



Universidad Nacional de Rosario

Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura

Escuela de Ingeniería Electrónica

Proyecto Final

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN DE POTENCIA CON PANELES SOLARES PARA UN PROTOTIPO DE ROBOT DESMALEZADOR

Autores:

Esteban G. Lombardo (L-2791/1)

Uriel J. Kaufman (K-0548/7)

Directora: Dra. Ing. Mónica Romero (CIFASIS-UNR)

Director Externo: Dr. Ing. Diego Feroldi (CIFASIS-CONICET-UNR)

Asesor: Ing. Andrés Vazquez Sieber (UNR)

Octubre de 2018

Agradecimientos

Queremos agradecer a la Dra. Ing. Mónica Romero y el Dr. Ing. Diego Feroldi, directores del presente proyecto por acompañarnos y guiarnos con comprensión y confiarnos un lugar en el desarrollo de un proyecto de tan grande envergadura.

A la cátedra de Electrónica de Potencia de la Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura por su predisposición para aconsejarnos y orientarnos a través de su gran experiencia y trayectoria en este campo de la ingeniería.

Resumen

Este proyecto se inscribe dentro de un proyecto global multidisciplinario llevado a cabo por el CIFASIS-CONICET-UNR, en el cual se propone el desarrollo de un prototipo de robot desmalezador para la eliminación de maleza por aplicación de herbicidas. Con el objetivo de aumentar la autonomía del robot desmalezador se aprovecha la energía solar a través de un arreglo de paneles solares que permite recargar las baterías. En este proyecto se expone el desarrollo y puesta en marcha de un convertidor electrónico conmutado de corriente continua a corriente continua, el cual mediante un algoritmo de gestión de energía logra maximizar el aprovechamiento de la energía solar.

El objetivo del algoritmo de gestión de energía es aumentar el aprovechamiento de la energía solar, maximizando la autonomía del robot, y la vida útil de las baterías. Dicho algoritmo permite trabajar en modo de seguimiento del punto de máxima potencia solar (MPPT, sigla en inglés correspondiente a "*Maximum Power Point Tracker*") o en el modo desarrollado en este trabajo, de seguimiento del consumo de la carga, en función de la energía solar disponible, el estado de carga de la baterías y de la potencia requerida en cada instante. El desarrollo de la lógica necesaria para el control y la gestión de energía se realiza a través del kit de desarrollo STM32F4 Discovery comercializada por STMicroelectronics, cuya unidad central de procesamiento es un Cortex M4, requerido para realizar las funciones de procesamiento digital de señales. El convertidor implementado, junto con el algoritmo de control propuesto, permitió obtener resultados mucho más satisfactorios que los obtenidos con una solución comercial probada en una etapa previa al proyecto.

Índice general

1. Introducción	13
1.1. Energía solar	16
1.1.1. Celdas solares	16
1.1.2. Paneles fotovoltaicos	17
1.1.3. Punto de máxima potencia (MPP)	19
1.2. Convertidores de potencia	23
1.2.1. Fuentes conmutadas aplicadas a paneles solares	23
1.2.2. Convertidor Boost	24
1.2.2.1. Límite entre MCC y MCD	26
1.2.3. Tensión de ripple de salida	27
1.2.4. Pérdidas en el convertidor Boost en MCC	28
1.3. Baterías	29
1.3.1. Baterías de ion de litio	30
1.3.1.1. Algoritmo de carga para baterías de ion de litio	32
1.3.1.2. Interconexión de celdas de litio	34
1.4. Análisis de un convertidor comercial	36
1.4.1. Requisitos del sistema eléctrico del robot	36
1.4.2. Pruebas con el convertidor MPT-7210A	37
2. Cálculo del convertidor	42
2.1. Elección y cálculo de parámetros del convertidor	42
2.1.1. Selección de la topología del SMPS	42
2.1.2. Requisitos del convertidor	43
2.1.3. Cálculo de la inductancia L de la bobina	44
2.1.4. Cálculo de la capacitancia de salida	46
2.1.5. Cálculo de la capacitancia de entrada	48
3. Estrategia de control del convertidor	51
3.1. Estrategia de control propuesta	51
3.2. Comportamiento del convertidor a lazo abierto	52
3.3. Estrategia de control	55
3.3.1. Obtención de un modelo lineal de la fuente	56
3.3.2. Cálculo de los controladores de entrada	61
3.3.2.1. Cálculo del controlador de corriente de entrada	61
3.3.2.2. Cálculo del controlador de tensión de entrada	66
3.4. Seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)	72
3.5. Comportamiento del convertidor con distintos estados de carga	78

3.6.	Seguimiento de la corriente de carga	82
3.7.	Gestión de Energía	86
4.	Elección de componentes	91
4.1.	Capacitor de entrada	91
4.2.	Capacitor de salida	91
4.3.	Inductor	92
4.3.1.	Selección del núcleo	92
4.3.2.	Bobinado	94
4.3.3.	Cálculo de longitud de los conductores de cobre	95
4.3.4.	Verificación de parámetros de la inductancia	96
4.3.5.	Cálculo de pérdidas en el inductor	97
4.3.6.	Pérdidas en el núcleo	97
4.3.7.	Pérdidas en el bobinado	98
4.3.8.	Verificación del valor de inductancia	98
4.4.	Llaves electrónicas	99
4.4.1.	Transistor	99
4.4.2.	Driver de transistor	102
4.5.	Diodo de salida	104
4.6.	Disipador	105
4.6.1.	Cálculo de pérdidas	105
4.6.2.	Cálculo del disipador	107
4.7.	Microcontrolador	109
4.7.1.	Selección del microcontrolador	109
4.7.2.	Desarrollo del software	111
4.7.2.1.	Configuración de entradas y salidas	111
4.7.2.2.	Programación por registros	113
4.7.2.3.	Descripción de la Máquina de Estado Finito	118
4.7.3.	Adquisición de datos y diagnóstico del convertidor	120
5.	Diseño de los circuitos de medición	122
5.1.	Medición de tensión y corriente	122
5.1.1.	Circuito de medición de corriente	123
5.1.1.1.	Estudio en polarización	124
5.1.1.2.	Estudio en señal	129
5.1.1.3.	Medición de corriente unidireccional	131
5.1.2.	Medición de corriente de salida de las baterías	132
5.1.2.1.	Elemento sensor	133
5.1.2.2.	Circuito implementado	133
5.1.2.3.	Limitación del ancho de banda	134
5.1.3.	Medición de corriente de salida del convertidor	135

5.1.3.1.	Elemento sensor	136
5.1.3.2.	Circuito implementado	137
5.1.3.3.	Limitación del ancho de banda	137
5.1.4.	Medición de la corriente por la bobina del convertidor	139
5.1.4.1.	Elemento sensor	140
5.1.4.2.	Circuito implementado	141
5.1.4.3.	Limitación del ancho de banda	141
5.1.5.	Circuito de medición de tensión	142
5.1.6.	Función transferencia estática	143
5.1.7.	Estudio en señal	144
5.1.8.	Medición de tensión de entrada del convertidor	145
5.1.8.1.	Circuito implementado	146
5.1.8.2.	Limitación del ancho de banda	146
5.1.9.	Medición de tensión de salida del convertidor	147
5.1.9.1.	Circuito implementado	148
5.1.9.2.	Limitación del ancho de banda	149
6.	Diseño del circuito impreso (PCB)	151
6.1.	Esquemas circuitales	151
6.1.1.	Bibliotecas	152
6.1.2.	Circuitos electrónicos de alimentación	153
6.1.2.1.	Fuente de alimentación de 12V	153
6.1.2.2.	Fuentes de alimentación para los circuitos analógicos y digitales	154
6.1.3.	Circuitos de Medición	156
6.1.4.	Conexionado de STM32F4 Discovery	158
6.1.5.	Circuito de driver de MOSFET	158
6.1.6.	Esquema circuital del convertidor Boost	159
6.2.	Disposición de componentes en el circuito impreso	160
6.2.1.	Reglas de diseño	160
6.2.1.1.	Reglas de diseño del circuito analógico	162
6.2.1.2.	Reglas de diseño del circuito de potencia	163
6.2.1.3.	Disposición de componentes	163
6.3.	Fabricación del circuito impreso	165
6.4.	Ensamblado del circuito impreso	168
7.	Ensayos de funcionamiento	170
7.1.	Verificación de los circuitos diseñados	170
7.1.1.	Circuitos de medición	170
7.1.1.1.	Circuito de medición de la tensión de entrada del convertidor	170
7.1.1.2.	Circuito de medición de la tensión de salida del convertidor	171

7.1.1.3.	Circuito de medición de la corriente por el inductor	172
7.1.1.4.	Circuito de medición de la corriente de salida del convertidor	174
7.1.1.5.	Circuito de medición de la corriente de carga	176
7.2.	Ensayos de la etapa de potencia	178
7.2.1.	Ensayos del circuito de conmutación	179
7.2.2.	Ensayos del comportamiento MPPT	182
7.2.3.	Ensayos del sistema total	184
7.2.3.1.	Primera parte	184
7.2.3.2.	Segunda parte	189
8.	Conclusiones	193
8.1.	Conclusiones generales sobre el proyecto	193
8.2.	Trabajo a futuro	194
	Bibliografía	194
A.	Cálculo de modelos lineales $G_{id}(s)$ y $G_{vi}(s)$	A1
B.	Algoritmo MPPT en Matlab	A4
C.	Algoritmo de seguidor de corriente de carga en Matlab	A6
D.	Algoritmo de Control PI en C	A7
E.	Algoritmo de seguimiento de máxima potencia en C	A9
F.	Algoritmo de seguimiento de la corriente de carga en C	A10
G.	Esquemáticos del convertidor	A11
H.	Circuito impreso del convertidor	A18

Índice de figuras

1.0.1.	Bosquejo del prototipo del robot desmalezador.	13
1.0.2.	Esquema general del prototipo de robot desmalezador	14
1.1.1.	Modelo circuital de una celda solar ideal.	16
1.1.2.	Modelo circuital de una celda solar.	17
1.1.3.	Característica I-V de un panel solar	18
1.1.4.	Característica P-V de un panel solar	19
1.1.5.	Característica I-V y P-V de un panel solar para diferentes temperaturas .	20
1.1.6.	Característica I-V y P-V de un panel solar para diferentes irradiaciones. .	20
1.2.1.	Esquema circuital de un convertidor CC-CC tipo Boost.	24
1.2.2.	Esquema circuital de un convertidor CC-CC tipo Boost.	25
1.2.3.	Evolución de la corriente del inductor en el límite entre MCC y MCD. . .	26
1.2.4.	Resistencia de carga normalizada en función del ciclo de trabajo δ	27
1.2.5.	Circuito equivalente de la etapa de salida de un convertidor Boost.	27
1.2.6.	Circuito equivalente de un convertidor Boost con resistencias parásitas. . .	28
1.2.7.	Función transferencia de tensión M_{VDC} del convertidor Boost con pérdidas	29
1.3.1.	Batería de ion de litio.	31
1.3.2.	Esquema de funcionamiento de una batería de Litio.	31
1.3.3.	Carga de Batería de li-ion.	33
1.4.1.	Curva característica del panel Enertik PS-150B.	37
1.4.2.	Diagrama de interconexión para el MPT-7210A.	38
1.4.3.	Display del MPT-7210A.	39
2.1.1.	Impedancia de salida del sistema.	46
2.1.2.	Teorema de Norton aplicado al modelo de una batería.	46
2.1.3.	Teorema de Thévenin aplicado al paralelo de los modelos de baterías. . . .	47
2.1.4.	Impedancia de salida del sistema, modelo simplificado.	47
3.1.1.	Esquema del convertidor Boost junto con la estrategia de control propuesta.	52
3.2.1.	Modelo Simulink de convertidor Boost.	53
3.2.2.	Evolución de la corriente en la bobina.	53
3.2.3.	Evolución de la corriente y tensión de salida.	54
3.3.1.	Esquema del sistema controlado.	55
3.3.2.	Modelo lineal de un panel.	57
3.3.3.	Modelo equivalente convertidor Boost durante el estado de carga.	57
3.3.4.	Modelo equivalente convertidor Boost durante el estado de descarga. . . .	58
3.3.5.	Diagrama de Bode con Control PI de Corriente.	62
3.3.6.	Modelo Simulink con un controlador PI de la corriente de entrada.	63

3.3.7. Evolución de la tensión y la corriente de entrada.	64
3.3.8. Evolución del ciclo de trabajo.	65
3.3.9. Evolución de la corriente y tensión de salida.	66
3.3.10. Diagrama de bode con control PI de tensión.	68
3.3.11. Modelo del convertidor con los controladores PI.	68
3.3.12. Evolución de la corriente y la tensión de entrada.	69
3.3.13. Evolución del ciclo de trabajo.	70
3.3.14. Evolución de la corriente y tensión de salida.	70
3.4.1. Diagrama de flujo correspondiente al algoritmo de MPPT.	72
3.4.2. Modelo en Simulink de un convertidor tipo boost con controladores PI. . .	73
3.4.3. Curvas de I-V y P-V para diferentes valores de irradiación.	74
3.4.4. Evolución de la tensión de referencia frente a cambios de irradiación. . .	74
3.4.5. Evolución de la tensión de referencia para $Irradiancia = 800 W/m^2$. $T_s = 0.5 \mu s$	75
3.4.6. Evolución de la Tensión del panel.	76
3.4.7. Ampliación de la tensión del panel.	76
3.4.8. Evolución de la corriente del panel.	77
3.4.9. Evolución del ciclo de trabajo.	77
3.5.1. Evolución del ciclo de trabajo, $V_{bat} = 30 V$	78
3.5.2. Evolución de la Tensión y la Corriente de Entrada, $V_{bat} = 30 V$	79
3.5.3. Evolución de la Tensión y la Corriente de Salida, $V_{bat} = 30 V$	80
3.5.5. Evolución de la tensión y la corriente de entrada, $V_{bat} = 42 V$	80
3.5.4. Evolución del ciclo de trabajo, $V_{bat} = 42 V$	81
3.5.6. Evolución de la tensión y la corriente de salida, $V_{bat} = 42 V$	81
3.6.1. Diagrama de flujo correspondiente al algoritmo del seguidor de corriente de carga.	82
3.6.2. Modelo completo del convertidor en Simulink.	83
3.6.3. Corriente de carga y de salida del convertidor como seguidor de corriente de carga.	84
3.6.4. Evolución del ciclo de trabajo con el convertidor funcionando como seguidor de corriente de carga.	84
3.6.5. Evolución de la tensión y la corriente de entrada del convertidor funcionando como seguidor de corriente de carga.	85
3.6.6. Evolución de la tensión de salida del convertidor funcionando como seguidor de corriente de carga.	85
3.7.1. Máquina de estado finito de la estrategia de gestión de energía.	87
3.7.2. Modelo en Simulink de un convertidor tipo boost con controladores PI de corriente y tensión de entrada, y bloques función implementando el algoritmo de MPPT y Seguidor de corriente, así como un bloque función que lleva a cabo la gestión de energía.	87
3.7.3. Señales de habilitación de los estados de funcionamiento del convertidor. .	88

3.7.4.	Evolución de la tensión y la corriente de entrada del convertidor con gestión de energía.	89
3.7.5.	Evolución del ciclo de trabajo del convertidor con gestión de energía. . . .	89
3.7.6.	Evoluciones de la corriente de salida del convertidor y de la corriente de carga.	90
4.3.1.	Vistas del carrito empleado para el inductor.	96
4.3.2.	Medición de la Inductancia con HP 4263B.	99
4.4.1.	Curvas características del MOSFET.	102
4.4.2.	Diagrama funcional del driver MCP14A0152.	104
4.6.1.	Circuito equivalente de transferencia de calor.	107
4.7.1.	Diagrama de entradas y salidas del microcontrolador.	109
4.7.2.	Diagrama de entradas y salidas del microcontrolador en STM32CubeMX. . . .	112
4.7.3.	Diagrama de entradas y salidas del microcontrolador en STM32CubeMX. . . .	112
4.7.4.	Señal de trigger para $\delta = 0.5$	114
4.7.5.	Máquina de estados del convertidor.	119
4.7.6.	Tira de bits enviada a través del puerto USB.	120
4.7.7.	Interfaz gráfica de usuario del Adquisidor de Datos.	121
5.1.1.	Etapas principales de un sistema de medición.	122
5.1.2.	Circuito propuesto para la medición de corriente.	123
5.1.3.	Circuito propuesto para la medición de corriente en polarización.	124
5.1.4.	Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.	125
5.1.5.	Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.	126
5.1.6.	Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.	126
5.1.7.	Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.	127
5.1.8.	Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.	127
5.1.9.	Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.	128
5.1.10.	Estudio en señal del circuito para medición de corriente.	129
5.1.11.	Estudio en señal del circuito para medición de corriente.	130
5.1.12.	Circuito propuesto para la medición de corriente unidireccional.	131
5.1.13.	Ecuación de escala para la medición de corriente de salida de las baterías. . .	132
5.1.14.	Diagrama de Bode del filtro de Butterworth normalizado de primer orden. . .	135
5.1.15.	Ecuación de escala para la medición de corriente de salida del convertidor. .	136
5.1.16.	Diagrama de Bode del filtro de Butterworth normalizado de primer orden. . .	138
5.1.17.	Ecuación de escala para la medición de corriente por la bobina del convertidor.	140

5.1.18. Circuito propuesto para la medición de tensión	143
5.1.19. Circuito propuesto para la medición de tensión	143
5.1.20. Circuito propuesto para la medición de tensión.	144
5.1.21. Circuito propuesto para la medición de tensión.	145
5.1.22. Ecuación de escala para la medición de tensión de entrada del convertidor. .	146
5.1.23. Ecuación de escala para la medición de tensión de salida del convertidor. .	148
5.1.24. Diagrama de Bode del filtro de Butterworth normalizado de primer orden. .	150
6.1.1. Diseño del modelo de carrito para PCB en Autodesk Eagle.	152
6.1.2. font=footnotesize	153
6.1.3. Diagrama de Bloques del convertidor NSD10-48S12.	154
6.1.4. PTH08080WAH	154
6.1.5. Circuitos de alimentación.	156
6.1.6. Circuitos de medición de tensión de entrada y de salida del convertidor Boost.	157
6.1.7. Circuitos de medición de corriente de la bobina del convertidor Boost. . .	157
6.1.8. Circuitos de medición de corriente de salida y de carga del convertidor Boost.	157
6.1.9. Interconexión del STM32F407VG con los circuitos de medición y PWM. .	158
6.1.10. Esquema circuital del driver de MOSFET.	159
6.1.11. Esquema del convertidor Boost.	160
6.2.1. Diagrama mecánico del kit STM32F4 Discovery.	161
6.2.2. Menú de configuración de reglas de diseño en <i>Autodesk Eagle</i>	162
6.3.1. Menú de generación de los archivos Gerber.	165
6.3.2. PCB del circuito de control. Vista superior a la izquierda y vista inferior a la derecha.	166
6.3.3. PCB del circuito de control. Vista superior arriba y vista inferior abajo. .	167
6.4.1. Fotografía del convertidor Boost ensamblado.	169
7.1.1. Oscilograma del buffer del circuito de medición de la tensión de entrada. .	171
7.1.2. Oscilograma del buffer del circuito de medición de la tensión de salida. . .	172
7.1.3. Circuito de medición de corriente por el inductor en <i>NI Multisim</i>	173
7.1.4. Función transferencia de la corriente por el inductor simulada en <i>NI Mul-</i> <i>tisim</i>	173
7.1.5. Oscilograma correspondiente a la función transferencia medida del circuito de medición de la corriente por el inductor.	174
7.1.6. Circuito de medición de corriente de salida del convertidor en <i>NI Multisim</i> . .	175
7.1.7. Función transferencia de la corriente de salida del convertidor simulada en <i>NI Multisim</i>	175
7.1.8. Oscilograma correspondiente a la función transferencia medida del circuito de medición de la corriente de salida del convertidor.	176
7.1.9. Circuito de medición de la corriente de carga en <i>NI Multisim</i>	177

7.1.10.	Función transferencia de la corriente de la batería simulada en <i>NI Multisim</i> .	177
7.1.11.	Oscilograma correspondiente a la función transferencia medida del circuito de medición de la corriente de la carga.	178
7.2.1.	Oscilograma correspondiente al PWM generado por medio del STM32F407VG.	179
7.2.2.	Oscilograma correspondiente a V_{DS} y V_{GS}	180
7.2.3.	Oscilograma del flanco de subida de la tensión V_{GS}	180
7.2.4.	Oscilograma del flanco de bajada de la tensión V_{DS}	181
7.2.5.	Oscilograma de la corriente por el inductor.	182
7.2.6.	Evolución de la tensión y corriente de entrada del convertidor funcionando como MPPT.	183
7.2.7.	Evolución de la potencia de salida del convertidor funcionando como MPPT.	183
7.2.8.	Evolución de la tensión y corriente de salida del convertidor funcionando como MPPT.	184
7.2.9.	Evolución de la tensión y corriente de entrada del convertidor funcionando con el sistema total.	185
7.2.10.	Evolución de la potencia de salida del convertidor funcionando con el sistema total.	185
7.2.11.	Evolución de la tensión y corriente de salida del convertidor funcionando con el sistema total.	186
7.2.12.	Evolución del ciclo de trabajo del convertidor funcionando con el sistema total.	186
7.2.13.	Evolución de la corriente de carga del robot inmóvil.	187
7.2.14.	Evolución de la tensión y corriente de entrada del convertidor funcionando con el sistema total.	187
7.2.15.	Evolución del ciclo de trabajo del convertidor funcionando con el sistema total.	188
7.2.16.	Evolución de la potencia del robot inmóvil.	188
7.2.17.	Evolución de la corriente de carga del robot en movimiento.	189
7.2.18.	Evolución de la potencia de salida del convertidor funcionando con el sistema total.	190
7.2.19.	Evolución de la tensión y corriente de entrada del convertidor funcionando con el sistema total.	190
7.2.20.	Evolución de la tensión y corriente de salida del convertidor funcionando con el sistema total.	191
7.2.21.	Evolución del ciclo de trabajo del convertidor funcionando con el sistema total.	191
A.0.1.	Diagrama de Bode de $G_{id}(s)$	A3
A.0.2.	Diagrama de Bode de $G_{vi}(s)$	A3
H.0.1.	Esquema del circuito impreso de la placa de control. Capa 1 a la izquierda, capa 16 a la derecha.	A18
H.0.2.	Esquema del circuito impreso de la placa de potencia. Figura superior: capa 1. Figura inferior: capa 16.	A19

Índice de tablas

1.1. Capacidad vs. Carga.	34
1.2. Características de los paneles $PS - 150B$ en condiciones estándar.	36
2.1. Parámetros del convertidor	50
4.1. Características del MOSFET SUP70090E.	101
4.2. Características del driver MCP14A0152.	103
4.3. Características del diodo DSTF60100C.	104
5.1. Características del ADC del microcontrolador STM32F407.	123
6.1. Características del convertidor NSD10-48S12.	153
6.2. Características del convertidor PTH08080WAH.	154
6.3. Características del regulador TPS79533.	155
6.4. Características del regulador LM337.	156
6.5. Reglas de diseño para la placa analógica.	163
6.6. Reglas de diseño para la placa de potencia.	163

Capítulo 1

Introducción

En un marco de pleno desarrollo de la tecnología robótica aplicada al sector agrícola, el Centro Internacional Franco Argentino de Ciencias de la Información y de Sistemas (CIFASIS) financiado por CONICET lleva a cabo la creación de un prototipo de robot desmalezador cuyo bosquejo se muestra en la Figura 1.0.1. Diversos grupos de estudiantes de grado y posgrado de diferentes ramas de la Ingeniería de la Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura (FCEIA), perteneciente a la Universidad Nacional de Rosario (UNR) se encuentran trabajando en el diseño de este proyecto.

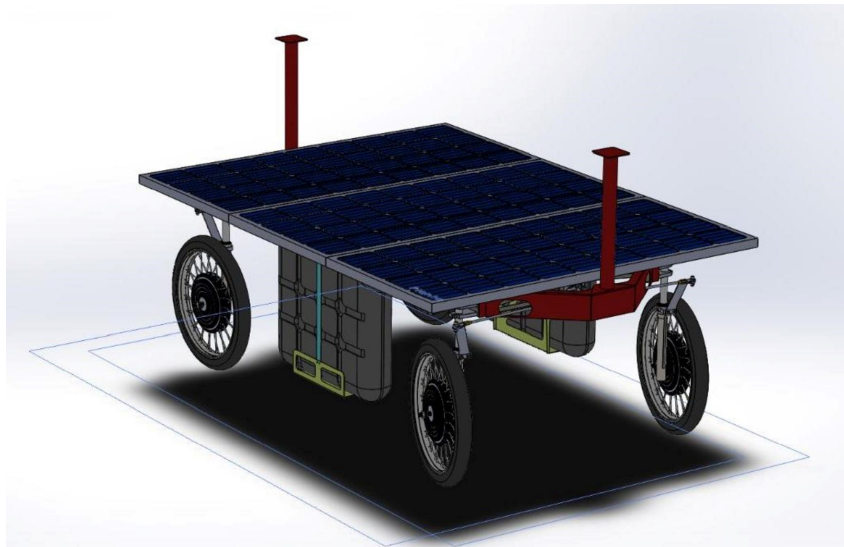


Figura 1.0.1: Bosquejo del prototipo del robot desmalezador.

Fuente: Proyecto Final: “Desarrollo e Implementación de un Sistema de Tracción y Dirección en Prototipo de Robot Desmalezador”.

La energía solar es una de las fuentes de energía renovable más populares debido a su bajo costo operativo y la prolongada vida útil de los componentes utilizados para su aprovechamiento. Asimismo, presenta grandes ventajas frente a otras formas de obtener energía, entre las que se destacan que no requiere partes móviles, no produce emisiones al ambiente, es posible adecuarla para su uso en operaciones específicas, su instalación es sencilla, puede soportar condiciones climáticas adversas y no requiere de mantenimiento en forma frecuente [1]. Al no producir emisiones al ambiente, su impacto sobre el mismo es inferior al producido por el uso de fuentes tradicionales, y su tecnología, en constante mejora permite incrementar el rendimiento de los dispositivos empleados [2].

En la actualidad, las distintas formas de aprovechar la energía solar son ampliamente investigadas, por la posibilidad de aplicarlas en sistemas de bombeo solares [3],

sistemas fotovoltaicos conectados a la red [4], y vehículos autónomos [5]. El desarrollo e investigación con aplicación a estos sistemas ha ido incrementando a un ritmo promedio de un 20 % anual en los últimos 20 años por la reducción en los costos de producción y su mayor rendimiento [6].

Teniendo en cuenta estos desarrollos, se considera el uso de energía solar por medio de un arreglo fotovoltaico, como fuente de alimentación de los sistemas que integran al robot, y carga del banco de baterías con el que cuenta el mismo. El objetivo de este proyecto final de carrera es identificar las posibles soluciones a esta cuestión particular, y el diseño de una gestión energética adecuada y acondicionada para la correcta operación de los subsistemas del robot, es decir, el sistema de tracción, los sistemas auxiliares al mismo y los sistemas de cómputo y visión (computadoras de a bordo, cámaras y sensores entre otros), requeridos para la correcta operación del sistema total.

En la Figura 1.0.2, se muestra la distribución de los gabinetes que contienen los circuitos electrónicos correspondientes a los distintos subsistemas que componen al robot autónomo.

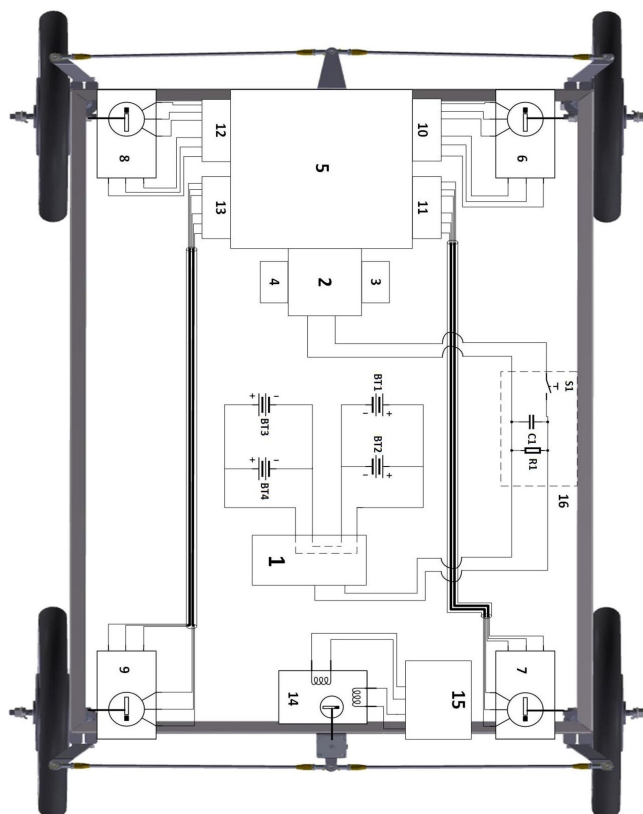


Figura 1.0.2: Esquema general del prototipo de robot desmalezador con sus respectivos subsistemas.

Fuente: Proyecto Final: “Desarrollo e Implementación de un Sistema de Tracción y Dirección en Prototipo de Robot Desmalezador”.

A continuación, se referencia brevemente a los distintos subsistemas y su ubicación en base a la Figura 1.0.2:

1. Gabinete de alimentación principal: en este gabinete se encuentra el convertidor CC-CC junto con las borneras que permiten la interconexión del mismo con los paneles solares y las baterías.
2. Gabinete de alimentación secundario: este gabinete funciona como punto de acceso a las diferentes tensiones (36 V, 12 V y 5 V) provenientes del banco de baterías y de los convertidores respectivamente.
3. Convertidor 36 V – 12 V Enertik DC-36-1220.
4. Convertidor 12 V – 5 V Enertik DC-1224-0520.
5. Gabinete del sistema de tracción: en este gabinete se encuentran los circuitos electrónicos encargados de la tracción y dirección del robot. Dentro del mismo se encuentra una placa de desarrollo Freescale FRDM-K64F, dos módulos de 8 relés aislados ópticamente que realizan las conmutaciones necesarias para generar la inversión de giro permitiendo que el robot se mueva en reversa, y una placa de adaptación de señal diseñada tanto para el filtrado y posterior adquisición de señales fundamentales del robot y también para actuar como interfaz entre el microcontrolador y los drivers de potencia.
6. Brushless DC Motor 350 W Rueda Trasera Izquierda.
7. Brushless DC Motor 350 W Rueda Delantera Izquierda.
8. Brushless DC Motor 350 W Rueda Trasera Derecha.
9. Brushless DC Motor 350 W Rueda Delantera Derecha.
10. Driver Brushless DC Motor Rueda Trasera Izquierda (S3F84A5 Electric Bike Controller System).
11. Driver Brushless DC Motor Rueda Delantera Izquierda (S3F84A5 Electric Bike Controller System).
12. Driver Brushless DC Motor Rueda Trasera Derecha (S3F84A5 Electric Bike Controller System).
13. Driver Brushless DC Motor Rueda Delantera Derecha (S3F84A5 Electric Bike Controller System).
14. Stepper Motor MACHI-NET 24HS3021.
15. Driver Stepper Motor M542-H Sunwind Electronics Company.
16. Etapa de interrupción general y protección del sistema: conformada por un cortacortiente S1, el cual permite desconectar el gabinete de alimentación secundario de las baterías y del convertidor CC-CC, permitiendo aislar dichas etapas al momento de realizar distintos ensayos y comportándose como llave de encendido del prototipo. Para la protección contra picos de tensión se colocó un circuito RC formado por un

capacitor C1 y una resistencia de carga R1. Otra ventaja de este circuito es la de poder estabilizar la tensión de alimentación.

En las siguientes secciones se explican los fundamentos básicos requeridos para el entendimiento del funcionamiento de los circuitos desarrollados en este proyecto para el aprovechamiento de la energía solar. Posteriormente, se analiza una posible alternativa comercial considerando las ventajas que presenta, así como los desafíos que aparecen a la hora de su implementación y se desarrolla en detalle la solución propuesta para la problemática presentada.

1.1. Energía solar

1.1.1. Celdas solares

Los paneles solares fotovoltaicos (PV) son dispositivos semiconductores con la capacidad de convertir energía proveniente de la radiación solar en energía eléctrica. La unidad estructural de un panel solar es la celda, que consiste en una juntura P-N que produce corriente continua en presencia de luz solar. Según su composición, las celdas fotovoltaicas se pueden catalogar en monocristalinas, policristalinas y amorfas.

Por un lado, las celdas monocristalinas se obtienen al hacer un único corte a un cristal de silicio en forma circular u octagonal. Actualmente, son el tipo de celdas más eficientes, aunque el costo de producción es elevado. Por otra parte, las celdas policristalinas también se componen de silicio, pero no constan de una sola pieza, sino que son un conjunto de partículas cristalizadas, por lo que el coste productivo es menor. Su eficiencia es considerablemente menor que la correspondiente las monocristalinas y además se deben montar sobre marcos rígidos para protegerlas. También existen las celdas amorfas, las cuales se fabrican con silicio no cristalizado sobre una base que puede ser de otro material. Si bien esta construcción es la más económica, también es la más ineficiente y presenta una reducción de potencia aprovechable con el tiempo.

El modelo más simple de una celda solar corresponde a una fuente de corriente ideal I_{pv} con un diodo D en paralelo como se muestra en la Figura 1.1.1 [7].

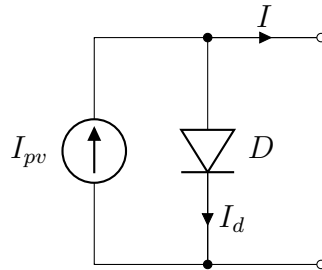


Figura 1.1.1: Modelo circuital de una celda solar ideal.

A partir de la teoría de semiconductores, la ecuación básica que describe ma-

temáticamente la característica I-V de una celda fotovoltaica ideal es:

$$I = I_{pv,cell} - \underbrace{I_{0,cell} \left(e^{\frac{qV}{akT}} - 1 \right)}_{I_d} \quad (1.1)$$

donde $I_{pv,cell}$ es la corriente generada por la luz incidente (que es directamente proporcional a la radiación solar), I_d es la ecuación del diodo Shockley, $I_{0,cell}$ [A] es la corriente de fuga o saturación inversa del diodo, q es la carga de un electrón ($1.602\,176\,46 \times 10^{-19} C$), k es la constante de Boltzmann ($1.380\,650\,3 \times 10^{-23} \frac{J}{K}$), T [K] es la temperatura de la juntura p-n, y a es la constante de idealidad del diodo. En la siguiente sección se desarrolla el modelo generalizado de un panel fotovoltaico.

1.1.2. Paneles fotovoltaicos

Un módulo o panel fotovoltaico es un conjunto de celdas individuales interconectadas entre sí, en serie y/o paralelo con el objetivo de poder obtener potencias de salida más elevadas, ya que una celda solar por sí misma no resulta suficiente para proveer los niveles de potencia requeridos en la mayoría de las aplicaciones. Para el caso de un arreglo de celdas, la Ecuación (1.1), no representa su característica I-V. La característica I-V en los terminales de un módulo fotovoltaico requiere la inclusión de ciertos parámetros adicionales como se muestra en la Figura 1.1.2.

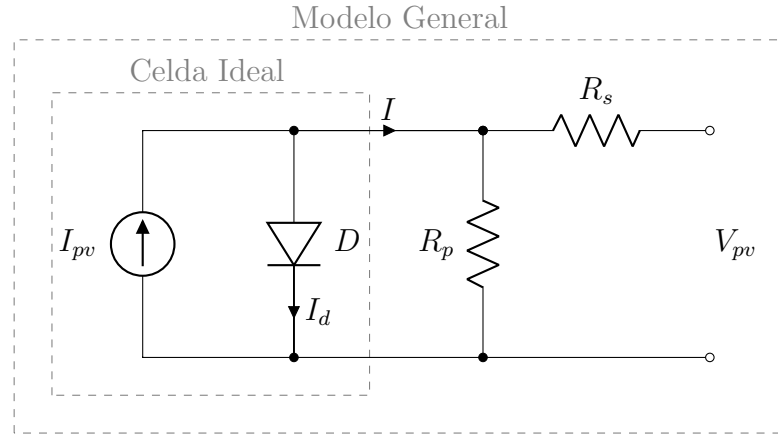


Figura 1.1.2: Modelo circuital de una celda solar.

