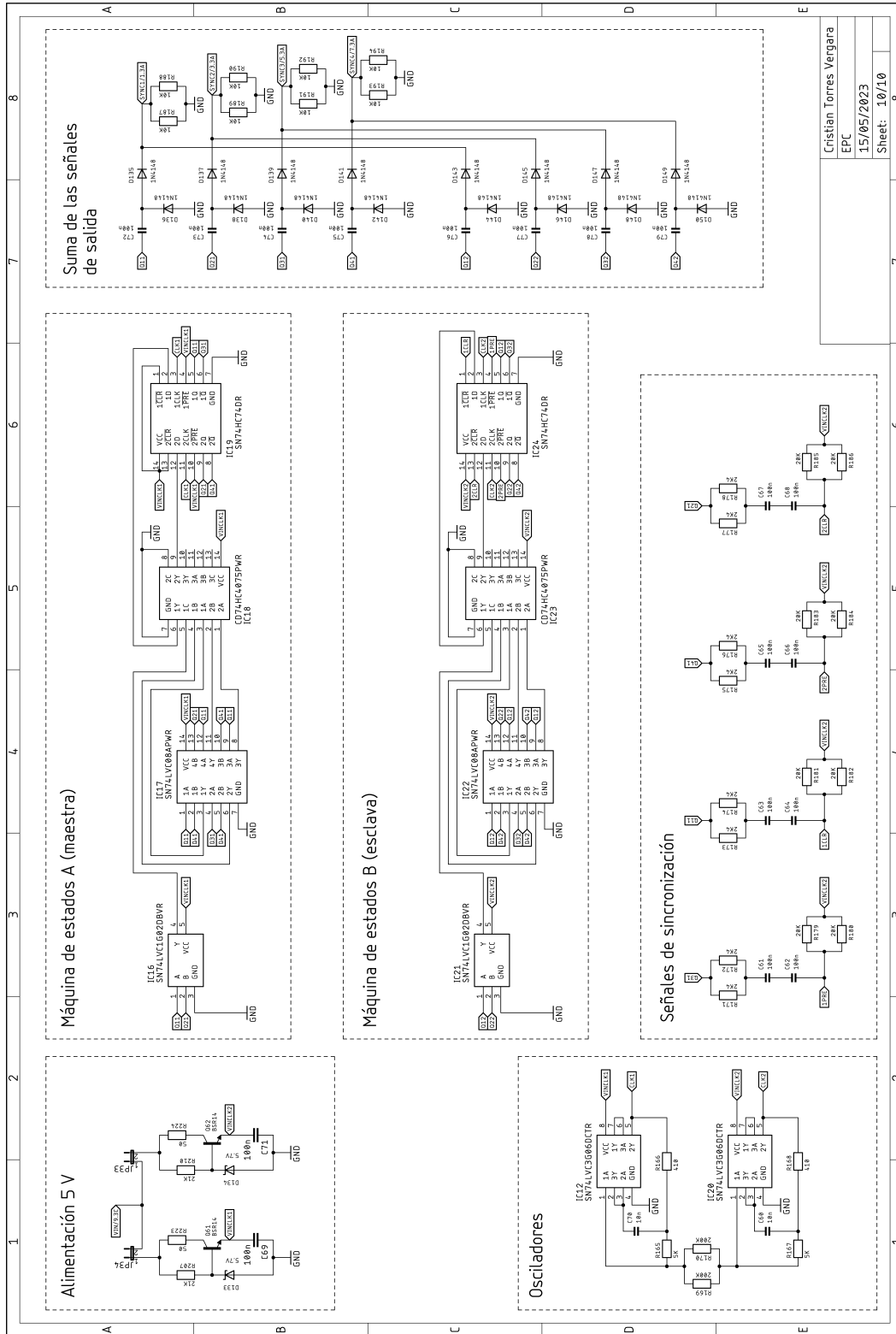


Figura 114. Votador de mayoría junto a su regulador lineal de 5 V. Fase 4.