La ecuación que rige el modelo completo de un módulo fotovoltaico es la siguiente:

$$I = I_{pv} - I_o \left(e^{\frac{V + IR_s}{V_t a}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_p}, \quad (1.2)$$

donde I_{pv} e I_o son las corrientes fotovoltaica y de saturación del arreglo respectivamente, y $V_t = \frac{N_s k T}{q}$ es la tensión térmica del arreglo con N_s celdas conectadas en serie. Las celdas conectadas en paralelo incrementan la corriente, mientras que las celdas conectadas en serie proveen tensiones de salida mayores. Si el arreglo está conformado por N_p

celdas en paralelo, las corrientes fotovoltaica y de saturación se pueden expresar como: $I_{pv} = I_{pv,cell} N_p$, $I_0 = I_{0,cell} N_p$.

En la Ecuación (1.2), R_s es la resistencia serie equivalente del arreglo y R_p es la resistencia paralelo equivalente. La resistencia R_s es la suma de varias resistencias estructurales del dispositivo. La resistencia R_p existe principalmente debido a la corriente de fuga de la juntura p-n y depende del método de fabricación de la celda fotovoltaica. Estas resistencias se corresponden con las del modelo general.

La Ecuación (1.2) se corresponde con la curva característica I-V del panel que resulta de un valor constante de corriente, que para un determinado valor de tensión cae a cero, como se encuentra representado en la Figura 1.1.3. En consecuencia, se puede considerar a un arreglo fotovoltaico como una fuente de corriente no ideal.

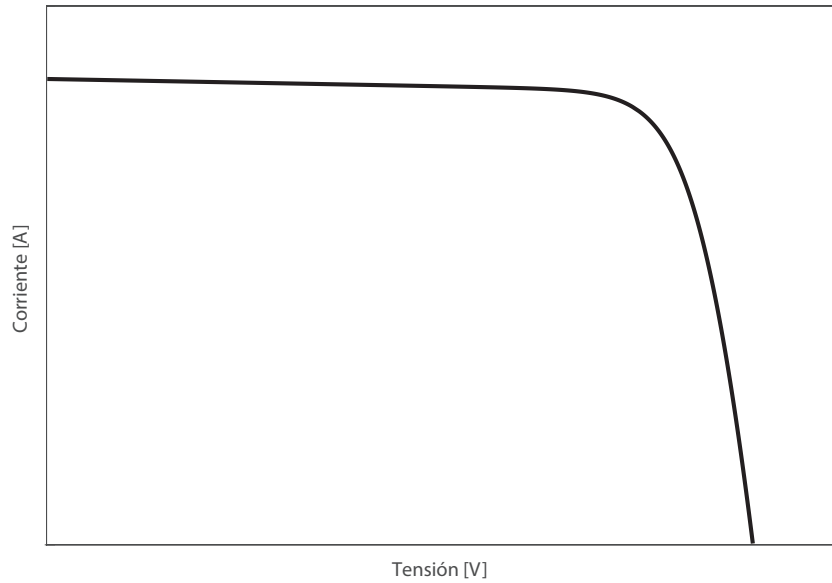


Figura 1.1.3: Característica I-V de un panel solar para un determinado valor de irradiación y temperatura.

Los fabricantes de paneles solares en lugar de brindar la ecuación I-V proveen solo algunos datos experimentales acerca de las características térmicas y eléctricas. Desafortunadamente, algunos parámetros requeridos para ajustar el modelo del panel no pueden encontrarse en la hoja de datos del fabricante, tales como los valores de resistencia serie o paralelo, la constante de idealidad del diodo, la corriente inversa de saturación del diodo y la energía de *bandgap* del semiconductor.

Si bien estos parámetros no siempre son provistos, todas las hojas de datos de los paneles solares brindan la siguiente información básica: la tensión nominal de circuito abierto ($V_{oc,n}$), la corriente nominal de cortocircuito ($I_{sc,n}$), la tensión del punto de máxima potencia (V_{mp}), la corriente en el punto de máxima potencia (I_{mp}), el coeficiente de tensión/temperatura en circuito abierto (K_V), el coeficiente corriente/temperatura en cortocircuito (K_I) y el máximo pico de potencia de salida experimental ($P_{máx,e}$). Esta información se provee con referencia a las condiciones de prueba estándar de temperatura e

irradiación, es decir, una irradiación de 1000 W/m^2 y una temperatura de 25°C . Algunos fabricantes proveen curvas I-V para varias condiciones de irradiación y temperatura. Con estos parámetros es posible calcular, en forma aproximada, los valores requeridos para ajustar el modelo.

Otra curva característica de los arreglos fotovoltaicos es la curva P-V, la cual se puede apreciar en la Figura 1.1.4. Una particularidad de esta curva es que presenta un punto de máxima potencia (MPP, por su sigla en inglés correspondientes a “*Maximum Power Point*”). Como normalmente se desea el mejor aprovechamiento del panel, es de especial interés operar en las cercanías de este punto.

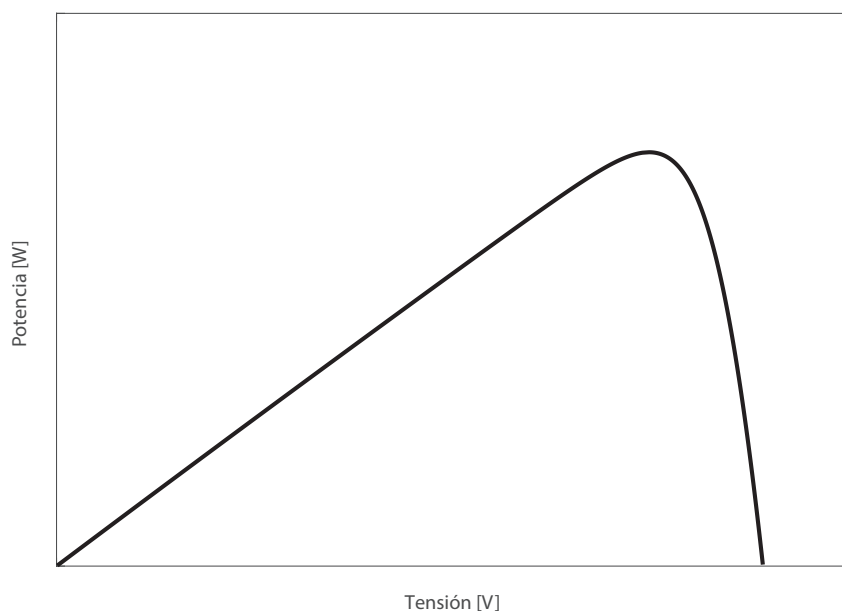


Figura 1.1.4: Característica P-V de un panel solar para un determinado valor de irradiación y temperatura.

1.1.3. Punto de máxima potencia (MPP)

Como se ha mencionado en la sección anterior, cada celda que constituye un PV tiene un solo punto de operación en que la potencia suministrada es máxima, el cual depende de factores externos como la temperatura y la radiación. En las Figuras 1.1.5 y 1.1.6 se registran las curvas I-V y P-V para diferentes condiciones atmosféricas, donde se puede verificar esta particularidad. Dichas curvas corresponden al panel solar Enertik PS-150B [12].

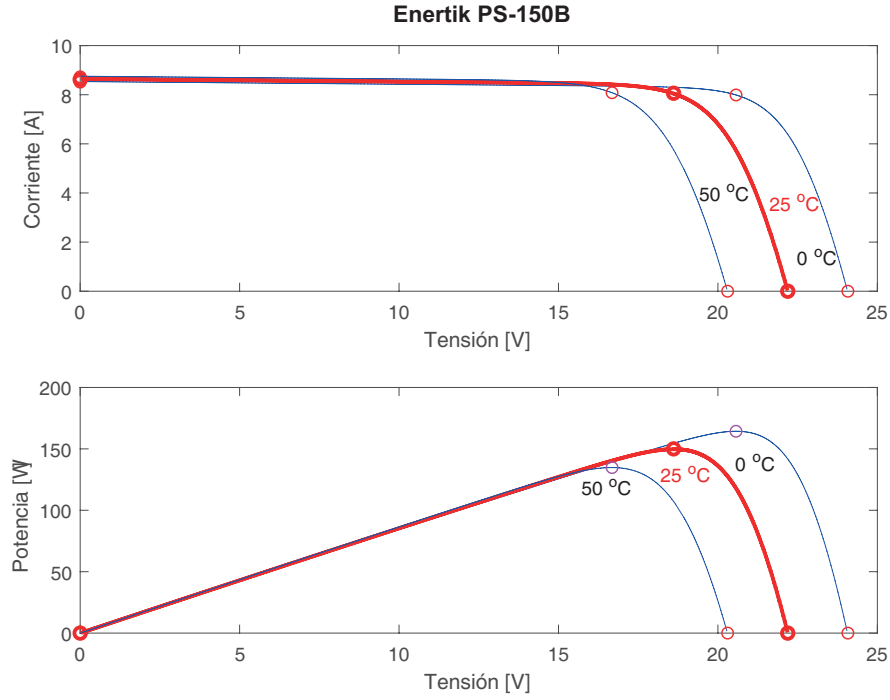


Figura 1.1.5: Característica I-V y P-V de un panel solar PS-150B para diferentes temperaturas.

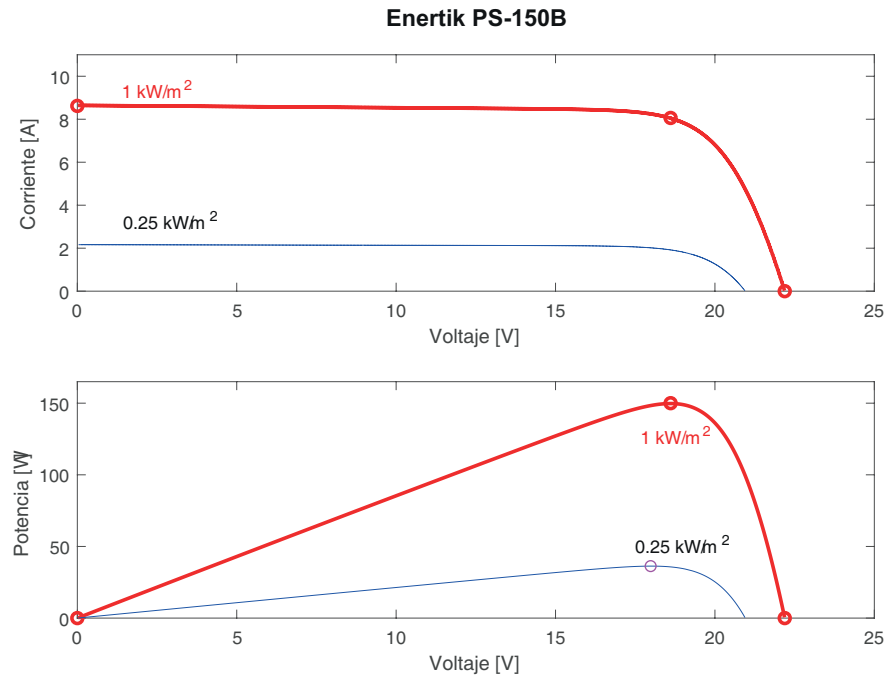


Figura 1.1.6: Característica I-V y P-V de un panel solar PS-150B para diferentes irradiancias.

El MPP está dado por el máximo de la función característica del panel, por lo que se corresponde con la situación en la que la derivada de la potencia fotovoltaica con respecto del voltaje (dP_{pv}/dV_{pv}) es cero. El seguimiento de este punto de operación es

de especial importancia para lograr la mejor eficiencia en un sistema fotovoltaico. Por lo tanto, se han desarrollado e implementado diferentes algoritmos para lograr el Seguimiento de Punto de Máxima Potencia (MPPT, por su sigla en inglés correspondiente a “*Maximum Power Point Tracking*”) [9]. A continuación, se mencionan los principales algoritmos de MPPT y sus singularidades:

- **Búsqueda en tabla:** En este algoritmo, los valores medidos de voltaje y corriente del generador fotovoltaico son comparados con aquellos almacenados en el sistema de control, los cuales corresponden a la operación en el MPP bajo condiciones atmosféricas concretas. Este algoritmo tiene como desventaja que requiere una alta capacidad de memoria para el almacenamiento de los datos ya que demanda un registro de todas las posibles condiciones del sistema. Además, el método requiere ajustes específicos para el panel fotovoltaico empleado y no considera los cambios de los parámetros del mismo.
- **Tensión a circuito abierto del generador fotovoltaico.** Este método se basa en la característica de los paneles fotovoltaicos de que la tensión del MPP para cualquier nivel de irradiancia y temperatura es una fracción aproximadamente constante de la tensión de circuito abierto:

$$V_{mpp} \approx K_1 V_{oc},$$

donde:

$$0.71 < K_1 < 0.78,$$

siendo V_{mpp} , el voltaje de máxima potencia y V_{oc} , la tensión de circuito abierto. El valor de K_1 debe ser estimado mediante prueba y error. La desventaja de este método es que exige que se desconecte la carga, durante un instante para medir la tensión de circuito abierto. Como consecuencia, se producen pérdidas temporales que reducen la eficacia del control.

- **Corriente de corto circuito del generador.** La corriente de máxima potencia (I_{mpp}) tiene una relación aproximadamente lineal con la corriente de corto circuito (I_{sc}) para distintas condiciones climáticas:

$$I_{mpp} \approx K_2 I_{sc},$$

donde:

$$0.78 < K_2 < 0.92,$$

siendo I_{mpp} la corriente de máxima potencia y I_{sc} la corriente de corto circuito. Como en el anterior método, se debe seleccionar un valor de K_2 a partir de la intensidad de cortocircuito, que debe ser estimado antes del uso de la planta. El problema de este algoritmo es que requiere medir la corriente de corto circuito para adaptar el punto de funcionamiento en cada instante, siendo este método impreciso a la hora de obtener el MPP.

- **Perturbar y observar (P&O).** El algoritmo denominado perturbar y observar funciona bajo el siguiente criterio: si el voltaje de operación del arreglo

fotovoltaico se perturba en cierta dirección y la potencia del mismo incrementa, significa que el punto de operación se ha movido hacia el MPP, por lo que el voltaje de operación deberá perturbarse en la misma dirección. De otra forma, si la potencia extraída del arreglo fotovoltaico disminuye, el punto de operación se ha movido en dirección opuesta de la ubicación del MPP, por lo tanto deberá ser perturbado en dirección contraria a la previa.

- **Conductancia incremental.** Este método busca el MPP mediante la medición de la conductancia y se basa en el criterio de que en el MPP la variación de potencia es nula. La derivada de potencia con respecto de la tensión será positiva a su izquierda, y negativa a la derecha del MPP:

$$\begin{cases} \frac{\Delta P}{\Delta V} = 0, & \text{en el MPP} \\ \frac{\Delta P}{\Delta V} > 0, & \text{a la izquierda del MPP} \\ \frac{\Delta P}{\Delta V} < 0, & \text{a la derecha del MPP} \end{cases} \quad (1.3)$$

El algoritmo emplea la variación de la potencia de salida con respecto a la tensión, expresada mediante la Ecuación (1.4).

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (1.4)$$

En el MPP la variación de la potencia con respecto a la tensión es nula. En este caso, el cociente entre los valores de intensidad y tensión, tiene un valor opuesto al cociente entre los incrementos de intensidad y de tensión. En caso de que estos cocientes no coincidan, la diferencia entre sus valores indica que se ha desplazado del MPP y además comparándolos se obtiene información sobre el sentido de esa desviación, según las condiciones en 1.5:

$$\begin{cases} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, & \text{en el MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, & \text{a la izquierda del MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, & \text{a la derecha del MPP} \end{cases} \quad (1.5)$$

1.2. Convertidores de potencia

Tanto los circuitos electrónicos como actuadores y motores eléctricos requieren de fuentes de alimentación. Usualmente, se cuenta con fuentes de tensión continua, proveniente de baterías, o bien de líneas de corriente alterna con transformador, rectificador y filtro o fuentes de energías renovables como los paneles solares. En la mayoría de los casos, la tensión no es lo suficientemente constante, o no es del valor requerido para la aplicación en cuestión. Por este motivo, se requiere de convertidores CC-CC que permitan regular el valor de tensión al valor deseado, con capacidad de proveer la corriente que necesita la carga.

Existen dos clases de fuentes: reguladas y no reguladas. Dentro de esta clasificación, se considera que una fuente es regulada si su tensión de salida se mantiene en un rango acotado, en torno al 1 – 2 % del valor de la tensión deseada, variación que depende principalmente de la tensión de entrada, la corriente de carga y las variaciones de temperatura.

Asimismo, las fuentes reguladas se clasifican principalmente en reguladores lineales y fuentes conmutadas (SMPS, sigla en inglés correspondiente a “*Switching-Mode Power Supply*”). En particular, las SMPS se dividen en convertidores CC-CC con modulación de ancho de pulso (PWM) y convertidores resonantes. En ambos tipos de SMPS, los transistores operan como llaves logrando de este modo que la potencia disipada sea mucho menor que en el caso de las fuentes lineales.

La característica fundamental de los reguladores SMPS es que la transferencia de energía desde la entrada a la salida no se realiza en forma continua, sino en forma de paquetes. Por ello, para que la salida tenga un valor continuo se requiere un rectificador y filtro pasa bajo. Para poder regular la tensión de salida frente a variaciones de carga y de la tensión de entrada, requiere también de un circuito de control, que debe ser diseñado para garantizar la estabilidad del sistema en pequeñas señales.

Un dato importante es que la caída de tensión en el transistor es baja cuando conduce a alta corriente, y cuando la tensión sobre el mismo es alta conduce prácticamente a corriente nula. Por lo tanto, las pérdidas de conducción son bajas y la eficiencia de la fuente usualmente supera el 80 %. Sin embargo, las pérdidas de conmutación reducen la eficiencia a alta frecuencia producto de que las mismas son mayores al incrementar la frecuencia de conmutación.

1.2.1. Fuentes conmutadas aplicadas a paneles solares

Los generadores fotovoltaicos están fuertemente vinculados con la electrónica de potencia y control. Incluso en el caso de una conexión directa entre un panel solar y una batería, minimamente se requiere de un diodo de no retorno, para evitar picos de corriente en el PV.

Como ya se ha explicado, los convertidores CC-CC conmutados generalmente son usados en aplicaciones donde la fuente de entrada es de tensión continua con un ripple

acotado. En particular, en el caso de aplicaciones de paneles solares, el convertidor debe operar en forma diferente al funcionamiento habitual de un SMPS, ya que la entrada es en efecto una fuente no lineal, estando su comportamiento dictado por la curva I-V propia del panel solar, y es fuertemente dependiente de las condiciones externas de operación. En este tipo de aplicaciones, los convertidores CC-CC más usados son los tipo Boost (elevadores de voltaje), Buck (reductores) y Buck-Boost (elevador-reductor).

Desde el punto de vista electrónico, un convertidor CC-CC está compuesto por condensadores, bobinas y diodos, que conmutados adecuadamente a través de un transistor convierte al conjunto de componentes en una impedancia variable. Teniendo en cuenta que el punto de operación de un panel solar depende de la impedancia total conectada en sus terminales, en un determinado instante de tiempo y bajo ciertas condiciones ambientales, existe un valor de la misma donde el panel suministra su máxima potencia disponible. Al variar el ciclo de trabajo (δ) del convertidor se consigue que la impedancia equivalente adopte el valor de $Z_{\text{óptima}}$ definida en la Ecuación (1.6). De esta manera, es posible lograr que el convertidor CC-CC sea un seguidor del Punto de Máxima Potencia del PV.

$$Z_{\text{óptima}} = \frac{V_{mp}}{I_{mp}}. \quad (1.6)$$

1.2.2. Convertidor Boost

En la Figura 1.2.1 se presenta el esquema circuital de este convertidor. Su tensión de salida V_o siempre es mayor que la tensión de entrada V_d en régimen estacionario. Su aplicación principal es en fuentes de tensión continua regulada.

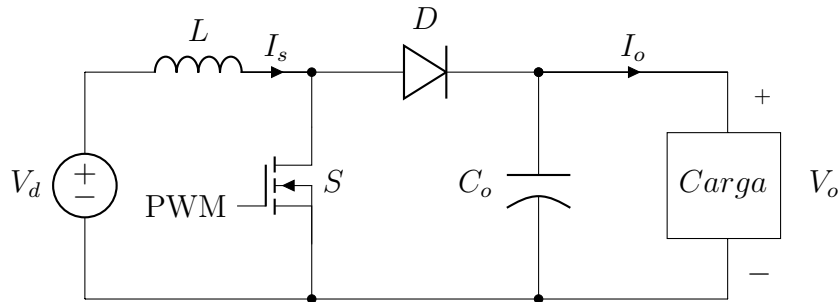


Figura 1.2.1: Esquema circuital de un convertidor CC-CC tipo Boost.

El convertidor Boost consiste en una inductancia L , una llave electrónica S que conmuta a una frecuencia de conmutación $f_s = \frac{1}{T}$, donde T es el período, un diodo D , un capacitor de filtro C y una carga.

El convertidor Boost puede operar en modo de conducción continua (MCC) o modo de conducción discontinua (MCD), dependiendo de la forma de onda de la corriente del inductor. En ambos modos de operación, cuando la llave electrónica S está encendida durante el tiempo t_{on} (delimitando un ciclo de trabajo $\delta = t_{on}/T$), el diodo está inversamente polarizado. De esta forma, la entrada queda desconectada de la etapa de salida y

la energía magnética del inductor se incrementa a través de la entrada. La tensión de la bobina resulta $v_L = V_d$ y la corriente de la misma crece con una pendiente V_d/L .

Cuando la llave S esta apagada durante el tiempo $(1 - \delta)T$, la etapa de salida recibe energía tanto del inductor como de la entrada. La bobina funciona como una fuente de corriente encendiendo al diodo. La tensión de la misma resulta $v_L = V_d - V_o < 0$, por lo tanto su corriente decrece con una pendiente $(V_d - V_o)/L$. Usualmente, se considera que el capacitor de salida tiene la capacidad suficiente para considerar al ripple de salida despreciable.

La Figura 1.2.2 muestra las formas de onda idealizadas en régimen permanente para el modo de conducción continua donde la corriente del inductor fluye de manera continua (es decir, $i_L(t) > 0 \forall t$).

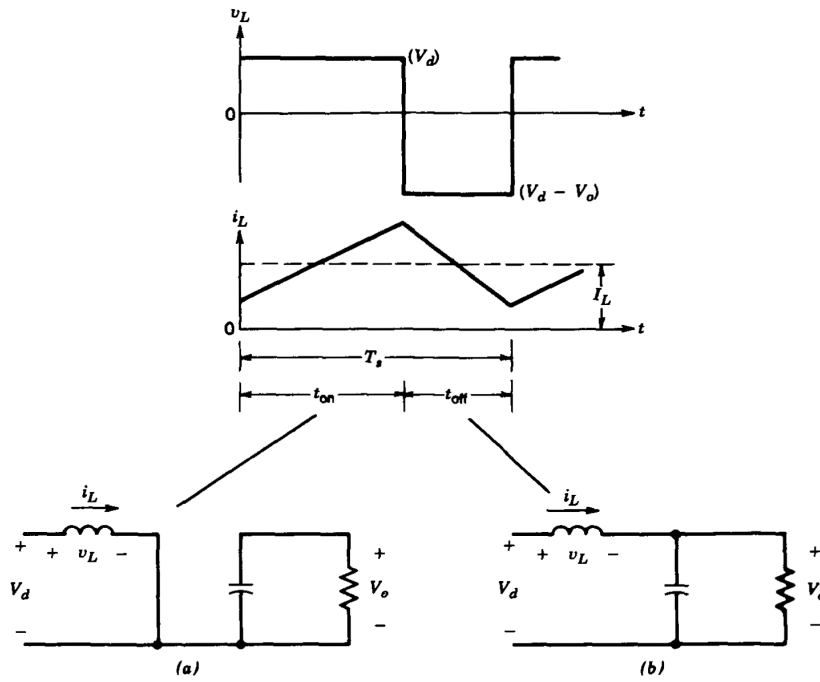


Figura 1.2.2: Esquema circuital de un convertidor CC-CC tipo Boost.

Fuente: POWER ELECTRONICS: Capítulo 7.3: Step-Up converter [10].

Dado que en régimen permanente la integral de la tensión sobre la inductancia en un período debe ser cero, resulta:

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0. \quad (1.7)$$

Dividiendo ambos miembros por T_s y reordenando los términos resulta:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1 - \delta}, \quad (1.8)$$

bajo la simplificación de que no hay pérdidas, $P_d = P_o$ y por consiguiente resulta:

$$V_d I_d = V_o I_o,$$

$$\frac{I_o}{I_d} = (1 - \delta). \quad (1.9)$$

De las ecuaciones 1.8 se puede resaltar que:

- La tensión de salida tiene igual polaridad que la de entrada.
- La tensión de salida es independiente de la carga.
- La tensión de salida puede ser modificada mediante la variación de δ .

1.2.2.1. Límite entre MCC y MCD

En la Figura 1.2.3 se puede ver la evolución de la corriente de la inductancia en el límite entre MCC y MCD.

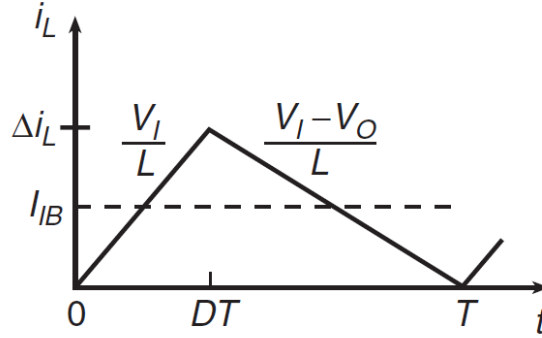


Figura 1.2.3: Evolución de la corriente del inductor en el límite entre MCC y MCD.

Fuente: Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters: Capítulo 3 [11].

Durante $0 < t \leq \delta T$ se cumple:

$$i_L = \frac{V_I}{L} t$$

donde V_I es la tensión de entrada del convertidor. La corriente media resulta:

$$I_{IB} = \frac{V_0 D (1 - \delta)}{2 f_s L}$$

cuyo valor máximo ocurre para $\delta = 0.5$. Por otro lado, la resistencia de carga en el límite resulta:

$$R_{LB} = \frac{2 f_s L}{\delta (1 - \delta)^2}$$

En la Figura ?? se muestra la resistencia de carga normalizada en función del ciclo de trabajo δ que delimita el modo de conducción del convertidor (entre MCC y MCD).

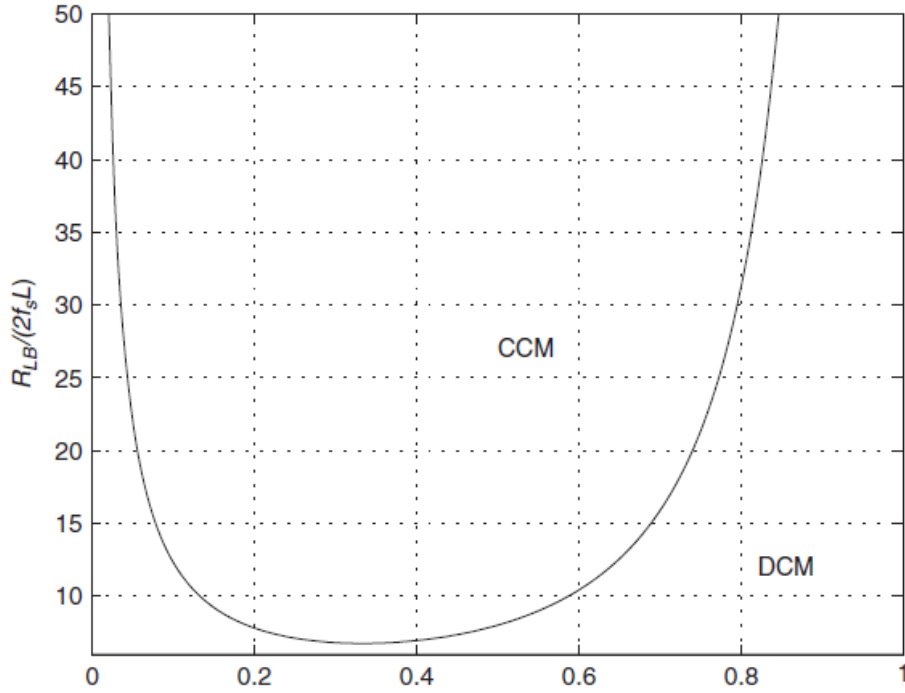


Figura 1.2.4: Resistencia de carga normalizada en función del ciclo de trabajo δ .

Fuente: Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters: Capítulo 3 [11].

El valor mínimo de resistencia de carga resulta igual a:

$$R_{LB\min} = \frac{V_0}{I_{0B\max}} = 13.5 f_s L_{\min}.$$

1.2.3. Tensión de ripple de salida

En la Figura 1.2.5 se muestra la etapa de salida del convertidor Boost. El capacitor de filtro se modela como una capacidad C y una resistencia equivalente serie r_C . La componente de continua de la corriente del diodo fluye a través de la resistencia de carga R_L , mientras que la componente de alterna se divide entre la rama del capacitor y la rama de la resistencia de carga.

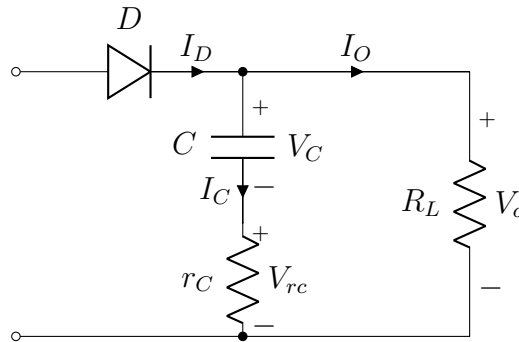


Figura 1.2.5: Circuito equivalente de la etapa de salida de un convertidor Boost.

En la práctica, el capacitor de filtro se diseña de forma tal que la impedancia de la rama del capacitor sea mucho menor que la impedancia de carga. En consecuencia, la corriente que fluye por el capacitor es equivalente a la componente de alterna de la corriente del diodo. El valor máximo pico a pico de la componente de alterna de la tensión en r_C se puede calcular como:

$$V_{C_{pp}} = \frac{r_C I_{O_{máx}}}{1 - D_{máx}}.$$

1.2.4. Pérdidas en el convertidor Boost en MCC

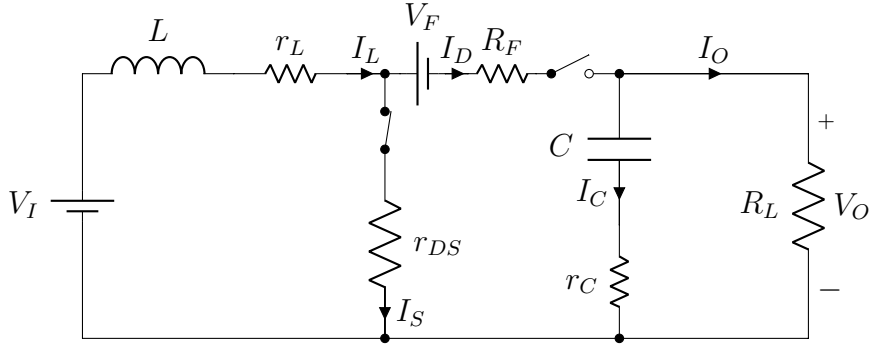


Figura 1.2.6: Circuito equivalente de un convertidor Boost con resistencias parásitas.

En la Figura 1.2.6 se muestra el circuito equivalente de un convertidor Boost con resistencias parásitas, donde r_{DS} es la resistencia de encendido del transistor de potencia que actúa como llave, donde R_F y V_F son la resistencia directa y la tensión de umbral del diodo, r_L es la resistencia serie equivalente del inductor, y r_C es la resistencia serie equivalente del capacitor de filtro. Bajo la hipótesis de que la corriente del inductor es libre de ripple e igual a la componente de continua de la corriente de entrada se puede calcular la eficiencia del convertidor boost teniendo en cuenta la potencia de pérdida P_{LS} :

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{LS}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{LS}}{P_o}} = \frac{1}{1 + \frac{r_L + D r_{DS}}{(1-D)^2 R_L} + \frac{R_F + D r_{DS}}{(1-D)^2 R_L} + \frac{V_F}{V_o} + f_S C_o R_L}.$$

Resulta:

$$M_{VDC} = \frac{\eta}{1 - D} = \frac{1}{(1 - D) \left[1 + \frac{r_L + D r_{DS}}{(1-D)^2 R_L} + \frac{R_F + D r_{DS}}{(1-D)^2 R_L} + \frac{V_F}{V_o} + f_S C_o R_L \right]}.$$

La Figura 1.2.7 muestra el valor de M_{VDC} en función del ciclo de trabajo para diferentes valores de resistencia de carga [11].

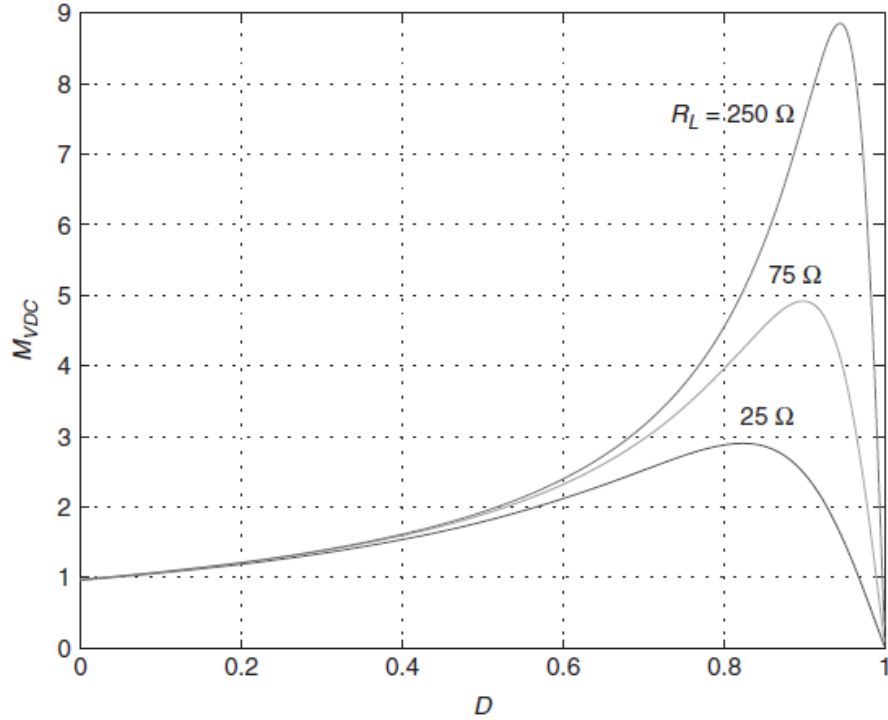


Figura 1.2.7: Función transferencia de tensión M_{VDC} del convertidor Boost con pérdidas en función del ciclo de trabajo D para el modo de conducción continua y diferentes valores de resistencia de carga.

Fuente: Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters: Capítulo 3 [11].

1.3. Baterías

Una batería es un almacenador de energía por medio de procedimientos electroquímicos con la capacidad de devolver dicha energía posteriormente casi en su totalidad. Este ciclo puede repetirse un número limitado de veces.

La unidad básica de una batería se denomina celda, reservándose el nombre batería a la unión de dos o más celdas conectadas en serie y/o en paralelo para conseguir la capacidad y la tensión deseada. Una celda está formada por los siguientes componentes: electrodos (cátodo (+) y ánodo (-)), electrolito (sustancia que contiene iones en su composición orbitando libremente, que la ayuda a comportarse como un conductor eléctrico) y separadores (para realizar una separación de los componentes de su interior).

La energía eléctrica es almacenada o liberada mediante reacciones electroquímicas que transportan electrones entre electrodos, que se encuentran interiormente conectados por un electrolito (soluciones líquidas, polímeros conductores sólidos, gel), para llevar a cabo reacciones específicas de reducción/oxidación. Frecuentemente, se utilizan catalizadores para acelerar las tasas de reacción a niveles aceptables.

El principio de funcionamiento de una batería está basado básicamente en un proceso reversible llamado reducción-oxidación, donde uno de los componentes se oxida

(pierde electrones) y el otro componente se reduce (gana electrones). Por lo tanto, se trata de un proceso en el que los componentes no se consumen, sino que únicamente cambian su estado de oxidación. Por otro lado, dichos componentes pueden retornar a su estado original en las circunstancias adecuadas. Estas circunstancias son el cierre del circuito externo durante el proceso de descarga y la aplicación de una corriente externa durante el proceso de carga.

La capacidad de una celda es la cantidad total de electricidad producida en la reacción electroquímica, la cual se suele medir en Ampere-hora (Ah) y del número de Faraday ($F = 96500\text{ C}$). Sin embargo, la capacidad real de la batería siempre resulta inferior a la capacidad teórica puesto que la utilización de los materiales activos nunca llega a ser del 100 %.

En la práctica, la capacidad de una batería se calcula descargando dicha celda a una intensidad determinada hasta alcanzar un valor especificado de la tensión en bornes que se denomina tensión de corte.

De esta forma, el valor de la capacidad es el producto de dicha intensidad de descarga (A) y la duración de la descarga (horas). Por este motivo, la capacidad de la batería se mide en Ampere-hora (Ah).

Los ciclos de carga/descarga definirán la vida útil de las baterías. A medida que una batería es descargada y cargada su capacidad sufre alteraciones, de manera que tras un cierto número de ciclos la batería pierde calidad y no consigue completar con éxito las reacciones químicas. La carga en exceso puede también ser perjudicial para su vida útil.

Las baterías también sufren un efecto denominado como “*auto-descarga*” cuando no se utilizan puesto que a pesar de que no se emplee la energía almacenada irá disminuyendo progresivamente con el paso del tiempo de forma espontánea.

Otro de los efectos que sufren las baterías es el llamado “*efecto memoria*”, el cual consiste en un fenómeno que reduce la capacidad de la batería con cargas incompletas. Se produce cuando se realiza la carga de una batería sin llegar a haber sido descargada del todo, lo que genera la creación de una especie de cristales en el interior que va a debilitar los electrodos y hace que la batería pierda parte de su capacidad real. Las baterías modernas no se ven afectadas por dicho efecto.

1.3.1. Baterías de ion de litio

Las baterías de ion de litio están compuestas por un cátodo construido por óxido metálico de litio (Li_xCoO_2 , $LiNiO_2$, $LiMnO_4$) y por un ánodo construido por material de carbono (Li_xC_6), donde el electrolito está formado por sustancias que contienen también litio tal y como $LiPF_6$, $LiAsF_6$. La Figura 1.3.1 muestra una batería de ion de litio convencional.



Figura 1.3.1: Batería de ion de litio.

Fuente: amazon.com - Publicacion de venta.

Durante el proceso de carga, los átomos de litio existentes en el cátodo se transforman en iones que son conducidos hasta el ánodo de carbono a través del electrolito, donde se combinan con los electrones externos hasta quedar depositados como átomos de litio en el interior de las capas del ánodo carbono. Durante la descarga, el proceso que ocurre es el inverso. La Figura 1.3.2 muestra el esquema de funcionamiento de esta tecnología.

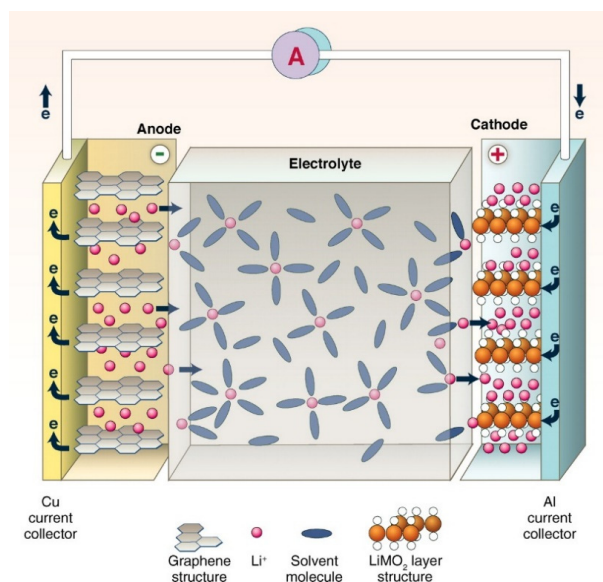


Figura 1.3.2: Esquema de funcionamiento de una batería de Litio.

Fuente: www.batteryuniversity.com

Las ventajas principales que presentan este tipo de baterías son las que se indican a continuación:

- Alta densidad de energía y alta capacidad de carga y descarga.
- Alto rendimiento, tiempo de almacenamiento de carga extenso.
- Largo ciclo de vida.
- Libre de mantenimiento.
- Baja resistencia interna.

Las limitaciones que presenta son:

- Requiere circuitos de protección para prevenir elevadas temperaturas de operación.
- En condiciones de operación a elevadas temperaturas o almacenamiento a altas tensiones por períodos prolongados se produce un detrimento en la capacidad de las mismas.
- Por debajo de 0°C no es posible realizar una carga rápida.

Por estas características las baterías de ion de litio son empleadas en forma generalizada en artículos electrónicos y en aplicaciones de potencia como por ejemplo los autos eléctricos, lo cual ha impulsado su desarrollo tecnológico en los últimos años.

1.3.1.1. Algoritmo de carga para baterías de ion de litio

El cargador de baterías de ion de litio es un dispositivo limitador de voltaje que tiene similitudes con los sistemas de carga de las baterías de plomo-ácido. La principal diferencia entre ambas baterías es que las primeras presentan mayor tensión por celda con tolerancias de voltaje más ajustadas. Mientras que las de Plomo-Ácido ofrecen cierta flexibilidad en cuanto a voltaje de corte. Por otro lado, la operación con celdas de ion de litio es más estricta ya que las mismas no soportan condiciones de sobrecarga.

Las baterías de ion de litio con cátodos de materiales como el cobalto, níquel, manganeso o aluminio se cargan típicamente a 4.20 V/celda . La tolerancia es de $\pm 50\text{ mV/celda}$. Elevar la tensión incrementa la capacidad, pero si se superan las especificaciones se estresa a la batería y se compromete la seguridad de la misma. Existen circuitos de protección internos que impiden el exceso de tensión.

La Figura 1.3.3 muestra las evoluciones de tensión, corriente y capacidad a medida que la batería pasa por diferentes estados de carga (SoC, por su sigla en inglés “*State of Charge*”). En la misma se pueden distinguir tres estados principales. En un principio la tensión aumenta con una corriente constante, luego la tensión se mantiene a medida que la corriente disminuye hasta llegar al estado de carga completa. El mismo se alcanza cuando la corriente decrece por debajo del 3% – 5% de la corriente nominal y la tensión alcanza el valor de umbral.

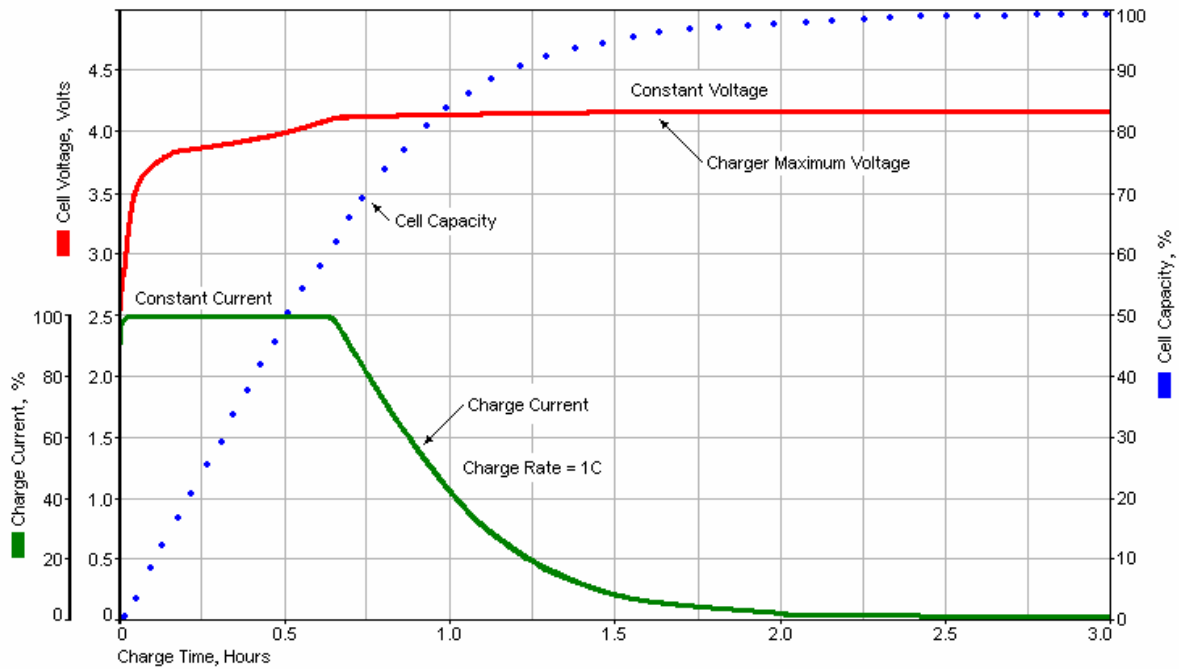


Figura 1.3.3: Carga de Batería de li-ion.

Fuente: www.batteryuniversity.com - Charging lithium ion batteries.

Se recomienda que el proceso de carga se realice entre $0.5C$ y $1C$, lo cual implica cargar con una corriente que equivale a la mitad de la capacidad de la batería por unidad de tiempo y el valor de capacidad nominal por unidad de tiempo. Por ejemplo, una batería de $10Ah$ de capacidad nominal se puede cargar a una corriente constante de $5A$ a $10A$ (entre $0.5C$ y $1C$). El tiempo aproximado para completar la carga en este rango es de 2 a 3 horas. Los fabricantes recomiendan cargar a $0.8C$ o menos para prolongar la vida útil de la batería.

Algunas baterías de ion de litio experimentan un incremento de alrededor de $5^{\circ}C$ cuando alcanzan el valor de carga máxima. Esto puede deberse a un aumento en la resistencia interna. Es aconsejable interrumpir la carga de la batería si la temperatura aumenta por encima de $10^{\circ}C$ bajo moderadas velocidades de carga.

Las baterías de ion de litio no necesitan ser completamente cargadas a diferencia de lo que ocurre con las baterías de plomo-ácido, siendo incluso una situación poco deseable. Es aconsejable no cargarlas completamente porque una tensión elevada produce mayor estrés en la batería. Elegir una tensión de umbral menor o eliminando la carga saturada, prolonga la vida de la batería, aunque reduce el tiempo de uso debido a la menor capacidad almacenada.

En algunos casos la carga se simplifica eliminando el segundo estado de carga. Es decir, cuando al alcanzar la tensión de umbral se concluye el proceso de carga quedando la batería con un SoC de aproximadamente un 85%, el cual resulta para muchos casos suficiente. La ventaja de esta simplificación recae en la disminución del tiempo requerido de carga y un menor estrés sobre las celdas.

En la Tabla 1.1 se contrasta la capacidad obtenida por el método de carga sim-

plificado y por el de carga completa para diferentes tensiones de umbral, así como una estima del tiempo requerido de carga.

Tabla 1.1: Capacidad vs. Carga.

Fuente: www.batteryuniversity.com - Charging lithium ion batteries.

Carga [V/Celda]	Capacidad a la tensión de corte	Tiempo de carga	Estado de Carga
3.80	60 %	120 min	65 %
3.90	70 %	135 min	75 %
4.00	75 %	150 min	80 %
4.10	80 %	165 min	90 %
4.20	85 %	180 min	100 %

1.3.1.2. Interconexión de celdas de litio

La forma de lograr las tensiones de operación requeridas para la alimentación de la carga consiste en interconectar de un cierto número de celdas en serie. Si además se requiere incrementar la capacidad del conjunto, es posible interconectar ramas en paralelo.

La nomenclatura adoptada para identificar el número de celdas en serie y en paralelo es “ n_s S n_p P”, donde n_s es el número de celdas en serie y n_p el número de celdas en paralelo. Por ejemplo, un tipo de batería comercial muy común es 4S2P que se corresponde con un diseño de batería con 2 conjuntos de 4 celdas en serie interconectados en paralelo.

A la hora del armado de una batería o un conjunto de ellas es de suma importancia que las celdas utilizadas sean de las mismas especificaciones (misma tecnología, capacidad y modelo), ya que el uso de una celda, o un conjunto de celdas más débiles que las restantes, produce un desbalance. Este desbalance afecta mayormente a las interconexiones serie, donde esta situación, al momento de la carga/descarga produce que determinadas celdas se carguen/descarguen a mayor tensión que otras (y por ende alcanza, temperaturas peligrosas), produciendo desgaste prematuro en las mismas, que a su vez compromete la seguridad del conjunto de celdas y afecta notablemente a su rendimiento.

Si bien el fabricante debe asegurarse de que las celdas sean lo más similar posible, también se incorpora un circuito de protección de carga (BMS¹) que garantiza que las celdas se carguen de forma balanceada y que no alcancen temperaturas peligrosas (restringiendo la corriente de carga en esos casos).

En el caso de la interconexión de baterías en paralelo, es aconsejable que las mismas sean de igual tecnología de fabricación, y preferiblemente con el mismo desgaste (es decir, se usen en conjunto desde el momento de adquisición, para garantizar iguales condiciones). Sin embargo, no se requiere de circuitos especiales de balance, aunque la condición inicial de carga de las mismas debe ser similar.

¹BMS, sigla en inglés correspondiente a “*Battery Management System*”.

Si no fuera así, circulará una corriente por las mismas que procurará balancearlas pudiendo llegar a ser elevada si sus correspondientes SoC son muy diferentes. Es importante también verificar las especificaciones de la hoja de datos de las baterías, donde el fabricante suele especificar la cantidad de unidades que pueden interconectarse en paralelo.

1.4. Análisis de un convertidor comercial

1.4.1. Requisitos del sistema eléctrico del robot

Para poder analizar adecuadamente los requisitos del sistema eléctrico del robot, es necesario en primera instancia establecer los requisitos característicos, determinados principalmente por el sistema de tracción del vehículo. El mismo está compuesto por cuatro motores eléctricos tipo brushless, previamente adquiridos, y que operan a una tensión nominal de 36 V , con una potencia nominal de 360 W . Junto con estos motores, se entregaron cuatro baterías de li-ion, cuya tensión nominal es de 36 V , al igual que la requerida por los motores, y con una capacidad de 10 Ah cada una.

Para el diseño del chasis del robot, se consideró el uso de tres paneles solares Enertik $PS - 150B$, adquiridos previo al comienzo de este proyecto, cuyas principales características se especifican en la Tabla 1.2 para las condiciones estándar (irradiación de 1000 W/m^2 y temperatura de 25°C).

Tabla 1.2: Características de los paneles $PS - 150B$ en condiciones estándar.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Potencia en el MPP	P_{nom}	150	[W]
Corriente en el MPP	I_{mp}	8.06	[A]
Tensión en el MPP	V_{mp}	18.61	[V]
Corriente de cortocircuito	I_{sc}	8.62	[A]
Tensión de circuito abierto	V_{oc}	22.19	[V]
Peso	—	11.6	[kg]

La Figura 1.4.1 muestra las curvas características del PV bajo condiciones estándar, definidas como un valor de $Irradiancia = 1000\text{ W/m}^2$ y temperatura de $T = 25^\circ\text{C}$.

Por último, se cuenta con un convertidor CC-CC modelo **MPT-7210A**, originalmente adquirido en etapas iniciales de diseño del robot, empleado principalmente para pruebas en campo del sistema de tracción. Esta fuente fue específicamente diseñada para la carga de baterías por medio de paneles solares, por lo que tiene la particularidad de emplear un algoritmo de seguimiento de máxima potencia de los mismos. Las características de este convertidor, así como su performance en esta aplicación específica, son foco de análisis de la siguiente sección.

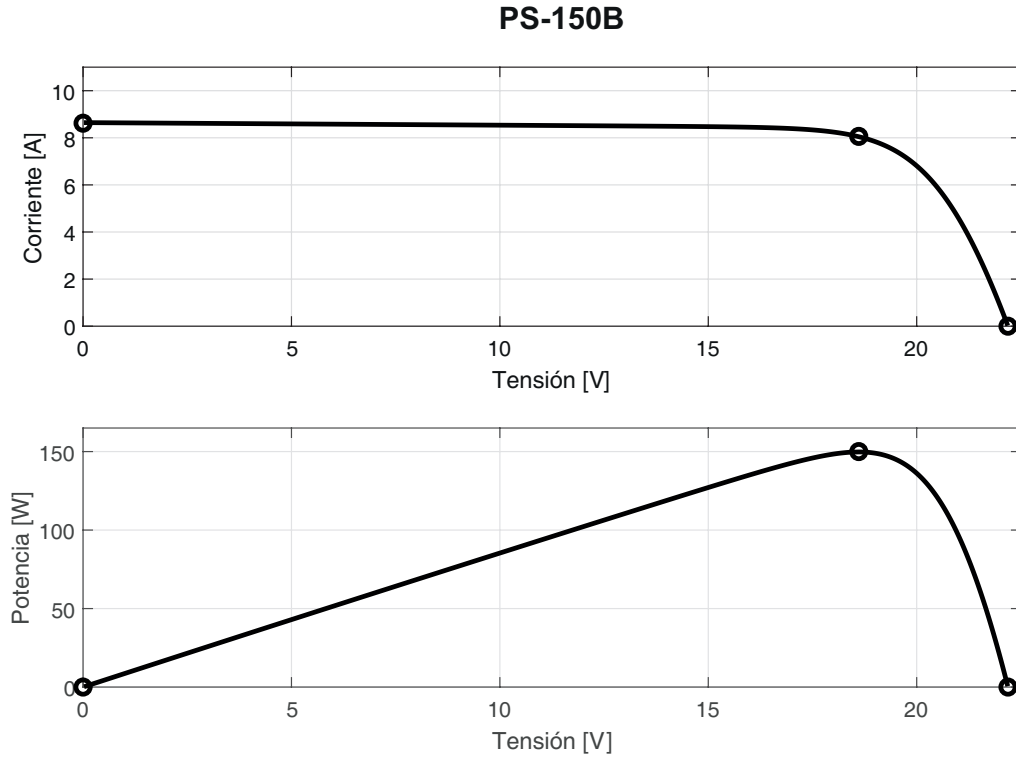


Figura 1.4.1: Curva característica del panel Enertik PS-150B.

1.4.2. Pruebas con el convertidor MPT-7210A

Como se ha explicado en la sección anterior, en una primera instancia ya se contaba con el arreglo de paneles (fuente de alimentación), y el conjunto de baterías que entregan energía a la carga eléctrica del vehículo, y que constituyen la salida del convertidor electrónico que acondiciona los niveles de tensión y corriente de los PV. Además, un SMPS cuyo modelo es MPT-7210A había sido adquirido, aunque se desconocían las principales características de operación del mismo, y si realmente era la solución apropiada para este sistema.

Como primer objetivo, se identificó el tipo de topología del convertidor conmutado. Para ello, se desarmó el cargador y se identificó el transistor del mismo. Se conectó como entrada una fuente variable de laboratorio, configurada en 18 V y a la salida se conectó una batería de 36 V de tensión nominal, cargada a 40 V. Analizando con un osciloscopio la compuerta del transistor, se observó que la frecuencia de operación del convertidor es $f = 12\text{ kHz}$ y que el ciclo de trabajo era aproximadamente $\delta = 0.54$. Inspeccionando el circuito, se observó que el mismo contiene como almacenador inductivo una bobina tipo toroide, un transistor MOSFET sin identificación, un único diodo Schottky STPS2045CT y no presenta transformadores, por lo que de ninguna manera puede tratarse de una topología aislada, o de cuarto orden, como podría ser una fuente SEPIC (sigla en inglés de "Single-Ended Primary-Inductor Converter") o Ćuk. Finalmente, se concluyó que la topología es Boost.

Un dato importante que se obtuvo al recabar datos del circuito es que el diodo adoptado por el fabricante del convertidor está diseñado para bloquear tensiones de hasta

45 V. Si se utilizara este cargador en conjunto con las baterías que se poseen, la vida útil del diodo se vería reducida, pudiéndose producir su ruptura. En el caso de una fuente Boost, esto provocaría la destrucción del transistor, al no haber un camino de circulación para la corriente del inductor hacia las baterías. Es por ello que si fuera a utilizarse este convertidor para esta aplicación en forma prolongada, el diodo ha de ser reemplazado.

Se identificó también que los circuitos lógicos del convertidor son alimentados por medio de la entrada (que normalmente son paneles solares) y no por medio de las baterías, que tendrían la capacidad de alimentarlo al mismo de forma más estable, sobre todo en circunstancias en las que se producen grandes perturbaciones en la entrada producto de gran nubosidad por ejemplo. Conociendo esta particularidad, se probó reduciendo la tensión de entrada, por medio de la fuente de laboratorio, hasta que se observó que para valores inferiores a 9 V, los circuitos digitales del convertidor dejan de operar y que, por debajo de 10 V si bien el convertidor inicia su funcionamiento, no tiene capacidad de cargar las baterías. También se observó que al MPT-7210A le toma aproximadamente 10 segundos en comenzar a operar, por lo que en zonas nubosas su operación resulta irregular.

Ya conociendo las particularidades del MPT-7210A, se realizaron las pruebas como MPPT conectándolo de acuerdo al diagrama de la Figura 1.4.2.



Figura 1.4.2: Diagrama de interconexión para el MPT-7210A.

Fuente: Publicidad de venta del convertidor.

Como el dispositivo no presenta una interfaz de diagnóstico accesible o un puerto a través del cual puedan adquirirse datos relativos a su operación a lo largo del tiempo, se hace una comprobación visual en su display de los valores que arroja de tensión de entrada y salida, y la corriente de carga de las baterías, y se emplea un multímetros para obtener la corriente de entrada. La Figura 1.4.3 ejemplifica una carga de baterías por medio de paneles usando este dispositivo.

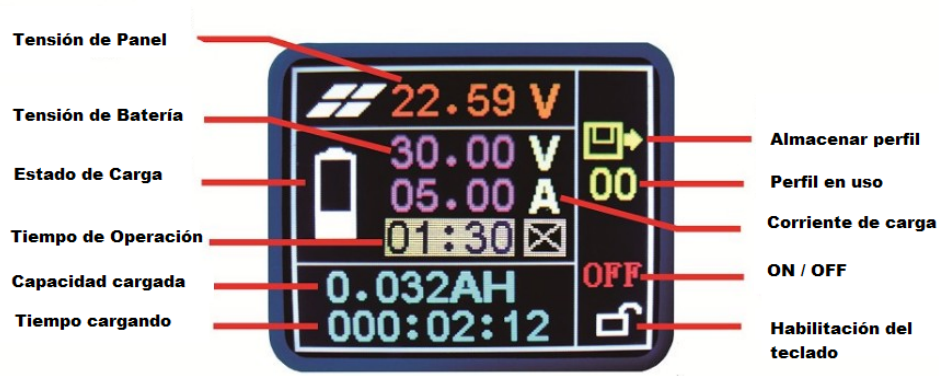


Figura 1.4.3: Display del MPT-7210A.

Fuente: Manual del MPT-7210A.

Inicialmente se conecta únicamente un solo panel solar como alimentación y una sola batería como carga. La prueba se realiza desde las 9:00 horas de la mañana hasta las 11:00 horas, a fines de agosto, con una temperatura de aproximadamente 15°C y elevada nubosidad. En promedio los resultados obtenidos son:

- $V_{pv} = 19.4\text{ V}$,
- $I_{pv} = 1.9\text{ A}$,
- $P_{in} = 30\text{ W}$,
- $V_{bat} = 40\text{ V}$,
- $I_{bat} = 0.6\text{ A}$,
- $P_{out} = 24\text{ W}$.

Luego de dicho ensayo, cerca de las 12:00, disminuye la nubosidad, y bajo esta condición climática, se obtienen en promedio los siguientes resultados:

- $V_{pv} = 16\text{ V}$,
- $I_{pv} = 3.4\text{ A}$,
- $P_{in} = 56\text{ W}$,
- $V_{bat} = 39.78\text{ V}$,
- $I_{bat} = 1.15\text{ A}$,
- $P_{out} = 45.74\text{ W}$.

Analizando el primer caso, considerando las curvas I-V de los modelos del panel solar utilizado, se observa que la tensión del MPP debería ser de entre 16 y 18.5 Volts. Por ello, al observar un valor de tensión de panel de $V_{pv} = 19.4\text{ V}$ es posible concluir que

el mismo está operando en la zona de tensión y no en el MPP, posiblemente producto de un ineficiente algoritmo de seguimiento de máxima potencia.

Analizando el caso de menor nubosidad, se observa un valor de tensión de paneles significativamente menor al caso anterior (16 V). Esta excesiva variación de la tensión de entrada entre la condición de baja nubosidad y el caso de elevada nubosidad no debería presentarse en un convertidor que realmente tiene un algoritmo de seguimiento de máxima potencia, ya que la familia de curvas del panel solar para una determinada temperatura (que en este caso puede ser considerada aproximadamente constante, pues en los horarios en los que se ensayó el panel no hubo grandes variaciones de temperatura), aún para distintos valores de irradiación, no presentan grandes variaciones en la tensión del punto de máxima potencia, como puede observarse en las curvas del panel presentadas en la Sección 1.1.3. Como se observa, la tensión del MPP no varía en gran medida, mientras que la corriente por el panel sí lo hace.

Debe destacarse que empleando un solo panel solar, el sistema es muy sensible incluso frente a leves variaciones en la irradiación. Como el cargador se encuentra alimentado por medio del PV, frente al paso de una gran nube, es posible que el mismo deje de cargar a la batería o incluso que se apague. Por lo tanto, el siguiente paso consiste en interconectar 2 paneles solares en paralelo. Bajo esta condición, el sistema es mucho más robusto frente al pasaje de nubes, siendo infrecuente el apagado del convertidor debido a esta condición climática. Sin embargo, esta fuente conmutada no permite un escalado lineal de la potencia, ya que como resultado no se duplicó la energía entregada a las baterías, siendo de hecho muy similar al caso en el que se usaba un solo panel. El mismo resultado se obtiene al interconectar tres paneles a la entrada.

Para identificar el origen de esta limitación, se prueba interconectar dos paneles solares en serie, obteniéndose los siguientes resultados:

- $V_{pv} = 34.35 V$,
- $I_{pv} = 2.4 A$,
- $P_{in} = 128 W$,
- $V_{bat} = 41.05 V$,
- $I_{bat} = 3.05 A$,
- $P_{out} = 123 W$.

Como se ha observado, prácticamente una duplicación en la potencia entregada. Por lo tanto, se considera que es posible que el dispositivo presente una limitación en su corriente de entrada. Considerando la sección del conductor del inductor y el tipo de convertidor del que se trata, esta resulta la causa más probable. Se destaca que la interconexión en serie de paneles solares no es viable en este diseño, ya que siendo el convertidor tipo Boost, en los casos para los que la batería esté descargada, el convertidor no podrá cargarla.

Como consecuencia, producto de la limitación de corriente que presenta este cargador, no es posible maximizar el aprovechamiento de energía que potencialmente pueden proveer los paneles. Además, el hecho de que su diseño sea cerrado no permite modificar su gestión de energía ni optimizar su algoritmo de seguimiento del máximo punto de potencia.

Por estos motivos, se decide optar por una solución ad-hoc cuyos componentes electrónicos tengan la capacidad de obtener la máxima potencia posible de los paneles solares y se pueda hacer una gestión de potencia para cargar las baterías y alimentar a las cargas.

Capítulo 2

Cálculo del convertidor

2.1. Elección y cálculo de parámetros del convertidor

2.1.1. Selección de la topología del SMPS

Se requiere diseñar un convertidor que permita cargar un banco de cuatro baterías de 36 V de tensión nominal y 10 Ah de capacidad. La energía es provista por un arreglo de tres paneles solares Enertik PS-150B, cada uno de 150 W de potencia de pico y 18 V de tensión nominal según sus especificaciones [12]. La carga a alimentar por medio de las baterías y del convertidor es un conjunto de cuatro motores tipo Brushless de 360 W de potencia nominal, cuyos drivers operan, al igual que las baterías, a una tensión de 36 V . En base a esta cuestión y al análisis realizado en la Sección 1.3.1, para las mismas se adopta una conexión en paralelo.

Como ya se ha indicado, la tensión entregada por los paneles solares es de tipo continua y de bajo valor, siendo necesario acondicionarla para poder acoplarla en conjunto con las baterías y la carga. Se debe diseñar un convertidor de corriente continua en corriente continua (CC-CC) del tipo conmutado. Las topologías más empleadas para tal fin son Boost, Buck-Boost, Push-Pull y Full-Bridge. Se descarta la topología Buck (reductora) ya que la corriente de entrada de la misma es conmutada y presenta gran ripple, lo cual es poco deseable en un diseño con paneles solares, donde se quiere aprovechar al máximo el potencial de generación de energía.

En esta aplicación en particular, se podría interconectar a los paneles en serie, contando con bajas corrientes de entrada y una tensión de entrada superior a la de salida, siendo en este caso necesario emplear un circuito reductor, o bien, interconectar los paneles en paralelo, con corrientes de entrada más elevadas, pero baja tensión, requiriendo un diseño de convertidor elevador de tensión. A continuación, se analizan brevemente los distintos diseños posibles y se elige la más apropiada.

- El convertidor Buck-Boost posee una topología compleja y se utiliza cuando es necesario una salida invertida. Al igual que el convertidor Buck presenta ripple de corriente de entrada, por lo que resulta inapropiado para esta aplicación, donde se quiere aprovechar al máximo posible la energía del panel.
- El convertidor Push-Pull posee bajo ruido a masa y es de tipo aislado aunque requiere bobinas de desmagnetización del núcleo y mayor cantidad de dispositivos de conmutación, dificultando su diseño e implementación.

- La topología Full-Bridge es un convertidor que también posee aislación galvánica pero requiere aún mayor cantidad de componentes, resultando más costoso y de mayor porte, por lo que se restringe su implementación para casos en los que se requieran potencias elevadas puesto que este convertidor aprovecha al máximo la bobina.
- La topología Boost es, entre los mencionados, la más sencilla de implementar, como se analizó en la Sección 1.2.2. Además, para esta aplicación es la de menor costo y de más sencilla implementación, con baja interferencia electromagnética de entrada debido a la presencia del inductor (el ripple de corriente de entrada es bajo). La principal desventaja es que se requiere un inductor de mayor tamaño, que hace la fuente más voluminosa, y también se requiere de un transistor de potencia con capacidad de soportar la corriente de entrada y sus valores de pico, que pueden llegar a ser elevados.

Por lo expuesto, se opta por la topología Boost, por lo que la interconexión de paneles deberá ser en paralelo.

2.1.2. Requisitos del convertidor

El primer paso para el diseño apropiado de una fuente conmutada consiste en identificar la fuente de alimentación de la misma, y los requerimientos de la carga. Como en este diseño la entrada del convertidor está constituida por un arreglo de paneles solares, se analiza su hoja de datos, y en base a ella se imponen los siguientes requisitos:

- Tensión mínima de entrada $V_{i_{min}} = 15.8 V$.
- Tensión máxima de entrada $V_{i_{max}} = 18.6 V$.
- Corriente de entrada máxima $I_{i_{max}} = 24.17 A$.

Como la carga del convertidor está constituida por un conjunto de baterías de li-ion, se analiza la hoja de datos correspondiente a las mismas, obteniéndose las siguientes especificaciones:

- Tensión nominal: $V_{nom} = 36 V$.
- Capacidad máxima: $Capacidad = 10 Ah$.
- Interconexión 10s5p (5 módulos en paralelo de 10 celdas en serie), celdas 18650 Samsung.
- Corriente de carga: $I_{carga} = 5 A$.

Un dato de importancia es el valor de la resistencia interna del conjunto de celdas de li-ion. Si bien este dato no es provisto en el catálogo de las baterías, es posible estimar su valor basándose en la resistencia interna de una sola celda. De la hoja de datos de las celdas 18650 se sabe que la resistencia de una celda es: $R_{cell} = 80 \text{ m}\Omega$, y además este valor no varía sustancialmente con el estado de carga de la celda, aunque se incrementa con el envejecimiento de la misma. Es por ello que, la resistencia de un arreglo 10s5p resulta: $R_{bat} = 160 \text{ m}\Omega$.

En base a estas especificaciones, en las siguientes secciones se obtienen los parámetros del convertidor que permiten el correcto funcionamiento del mismo.

2.1.3. Cálculo de la inductancia L de la bobina

En el diseño de un convertidor Boost, el inductor tiene por propósito almacenar energía en el campo magnético, para permitir elevar la tensión de salida respecto a la de entrada y al mismo tiempo lograr que la misma sea continua. Durante la conducción del transistor, la misma se produce un determinado incremento de corriente, que operando en régimen permanente, es descargado durante el tiempo de no conducción del MOSFET. Este incremento está condicionado por el valor de la inductancia y las características de la entrada y la salida conectadas al convertidor. Normalmente, es el valor de la inductancia el cual es calculado para lograr un determinado valor de ripple de corriente por la bobina en una condición característica de operación de la fuente. Se procede a obtener las ecuaciones de cálculo requeridas para estos cálculos.

Durante la conducción del MOSFET (en $0 < t < \delta T$), asumiendo que el mismo se comporta como un cortocircuito, y que la tensión de entrada es constante, la carga de la bobina resulta a tensión constante por lo que ΔI_L puede aproximarse por la Ecuación (2.1):

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} \delta T}{L}, \quad (2.1)$$

Y durante $\delta T < t < T$, cuando el transistor se encuentra cortado, conduce el diodo D. Bajo la simplificación de que la tensión de salida se encuentra libre de ripple y que la tensión de entrada es constante, por lo que en el inductor también lo es y por lo tanto, ΔI_L puede aproximarse por la Ecuación (2.2):

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} (1 - \delta) T, \quad (2.2)$$

Donde V_{in} es la tensión de entrada del convertidor, V_{out} es la tensión de salida, δ corresponde al ciclo de trabajo, T es el período del convertidor y L es el valor de la inductancia.

Un convertidor conmutado, operando en régimen permanente presenta la misma variación de corriente en el inductor (en valor absoluto) desde 0 a δT y desde δT a T como

puede observarse en la Figura 1.2.2 y por lo tanto, resulta que $\delta = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}$. Reemplazando este resultado en las Ecuaciones 2.1 y 2.2 resulta:

$$\Delta I_L = \frac{T}{L} \left(V_{in} - \frac{V_{in}^2}{V_{out}} \right). \quad (2.3)$$

Teniendo las ecuaciones de cálculo requeridas, es necesario aplicar un criterio de diseño. Usualmente se adopta para como máxima variación de corriente por el inductor un valor de ripple entre 0.25 y 0.4 veces el valor de la corriente de entrada como se explica en [16]. Para identificar la peor condición, se deriva la Ecuación (2.3) respecto de sus variables: V_{in} y V_{out} , respectivamente y se igualan a 0, obteniendo las singularidades de la misma.

$$\frac{\partial \Delta I_L}{\partial V_{in}} = \frac{T}{L} \left(1 - \frac{2 V_{in}}{V_{out}} \right) = 0, \quad (2.4)$$

por lo que de 2.4 resulta:

$$V_{in} = \frac{V_{out}}{2},$$

y además:

$$\frac{\partial \Delta I_L}{\partial V_{out}} = \frac{T}{L} \left(\frac{V_{in}^2}{V_{out}^2} \right) = 0. \quad (2.5)$$

La Ecuación (2.5) no presenta puntos críticos, por lo que se analiza el caso correspondiente al valor máximo hallado en la Ecuación (2.4).

$$\Delta I_L \Big|_{V_{in} = \frac{V_{out}}{2}} = \frac{T}{L} \left(\frac{V_{out}}{4} \right),$$

que evaluando para los valores extremos resulta:

$$\Delta I_L(V_{out} = 32 \text{ V}) = \frac{T}{L} 8 \text{ V},$$

$$\Delta I_L(V_{out} = 42 \text{ V}) = \frac{T}{L} 10.5 \text{ V},$$

por lo que la máxima variación de la corriente de entrada corresponde al caso de mayor tensión de salida.