Cristian Torres Vergara	6
EPC	5
15/05/2023	4
Sheet: 9/10	3
	2
	1

Figura 115. Amplificadores de error junto a sus reguladores lineales de 5 V.



Cristian Torres Vergara
EPC
15/05/2023
Sheet: 10/10

Figura 116. Circuito de reloj de 4 fases SPFF.

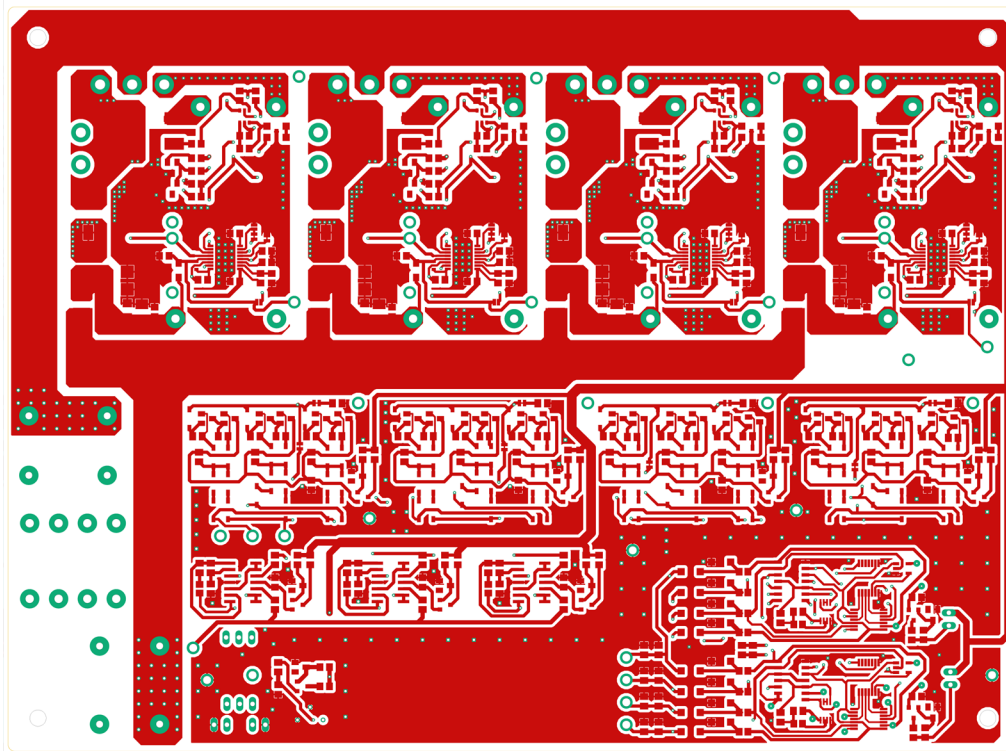


Figura 117. Cara *top* del prototipo del convertidor de potencia para el electrolizador.