Como la máxima corriente de entrada es $I_{L_{m\acute{a}x}} = 24.17 \text{ A}$, tomando como referencia el criterio detallado en [16], se adopta $\Delta \mathbf{I}_{L_{m\acute{a}x}} = 1.5 \text{ A}$ resultando:

$$\mathbf{L} = 70 \mu\text{Hy}.$$

2.1.4. Cálculo de la capacitancia de salida

Como se ha explicado en la Sección 1.2.2, en los convertidores Boost el capacitor de salida tiene como función proveer a la corriente requerida por la carga durante el lapso $0 < t < \delta T$. En este intervalo el transistor $T1$ conduce cargando de este modo la bobina, produciéndose el corte del diodo $D1$ por lo que el único almacenador de energía con capacidad de alimentar a la carga es el capacitor de salida. Es por ello que la incorporación de un condensador es requerida, caso contrario, la corriente de salida sería discontinua. El lapso de tiempo mencionado, al no haber conducción de corriente desde la entrada hacia la salida, resulta ser el intervalo en que la corriente de carga presenta el máximo ripple. Para el diseño de este convertidor, se considera que la carga está compuesta por un banco de baterías, cuya principal singularidad es que requieren una corriente de carga con el menor ripple posible, puesto que las bruscas variaciones producen disipación en las mismas detrimentando su vida útil.

En [15] se analiza la incidencia del ripple en la corriente de salida de un convertidor Boost en la carga de baterías de li-ion, y se concluye que para cada batería el máximo valor admisible de ripple de tensión es: $v_{ripple} = 0.5\% V_{DC}$, y para el caso del ripple de corriente es $i_{ripple} = \frac{\text{capacidad}}{20h}$, es decir, el 5 % de la corriente máxima de carga.

Con estas consideraciones, se adopta $i_{ac} = 0.5 \text{ A}$ como máximo ripple de corriente admisible para cada batería. Para calcular el valor de capacidad necesaria, se considera la impedancia de salida del convertidor, siendo la Figura 2.1.1 el diagrama circuital correspondiente, donde además de las baterías, se ha colocado una impedancia de carga.

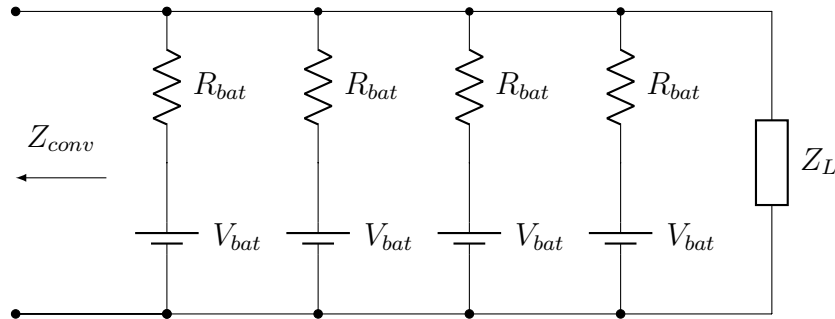


Figura 2.1.1: Impedancia de salida del sistema.

Aplicando el teorema de Norton para cada batería, se obtiene el modelo de la Figura 2.1.2.

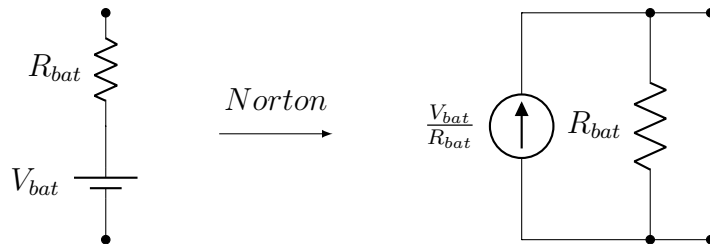


Figura 2.1.2: Teorema de Norton aplicado al modelo de una batería.

A su vez, es posible calcular el paralelo de los modelos correspondientes a las 4 baterías, y posteriormente aplicar el Teorema de Thévenin, resulta el modelo de la Figura 2.1.3, por lo que es posible modelizar a la impedancia de salida de forma simplificada, como se muestra en la Figura 2.1.4.

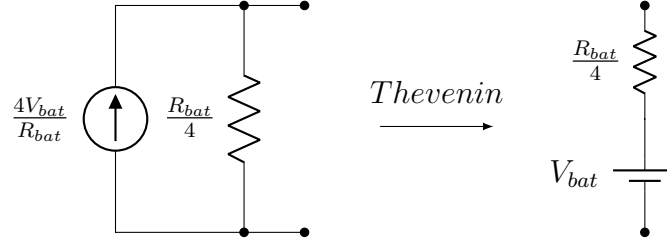


Figura 2.1.3: Teorema de Thévenin aplicado al paralelo de los modelos de baterías.

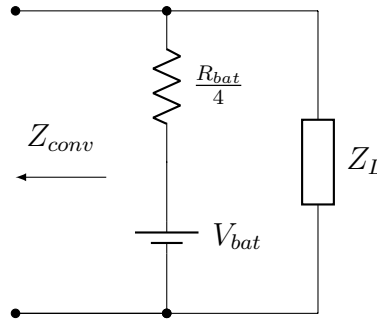


Figura 2.1.4: Impedancia de salida del sistema, modelo simplificado.

Como $Z_L \gg R_{bat}$ pues $Z_L > 3\Omega$ y R_{bat} es del orden de los $m\Omega$, el ripple de corriente por Z_L es considerado despreciable. Primeramente se calcula la corriente eficaz por el diodo $\tilde{I}_D$, empleando la Ecuación 2.6 para la máxima potencia de salida, asumiendo un rendimiento del 85 % y $\delta = 0.55$.

$$I_{D_{eficaz}} = \frac{P_{out}}{V_o \sqrt{1 - \delta}}. \quad (2.6)$$

Resulta $I_{D_{eficaz}} = 13.73 A$, con este valor se calcula Z_o , adoptando un máximo ripple de corriente por la batería de 0.5 A para las 4 baterías, es decir, un 50 % del ripple máximo admisible por cada batería, en base al análisis previamente realizado. Para tal fin, se emplea la Ecuación 2.7.

$$Z_o = R_{bat} \frac{\tilde{I}_{bat}}{\tilde{I}_D - \tilde{I}_{bat}}. \quad (2.7)$$

El valor resultante es $Z_o = 6.3 m\Omega$ para el capacitor de salida. Un posible modelo de capacitor consiste en suponer al mismo como una capacitancia ideal en serie con una resistencia que representa las pérdidas del mismo. Luego, se adopta un criterio donde se supone que la caída de tensión corresponde en un 70 % a la caída sobre la resistencia equivalente en serie (r_{esr}) y el 30 % restante corresponde a la capacitancia ideal (C_o), resultando entonces:

$$r_{esr} = 4.41 \text{ m}\Omega \text{ y } X_{C_o} = 1.89 \text{ m}\Omega.$$

Finalmente, como la frecuencia adoptada para el convertidor es $f = 100 \text{ kHz}$, el capacitor de salida resultante cumplir con las siguientes características:

$$C_{o\text{mín}} = 0.842 \text{ mF y } r_{esr\text{máx}} = 4.41 \text{ m}\Omega.$$

2.1.5. Cálculo de la capacitancia de entrada

La entrada del convertidor conmutado está compuesta por un arreglo de paneles solares. Si bien por la propia construcción de los mismos su corriente es continua, la carga y posterior descarga de la bobina, provoca un ripple de corriente. Si no se colocara un capacitor a la entrada, esta corriente pulsante circularía por los paneles solares, produciendo disipación térmica en los mismos, reduciendo tanto la performance como su vida útil. Para reducir el impacto de este ripple, se calcula el valor de capacidad requerida, asumiendo que la tensión por los paneles solares y las respectivas corrientes son aproximadamente constantes, siendo esta la función de este componente, y se calcula C_{in} como indica la Ecuación 2.8:

$$C_i = \frac{1}{\Delta V_{c_i} L} \int_{\frac{T D}{2}}^{\frac{T(1+D)}{2}} i_{C_i}(t) dt. \quad (2.8)$$

Al calcular la integral, se obtiene como resultado la Ecuación 2.9

$$C_i = \frac{1}{\Delta V_{c_i} L} \left[V_{in} T^2 \left(\frac{(1+D)^2}{4} - \frac{D^2}{16} \right) - \frac{V_o (1-D) T^2}{4} \left(\frac{(1+D)^2}{4} - \frac{D^2}{4} \right) \right], \quad (2.9)$$

Operando sobre la misma, finalmente se obtiene la Ecuación 2.10 que permite el cálculo del valor óptimo para el capacitor de entrada.

$$C_i = \frac{V_o}{\Delta V_{c_i} L} \left[-\frac{T^2}{2} D^3 - \frac{T^2}{8} D^2 + \frac{T^2}{8} D + \frac{T^2}{8} \right]. \quad (2.10)$$

En forma similar al cálculo de la inductancia, se buscan los máximos de la función obtenida derivando respecto de las variables D y V_{out} e igualándolas a 0:

$$\frac{\partial C_i}{\partial D} = \frac{V_o}{\Delta V_{c_i} L} \left[-\frac{3}{2} T^2 D^2 - \frac{1}{4} T^2 D + \frac{1}{8} T^2 \right] = 0, \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial C_i}{\partial V_o} = \frac{1}{\Delta V_{c_i} L} \left[-\frac{T^2}{2} D^3 - \frac{T^2}{8} D^2 + \frac{T^2}{8} D + \frac{T^2}{8} \right] = 0. \quad (2.12)$$

De la Ecuación 2.11, resulta que las singularidades son: $D_1 = 0.2171$, $D_2 = -0.3838$ siendo este último un valor que no puede ser adoptado por el ciclo de trabajo. Por otro lado, de la Ecuación 2.12 no se obtienen singularidades, aunque de la Ecuación 2.10 se sabe que el valor de C_i incrementa para valores mayores de la tensión de salida, por lo que la condición a analizar corresponde al caso de $V_{o_{máx}} = 42 V$, que es la tensión de salida máxima.

Como previamente se ha indicado, el objetivo es lograr que la tensión de los paneles solares presente el menor ripple posible, y es por ello que es necesario establecer qué valor de ripple es admisible. Habitualmente los fabricantes sugieren que la disipación de potencia se encuentre en el orden del 1 % de la entregada por el arreglo de paneles, caso contrario se aceleraría el deterioro de los mismos.

Suponiendo que no se incorporara un capacitor de entrada, para el cálculo del ripple de tensión se requiere en primera instancia obtener el valor de resistencia equivalente correspondiente a cada panel solar para la realización de un modelo del mismo. Este valor es máximo en el MPP por lo cual es en este estado de operación donde se analiza.

La conductancia del panel se calcula según la Ecuación 2.13, por lo que buscando en las curvas del panel solar el valor de V_{mp} y I_{mp} , se puede calcular R_g como sigue:

$$g = \frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{1}{-R_s - \frac{1}{\frac{I_o}{V_{ta}}} e^{\frac{V_{mp} + I_{mp} R_s}{V_{ta}}} + \frac{1}{R_p}}. \quad (2.13)$$

Finalmente, resulta $R_g \Big|_{irrad=1000 \frac{W}{m^2}} = 8.4 \Omega$, y además el ciclo de trabajo puede ser aproximado por $D \simeq 0.5$, por lo que es posible asumir que el ripple producido por la presencia de la bobina es triangular, por lo que resulta $I_{pv_{eficaz}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \hat{I}_{pv}$. Como el valor de inductancia fue calculado para lograr $\Delta I_L = 1.5 A$, de no colocarse un capacitor a la entrada del convertidor, cada panel debería soportar un ripple de $\Delta I_{pv} = 0.5 A$, siendo su valor medio $\Delta \hat{I}_{PV} = 0.25 A$. Esto implica que la disipación de potencia eficaz resulta:

$$I_{pv_{eficaz}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \Delta \hat{I}_{pv} = 0.1443 A,$$

disipando cada panel disipa una potencia de:

$$P_{pv_{eficaz}} = 174.36 mW,$$

la cual resulta inferior al 1 % de la potencia del panel.

Considerando que para el mejor aprovechamiento de la potencia aportada por los paneles se empleará un algoritmo de MPPT, que requiere la medición y posterior aplicación de un setpoint a la corriente y a la tensión de entrada, es conveniente colocar un capacitor de filtro para acotar el valor del ripple, permitiendo lograr una operación más eficiente de este algoritmo. Para su cálculo, se adopta como criterio un ripple máximo de tensión $\Delta V_i = 1 \% V_{PV}$, que implica un valor $\Delta V_i = 200 mV$.

Adoptando un modelo de capacitor ideal en serie con una resistencia, y asumiendo que la mitad de la caída de tensión irá a parar a dicha resistencia serie, y el valor restante corresponde a la capacitancia ideal, resultando en forma aproximada:

$$r_{esr_{m\acute{a}x}} = 133.33\text{ m}\Omega,$$

y calculando C_i según la Ecuación 2.10 resulta:

$$C_{i_{m\acute{i}n}} = 42.2\text{ }\mu F.$$

donde el valor de capacitor a colocar no deberá ser mucho mayor al calculado o en caso contrario se filtraría demasiado la tensión de entrada provocando que el algoritmo de seguimiento de máxima potencia actúe indebidamente.

Por último, se resumen los parámetros teóricos calculados para el convertidor en la Tabla 2.1. En la siguiente sección se detalla la selección de componentes físicos elegidos para materializar el circuito de la fuente conmutada.

Tabla 2.1: Parámetros del convertidor

Parámetros del Convertidor Boost.	
Capacitor de Entrada	$r_{ESR} = 133.33\text{ m}\Omega$ $C_i = 42.2\text{ }\mu F$
Capacitor de Salida	$r_{ESR} = 4.41\text{ m}\Omega$ $C_i = 0.842\text{ m}F$
Inductancia	$L = 70\text{ }\mu H$

Capítulo 3

Estrategia de control del convertidor

3.1. Estrategia de control propuesta

Una vez se ha seleccionado la topología del convertidor y se han calculado sus principales parámetros, es necesario desarrollar una estrategia de control para lograr el correcto funcionamiento del sistema. Para ello se propone el esquema de la Figura 3.1.1.

Para operar los paneles solares de manera eficiente se emplea un algoritmo de MPPT. Para aplicar este algoritmo es necesario poder medir tanto la corriente por la bobina del convertidor I_L (cuyo valor medio equivale a la corriente de entrada del convertidor) como la tensión del arreglo de paneles solares V_{pv} . Por otro lado, para poder gestionar la potencia de los paneles solares utilizada para la carga de baterías y para la alimentación de los sistemas del robot, es necesario desarrollar una estrategia de control que permita diferentes modos de operación, aparte del modo MPPT. Es importante en este sistema mantener los niveles de carga de las baterías en valores seguros. Para ello, es necesario medir la tensión y corriente de salida del convertidor (V_{out} y I_{out} , respectivamente), así como la corriente I_{load} consumida por la carga del robot R_{load} , conectada en paralelo junto al convertidor y las baterías.

La etapa de gestión de energía opera aplicando setpoints de tensión de entrada del convertidor (es decir, la tensión del arreglo de paneles solares). La misma ingresa al control de tensión de entrada generando un setpoint de corriente media por el inductor I_{ref} . Este setpoint ingresa al control de corriente de inductor, el cual se encarga de producir un valor de ciclo de trabajo δ que será aplicado al transistor.

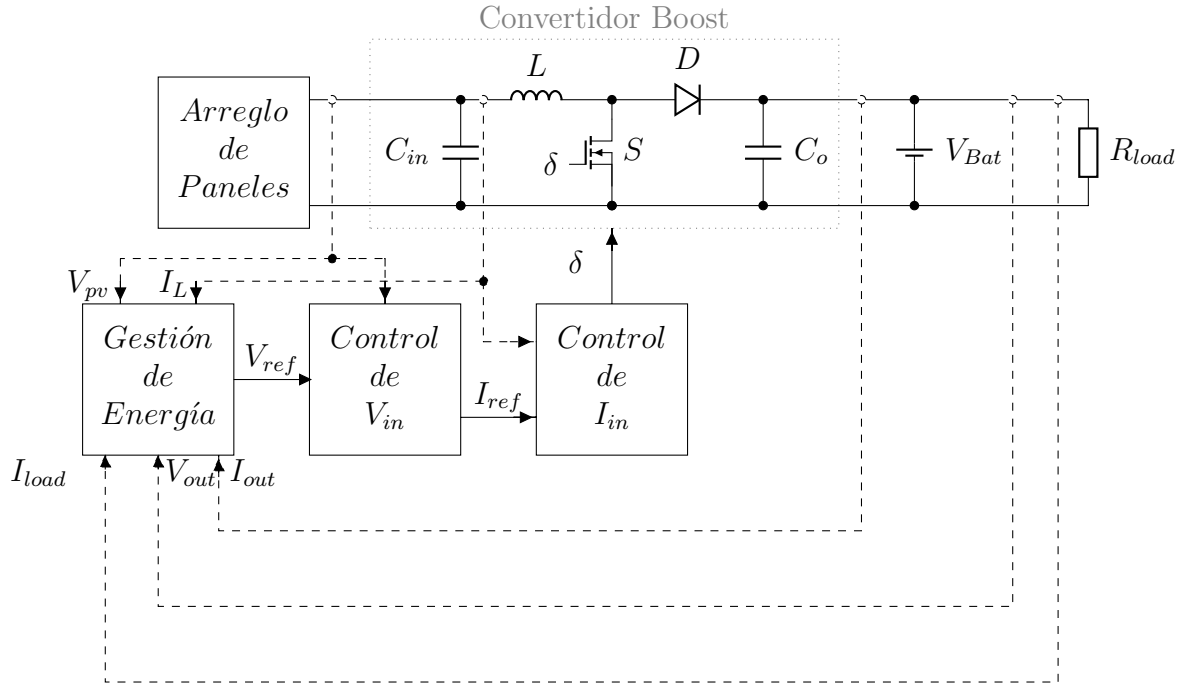


Figura 3.1.1: Esquema del convertidor Boost junto con la estrategia de control propuesta.

En esta sección se realizan las simulaciones de funcionamiento partiendo desde el convertidor Boost a lazo abierto hasta el sistema con todos los algoritmos de gestión de energía simulados en *Matworks Matlab*.

3.2. Comportamiento del convertidor a lazo abierto

Inicialmente, se calculan los componentes y se modela un convertidor tipo Boost en Matlab/ Simulink como se muestra en la Figura 3.2.1. Con este modelo es posible analizar el comportamiento de la fuente.

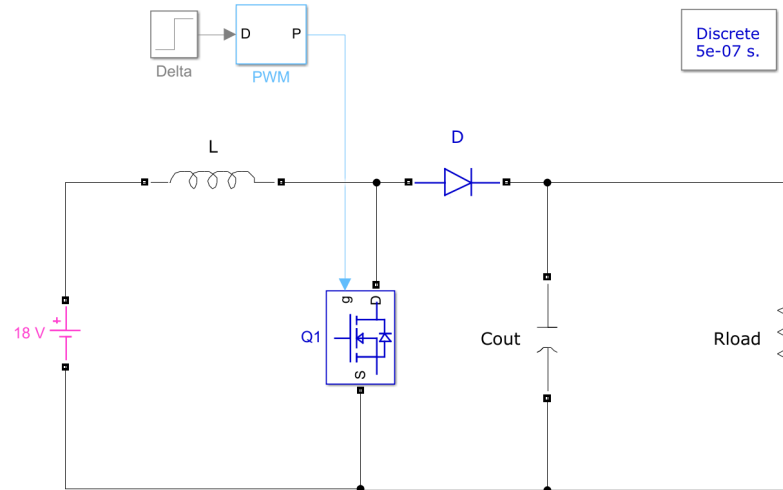


Figura 3.2.1: Modelo Simulink de convertidor Boost.

Sobre el modelo se realiza una simulación con las siguientes condiciones:

- Tensión de entrada del convertidor: 18 V,
- Ciclo de trabajo constante: 0.5 (50 %),
- Cambio de Carga de $6\ \Omega$ a $3\ \Omega$ en $t = 0.25\ s$.

En las Figuras 3.2.2 y 3.2.3 se muestran las evoluciones de las variables del convertidor, donde se ha simulado utilizando llaves no ideales.

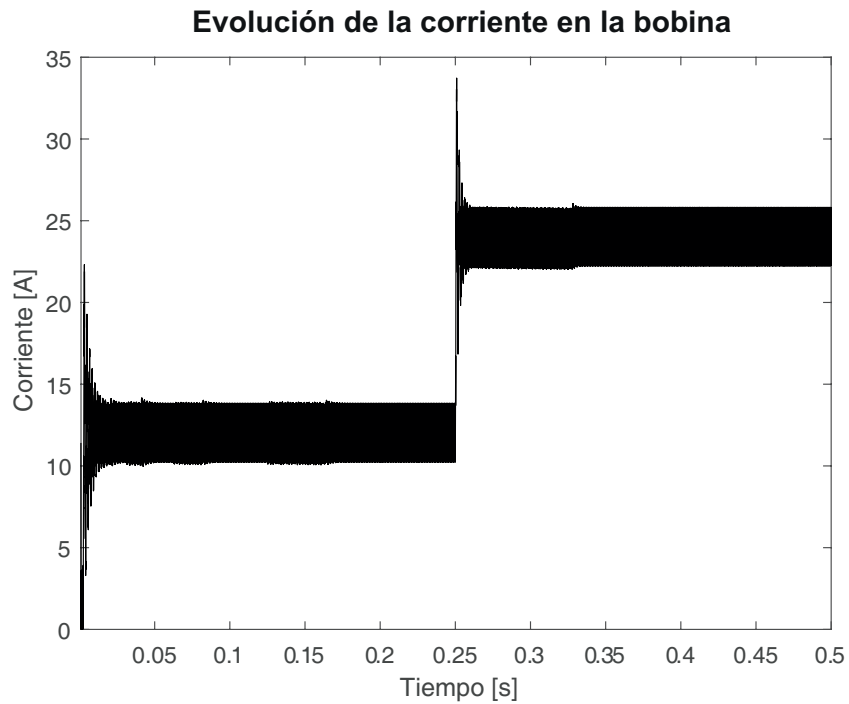


Figura 3.2.2: Evolución de la corriente en la bobina.

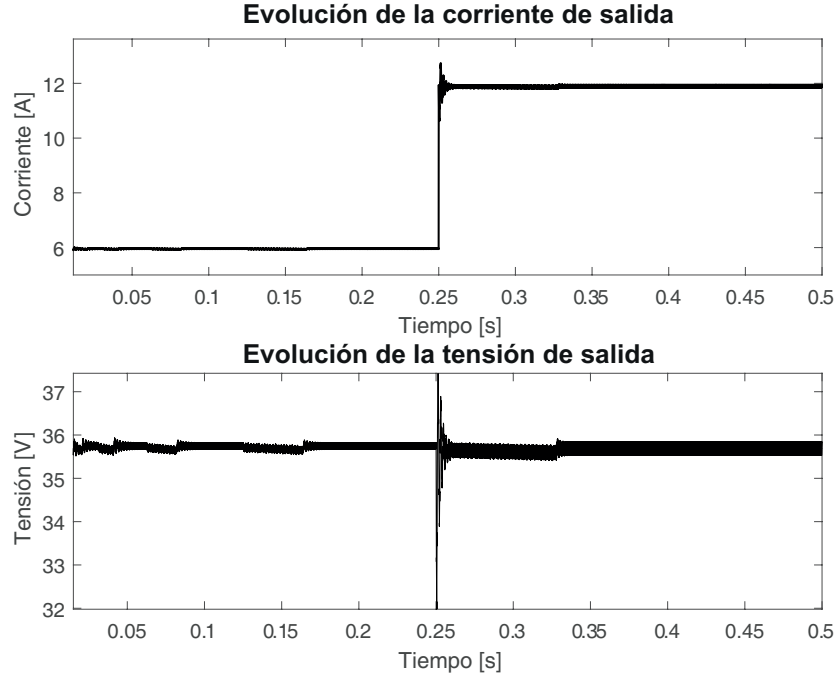


Figura 3.2.3: Evolución de la corriente y tensión de salida.

Analizando la evolución de la corriente de la bobina, que en este caso coincide con la corriente de entrada, es posible concluir que para los valores seleccionados de carga el convertidor está en MCC. Por lo tanto, se verifica la relación entre la tensión de entrada y de salida de un convertidor tipo boost:

$$\begin{cases} V_{in} = 18 \text{ V}, \\ V_{out} = 36 \text{ V}, \\ \delta = 0.5, \\ V_{out} = \frac{V_{in}}{1-\delta}. \end{cases}$$

Cabe destacar que dicha relación es válida en régimen estacionario y con llaves ideales, es decir, resistencia R_{on} del transistor de conmutación nula y diodo ideal y solo se cumple en forma aproximada cuando se emplean componentes no ideales. Es por ello que en las simulaciones anteriores, frente a un cambio de carga, la tensión de salida no es exactamente la del estado estacionario anterior.

3.3. Estrategia de control

Una vez verificado el comportamiento del convertidor a lazo abierto para los componentes calculados, debe aplicarse alguna estrategia de control que permita que la fuente opere con los paneles solares de forma eficiente.

En [14] se explica que la performance de un MPPT depende fundamentalmente de la capacidad que tenga el convertidor de regular en torno al punto de operación del panel solar, que está dada por la estrategia de control adoptada. Se indica a su vez que para este fin es posible controlar el punto de operación en forma directa a través del ciclo de trabajo, o bien, controlando la corriente de entrada, la tensión de entrada o ambas.

Analizando la corriente y la tensión del panel, resulta que ambas variables presentan variaciones temporales frente a cambios de temperatura e irradiación. En el caso de la corriente, la misma muestra una dependencia lineal con la irradiación. Esta situación puede identificarse fácilmente en el modelo del panel, que está constituido por una fuente de corriente que entre otros parámetros, depende de la irradiación. Contrariamente, la tensión presenta una dependencia logarítmica con la corriente generada por irradiación, por lo que no presenta un comportamiento tan variable frente a cambios de condición de luminosidad. Por este motivo es conveniente adoptar a la tensión como la variable de referencia generada por el algoritmo de MPPT.

Aunque la tensión del panel varía frente a cambios de temperatura, se considera que dichas variaciones son comparativamente menores con respecto a la irradiación. Es por ello que la regulación del punto de operación controlando por tensión es preferible frente a otras estrategias de control.

Por los motivos expuestos, se adopta un esquema de control que cuenta con un lazo interno para controlar el valor medio de la corriente de inductancia y un lazo externo que controla la tensión de los paneles solares. Por otro lado, un algoritmo MPPT se encarga de ubicar el punto de operación del panel en el MPP mediante la generación de una tensión de referencia. En la Figura 3.3.1 se muestra en forma esquemática esta configuración, donde se cuenta con un convertidor Boost alimentado por medio de un arreglo de paneles, para cargar un banco de baterías.

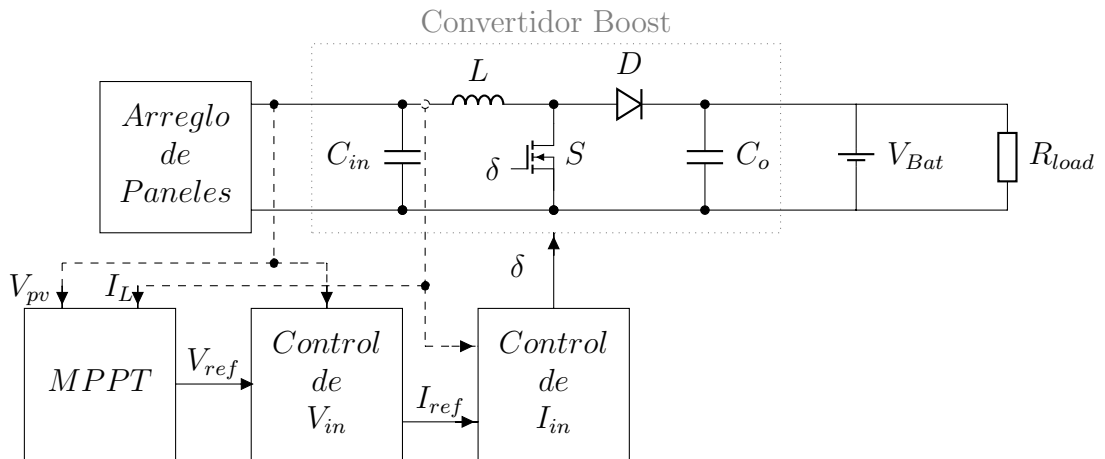


Figura 3.3.1: Esquema del sistema controlado.

Cabe destacar que el lazo de control de corriente de entrada tiene la ventaja adicional de permitir que se rechacen las perturbaciones que producen las variaciones de carga sobre las condiciones de operación del arreglo de celdas fotovoltaicas. También es importante comprender que al estar el convertidor cargado con baterías, la tensión de salida, puede ser considerada constante en un cierto lapso de tiempo.

En el diseño del lazo de control interno, debe adoptarse una frecuencia de corte más elevada que la del lazo externo ya que dicho lazo requiere una mayor reducción del error a esa frecuencia, para evitar la propagación de perturbaciones a los paneles. Además, se debe contar con un modelo del comportamiento dinámico del sistema completo del conjunto de los paneles y la etapa de potencia para el diseño de los controladores. Este tema se tratará en las secciones posteriores.

3.3.1. Obtención de un modelo lineal de la fuente

Para el diseño de los controladores se debe contar con un modelo de la fuente de entrada como parte del convertidor, que está compuesta por el arreglo de paneles solares. Como ya se ha analizado, los mismos presentan un comportamiento no lineal, caracterizado particularmente por una región en la que se comporta como fuente de corriente no ideal, otra región conocida como “rodilla”, o “knee” (en inglés), donde se encuentra el punto de máximo aprovechamiento, y una región de operación como fuente de tensión. Además, la dinámica depende fuertemente del punto de operación. Como el objetivo es obtener una performance adecuada en las cercanías de dicho punto, basta con un modelo linealizado en torno al mismo.

Para obtener un modelo lineal del arreglo de paneles solares se realiza una derivación con respecto a la corriente del panel en ambos miembros de la Ecuación 1.2 que determina el comportamiento del panel solar. Se reorganizan los términos despejando la derivada de la tensión del arreglo fotovoltaico con respecto de la corriente por el mismo:

$$\frac{dV}{dI} = -R_s - \frac{1}{\frac{I_0}{V_{ta}} e^{\frac{V+IR_s}{V_{ta}}} + \frac{1}{R_p}}. \quad (3.1)$$

Evalutando la Ecuación 3.1 sobre el punto de operación MPP se obtiene la inversa de la pendiente de la curva I-V sobre dicho punto de operación:

$$g = \left(\frac{dV}{dI} \Big|_{(V_{mp}, I_{mp})} \right)^{-1} = \frac{1}{-R_s - \frac{1}{\frac{I_0}{V_{ta}} e^{\frac{V_{mp}+I_{mp}R_s}{V_{ta}}} + \frac{1}{R_p}}}. \quad (3.2)$$

La Ecuación 3.3 describe la recta tangente a la curva I-V del panel en el punto de operación MPP:

$$I = (-g V_{mp} + I_{mpp}) + g V. \quad (3.3)$$

Esta ecuación se puede generar mediante el circuito de la Figura 3.3.2, el cual representa al circuito equivalente lineal de un panel fotovoltaico. El mismo está constituido por una fuente de tensión $V_g = V_{mp} - \frac{I_{mp}}{g}$ y una resistencia en serie $R_g = -\frac{1}{g}$.

Este modelo es válido en el punto de operación y es una buena aproximación a la hora de obtener un modelo de pequeña señal de un arreglo fotovoltaico.

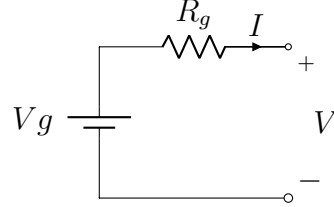


Figura 3.3.2: Modelo lineal de un panel.

A continuación, se obtiene el modelo promediado del convertidor Boost. Este modelo incluye resistencias parásitas de los elementos reactivos, la resistencia de encendido del transistor MOSFET y la tensión directa del diodo. La carga de la batería se modela como una fuente de tensión ideal en serie con una resistencia. Con el objetivo de obtener un modelo lineal, se trabaja sobre los modelos equivalentes del convertidor en ambos estados: de carga y de descarga.

Cada estado de conmutación se expresa en términos de ecuaciones de estado:

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = A x(t) + B u(t), \\ y(t) = C x(t) + D u(t). \end{cases}$$

Cabe destacar que la ecuación de salida no es utilizada debido a que las variables a controlar, corriente del inductor (lazo interno) y la tensión de entrada (lazo externo) son variables de estado.

Las Figuras 3.3.3 y 3.3.4 muestran los circuitos equivalentes lineales en los estados de carga y descarga, respectivamente. La resistencia equivalente, r_{eq} , es la combinación de la resistencia parásita del inductor y la resistencia de encendido del MOSFET, $r_{eq} = r_L + r_M$.

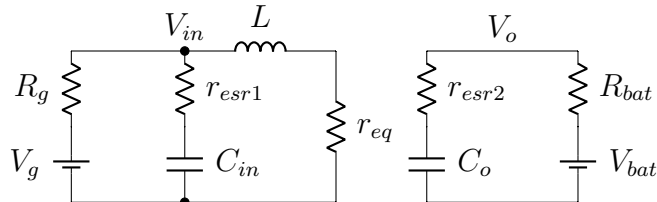


Figura 3.3.3: Modelo equivalente convertidor Boost durante el estado de carga.

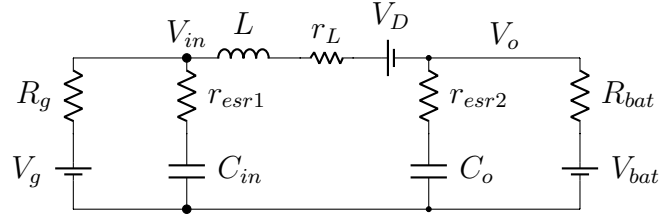


Figura 3.3.4: Modelo equivalente convertidor Boost durante el estado de descarga.

Las ecuaciones dinámicas correspondientes al estado de carga se obtienen evaluando las derivadas de la corriente del inductor y de la tensión en el capacitor de entrada y de salida de la Figura 3.3.3 como se muestra en las Ecuaciones 3.4, 3.5 y 3.6.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{IN}(t) - i_L(t) r_{eq}}{L}, \quad (3.4)$$

$$\frac{dv_{C_{in}}(t)}{dt} = \frac{V_{IN}(t) - v_{C_{in}}(t)}{C_{in} r_{esrC_{in}}}, \quad (3.5)$$

$$\frac{dv_{C_o}(t)}{dt} = \frac{V_{OUT}(t) - v_{C_o}(t)}{C_o r_{esrC_o}}. \quad (3.6)$$

Reescribiendo las Ecuaciones 3.4, 3.5 y 3.6 en forma de ecuaciones de estado de la forma $\frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t)$ se obtiene lo siguiente:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{C_{in}}(t) \\ v_{C_o}(t) \end{bmatrix} = A_1 \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{C_{in}}(t) \\ v_{C_o}(t) \end{bmatrix} + B_1 \begin{bmatrix} V_g \\ V_{bat} \\ v_D \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

donde:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_{eq} + \frac{R_g r_{esrC_{in}}}{R_g + r_{esrC_{in}}} \right) & \frac{R_g}{L(R_g + r_{esrC_{in}})} & 0 \\ \frac{R_g}{C_{in}(R_g + r_{esrC_{in}})} & -\frac{1}{C_{in}(R_g + r_{esrC_{in}})} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_o(R_{bat} + r_{esrC_o})} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{r_{esrC_{in}}}{L(R_g + r_{esrC_{in}})} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{in}(R_g + r_{esrC_{in}})} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o(R_{bat} + r_{esrC_o})} & 0 \end{bmatrix}$$

Las ecuaciones durante el estado de carga se pueden encontrar evaluando las derivadas de las variables de estado de la Figura 3.3.4 como se muestra a continuación:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{IN}(t) - i_L(t) r_L - V_D - V_{OUT}(t)}{L}, \quad (3.8)$$

$$\frac{dv_{C_{in}}(t)}{dt} = \frac{V_{IN}(t) - v_{C_{in}}(t)}{C_{in} r_{esrC_{in}}}, \quad (3.9)$$

$$\frac{dv_{C_o}(t)}{dt} = \frac{V_{OUT}(t) - v_{C_o}(t)}{C_o r_{esrC_o}}. \quad (3.10)$$

Las expresiones de V_{IN} y V_{OUT} para cada subintervalo se pueden encontrar aplicando las leyes de Kirchhoff en los correspondientes circuitos lineales equivalentes.

Expresando las Ecuaciones 3.8, 3.9 y 3.10 en la forma matricial $\frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t)$, como se muestra a continuación:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{C_{in}}(t) \\ v_{C_o}(t) \end{bmatrix} = A_2 \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{C_{in}}(t) \\ v_{C_o}(t) \end{bmatrix} + B_2 \begin{bmatrix} V_g \\ V_{bat} \\ v_D \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

donde:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(r_L + \frac{R_{bat} r_{esrC_o}}{R_{bat} + r_{esrC_o}} + \frac{R_g r_{esrC_{in}}}{R_g + r_{esrC_{in}}} \right) & \frac{R_g}{L(R_g + r_{esrC_{in}})} & -\frac{R_{bat}}{L(R_{bat} + r_{esrC_{in}})} \\ -\frac{R_g}{C_{in}(R_g + r_{esrC_{in}})} & -\frac{1}{C_{in}(R_g + r_{esrC_{in}})} & 0 \\ \frac{R_{bat}}{C_o(R_{bat} + r_{esrC_o})} & 0 & -\frac{1}{C_o(R_{bat} + r_{esrC_o})} \end{bmatrix}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_{esrC_{in}}}{L(R_g + r_{esrC_{in}})} & -\frac{r_{esrC_o}}{L(R_{bat} + r_{esrC_o})} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{in}(R_g + r_{esrC_{in}})} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o(R_{bat} + r_{esrC_o})} & 0 \end{bmatrix}$$

Las matrices de estado y de entrada se promedian sobre un período multiplicándolas por los intervalos de tiempo determinados por el ciclo de trabajo.

$$A = A_1 d + A_2 (1 - d)$$

$$B = B_1 d + B_2 (1 - d)$$

Luego de promediar el sistema, se perturba alrededor de un punto de operación cuasi-estático $(X + \hat{x}, D + \hat{d}, U + \hat{u})$ donde $X \gg \hat{x}$, y se linealiza despreciando los términos de segundo orden. Aplicando la transformada de Laplace y separando la parte de continua de la parte de alterna del modelo linealizado, se obtienen el punto de operación en estado estacionario y el modelo dinámico en baja señal que se muestran en las Ecuaciones 3.12 y 3.13.

$$X = -A^{-1} B U, \quad (3.12)$$

$$\dot{\hat{x}} = A \hat{x} + B \hat{x} + [(A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U] \hat{d}. \quad (3.13)$$

Las funciones transferencia a controlar estan definidas para pequeñas variaciones de la matriz de entrada ($\hat{u}$) cercanas a cero. La solución de las variables de estado esta dada por la siguiente ecuación:

$$\hat{x} = (sI - A)^{-1} [(A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U] \hat{d}.$$

La función transferencia $G_{id}(s)$ es utilizada en el lazo de control interno y relaciona pequeñas variaciones de la corriente del inductor en función de pequeñas variaciones en el ciclo de trabajo.

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{u}(s)=0}. \quad (3.14)$$

En el lazo de control externo la variable controlada es la tensión de entrada mientras que la variable a controlar es la corriente del inductor. La función transferencia de la corriente del inductor a la tensión de entrada se muestra a continuacion:

$$G_{vi}(s) = \frac{G_{vd}(s)}{G_{id}(s)} = \frac{\left. \frac{\hat{v}_{Cin}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{u}(s)=0}}{\left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{u}(s)=0}} = \frac{\left. \hat{v}_{Cin}(s) \right|_{\hat{u}(s)=0}}{\left. \hat{i}_L(s) \right|_{\hat{u}(s)=0}} \quad (3.15)$$

En el Apéndice A se calculan las Funciones de Transferencia $G_{id}(s)$ y $G_{vi}(s)$, donde el orden de $G_{id}(s)$ está dado por el inductor y el capacitor de entrada, por lo que resulta de segundo orden, y el cero está dado por la resistencia de entrada R_g y el capacitor de entrada. En el caos de $G_{vi}(s)$ se trata de un sistema de primer orden, conformado por el capacitor de entrada y la resistencia de entrada R_g y presenta un desfase de -180° .

Finalmente resulta:

$$G_{id}(s) = 4.5431 \times 10^5 \frac{s + 468.3}{s^2 + 1106 s + 1.454 \times 10^8},$$

$$G_{vi}(s) = -\frac{9988.3}{s + 468.3}.$$

Para tener en cuenta el efecto en la respuesta en frecuencia que producen los circuitos de sensado se deben combinar las funciones transferencia de los filtros con las de la plata.

$$G_{idFiltrada}(s) = G_{FiltroI}(s) G_{id}(s), \quad (3.16)$$

$$G_{vdFiltrada}(s) = G_{FiltroV}(s) G_{vd}(s), \quad (3.17)$$

$$G_{viFiltrada}(s) = \frac{G_{vdFiltrada}(s)}{G_{idFiltrada}(s)}. \quad (3.18)$$

En conclusión, resulta:

$$G_{idFiltrada}(s) = 7.7232 \times 10^9 \frac{s + 468.3}{(s + 17000)(s^2 + 1106s + 1.454 \times 10^8)},$$

$$G_{viFiltrada}(s) = -17\,039 \frac{s + 17\,000}{(s + 468.3)(s + 29\,000)}.$$

3.3.2. Cálculo de los controladores de entrada

Con los modelos lineales obtenidos, se calculan los controladores Proporcionales Integrales (PI) requeridos para la correcta operación del convertidor.

3.3.2.1. Cálculo del controlador de corriente de entrada

Para el diseño del controlador PI para el control de la corriente de inductor, se emplea la herramienta `sisotool()` de Matlab.

El controlador a diseñar es de la forma:

$$C_i(s) = k_p \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s}.$$

Como se ha explicado, es necesario elegir una frecuencia de corte suficientemente rápida por lo que se elige $f_c = 1.91 \text{ kHz}$, que aproximadamente resulta en $\omega_c = 12000 \text{ rad/seg}$. Se adopta un margen de fase $M_\Phi = 60^\circ$. Resulta:

$$C_i(s) = 5.97 \times 10^{-4} \frac{s + 58824}{s}.$$

En la Figura 3.3.5 se observa que se cumple el margen de fase requerido en la frecuencia de corte para el modelo linealizado.

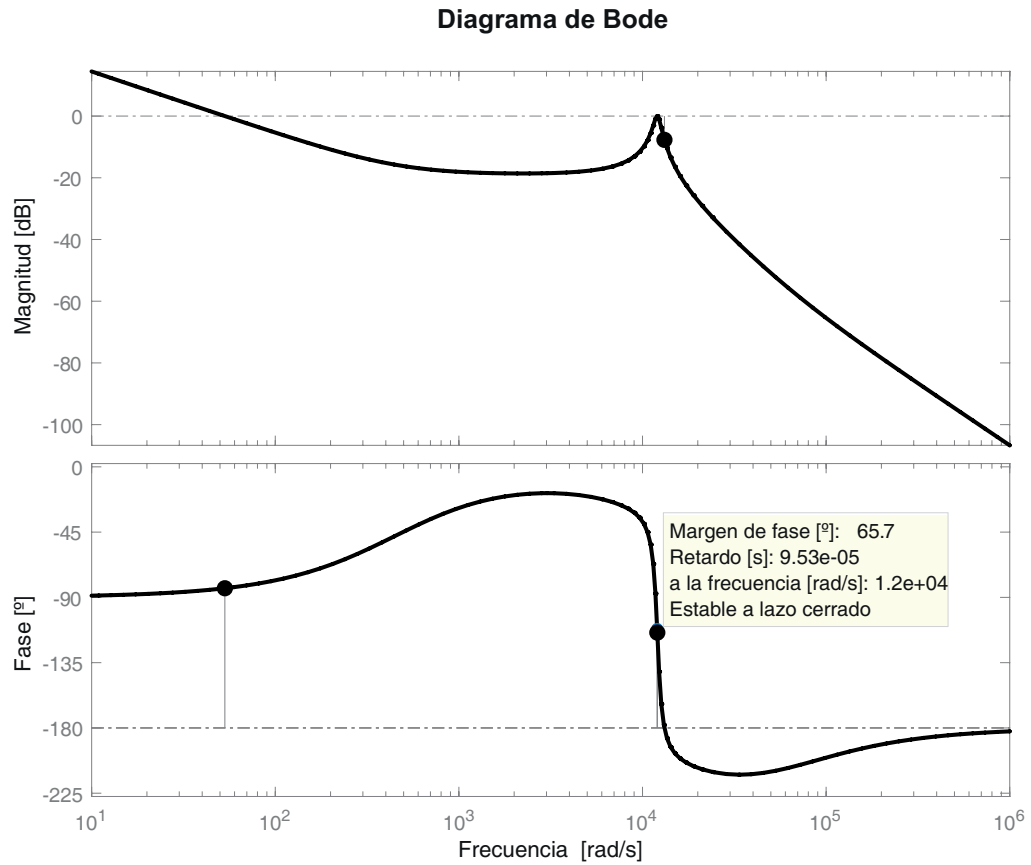


Figura 3.3.5: Diagrama de Bode con Control PI de Corriente.

En la Figura 3.3.6 se muestra el modelo en Simulink de un convertidor tipo boost con el agregado del controlador PI:

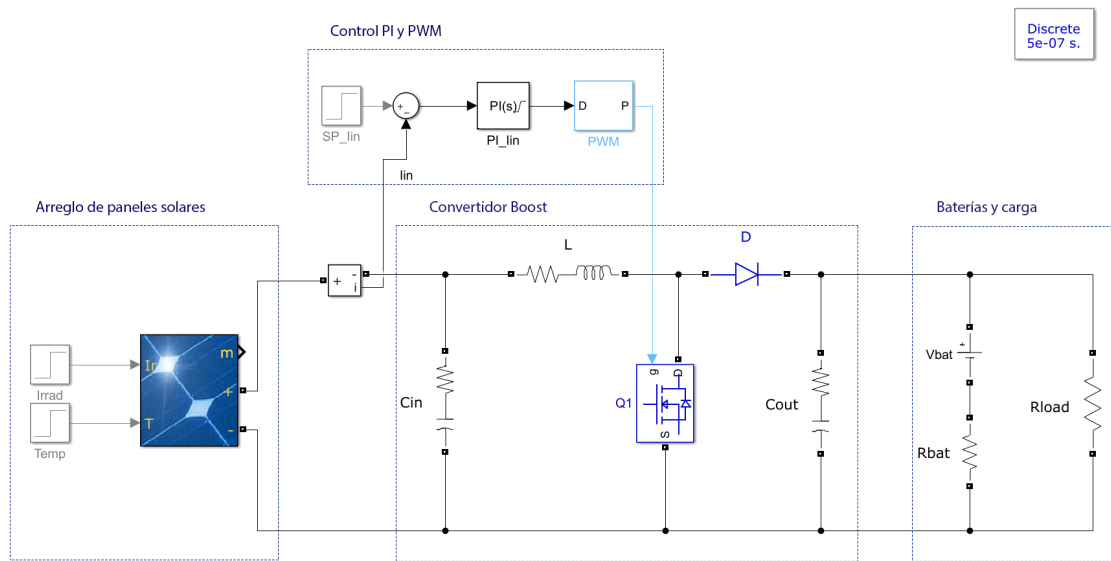


Figura 3.3.6: Modelo Simulink de convertidor boost con un controlador PI de la corriente de entrada.

A fin de analizar el comportamiento de este modelo no lineal, se comprueba su dinámica en las siguientes condiciones:

- A la entrada se coloca un arreglo de paneles solares, donde la irradiación se ajusta en 1000 W/m^2 y la temperatura en $T = 25^\circ\text{C}$, es decir, la condición estándar.
- Cambio de setpoint de corriente de entrada en 0.11 s de 19 A a 17 A .
- Cambio de carga en el tiempo 0.20 s de 6Ω a 3Ω , para verificar la regulación frente a perturbaciones.
- Batería, modelada por el serie de una batería ideal de 36 V y una resistencia.

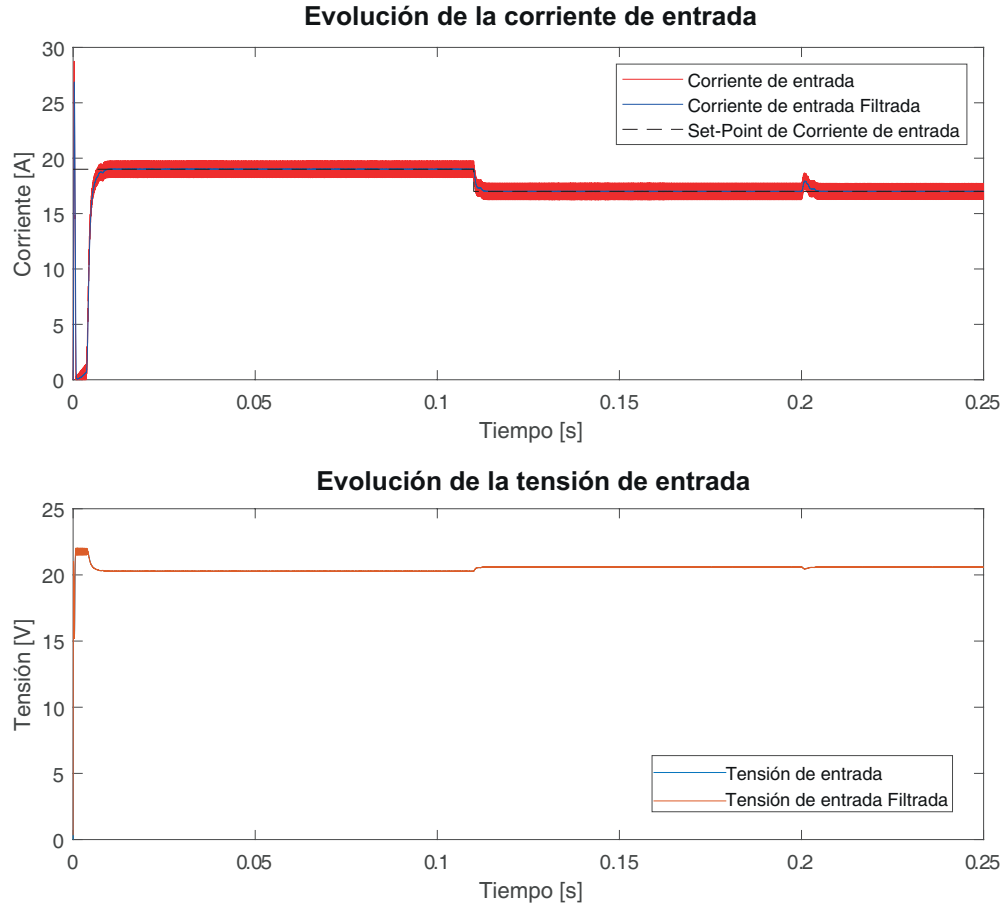


Figura 3.3.7: Evolución de la tensión y la corriente de entrada.

Analizando la evolución temporal de la corriente y la tensión de entrada, provista en la Figura 3.3.7, se verifica para un modelo aproximado al sistema real el correcto del setpoint fijado. En $T = 0.2 \text{ s}$ se comprueba una de las ventajas de aplicar un control por corriente, que es el rechazo a perturbaciones, la cual no produce variaciones apreciables en la dinámica de la corriente por la bobina.

En $T = 0.11 \text{ s}$, se verifica que para compensar el hecho de que la corriente de entrada es menor, asumiendo que la carga y la tensión de salida se mantienen constantes, debe haber necesariamente un aumento en la tensión de entrada.

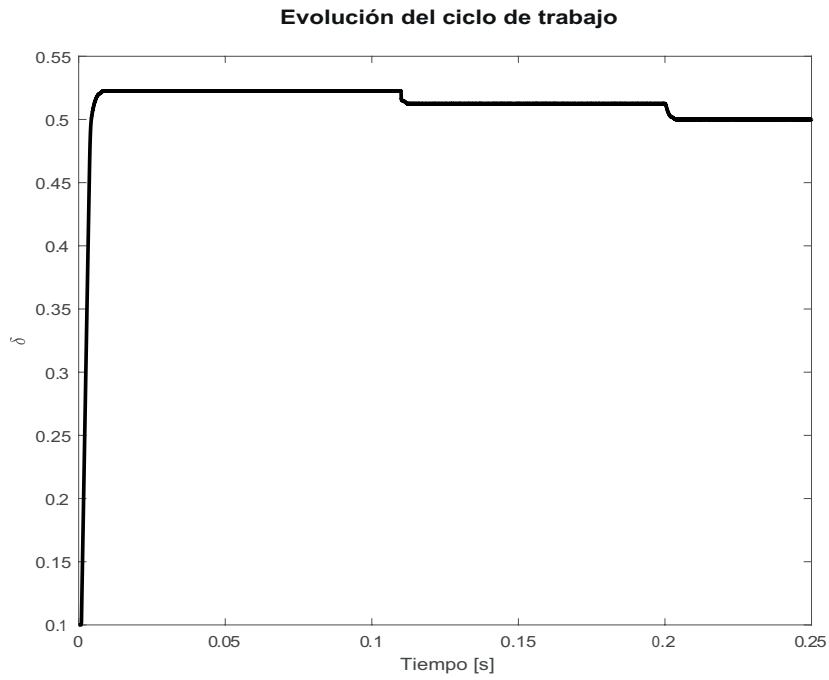


Figura 3.3.8: Evolución del ciclo de trabajo.

En la Figura 3.3.8 se observa la variación temporal del ciclo de trabajo δ . Nuevamente se observa que en $T = 0.11$ s decrece su valor para compensar el incremento de la tensión del arreglo de paneles. También se verifica, en forma aproximada, la relación ideal entre la tensión de entrada y la tensión de salida del convertidor.

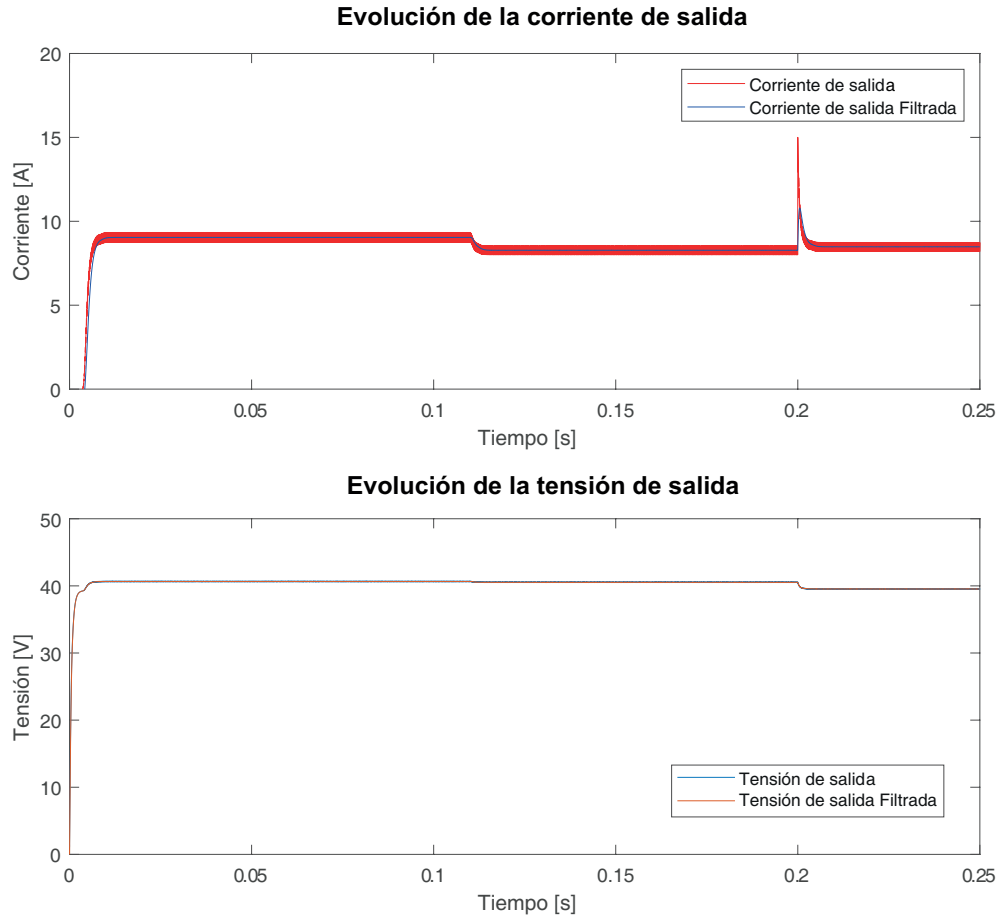


Figura 3.3.9: Evolución de la corriente y tensión de salida.

Finalmente, se analizan las evoluciones de la tensión y la corriente de salida en la Figura 3.3.9. Debido a la presencia de la batería a la salida del convertidor, la tensión de salida se mantiene aproximadamente constante en esta simulación. Además, produce que frente a variaciones en el setpoint de la corriente de entrada no haya alteraciones en la corriente sobre la carga.

Por el contrario, al reducir la resistencia de carga a la mitad, la corriente de salida aumenta al doble del valor que presentaba previo a este cambio, produciéndose una pequeña caída en la tensión de salida, producto de que la batería debe proveer más corriente y la misma no es una fuente ideal.

3.3.2.2. Cálculo del controlador de tensión de entrada

Ya contando con un controlador de corriente de entrada correctamente ajustado, es posible diseñar el lazo de control externo de tensión de entrada, el cual permite ajustar la tensión del arreglo de paneles para operar en el punto de máximo aprovechamiento de los mismos.

La planta a controlar se corresponde con la conexión en cascada entre la función

transferencia correspondiente a la linealización del sistema entre la corriente de entrada y la tensión de entrada $G_{vi}(s)$ y el lazo de realimentación de corriente de entrada, como se calcula en la Ecuación 3.19.

$$H_{la}(s) = \frac{C_i(s) G_{idFiltrada}(s)}{1 + C_i(s) G_{idFiltrada}(s)} G_{viFiltrada}(s) \quad (3.19)$$

En este caso resulta:

$$H_{la}(s) = -7.8541 \times 10^{10} \frac{(s + 58\,820)}{(s + 29\,000)(s + 47.57)(s^2 + 620s + 1.57 \times 10^8)}$$

Nuevamente, se emplea la herramienta `sisotool()` de Matlab, obteniéndose un controlador de la forma:

$$C_v(s) = k_p \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s}$$

En este caso, la frecuencia de corte que debe elegirse significativamente menor a la correspondiente al controlador del lazo interno. El objetivo de este criterio de diseño es asegurar que la dinámica del lazo interno sea mucho más rápida que la del lazo externa para poder considerarlas independientes. Se elige entonces una frecuencia $f_c = 40 \text{ Hz}$, la cual es aproximadamente 25 veces menor a la elegida para el diseño del controlador del lazo interno, por lo que resulta $\omega_c = 250 \text{ rad/seg}$. Se adopta un margen de fase $M\phi = 60^\circ$.

El controlador requerido es:

$$C_v(s) = -172.89 \frac{s + 0.0052}{s}$$

donde se observa que los coeficientes son negativos, correspondiente a un retardo de 180° debido a que un incremento en la tensión de entrada implica que debe reducirse la corriente de entrada, mientras que decremento en la tensión de entrada implica un incremento en la corriente de entrada.

En la Figura 3.3.10 se observa que se cumple con el Margen de Fase requerido en la frecuencia de corte para el modelo linealizado.

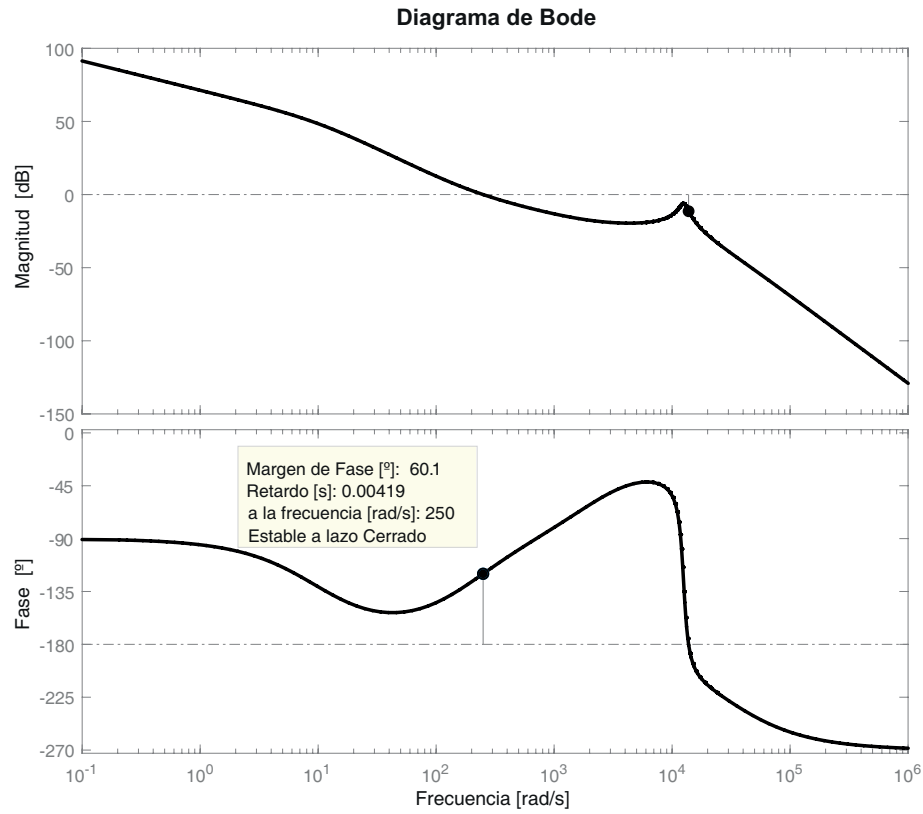


Figura 3.3.10: Diagrama de bode con control PI de tensión.

En la Figura 3.3.11 se muestra el modelo en Simulink de un convertidor tipo boost con el agregado de los controladores PI de corriente y tensión de entrada:

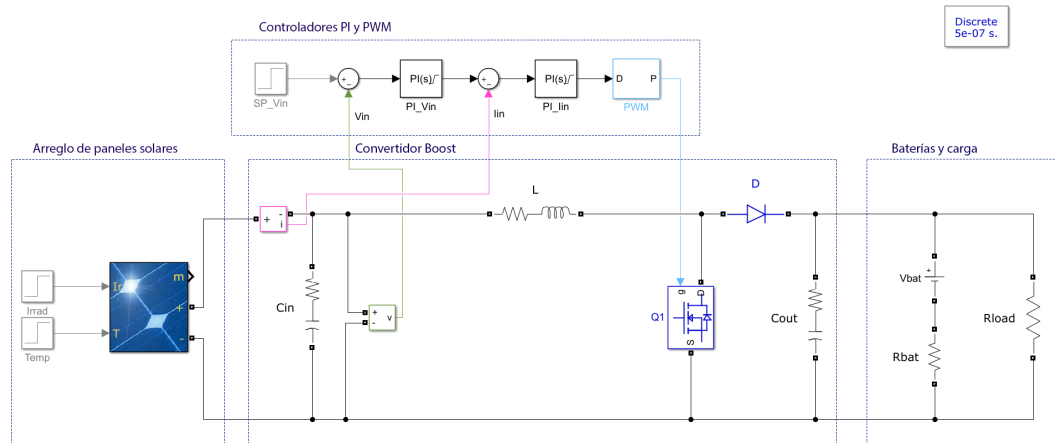


Figura 3.3.11: Modelo Simulink del convertidor Boost con los controladores PI de la corriente y tensión de entrada.

Dicho modelo no lineal, se simula bajo las siguientes condiciones:

- Entrada conformada por un arreglo de paneles solares, con una irradiación de

1000 W/m^2 y temperatura igual a $T = 25^\circ\text{C}$.

- Cambio de setpoint de tensión de entrada en 0.125 s de 19 V a 17 V .
- Carga constante igual a 3Ω .
- Batería, modelada como una batería ideal de 36 V y una resistencia en serie.

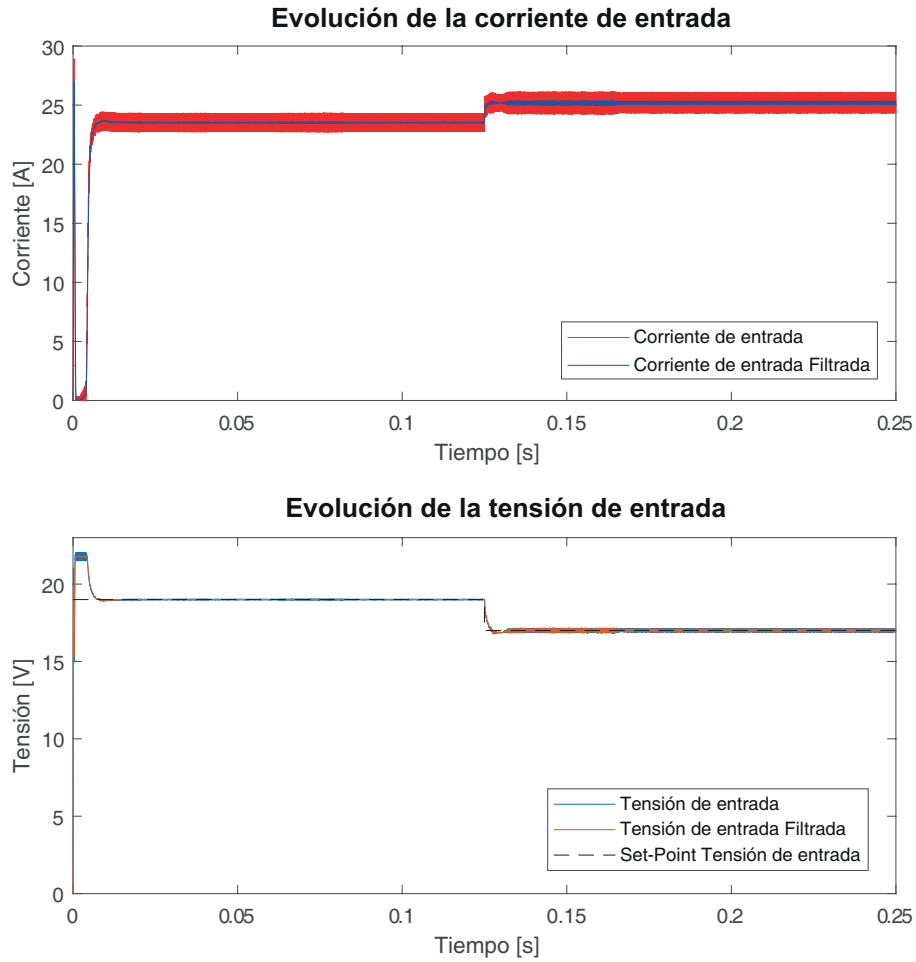


Figura 3.3.12: Evolución de la corriente y la tensión de entrada.

En la Figura 3.3.12, se presenta la evolución temporal de la corriente y la tensión de entrada verificando en $T = 0.125 \text{ s}$ el rápido seguimiento de setpoint de la tensión de entrada.

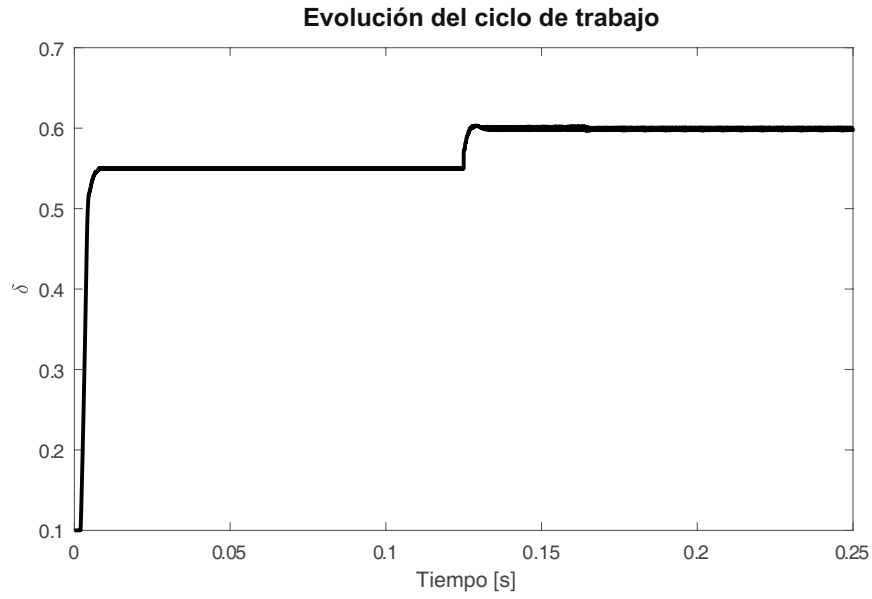


Figura 3.3.13: Evolución del ciclo de trabajo.

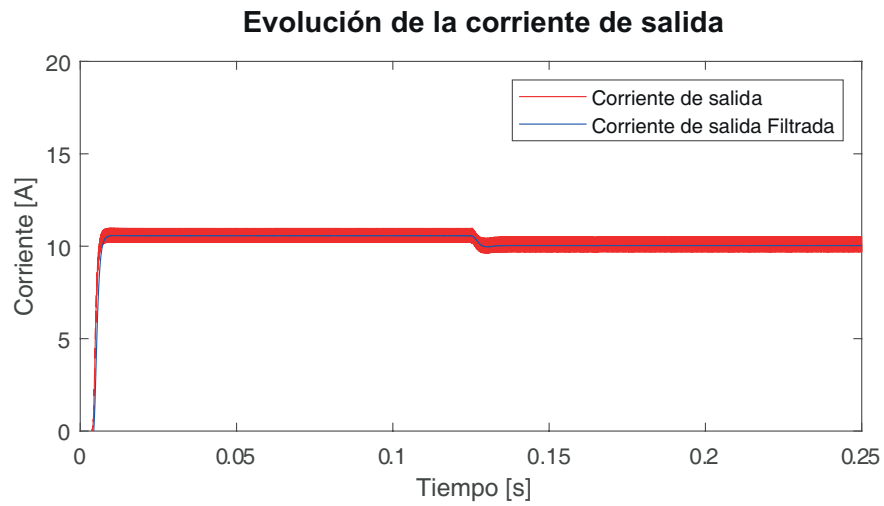
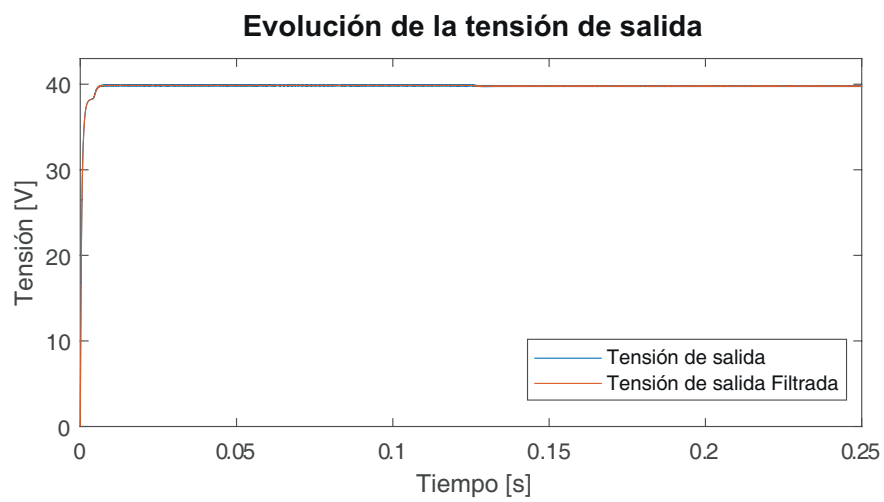


Figura 3.3.14: Evolución de la corriente y tensión de salida.