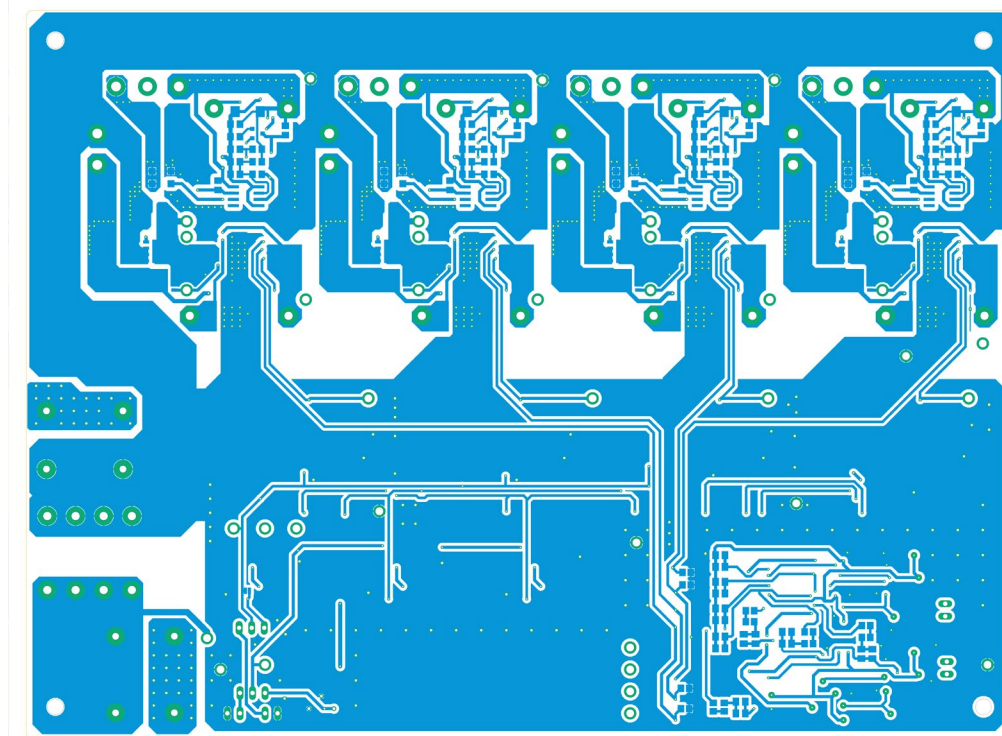


Figura 118. Cara *bottom* del prototipo del convertidor de potencia para el electrolizador.

Anexo IV

Descripción del *setup* experimental

Para llevar a cabo la presente tesis doctoral ha sido necesario el uso de un banco de pruebas que permitiese a puesta en marcha y la validación de los diversos prototipos desarrollados.

A pesar de que en cada uno de los artículos se indican cuáles han sido los equipos usados para la realización de las diversas pruebas, a continuación, se describen brevemente los principales equipos usados y se indica para que se ha usado cada uno de ellos:

- **Simuladores fotovoltaicos Agilent E4351B:** Estos equipos permiten simular curvas de paneles solares previamente programadas mediante el uso de un ordenador. Durante el desarrollo de la presente tesis doctoral se han usado para validar el regulador de paneles solares y las técnicas MPPT desarrolladas, simulando en ellos las curvas I – V esperadas durante el transcurso de la misión espacial propuesta.
- **Fuente bidireccional ITECH IT-M3412:** Al ser bidireccional, esta fuente permite simular el comportamiento de una batería, pudiendo seleccionar y ajustar parámetros como la tecnología de la batería, la capacidad, tensiones máximas y mínimas, corrientes máximas y mínimas, resistencia en serie, configuraciones serie-paralelo, etc. En esta tesis se ha usado para simular el comportamiento de la batería principal de la plataforma.
- **Fuente de alimentación RIGOL DP831:** Se trata de una fuente de alimentación programable con distintas salidas. Este equipo se ha usado principalmente como fuente de alimentación auxiliar para alimentar a los diversos sistemas electrónicos.
- **Carga electrónica RIGOL DL3021A:** Se trata de una carga electrónica programable tanto desde un ordenador como desde su propia interfaz. Permite la creación de

diversos perfiles de carga. Este equipo se ha usado para simular el consumo eléctrico de diversos subsistemas del microsátélite.