En la Figura 3.3.13 se observa la variación temporal del ciclo de trabajo δ . En la misma se puede ver que un decremento de la tensión de entrada manteniéndose constante la tensión de salida produce un aumento del ciclo de trabajo.

Finalmente, se analizan las evoluciones de la tensión y la corriente de salida en la Figura 3.3.14. Análogamente al caso anterior, la tensión de salida se mantiene aproximadamente constante debido a la presencia de la batería.

3.4. Seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)

Para obtener el máximo aprovechamiento de la potencia entregada por los paneles solares se utiliza un algoritmo MPPT basado en el método de conductancia incremental. Este algoritmo requiere el uso de dos sensores para medir la tensión y la corriente de entrada. Con respecto al método P&O, el de método de conductancia incremental presenta ciertas ventajas: su respuesta frente a variaciones rápidas en las condiciones atmosféricas es muy buena y las oscilaciones en estado permanente son eliminadas. Como desventaja, se puede mencionar que, al requerir el cálculo de cocientes, requiere mayor poder de cómputo, aunque esto no supone un problema en la actualidad, con los actuales microcontroladores.

El método de conductancia incremental esta basado en el hecho de que la pendiente de la curva de potencia del panel solar es cero en el MPP, positiva a la izquierda del MPP y negativa a la derecha.

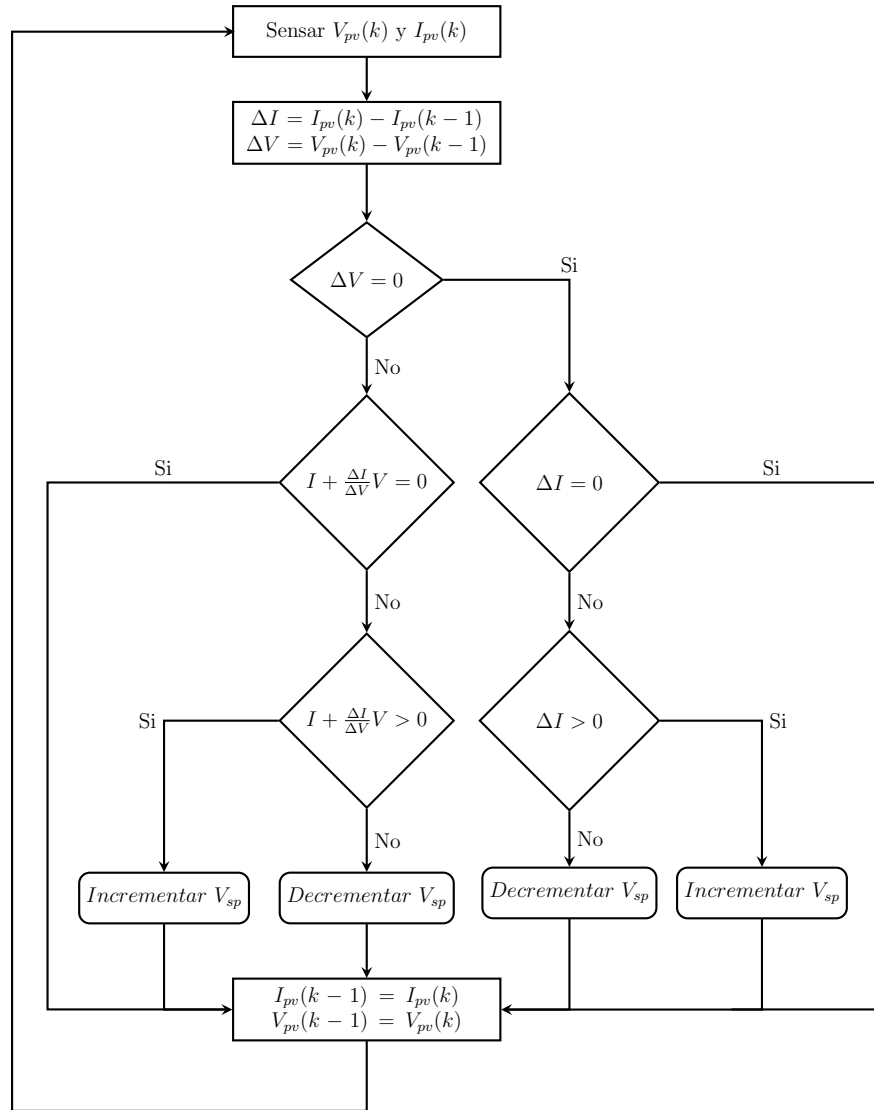


Figura 3.4.1: Diagrama de flujo correspondiente al algoritmo de MPPT.

A partir del sistema de Ecuaciones 1.5 se desarrolla el diagrama de flujo de la

Figura 3.4.1, donde k indica el instante de tiempo actual y $k - 1$ el instante de tiempo discreto anterior. Ambas muestras se toman en intervalos de tiempo regulares dado por el tiempo de muestreo.

En el Apéndice B se encuentra detallado el código en Matlab correspondiente al diagrama de flujo detallado anteriormente.

En la Figura 3.4.2 se muestra el modelo en Simulink de un convertidor tipo Boost con el agregado de los controladores PI de corriente y tensión de entrada, y un bloque función implementando el algoritmo MPPT:

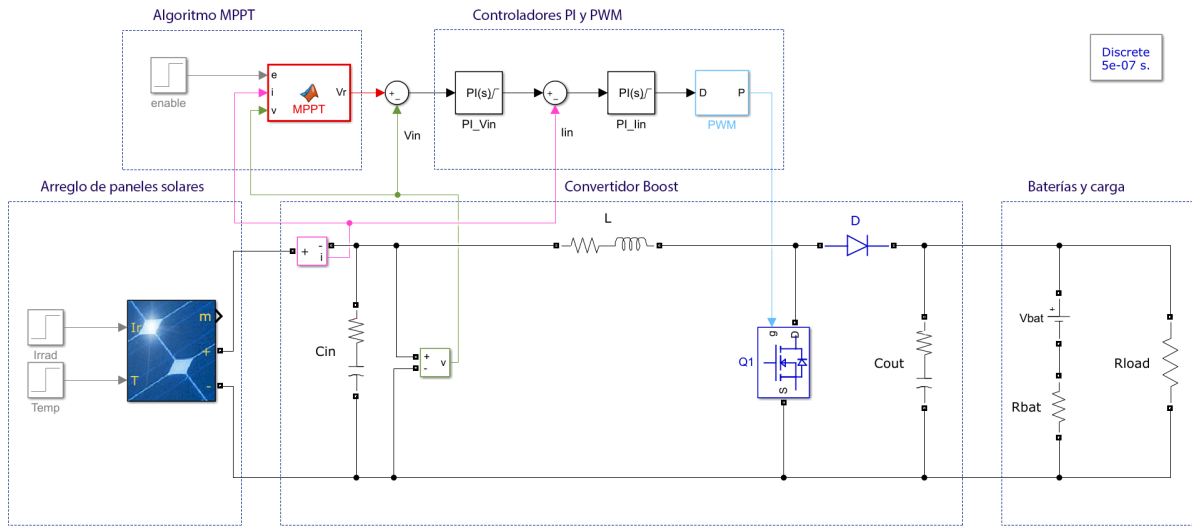


Figura 3.4.2: Modelo en Simulink de un convertidor tipo boost con controladores PI de corriente y tensión de entrada, y bloque función implementando el algoritmo MPPT.

El modelo representado en la Figura 3.4.2 se simula con las siguientes condiciones:

- Entrada conformada por un arreglo de paneles solares con temperatura igual a $T = 25^\circ C$. La irradiación comienza en $800 W/m^2$, y en el instante $0.35 s$ desciende durante $0.1 s$ hasta $500 W/m^2$. De igual manera en el instante $0.75 s$ desciende durante $0.1 s$ hasta llegar a $200 W/m^2$.
- Carga constante igual a 3Ω .
- Batería, modelada por una batería ideal de $36 V$ y una resistencia en serie.
- Frecuencia del convertidor: $f_s = 100 kHz$.
- Tiempo de muestreo en *Matlab/Simulink*: $T = 0.5 \mu s$.

En la Figura 3.4.3 se pueden observar los puntos de máxima potencia del arreglo de paneles solares, para las condiciones de irradiación simuladas. En la Figura 3.4.4 se

observa la tensión de salida entregada por el bloque MPPT, la cual se ubica en los puntos de máxima potencia mencionados, así como el perfil de irradiación.

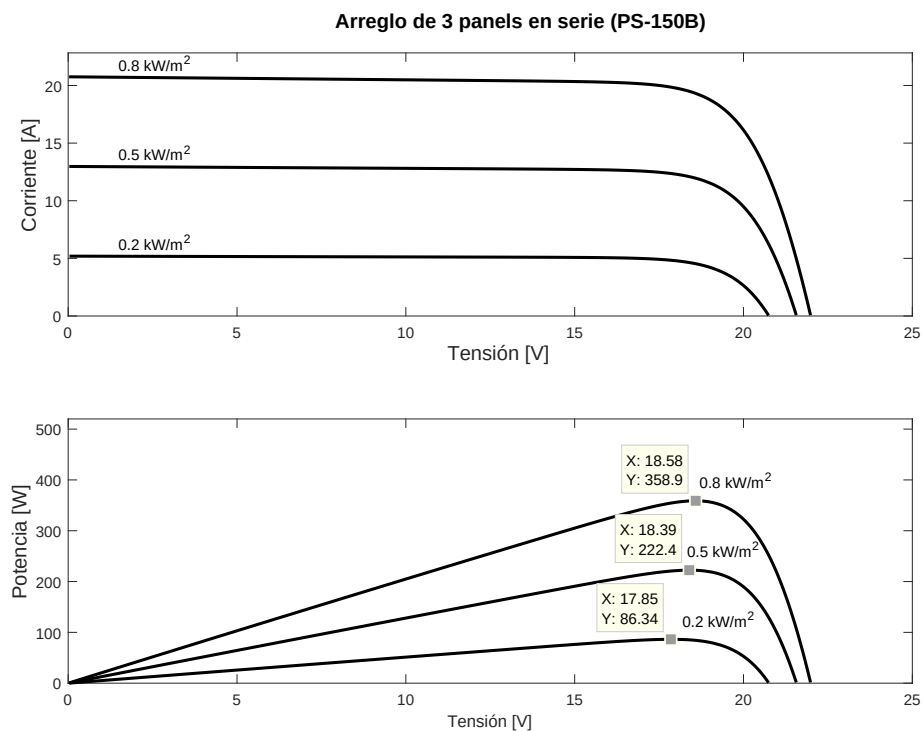


Figura 3.4.3: Curvas de I-V y P-V del arreglo de paneles solares para diferentes valores de irradiación.

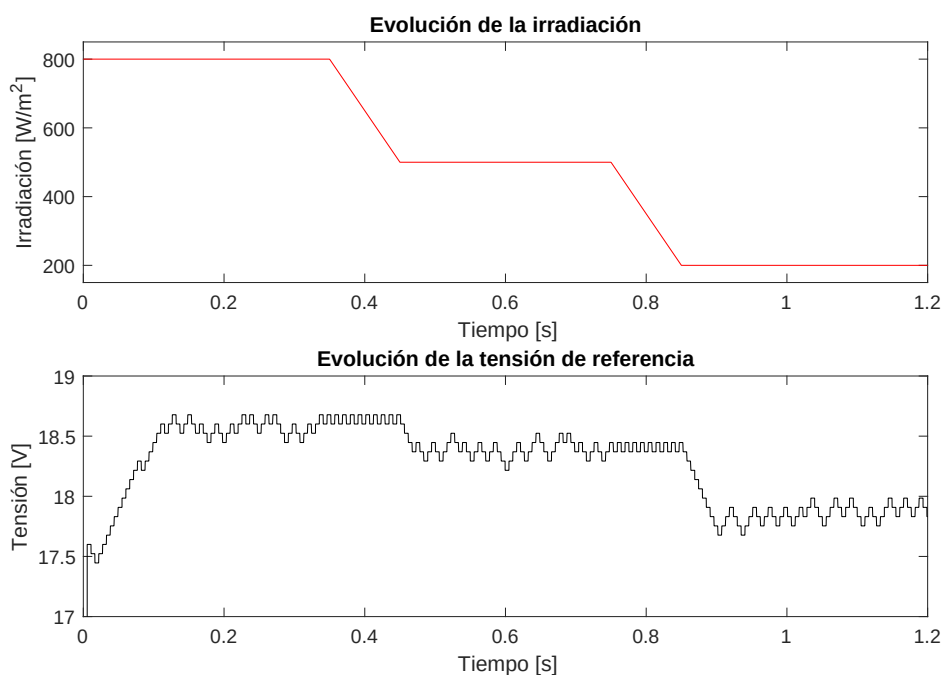


Figura 3.4.4: Evolución de la tensión de referencia frente a cambios de irradiación.

En la Figura 3.4.5 se muestra la evolución de la tensión de referencia del MPPT, en superposición con sus valor de tensión correspondiente a los punto de máxima potencia correspondientes. Los mismos fueron obtenidos de la curva característica del panel en la Figura 3.4.3.

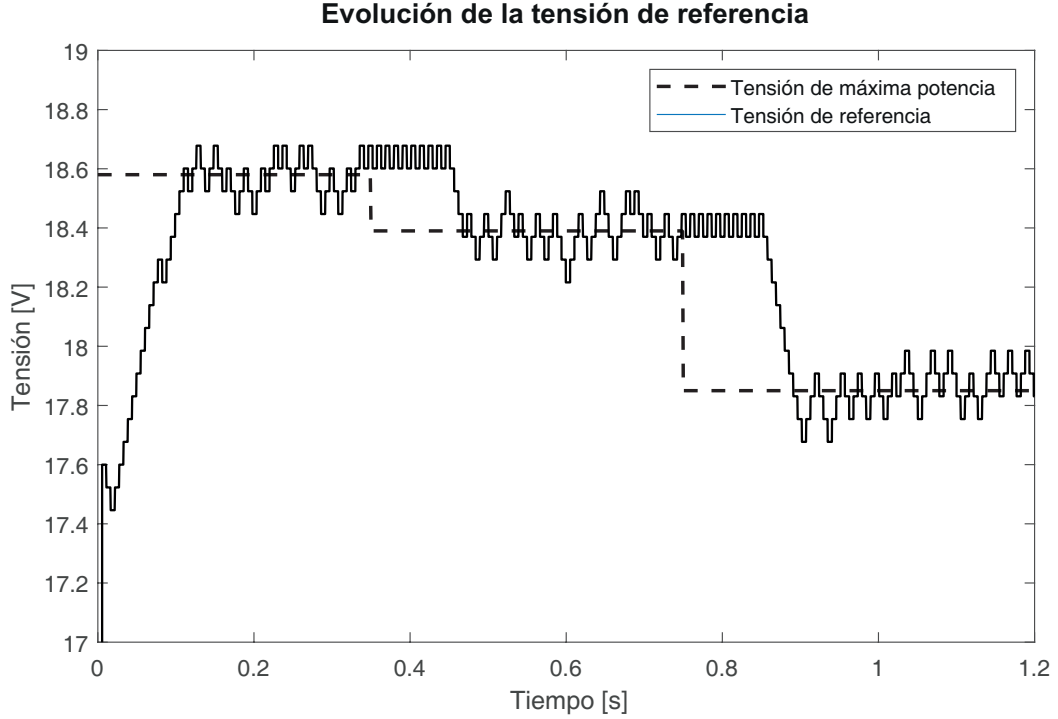


Figura 3.4.5: Evolución de la tensión de referencia para $Irradiancia = 800 W/m^2$.
 $T_s = 0.5 \mu s$.

En la Figura 3.4.6 se puede observar la respuesta dinámica de la tensión del panel superpuesta con la tensión de referencia del MPPT. Se puede comprobar el buen seguimiento de la primera con respecto de la segunda debido al correcto funcionamiento de los controladores PI. Por otro lado, se pueden observar sobrevalores de tensión del panel en los instantes de gran variación en la irradiación. Los mismos se deben a que dichos cambios en las condiciones del panel producen variaciones abruptas en la corriente, por lo tanto se generan grandes errores instantáneos en el PI de corriente.

En la práctica, esto no supone un gran inconveniente debido a que dicho sobrevalor se corrige rápidamente y su valor solo implica no operar en el punto de MPPT durante un tiempo despreciable. En la Figura 3.4.7 se puede observar una ampliación de la evolución de la tensión del panel. En la misma se puede apreciar la gran rapidez de seguimiento del control de tensión de entrada.

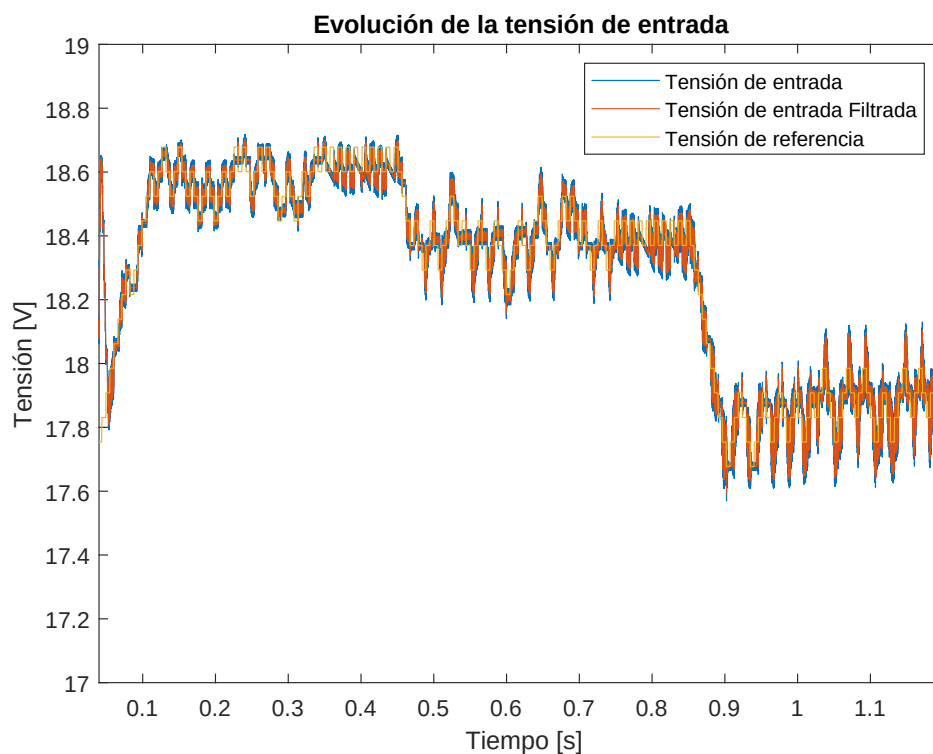


Figura 3.4.6: Evolución de la Tensión del panel.

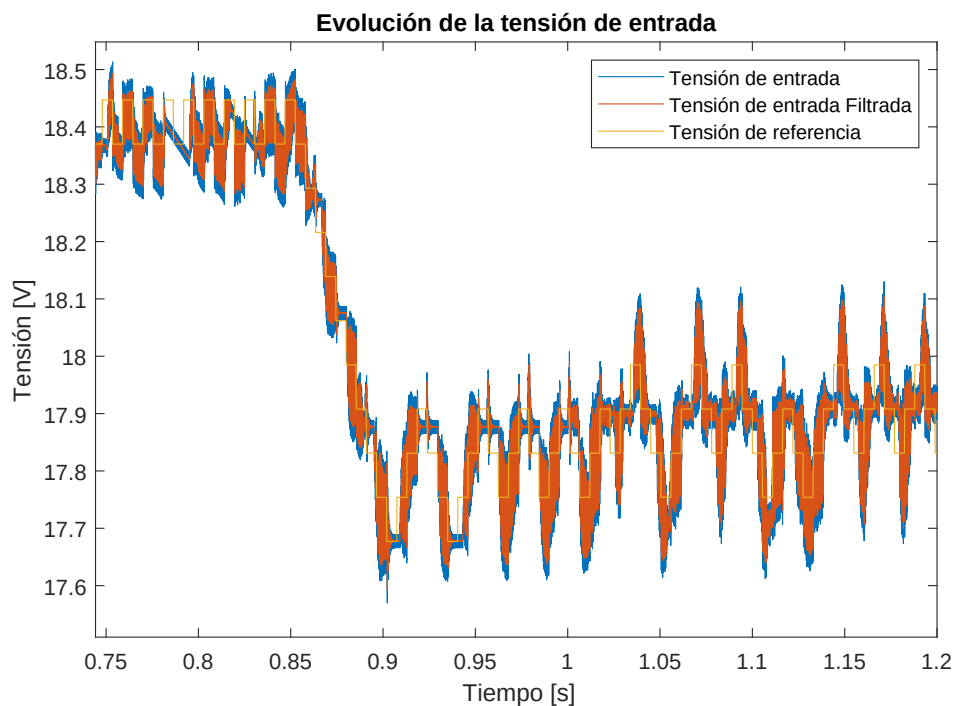


Figura 3.4.7: Ampliación de la tensión del panel.

En las Figuras 3.4.8 y 3.4.9 se pueden observar las evoluciones de la corriente del panel y del ciclo de trabajo.

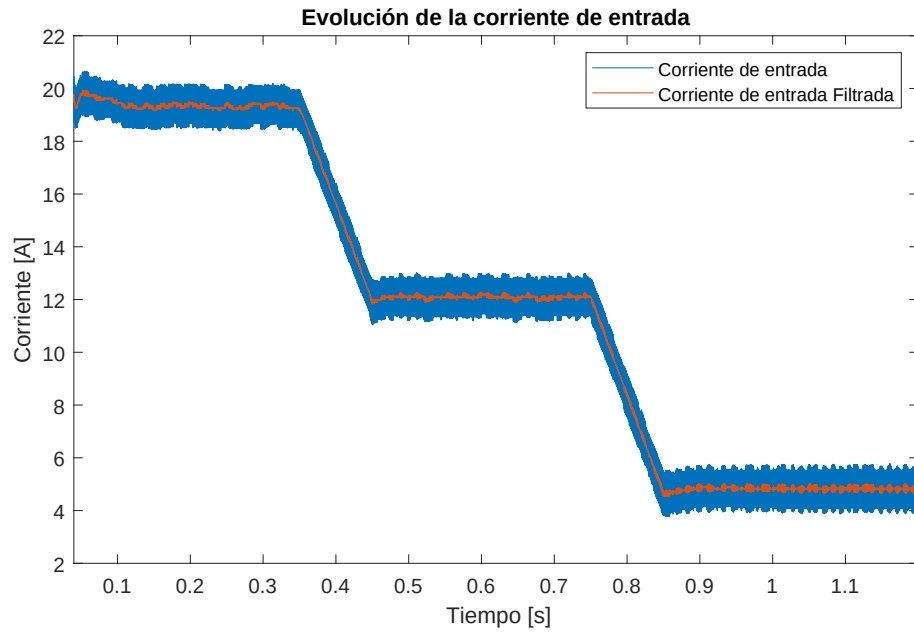


Figura 3.4.8: Evolución de la corriente del panel.

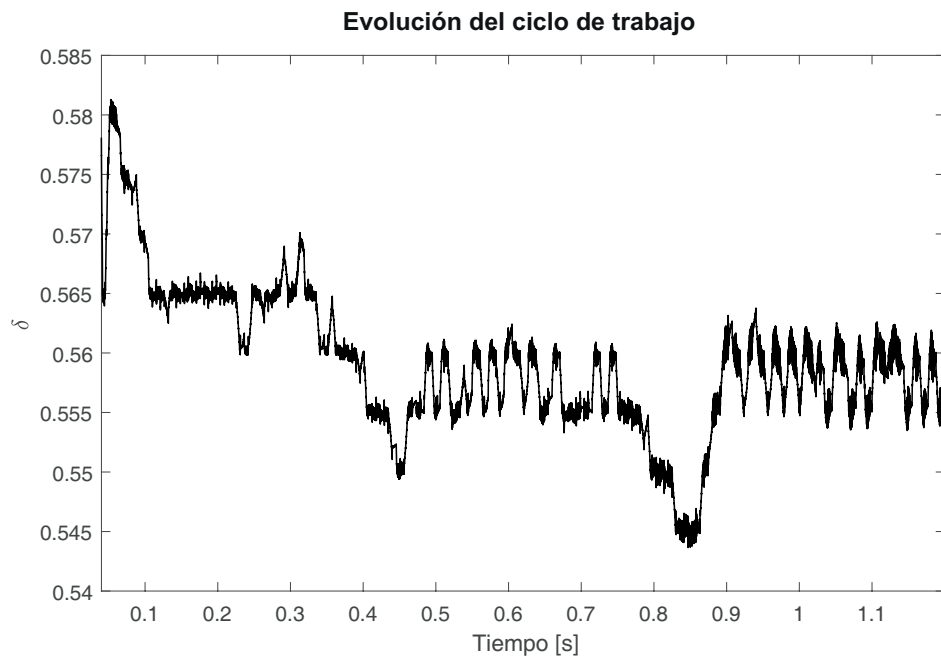


Figura 3.4.9: Evolución del ciclo de trabajo.

Se verifica entonces un correcto seguimiento del punto de máxima potencia.

3.5. Comportamiento del convertidor con distintos estados de carga

En secciones anteriores se ha verificado que la estrategia de control propuesta opera como es deseado para diversos valores de irradiación típicos. Se ha verificado también que el algoritmo de conductancia incremental es adecuado para esta aplicación cuando la tensión de batería se corresponde con su valor nominal. También es de interés comprobar que el convertidor trabaje adecuadamente en las condiciones extremas del SoC. Es decir, cuando las baterías están profundamente descargadas (V_{bat} aproximadamente 32 V) y cuando se encuentran cercanas al 100 % (V_{bat} aproximadamente 42 V).

Las condiciones de operación propuestas son:

- Tensión de Batería $\sim 32 V$,
- Temperatura de panel: $25^{\circ}C$,
- Irradiación de panel: Comienza en $700 W/m^2$, y pasa a $300 W/m^2$ en $0.4 s$.

En las Figura 3.5.1 se puede apreciar que el ciclo de trabajo en todos los casos se encuentra entre 0.39 y 0.45, el cual es un valor aceptable para este tipo de convertidor.

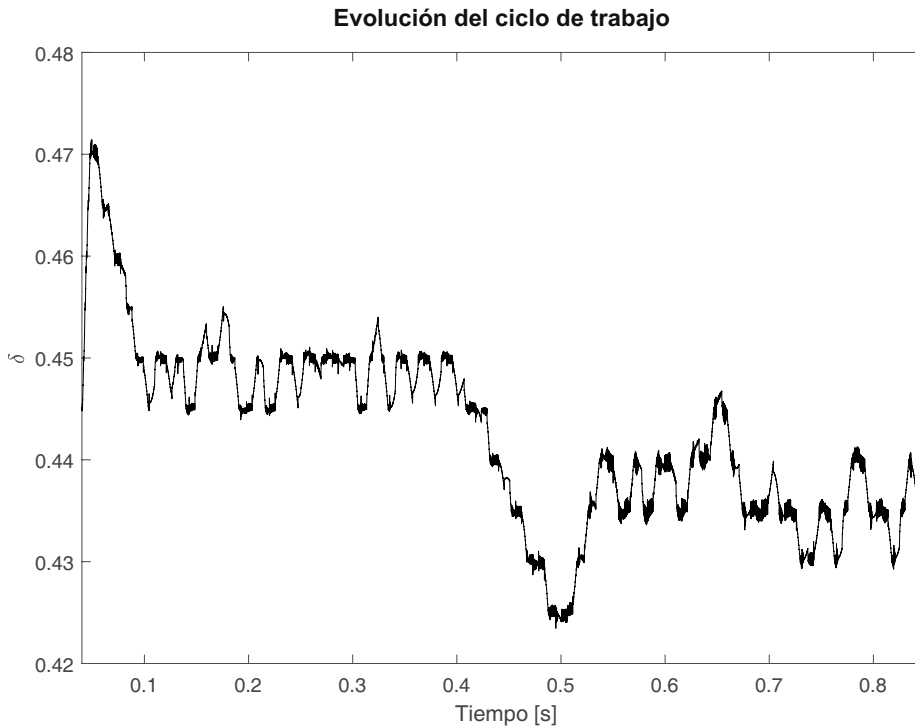


Figura 3.5.1: Evolución del ciclo de trabajo, $V_{bat} = 30 V$.

En la Figura 3.5.2 se observan las evoluciones de la tensión y la corriente de los paneles. Lógicamente, al haber menos irradiación sobre los paneles se entrega menos

potencia a las baterías para aportarles carga, por lo que la corriente de entrada será más reducida. La tensión del arreglo de paneles tiende a seguir al setpoint fijado por el MPPT, por lo cual se comprueba que la operación del convertidor para este caso es la adecuada.

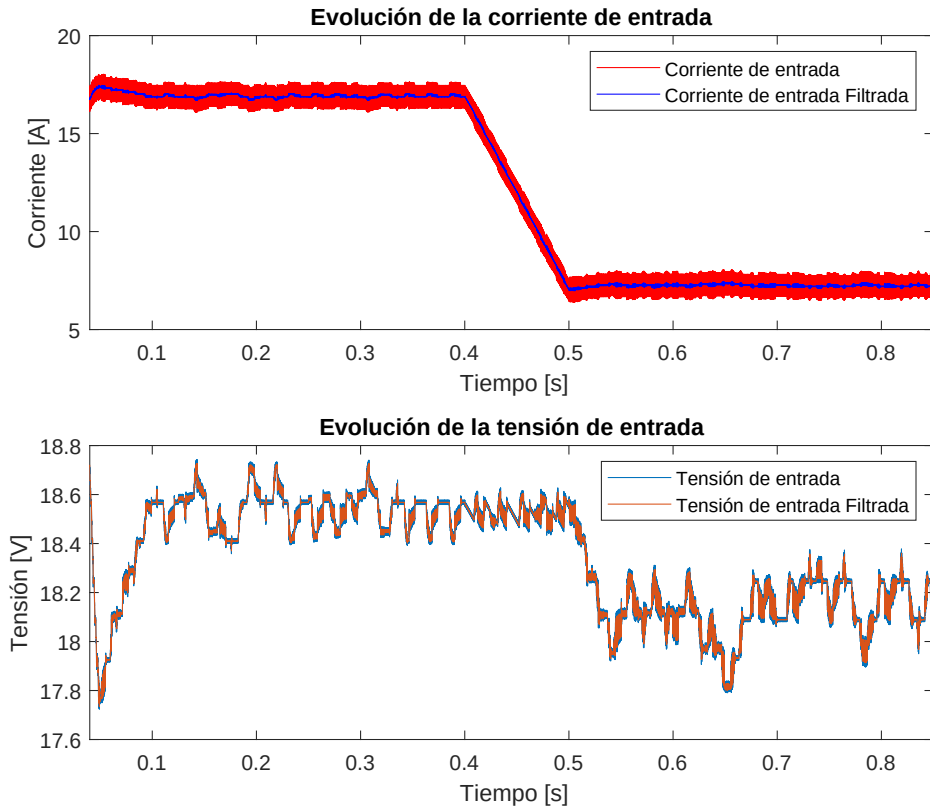


Figura 3.5.2: Evolución de la Tensión y la Corriente de Entrada, $V_{bat} = 30 V$.

Finalmente, en la Figura 3.5.3, que muestra la evolución de la tensión y la corriente sobre una carga, no se observan grandes variaciones ya que la presencia de la batería permite que si la potencia aportada por el convertidor no fuera suficiente, la misma provea la corriente restante a la carga.

Por último, se analiza el caso en el que $V_{bat} \sim 42 V$ bajo las mismas condiciones de análisis. En la Figura 3.5.4 se estudia la evolución del ciclo de trabajo, donde se destaca que el mismo presenta un valor cercano a 0.57, el cual es un valor adecuado para un convertidor de este tipo. Este incremento del ciclo de trabajo δ respecto al caso anterior se debe en principio a que la tensión de salida es mayor que en el caso anterior para valores de entrada similares, por lo que el factor de amplificación ha de ser mayor. Estos ensayos han permitido asegurar que el ciclo de trabajo del convertidor operará aproximadamente entre 0.35 y 0.65 en la práctica, los cuales se consideran valores apropiados de operación, según lo analizado en la Sección 1.2.4.

De la Figura 3.5.5 se pueden obtener idénticas conclusiones a las del caso anterior, ya que la evolución de las variables de los paneles se deben principalmente a las condiciones ambientales y a la operación de los lazos de control y a la referencia cuando se opera en MPPT y es independiente del SoC de la batería. Lo mismo ocurre con la Figura 3.5.6 donde la tensión está dada por la de la batería y la corriente depende en principio de la

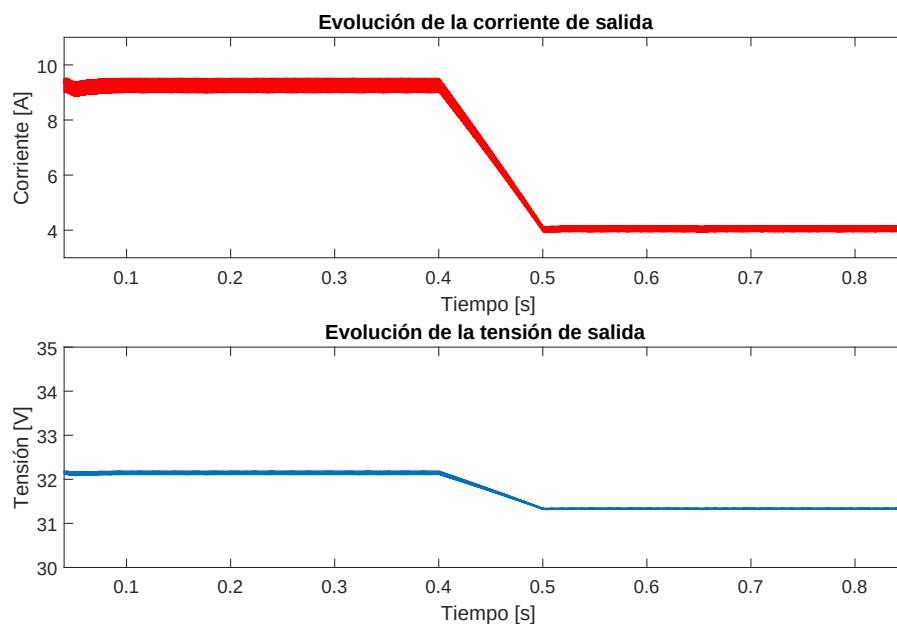


Figura 3.5.3: Evolución de la Tensión y la Corriente de Salida, $V_{bat} = 30\text{ V}$.

carga del convertidor y su relación con la tensión de salida.

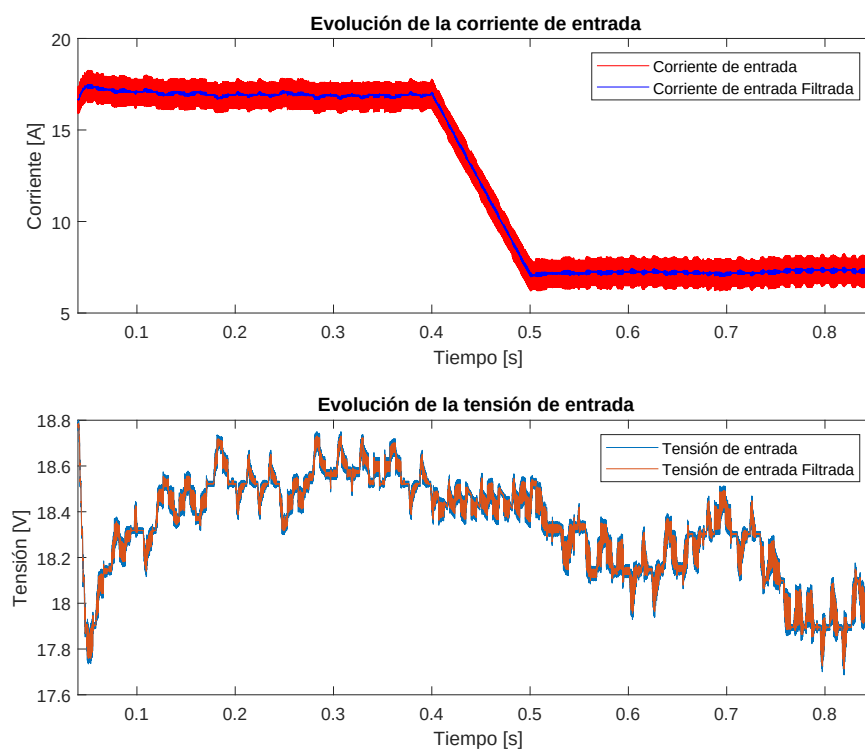


Figura 3.5.5: Evolución de la tensión y la corriente de entrada, $V_{bat} = 42\text{ V}$.

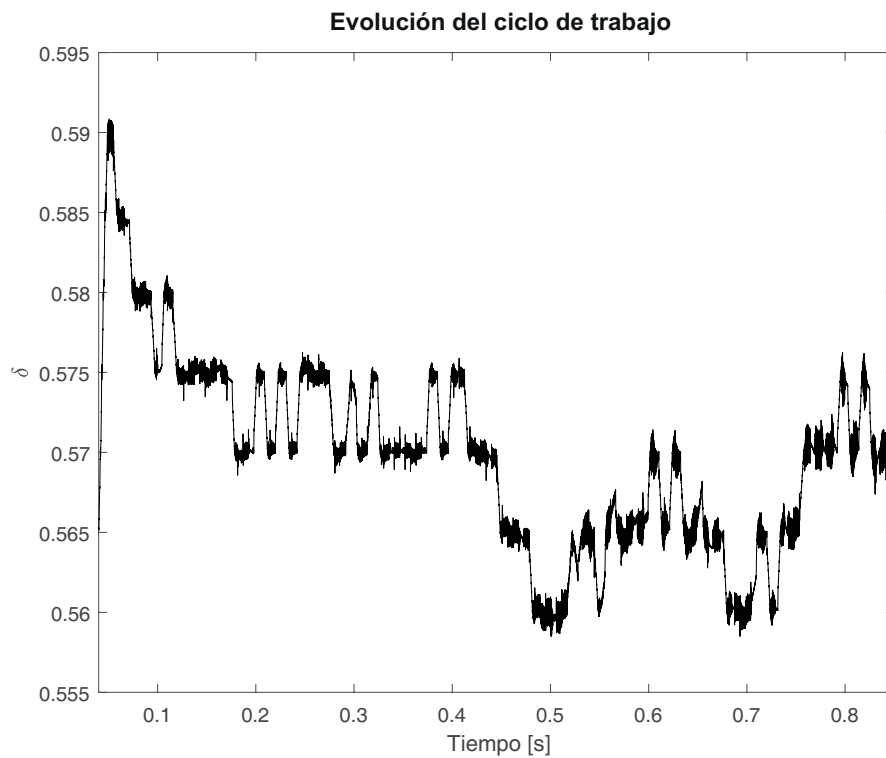


Figura 3.5.4: Evolución del ciclo de trabajo, $V_{bat} = 42\text{ V}$.

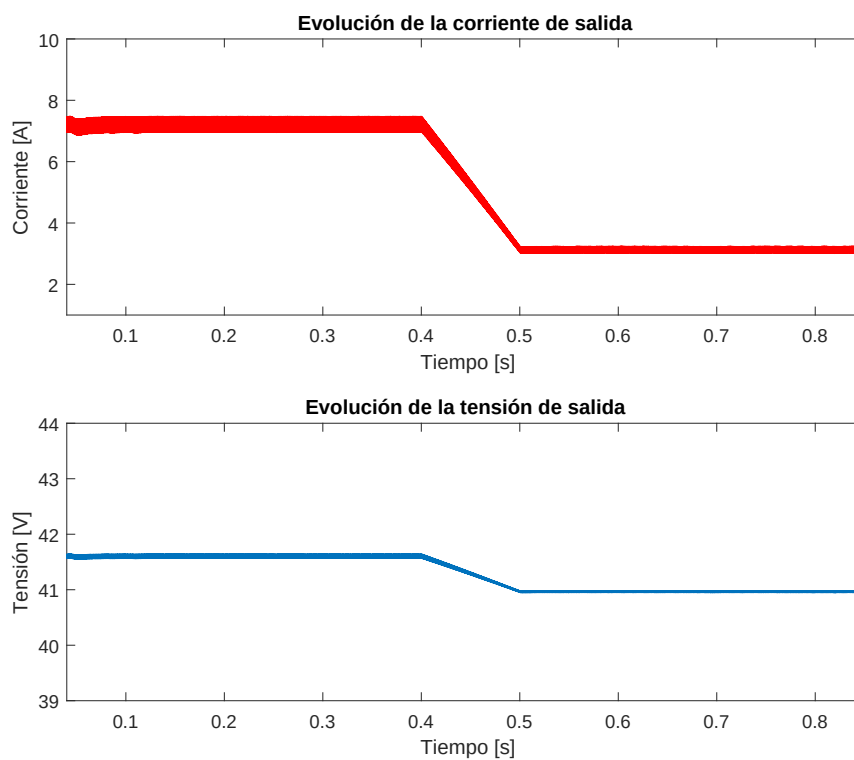


Figura 3.5.6: Evolución de la tensión y la corriente de salida, $V_{bat} = 42\text{ V}$.

Estos ensayos permiten asegurar teóricamente que el convertidor operará correctamente en el rango de trabajo requerido.

3.6. Seguimiento de la corriente de carga

Para evitar la sobrecarga de las baterías es necesario definir otro estado de funcionamiento de los paneles solares, diferente al MPPT, cuando las baterías están pelanamente cargadas. Este estado de funcionamiento consiste en operar los paneles fotovoltaicos de forma tal que entreguen únicamente la potencia necesaria por la carga del sistema total. Esto quiere decir que el convertidor debería funcionar como un seguidor de potencia. Sin embargo, debido a que la tensión de salida se puede considerar constante, este estado de funcionamiento se puede reducir a un seguidor de corriente de carga.

En la Figura 3.6.1 se puede ver el diagrama de flujo de este algoritmo, donde k indica el instante de tiempo actual y $k - 1$ es el instante de tiempo discreto anterior.

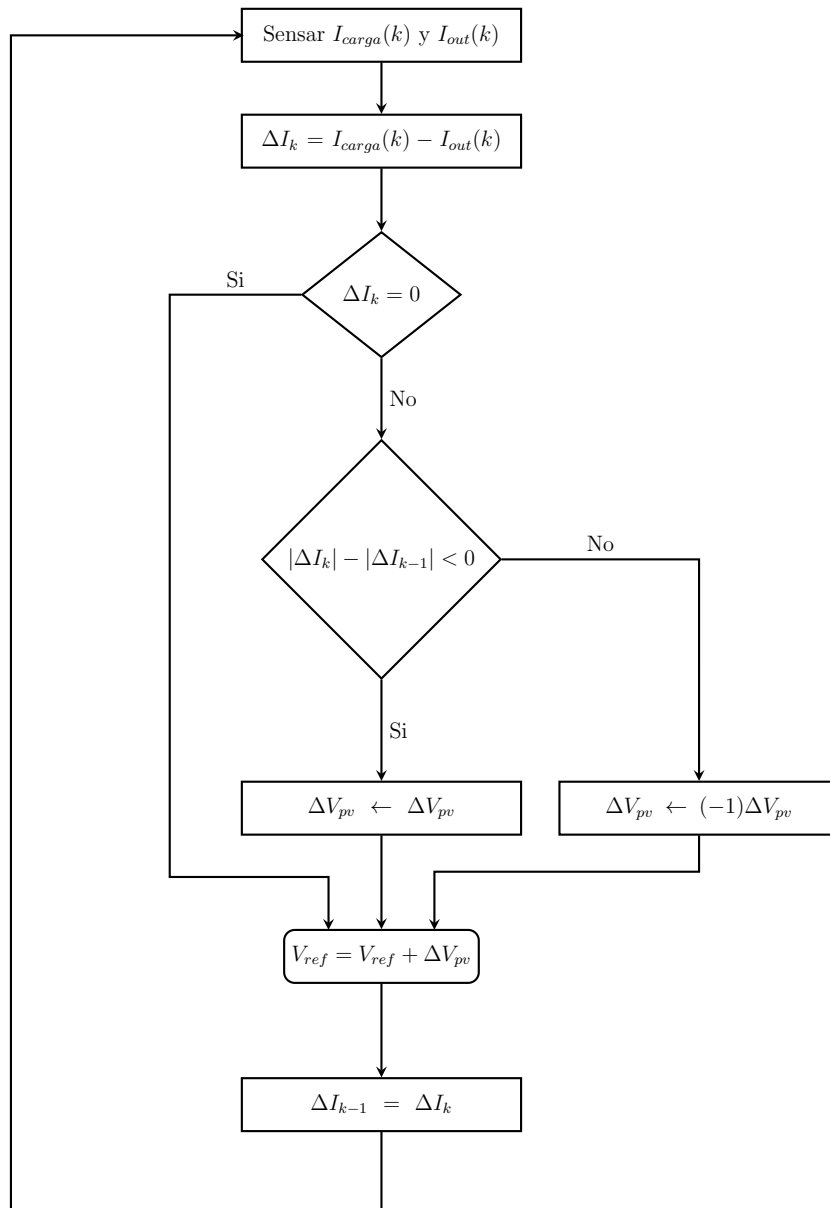


Figura 3.6.1: Diagrama de flujo correspondiente al algoritmo del seguidor de corriente de carga.

En el Apéndice C se encuentra detallado el código en Matlab correspondiente al diagrama de flujo detallado anteriormente.

En la Figura 3.6.2 se muestra el modelo en Simulink de un convertidor tipo Boost con el agregado de los controladores PI de corriente y tensión de entrada, y un bloque función implementando el algoritmo de seguidor de corriente de carga. Además, para esta simulación se agregó el modelo para baterías con sus correspondientes parámetros.

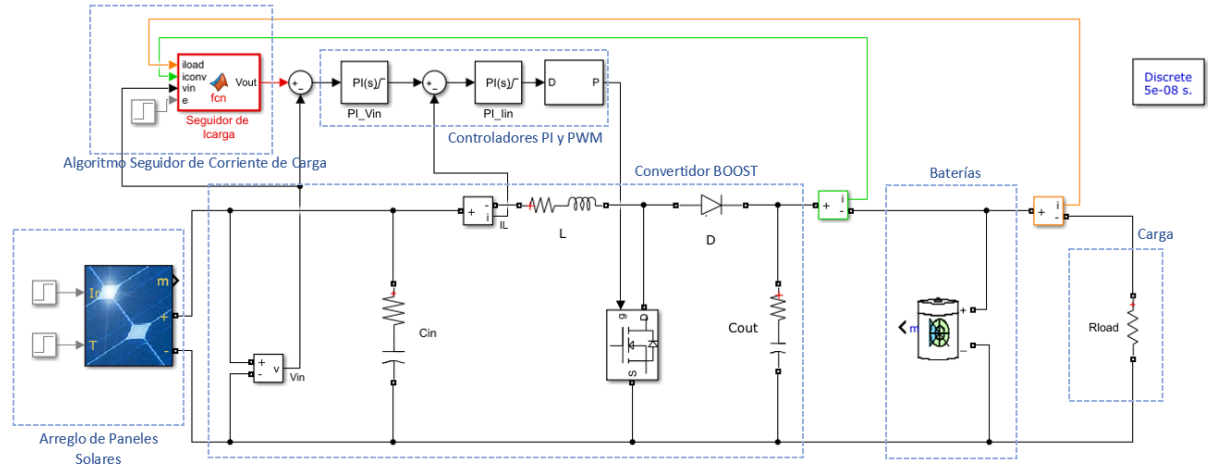


Figura 3.6.2: Modelo en Simulink de un convertidor tipo boost con controladores PI de corriente y tensión de entrada, y bloque función implementando el algoritmo de Seguidor de corriente de carga.

Dicho modelo se simula con las siguientes condiciones:

- Entrada conformada por un arreglo de paneles solares con temperatura igual a $T = 25^\circ C$ y una irradiación de $1000 W/m^2$.
- La carga comienza en 7Ω , luego pasa a 5Ω y 3Ω , en los instantes $0.4 s$ y $0.9 s$, respectivamente.
- Batería con un nivel de carga de 50% .

En la Figura 3.6.3 se puede observar la superposición de las evoluciones de la corriente de salida del convertidor y de la corriente de carga. En dicha figura se puede apreciar que mientras la potencia requerida por la carga no supere la potencia entregada por los paneles solares, la corriente de salida del convertidor se mantiene alrededor de la corriente de carga con una variación de $\pm 1 A$ aproximadamente. Caso contrario, donde la potencia disponible no es suficiente para hacer el seguimiento de corriente, el convertidor entrega su máximo valor de corriente de salida, es decir, opera en modo MPPT.

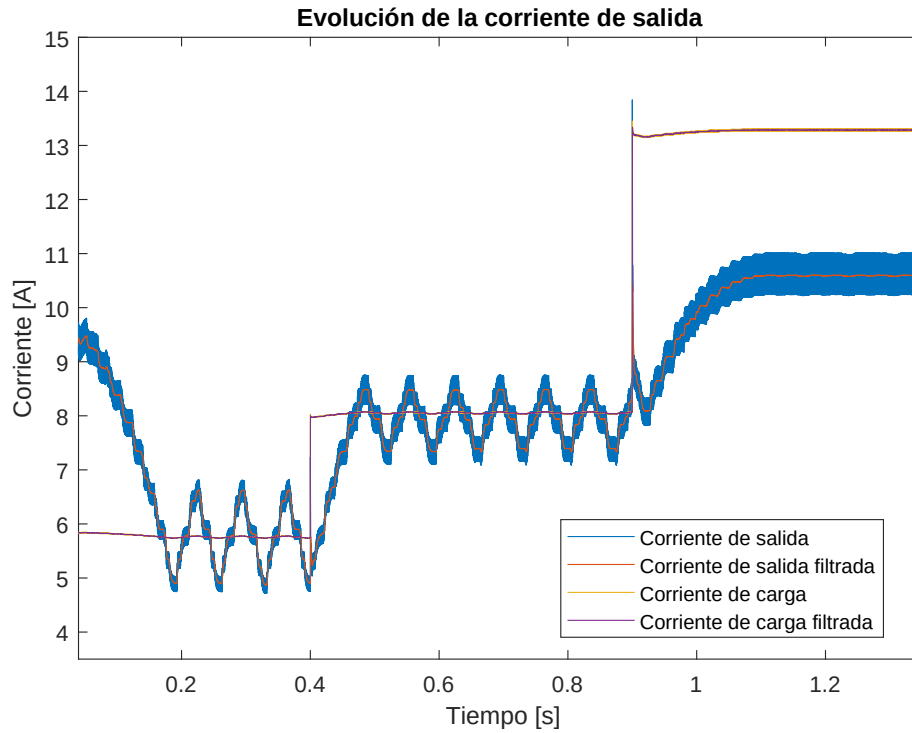


Figura 3.6.3: Evolución de la corriente de carga y de salida del convertidor funcionando como seguidor de corriente de carga.

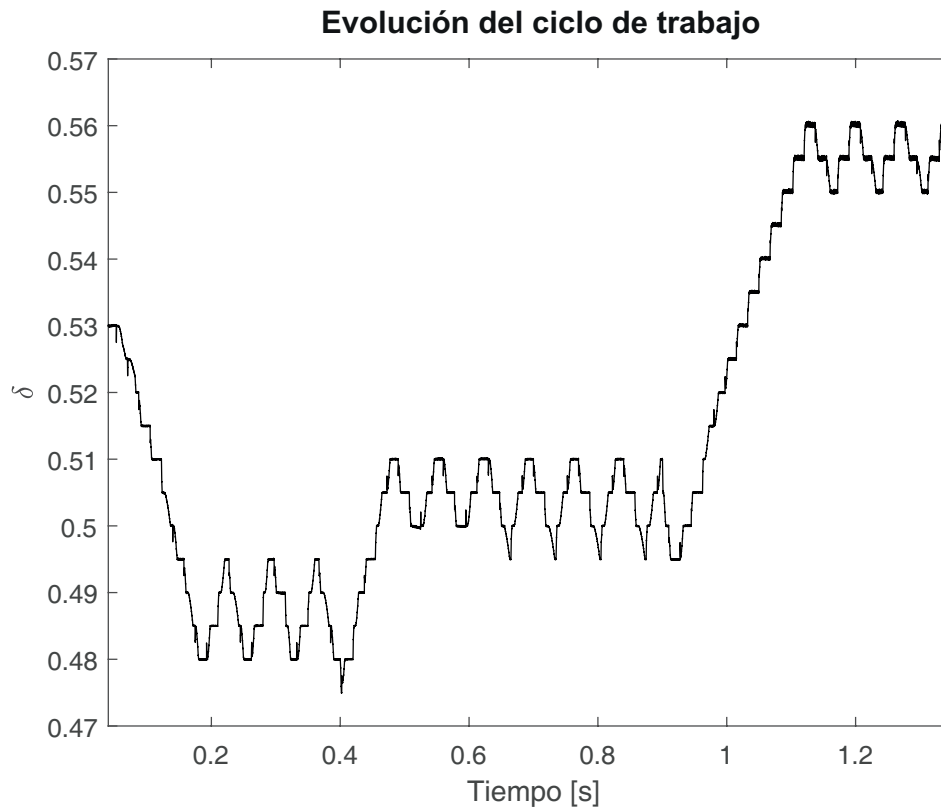


Figura 3.6.4: Evolución del ciclo de trabajo con el convertidor funcionando como seguidor de corriente de carga.

En las Figura 3.6.4 se puede apreciar como los niveles del ciclo de trabajo aumentan con el incremento de la corriente de salida del convertidor. Asimismo, en la Figura 3.6.5 se pueden observar las evoluciones de la tensión y la corriente de entrada del convertidor, mientras que en la Figura 3.6.6 se puede apreciar la tensión de salida y su dependencia con la carga del sistema.

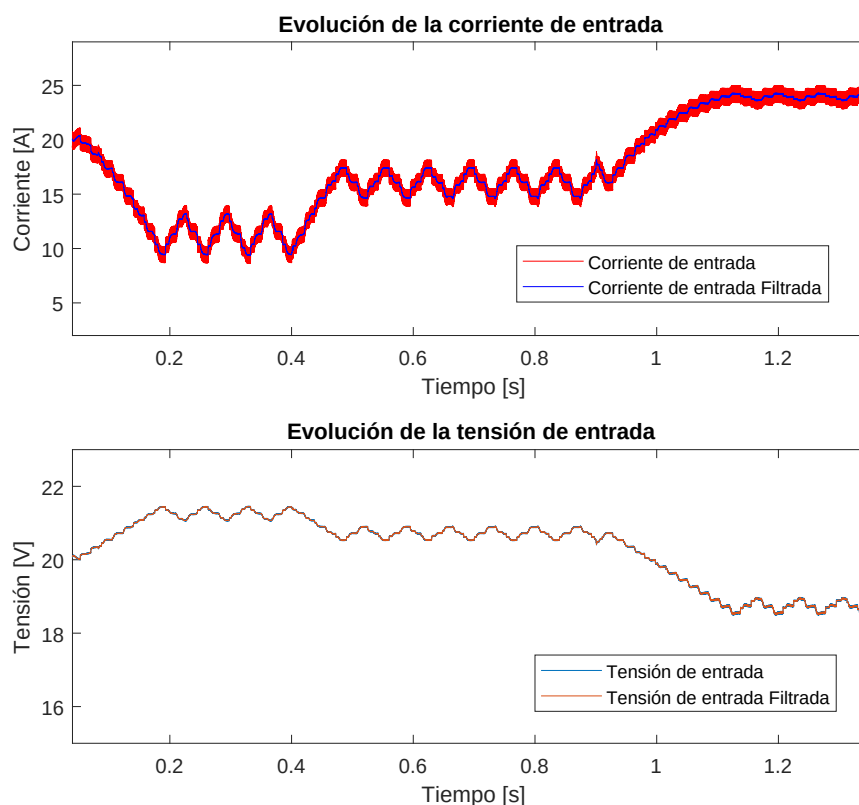


Figura 3.6.5: Evolución de la tensión y la corriente de entrada del convertidor funcionando como seguidor de corriente de carga.

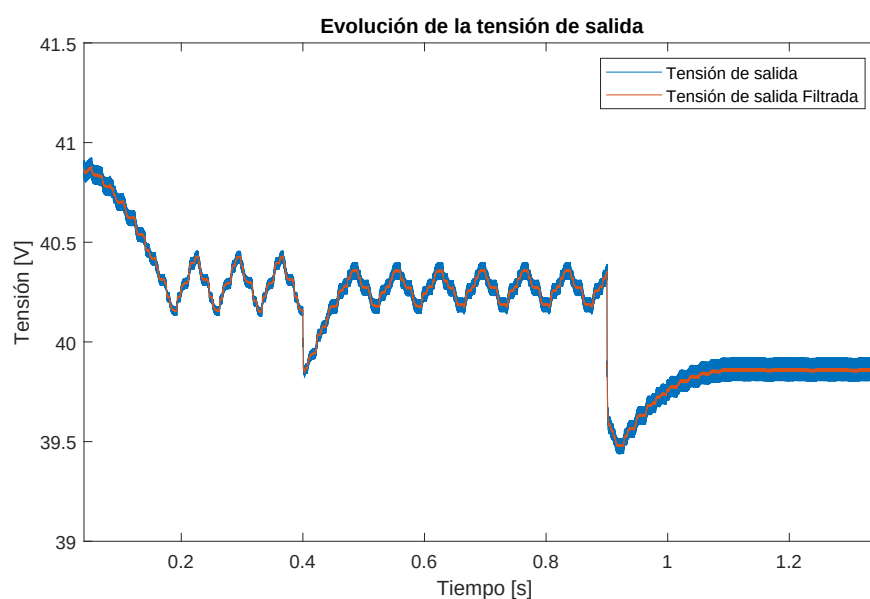


Figura 3.6.6: Evolución de la tensión de salida del convertidor funcionando como seguidor de corriente de carga.

3.7. Gestión de Energía

De acuerdo a lo desarrollado anteriormente, el convertidor tiene tres estados de funcionamiento:

- e_0 : Convertidor Apagado ($\delta = 0$).
- e_1 : Seguimiento de corriente de carga.
- e_2 : MPPT.

Mientras las baterías de encuentren descargadas, es decir, por debajo de los 39 V el convertidor debe funcionar como MPPT para poder aprovechar al máximo la energía solar. Durante este estado y frente a las mejores condiciones atmosféricas el convertidor entregará una corriente máxima de 11.25 A , la cual se distribuirá en el arreglo de cuatro baterías en paralelo. Por lo tanto, cada una de estas baterías recibirá una corriente pico de 2.81 A aproximadamente.

Una vez que las baterías se pueden considerar cargadas (es decir, cuando la tensión de batería alcanza $V_{lim} = 42\text{ V}$) se debe asegurar que las misma no reciban más potencia para evitar su sobrecarga. Debido a que la carga total del sistema está conectada en paralelo con las baterías y el convertidor, se desea que este último funcione en un estado de seguidor de corriente de carga. El objetivo de dicho estado es que la corriente entregada por el convertidor sea la requerida por la carga, es decir, que la potencia entregada por los paneles solares, sea la requerida por la carga (conformada principalmente por los motores).

Se puede dar el caso donde las condiciones atmosféricas sean desfavorables para los paneles solares o el caso donde los motores requieran mucha potencia. En estas situaciones el convertidor debe volver a funcionar como MPPT. Cabe destacar que cualquier pico de consumo lo suficientemente rápido para la dinámica de la gestión de energía sera provisto por el arreglo de baterías.

Esta gestión de energía se puede expresar en la MEF ² de la Figura 3.7.1.

²MEF: Máquina de estado finito

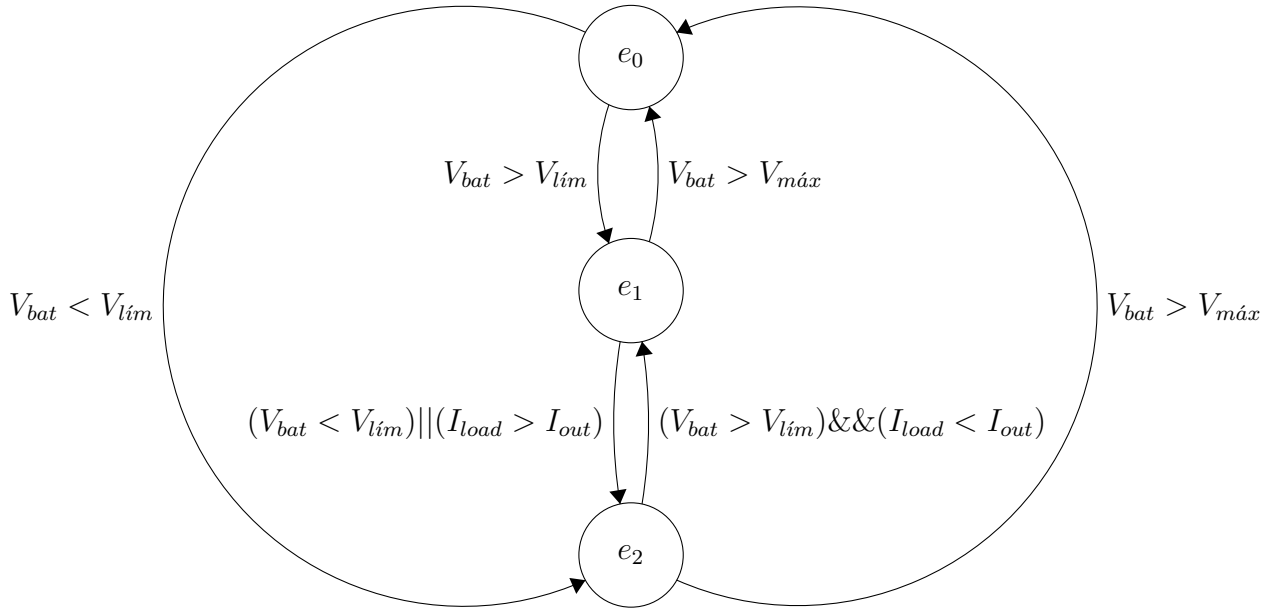


Figura 3.7.1: Máquina de estado finito de la estrategia de gestión de energía. e_0 : Convertidor apagado; e_1 : Seguimiento de la corriente de carga; e_2 : MPPT

En la Figura 3.7.2 se muestra el modelo en simulink del sistema completo con los controladores PI, y el gestor de energía que habilita o deshabilita los algoritmos de MPPT y seguidor de corriente de carga.

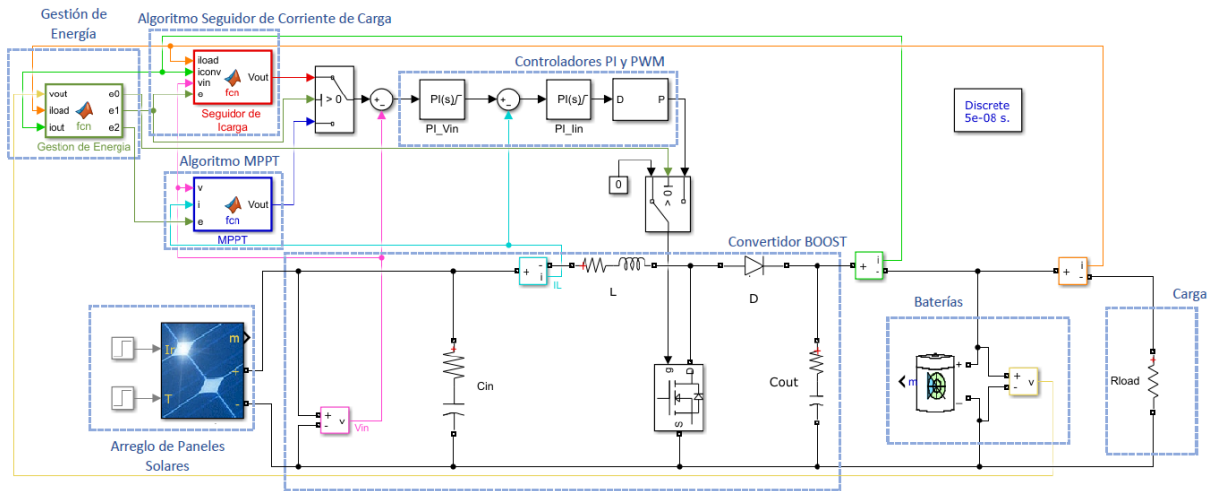


Figura 3.7.2: Modelo en Simulink de un convertidor tipo boost con controladores PI de corriente y tensión de entrada, y bloques función implementando el algoritmo de MPPT y Seguidor de corriente, así como un bloque función que lleva a cabo la gestión de energía.

Para verificar el funcionamiento de la gestión de energía se simula dicho modelo en un rango de situaciones. Debido a que tanto los algoritmos de MPPT como de seguimiento de corriente de carga han sido probados en las secciones anteriores, es de interés prestar especial atención a la conmutación entre estos estados de funcionamiento del convertidor.

La primera simulación presenta las siguientes condiciones:

- Entrada conformada por un arreglo de paneles solares con temperatura e irradiación inicial de $T = 40^\circ\text{C}$ y 400 W/m^2 , respectivamente. En el instante 0.6 s dichos valores conmutan a $T = 25^\circ\text{C}$ y 800 W/m^2 , correspondientemente.
- La carga comienza con un valor de $14\ \Omega$ y en los instantes $0.3\text{ s}/0.9\text{ s}$ cambia a $3.4\ \Omega$ y $5.29\ \Omega$, respectivamente.
- Batería con un nivel de carga de 80% .

En la Figura 3.7.3 se muestran las señales generadas en Matlab para representar la lógica de los estados e_0 , e_1 y e_2 , que corresponden a “Convertidor apagado”, “Seguidor de corriente de carga”, y “MPPT”, respectivamente. Dichas señales son generadas por el algoritmo de gestión de energía.

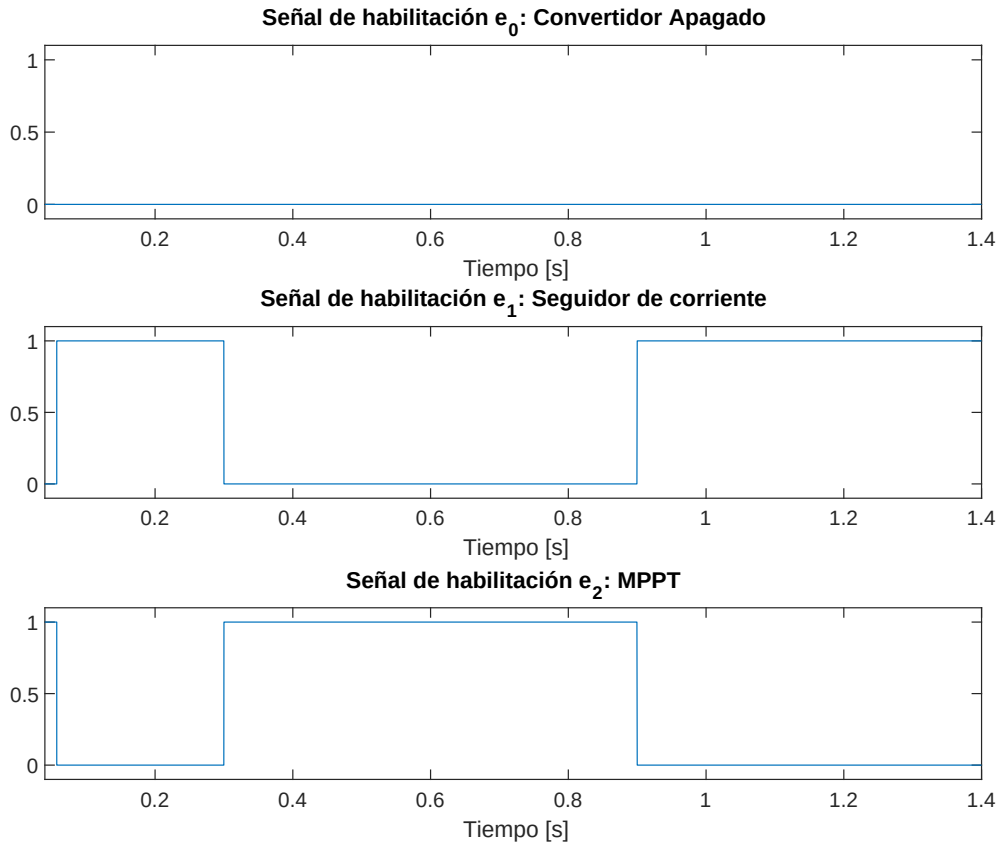


Figura 3.7.3: Señales de habilitación de los estados de funcionamiento del convertidor.

En la Figuras 3.7.4 se muestran las evoluciones de la corriente y tensión de entrada, respectivamente.

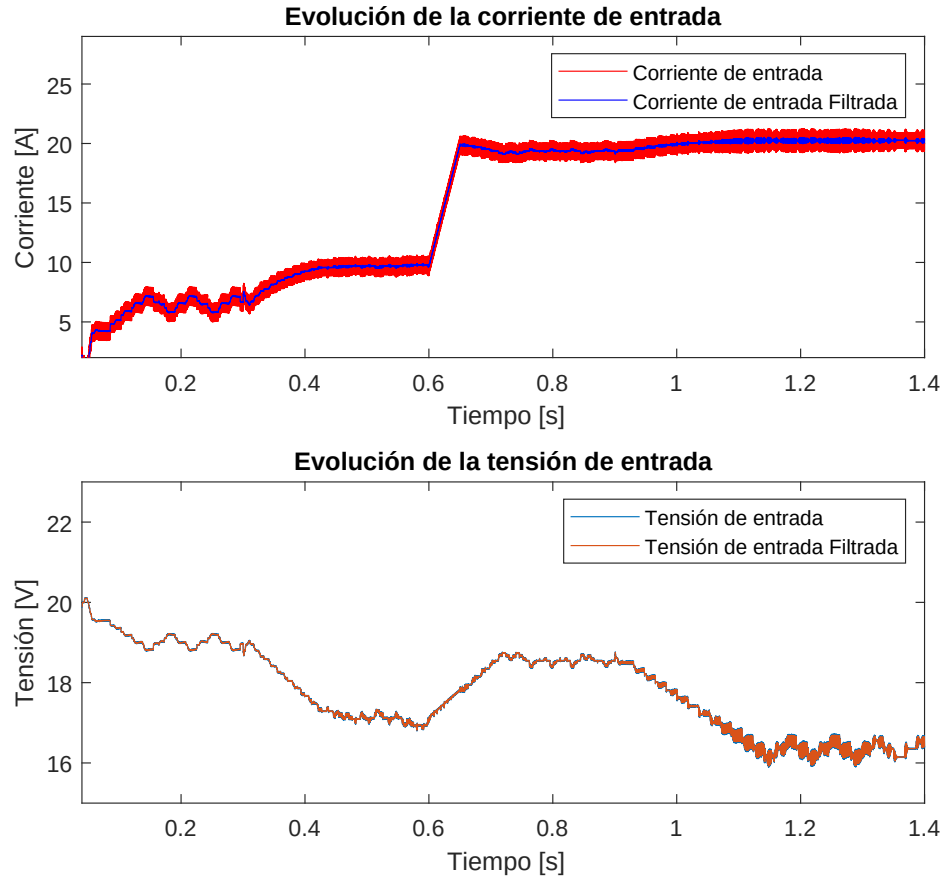


Figura 3.7.4: Evolución de la tensión y la corriente de entrada del convertidor con gestión de energía.

En la Figura 3.7.5 se puede observar la evolución del ciclo de trabajo del convertidor.