- **Osciloscopio Tektronix MDO3104:** Se trata de un osciloscopio de 4 canales que permiten medir tanto tensión como corriente. Este es uno de los equipos que más se ha usado durante el desarrollo de la presente tesis doctoral. Se ha usado para tomar gran parte de las medidas realizadas, así como para la puesta en marcha de los diversos prototipos.
- **Osciloscopio RIGOL MSO5104:** Este osciloscopio se ha usado de forma auxiliar en aquellas ocasiones en las que o bien se quería monitorizar más de 4 señales de forma simultánea, o bien se querían probar varios sistemas en conjunto.
- **Cámara termográfica FLUKE Ti450:** Esta cámara termográfica se ha usado para realizar diversas medidas de temperatura sobre los prototipos desarrollados. Con ella se ha verificado que ninguna parte de los sistemas propuestos sufre problemas de sobrecalentamiento.
- **Analizador de potencia Yokogawa WT1800:** Este equipo cuenta con cuatro módulos que permiten medir la potencia de forma precisa. Haciendo uso de este se han realizado las diversas medidas de eficiencia sobre los prototipos implementados.
- **Analizador vectorial de redes Omicron Bode100.** El analizador vectorial de redes se ha usado para caracterizar algunos componentes como, por ejemplo, condensadores, así como para medir la función de lazo de los reguladores implementados.
- **Multímetro Fluke 8846A:** Se trata de un multímetro de alta precisión. Durante el desarrollo del presente trabajo se ha usado para medir diversos parámetros, entre los que se encuentra el consumo de corriente de los diversos sistemas MPPT implementados.

Finalmente, y a modo ilustrativo, la [Figura 119](#) muestra el banco de trabajo donde se han realizado las diversas pruebas. En esta imagen no aparecen todos los equipos, ya que cada prueba específica requiere del uso de unos equipos concretos. En la imagen se observan

los diversos prototipos implementados funcionando en conjunto mientras se realizan medidas haciendo uso de los osciloscopios.

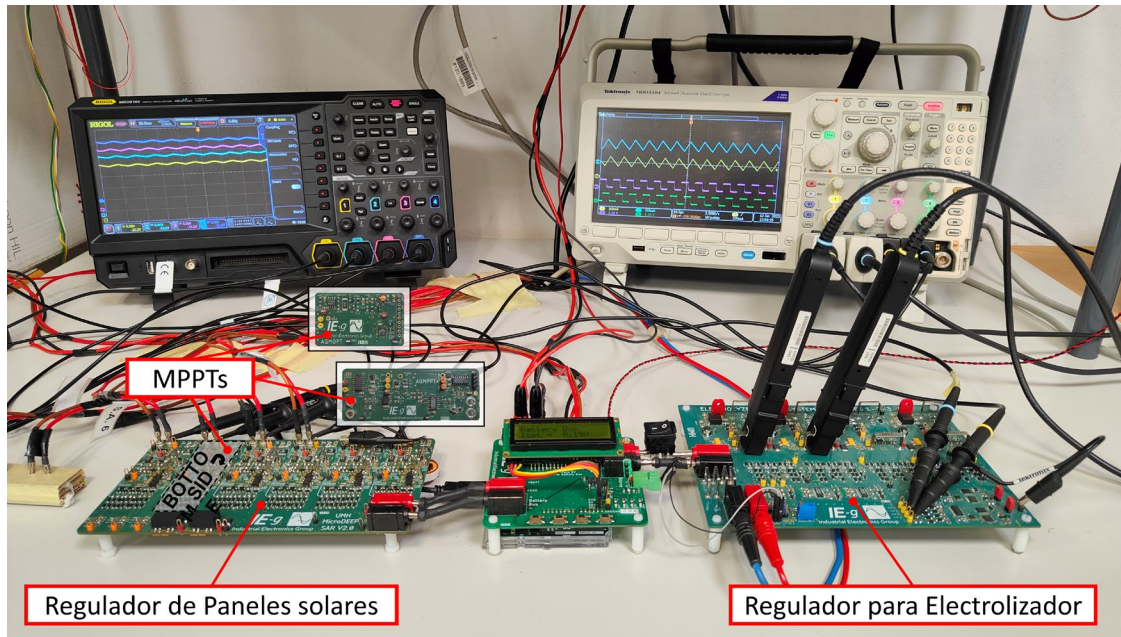


Figura 119. Imagen de los prototipos implementados durante la realización de diversas pruebas.