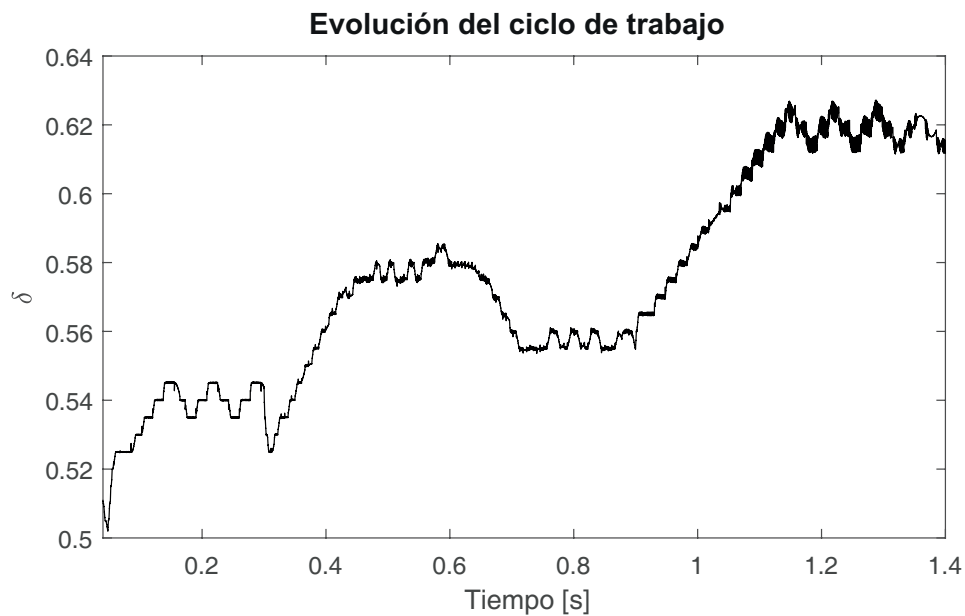


Figura 3.7.5: Evolución del ciclo de trabajo del convertidor con gestión de energía.

En la Figura 3.7.6 se pueden observar las evoluciones de la corriente de salida del convertidor junto con la corriente de consumo de la carga variable. Durante los intervalos de tiempo $[0\text{ s}; 0.3\text{ s}]$ y $[0.9\text{ s}; 1.4\text{ s}]$ el convertidor tiene la suficiente potencia de entrada proveniente de los paneles solares como para funcionar como seguidor de corriente carga. Mientras que durante el intervalo $[0.3\text{ s}; 0.9\text{ s}]$ el consumo de la carga es demasiado alto provocando el funcionamiento de MPPT por parte del convertidor.

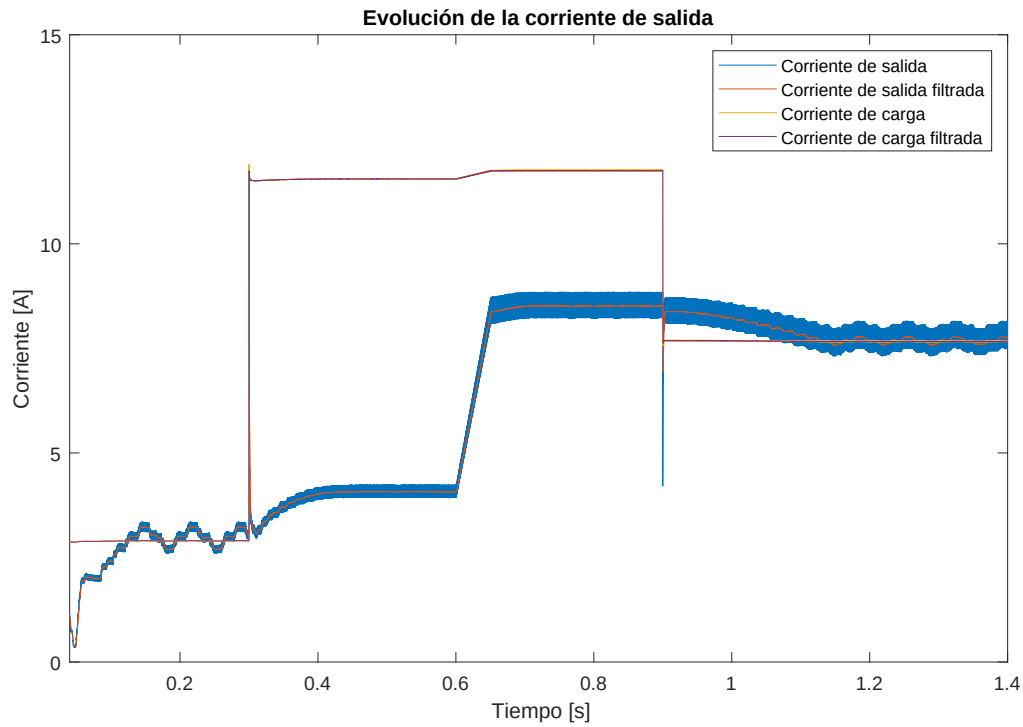


Figura 3.7.6: Evoluciones de la corriente de salida del convertidor y de la corriente de carga.

Capítulo 4

Elección de componentes

En la Sección 2.1 se calculó en forma teórica los componentes requeridos para el diseño del filtro LC que permite cargar en forma segura las baterías, y con el menor impacto posible sobre la performance de las mismas y su vida útil. También se dimensionó al capacitor de entrada que permite reducir el ripple de tensión en los paneles, mejorando el seguimiento del punto de máxima potencia y reduciendo la disipación en los mismos. A lo largo de las siguientes subsecciones se seleccionan los componentes a emplear para la implementación física del convertidor Boost.

4.1. Capacitor de entrada

En base a los cálculos de la Sección 2.1.5, se adopta como capacitor Rubycon **50PZE100M10X9** que cumple con los requisitos impuestos y cuyas principales especificaciones son:

- **Capacitancia:** $100\ \mu F$.
- **Tensión máxima:** $50\ V$.
- **ESR:** $28\ m\Omega$.

Cabe destacar que el colocar un capacitor de mayor capacitancia afecta negativamente al rendimiento del algoritmo de MPPT, por lo tanto no se aconseja la adición de capacitores extra en paralelo, o la adopción de un capacitor de mayor valor.

4.2. Capacitor de salida

Considerando los cálculos de la Sección 2.1.4, se requiere que el capacitor de salida presente una resistencia serie equivalente de $r_{ESR} < 4.41\ m\Omega$. Analizando las opciones disponibles actualmente, no existe un capacitor comercial en el rango de capacidad requerida y con la posibilidad de soportar a la tensión de salida del convertidor. La solución es optar por colocar un conjunto de capacitores en paralelo que logren los requisitos de la fuente. Resulta necesario entonces emplear 5 unidades en paralelo del capacitor **Panasonic EEU-FR1J681L**, cuyas principales especificaciones son:

- **Capacitancia:** $680\ \mu F$.
- **Tensión máxima:** $63\ V$.
- **ESR:** $21\ m\Omega$.

Se obtiene entonces una capacidad aproximada de **$3.4\ mF$** y una resistencia equivalente serie de **$4.2\ m\Omega$** , por lo que se cumple ampliamente con los requisitos de la carga.

4.3. Inductor

La selección del inductor resulta mucho más compleja que la de los capacitores, ya que en el mercado existe un número limitado de opciones prearmadas. Como se requiere de un diseño específico con determinados requerimientos de operación, como por ejemplo de inductancia, tamaño y frecuencia de operación, se opta por su contrucción. Para tal fin, debe seleccionarse un núcleo que presente un entrehierro apropiado para el valor de inductancia requerido, y que permita operar a la frecuencia del convertidor con pérdidas poco significativas y además se debe calcular la sección del conductor de cobre requerido, su longitud y cantidad de alambres a colocar en paralelo. Los cálculos correspondientes se realizan en las siguientes subsecciones.

4.3.1. Selección del núcleo

Para el diseño de núcleos existe una amplia variedad de materiales magnéticos. Una de las clases principales está compuesta por aleaciones de hierro con pequeñas cantidades de otros elementos como cromo y silicio. Estas aleaciones presentan gran conductividad eléctrica y grandes densidades de flujo de saturación, cercanas a $B_{sat} = 1.8\ T$. El principal inconveniente de estos materiales es que presentan fundamentalmente dos tipos de pérdidas: por histéresis y debido a corriente de Eddy. Es por ello que este tipo de materiales únicamente es útil a frecuencias bajas, normalmente inferiores a $2\ kHz$, por lo que en aplicaciones como las fuentes conmutadas no son de utilidad.

Otro material empleado para el diseño de inductores es el que se conoce como hierro pulverizado, que consiste en pequeñas partículas ferrosas aisladas eléctricamente entre sí por medio alguna resina epoxy, aumentando significativamente la resistividad con respecto al hierro laminado y aleaciones, logrando reducir significativamente las corrientes de Eddy, pudiendo ser usados para valores intermedios de frecuencia (del orden de las décimas de kHz), con valores de densidad de flujo de saturación B_{sat} ligeramente inferiores a los que pueden ser logrados con aleaciones.

La última clase de materiales usados para núcleos de inductor son los ferrites. Para su construcción se mezclan óxidos de hierro con otros elementos magnéticos. Normalmente presentan elevados valores de resistividad eléctrica, pero baja densidad de flujo de saturación, en torno a los $0.3\ T$. Por su elevada resistividad eléctrica, las pérdidas por

corrientes de Eddy no son de consideración, siendo de este modo útiles para aplicaciones de alta frecuencia (del orden de cientos de kHz).

Contemplando estas características y sabiendo la frecuencia de operación del convertidor Boost, resulta trivial elegir el material más adecuado para esta aplicación en particular. Se opta por un núcleo de ferrite, el cual es apropiado para la frecuencia de operación del convertidor y cuenta con una amplia variedad de alternativas en el mercado en función de los requerimientos del SMPS. A continuación, se detalla el procedimiento para diseñar dicho inductor.

En primera instancia, debe estimarse el tamaño requerido de núcleo. Para ello, se calcula el “Producto del Área”, el cual es un valor que normalmente los fabricantes proveen en sus catálogos y que se define como indica la Ecuación 4.1.

$$A_p = A_t A_b, \quad (4.1)$$

donde A_t es el área transversal del núcleo (relacionada con el pico de corriente posible para que no haya saturación), y A_b es el área disponible para bobinar (relacionada con la densidad de corriente necesaria para evitar calentamiento del cobre).

Para estimar el producto de área requerido, se emplea la Ecuación 4.2.

$$L \hat{I} I_{rms} = k_{Cu} J_{rms} \hat{B} A_p, \quad (4.2)$$

donde, en este caso $\hat{I} = 24.9 \text{ A}$ y $I_{rms} = 24.1539 \text{ A}$, $L = 70 \mu\text{H}$, y se adopta $k_{Cu} = 0.3$, el cual es un factor de bobinado de conductores de cobre, que contempla los espacios no cubiertos que quedan entre capas producto de la simetría cilíndrica del alambre esmaltado. J_{rms} es la densidad de corriente por conductor de cobre, la elección de su valor depende principalmente de la elevación térmica que se admita en el bobinado, siendo normalmente adoptada entre 2 A/mm^2 y 6 A/mm^2 . Como este convertidor se coloca en el interior de un gabinete con escasa ventilación, un valor de densidad de corriente del orden de $J = 3.5 \text{ A/mm}^2$ permite baja elevación térmica y es el más adecuado.

En conjunto con las ecuaciones anteriores, y por medio del uso de aplicativos específicos para el diseño de inductores para convertidores Boost, se selecciona el núcleo **PM74/59**, fabricado con el material “N27” que es adecuado para la frecuencia de operación del convertidor, y que se encuentra con un entrehierro ya construido. Sus características son:

- Effective magnetic path length: $l_e = 128 \text{ mm}$,
- Effective magnetic cross section: $A_e = 790 \text{ mm}^2$,
- Winding cross section: $A_N = 442 \text{ mm}^2$,
- Inductance Factor: $A_L = 315 \text{ nH} \pm 3 \%$,
- Air-gap: 3.8 mm ,
- Relative effective permeability: $\mu_e = 41$,

- Saturation magnetization: $B_S = 500 \text{ mT} (@25^\circ\text{C})$,
- Saturation magnetization: $B_S = 350 \text{ mT} (@100^\circ\text{C})$,
- Optimum frequency range: $f = [25 - 150] \text{ kHz}$.
- Effective Volume: $V_e = 101000 \text{ mm}^3$.

El bobinado de los alambres de cobre esmaltado se debe realizar sobre un carrete de plástico. La hoja de datos sugiere el uso del carrete cuyo código comercial es **B65687A1018T001**, el cual será elegido para este diseño. En las siguientes secciones se calcula la longitud, sección y cantidad de conductores requeridos para lograr con este núcleo el valor de inductancia deseado.

4.3.2. Bobinado

Para el cálculo del bobinado debe considerarse la presencia de dos tipos de pérdidas: aquellas producidas por efecto Joule debido a la resistividad del conductor, y las pérdidas producto del efecto pelicular. Estas ultimas se deben a la circulación de corrientes alternas, cuyo campo magnético origina corrientes opuestas de Eddy produciendo que el flujo se propague principalmente por la superficie del conductor, en lugar de distribuirse uniformemente por el interior del mismo. Como consecuencia, se produce un incremento en la resistencia efectiva del conductor, siendo de mayor consideración a altas frecuencias, reduciendo el aprovechamiento de la sección transversal del conductor.

Con el objetivo de emplear como sección total de conductor la menor posible, logrando reducir la cantidad de cobre y espacio ocupado en el carrete, mientras que se reducen las pérdidas por disipación, se calcula la máxima sección que permita considerar despreciables a las pérdidas por efecto pelicular. Para tal fin es necesario que los alambres tengan un diámetro no mayor a dos veces la profundidad de penetración (δ) para conductores cilíndricos de cobre, que se calcula según indica la Ecuación 4.3:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{2\pi f \mu_0 \mu_r}}, \quad (4.3)$$

donde ρ es la resistividad lineal del material, f es la frecuencia de operación, μ_0 es la permeabilidad magnética del vacío y μ_r es la permeabilidad relativa del material.

Para alambres de cobre, con corrientes alternantes de 100 kHz, la profundidad de penetración es $\delta = 0.208 \text{ mm}$ por lo tanto, es conveniente usar conductores de **0.4 mm** (AWG 26) de diámetro, resultando el área transversal de cada alambre: $A_{conductor} = \frac{\pi d^2}{4} = 0.126 \text{ mm}^2$.

Una vez conocida la sección de conductor máxima que permite despreciar el efecto pelicular, resta calcular la sección requerida para que circule la corriente máxima de entrada del convertidor con un valor de resistencia que permita que las perdidas, y por ende la disipación térmica sean aceptables. Como se ha indicado previamente, se adopta a la densidad de corriente como $J = 3.5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$. Considerando que el máximo valor

de corriente que atraviesa a la bobina proviene del paralelo de los tres paneles solares, resulta que su valor es $3I_{CC} = 24.9 A$. El área del cobre debe ser mayor a:

$$A_{Cu} = \frac{I_{máx}}{J_{máx}} = 7.545 mm^2,$$

requiriéndose un total de **60 conductores de cobre** de $0.4 mm$.

En la Sección 2.1.3 se obtuvo como valor de inductancia requerido $L = 70 \mu Hy$. Debe calcularse el número de vueltas de los conductores alrededor del carrete del inductor para lograr el valor calculado. Para ello, se recurre a la Ecuación 4.4 que relaciona la cantidad de vueltas con el factor de inductancia del núcleo (A_L) y el valor de inductancia deseado.

$$L = A_L N^2, \quad (4.4)$$

que indica que se requiere un total de $N = 15$ vueltas, restando verificar que sea físicamente posible colocar en el carrete dicho volumen de conductores, y además, que no se produzca en ninguna condición la saturación del núcleo.

4.3.3. Cálculo de longitud de los conductores de cobre

El primer paso para validar los cálculos anteriores consiste en estimar la cantidad y el volumen de conductores requeridos, sabiendo que el diámetros promedio de vuelta es:

$$\varnothing_{prom} = \frac{\varnothing_{interno} + \varnothing_{externo}}{2} = 43.5 mm,$$

la longitud de cada cable necesaria resulta: $long = N \pi \varnothing_{prom} = 2.05 m$, por lo que se requieren aproximadamente **123 m** de alambres de cobre de $0.4 mm$ de diámetro.

Para verificar que sea posible colocar esta cantidad de vueltas y de conductores en el carrete, se recurre a la hoja de datos del mismo que, como se indica en la Figura 4.3.1 donde $h_{min} = 40.1 mm$, por lo que la cantidad de alambres por capa es $\frac{h-2mm}{\phi} = 63.33$ donde $\phi = 0.6 mm$, considerando el aislante, y un espaciado entre el bobinado y el límite del carrete. Además, $w = \frac{57.3-33}{2} = 12.15 mm$ es el ancho de la ventana de bobinado.

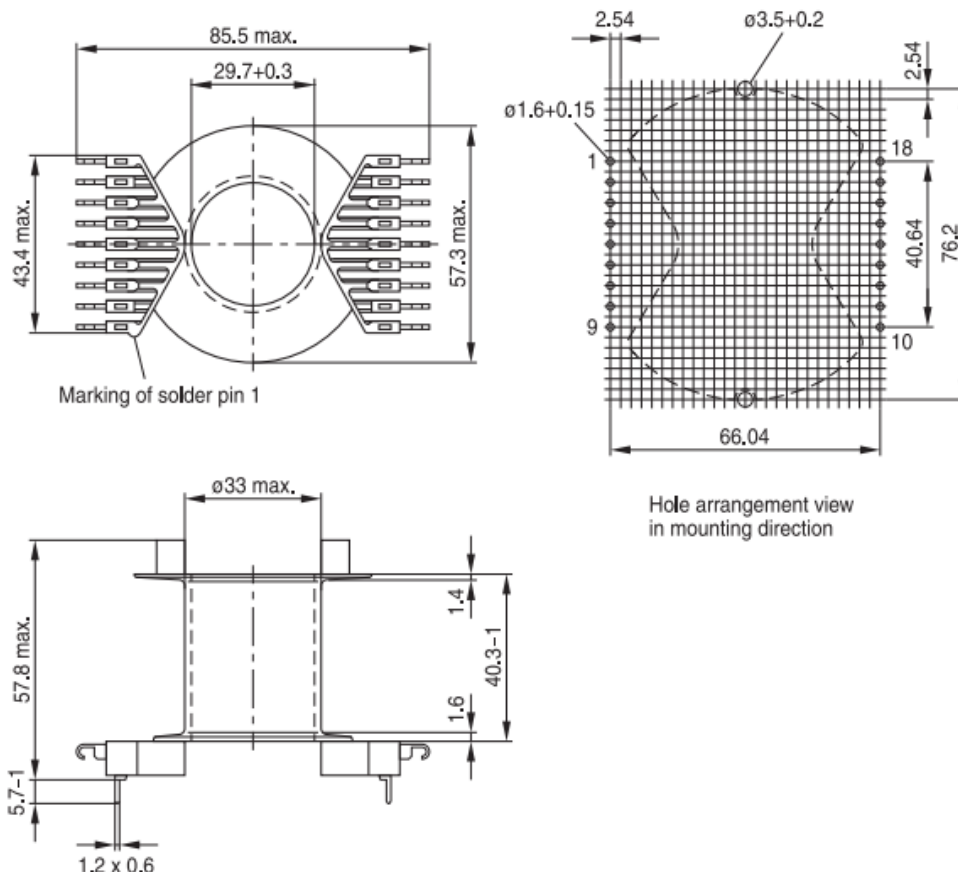


Figura 4.3.1: Vistas del carrito empleado para el inductor.

Por lo tanto, a la hora de armar el bobinado, se colocan los 60 conductores a lo largo del carrete en forma de cinta y posteriormente se realizan las 15 vueltas requeridas alrededor del mismo. Como a cada lado del carrete hay un total de 9 pines, cada pin llevará entre 6 y 7 conductores, logrando una distribución uniforme de conductores entre pines.

Por último, la resistencia propia del bobinado de cobre se calcula como la Ecuación 4.5.

$$\mathbf{R}_L = \frac{\rho_{long}}{A_{Cu}} = \frac{\rho_{long}}{n_{alambres} \pi \frac{d^2}{2}} = \mathbf{4.65 \text{ m}\Omega}. \quad (4.5)$$

4.3.4. Verificación de parámetros de la inductancia

Una vez propuesto un núcleo para el armado del inductor y conocido el número requerido de vueltas del alambres de cobre, es necesario verificar que bajo ninguna condición de operación del convertidor Boost se produzca la saturación del núcleo. De lo contrario el mismo no podría continuar almacenando energía y el convertidor no operaría de la forma que fue diseñado. Por ello se busca garantizar que se opere en una zona lineal

de la curva del mismo. La Ecuación 4.6 permite verificar la densidad de flujo máximo a la que se verá sometido el inductor en este diseño. Se lo analiza para el valor de corriente máximo.

$$B_{m\acute{a}x} = \frac{\mu_o N \hat{I}}{l_{gap}} \quad (4.6)$$

En este diseño de inductor, el air-gap se encuentra prefabricado en el núcleo del inductor y es de 3.80 mm , los valores de N (número de vueltas) y de $\hat{I}_{m\acute{a}x}$ son valores conocidos. Resulta:

$$B_{m\acute{a}x} = 123.51\text{ mT} < 350\text{ mT},$$

y por lo tanto es posible garantizar que no se producirá la saturación del núcleo. Este resultado es el esperado, ya que los cálculos fueron contrastados con una calculadora cuyo propósito es el diseño de inductores para convertidores Boost, que como medida de seguridad adopta un valor de densidad de flujo máximo aproximadamente de la mitad del valor de saturación.

Cabe destacar que no es habitual adoptar márgenes de seguridad tan grandes, buscando que el máximo valor de densidad de flujo no resulte tan alejado de la saturación, de forma tal que el diseño cuente con un núcleo de menor tamaño y por ende menor peso. Sin embargo, como pudo ser verificado en la práctica, el núcleo adoptado permitió poder colocar la totalidad de conductores calculados, sin sobrar demasiado espacio extra en el carrete, evidenciando la necesidad de evaluar en conjunto la totalidad de los factores que inciden en el tamaño del inductor requerido, sin particular preferencia sobre uno en específico.

4.3.5. Cálculo de pérdidas en el inductor

Las pérdidas en el inductor están constituidas por aquellas producidas en el bobinado, por efecto Joule y las que ocurren en el núcleo. Como fuera explicado al comienzo de la sección, los núcleos de ferrite presentan pérdidas por corrientes de Eddy despreciables, por lo que solamente las pérdidas por histéresis han de ser consideradas y serán foco de estudio de la siguiente subsección.

4.3.6. Pérdidas en el núcleo

Todos los núcleos magnéticos presentan algún tipo de histéresis en su característica $B - H$. El área dentro de la curva de histéresis se corresponde con el trabajo hecho en el material debido al campo magnético aplicado. Esta energía es disipada en el material, produciendo una disipación de calor que produce una elevación térmica del material. En todos los materiales, las pérdidas por histéresis se incrementan con el incremento de la densidad de flujo en alterna B_{ac} y con la frecuencia de conmutación f . En forma genérica la fórmula de las pérdidas por unidad de volumen es:

$$P_{histéresis} = k f^a (B_{ac})^d, \quad (4.7)$$

donde k , a y d son constantes que dependen del material del núcleo, que para el N27 son: $k = 1.0254$, $a = 2.67$, $d = 1.47$, y $B_{ac} = \hat{B} - B_{dc}$, es decir, la diferencia entre el valor de pico de la densidad de flujo y su valor de continua.

B_{ac} puede ser calculado a partir de la Ecuación 4.6, reemplazando $\hat{I} = \Delta I = 1.5 \text{ A}$, resultando:

$$B_{ac} = 7.14 \text{ mT},$$

Por ende, $P_{histéresis} = 42.68 \frac{\text{W}}{\text{m}^3}$ y como de la Sección 4.3.1 se sabe que $V_e = 101000 \text{ m}^3$, resulta:

$$\mathbf{P}_{\text{núcleo}} = 4.31 \text{ mW}.$$

4.3.7. Pérdidas en el bobinado

Finalmente, se calculan las pérdidas en el bobinado, donde aquellas debidas al efecto pelicular son despreciables debido a la selección de conductores realizada en la Sección 4.3.2, restando únicamente analizar el valor de la pérdidas por efecto Joule. Con el resultado obtenido en 4.5 para el valor de resistencia del bobinado, puede calcularse la máxima disipación en los conductores de cobre esmaltado como indica la Ecuación 4.8.

$$P_{Joule} = R I_{rms}^2, \quad (4.8)$$

por lo que resulta $\mathbf{P}_{Joule} = 2.33 \text{ W}$, siendo estas las pérdidas de mayor consideración en la bobina.

4.3.8. Verificación del valor de inductancia

Considerando los calculos realizados en las secciones anteriores se construye el inductor requerido. Previo a su implementación el circuito del convertidor se verifica el valor de su inductancia. Para ello, se emplea un instrumento de medición de impedancias (LCR), en particular el modelo 4263B de Hewlett Packard, equipado con pinzas Kelvin modelo 16089A, provistas por el mismo fabricante. El inductor se ensaya a una frecuencia $f = 10 \text{ kHz}$, con un nivel de tensión de 20 mV . En la Figura 4.3.2 se observa el resultado obtenido por medio del instrumento de medición, obteniéndose un valor de inductancia de $80.308 \mu\text{H}$, el cual supera al valor de inductancia calculado en $L = 70 \mu\text{H}$. Uno de los motivos por el que puede ocurrir esto es debido a que el bobinado fue realizado de forma manual, por lo que es comprensible que exista una significativa dispersión de parámetros.



Figura 4.3.2: Medición de la Inductancia con HP 4263B.

Como la densidad de flujo máxima calculada para el valor de inductancia teórica es menor a la mitad de la densidad de flujo de saturación, es posible asegurar que aún en el diseño con valor de inductancia mayor al calculado no se producirá la saturación del núcleo.

4.4. Llaves electrónicas

En las secciones previas, se calcularon los componentes pasivos necesarios para la correcta operación del SMPS. Debido a la naturaleza conmutada de este tipo de convertidor, se requiere componentes activos (semiconductores) que operen como llaves, tanto controladas como no controladas para lograr el funcionamiento requerido. Estos elementos corresponden al transistor S y al diodo D de la Figura 1.2.1 y en las siguientes secciones se describen tanto los pasos adecuados para la selección del componente adecuado, como la elección de una posible solución comercial.

4.4.1. Transistor

Al considerar la utilización de un dispositivo de potencia, debe ponderarse en principio, las pérdidas debidas a su funcionamiento como llave. Bajo condiciones de operación normal, las pérdidas durante el intervalo de conducción se deben principalmente a la resistencia de encendido (R_{ON}), que también provoca la caída directa durante el estado de conducción y, al final de este estado, el dispositivo se corta, siendo la corriente alta durante el proceso de apagado, la que junto con la elevación de tensión produce un pico de disipación de potencia. En segundo lugar, debe tenerse en cuenta que en aplicacio-

nes de alta corriente, incide también el incremento de la energía necesaria tanto para la conmutación como para sostener la conducción en el estado de encendido.

En consecuencia, para la selección del dispositivo indicado, no basta con determinar las capacidades de tensión y corriente, sino que también deben evaluarse las pérdidas estáticas, dinámicas, la energía de excitación requerida, dv/dt , di/dt y área de operación segura (conocida como SOAR, por su sigla en inglés).

Dentro de los posibles dispositivos que pueden usarse como llaves de potencia se encuentran los de **unión bipolar** (comunmente conocidos como BJT, por su sigla en inglés). Por el uso de dos tipos de portadores, su caída directa es considerablemente baja respecto del resto de las alternativas, siendo su principal ventaja. Su principal inconveniente es que tanto los tiempos requeridos para su encendido como para su apagado son mayores que el de las alternativas restantes, por lo que su velocidad de conmutación no es óptima. Si se quisiera reducir estos tiempos, se requeriría de una excitación de base relativamente compleja y con breves sobrepicos en el encendido, y corrientes negativas de base en el apagado, implicando el requerimiento de una fuente de tensión negativa. Otro inconveniente de la excitación es el requisito de una corriente de base permanente durante su conducción, incrementando la energía requerida por el circuito de excitación. Otra gran limitación es la presencia del fenómeno conocido como segunda ruptura, que dentro de la curva SOAR determina límites que el punto de operación no puede pasar de un estado de conducción al opuesto.

Otra familia de dispositivos de conmutación la constituye los **dispositivos unipolares**. Dentro de esta categoría se encuentran los MOSFET (sigla en inglés correspondiente a "Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor"), dispositivos basados en un solo tipo de portador, idóneos para aplicaciones de conmutación de alta frecuencia, ya que los tiempos de conmutación son los más reducidos, y sus circuitos de excitación son simples, y no requieren de corriente de excitación durante el estado de conducción. Por su estructura no se produce el fenómeno de segunda ruptura en el rango de tensiones utilizables, siendo más robustos que los bipolares en aplicaciones de potencia. Su principal inconveniente es la elevada R_{ON} que presentan cuando es requerido bloquear altas tensiones, limitando su uso a corrientes elevadas.

Por último, se analizan los dispositivos híbridos, de los cuales se destacan los IGBT (sigla en inglés correspondiente a "Insulated Gate Bipolar Transistor"), que intentan aunar las mejores características de conducción de los transistores de unión bipolar y los unipolares, presentando un comportamiento intermedio entre los dos tipos de dispositivos, lográndose así circuitos de excitación simples, con resistencias de encendido menores a las de un transistor de efecto de campo (comunmente conocido como FET).

En base a este breve análisis, se concluye que para esta aplicación, en la que se requiere de un dispositivo que permita conmutar a frecuencias intermedias (del orden de los kHz), y que debe bloquear tensiones inferiores a los cientos de Volts, con corrientes moderadas, el dispositivo más apropiado es el **MOSFET**, siendo un punto a analizar en las hojas de datos el valor de resistencia de encendido R_{ON} , intentando que sea el menor posible, a fines de mejorar el rendimiento de la fuente, pero sin perder de vista los valores característicos de capacidad de entrada (que debe ser cargada y descargada para los cambios de estado del transistor). Normalmente, para lograr menores valores de

R_{ON} en transistores de gran potencia, los fabricantes recurren a diseñar semiconductores de mayor tamaño, incrementando así el valor de capacidad. Esta cuestión incrementa los tiempos de conmutación y la energía que debe ser suministrada por el circuito de excitación. En casos extremos puede llegar a ser conveniente el uso de un semiconductor de mayor valor de resistencia de conducción, pero con baja capacidad de entrada.

Del análisis de catálogos de componentes electrónicos, se adopta al transistor **SUP70090E** de Vishay Siliconix el cual es adecuado para este diseño y cuyas características principales se observan en la Figura 4.4.1. En la Tabla 4.1, se detallan sus principales características.

Tabla 4.1: Características del MOSFET SUP70090E.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Tensión de ruptura Drain - Source	$V_{DS_{máx}}$	100	[V]
Tensión de umbral Gate - Source	$V_{GS_{máx}}$	20	[V]
Corriente máxima de Drain (ON)	$I_{D_{máx}}$	50	[A]
Máxima potencia disipada	$P_{D_{máx}}$	125	[W]
Temperatura de juntura máxima	$T_{J_{máx}}$	175	[°C]
Resistencia juntura - ambiente	R_{thJA}	40	[°C/W]
Resistencia juntura - cápsula	R_{thJC}	1.2	[°C/W]
Resistencia de encendido	R_{ON}	0.0074	[Ω]
Capacitancia de entrada	C_{iss}	1950	[pF]
Capacitancia de transferencia inversa	C_{rss}	54	[pF]
Capacitancia de salida	C_{oss}	845	[pF]
Carga total de Gate	Q_g	33	[nC]
Tiempo de retardo de encendido	t_{don}	15	[ns]
Tiempo de subida	t_{rise}	27	[ns]
Tiempo de retardo de apagado	t_{doff}	36	[ns]
Tiempo de bajada	t_{fall}	45	[ns]
Paquete	—	TO – 220AB	—

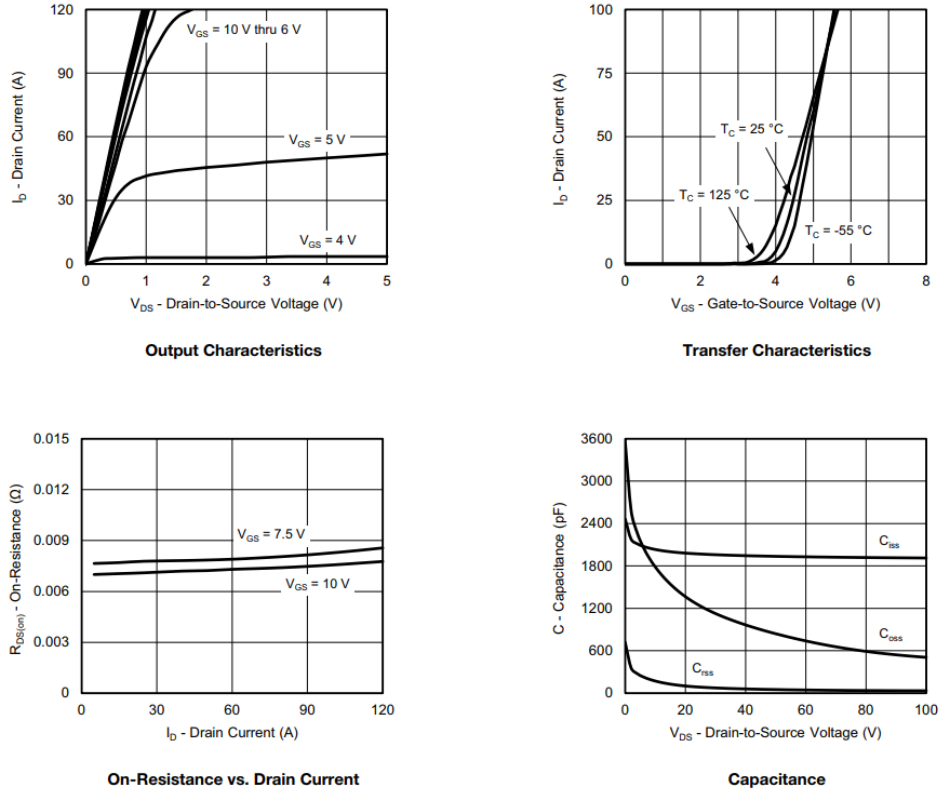


Figura 4.4.1: Curvas características del MOSFET.

4.4.2. Driver de transistor

En la sección anterior se explicó que los MOSFET requieren circuitos de excitación simples, en comparación con las otras alternativas expuestas. Esto se debe a que, para encender y apagar un transistor de este tipo, tan solo se requiere la carga y descarga respectivamente, de su capacidad de entrada. A la hora de elegir un esquema circuital de excitación de compuerta para un MOSFET, debe considerarse principalmente el nivel de tensión V_{GS} al que debe ser cargada dicha capacidad, para que por el mismo pueda circular la corriente del inductor, con el menor valor posible de resistencia de encendido. Observando la Figura 4.4.1a, se aprecia que con una tensión $V_{GS} = 12\text{ V}$ es suficiente, por lo que dicho valor se adopta para la operación del circuito de excitación.

El siguiente paso consiste en determinar el tipo de circuito de excitación a emplear. Los mismos pueden ser aislados (por medio de uso de un optoacoplador) o no aislados (encargados de adaptar las señales de PWM provistas por un microcontrolador a los valores de tensión requeridos para cargar la capacidad de entrada). Debido a la frecuencia de operación ($f = 100\text{ kHz}$), se descartan los drivers optoacoplados, los cuales introducirían excesivos retardos en este diseño, optándose por un circuito integrado, de reducido tamaño, que permita su colocación en las cercanías del transistor, reduciéndose el tamaño de pistas y por ende el fenómeno indeseado de “ringing”, que posteriormente será explicado.

Las principales características de un driver son:

- Potencia disipada por la carga y la descarga de la capacidad de Gate del MOSFET.
- Disipación de potencia debido a la corriente de conducción requerida.

El elemento más importante a tener en cuenta es el primero, que se encuentra dado por la ecuación:

$$P_C = C_g V_{dd}^2 f, \quad (4.9)$$

donde C_g es la capacidad de Gate del MOSFET, V_{dd} es la tensión de alimentación del driver y f es la frecuencia de conmutación. En el caso particular del transistor elegido resulta $P_C > 0.03 W$.

Otro aspecto a considerar es el pico de corriente requerido asociado al pasaje a conducción y corte del MOSFET, cuyo valor puede ser calculado como:

$$I = Q_G/dT, \quad (4.10)$$

siendo Q_G la carga de la compuerta y dT el tiempo de encendido/apagado del MOSFET, y asumiendo que la corriente es constante. Un posible criterio de diseño para salvar esta aproximación es adoptar un driver cuya corriente de pico nominal sea del doble de la calculada. En este caso $I = 0.4 A$, por lo que debería adoptarse un driver con $I_{pico} > 0.8 A$.

Finalmente, analizando hojas de datos, se selecciona al circuito integrado MCP14A0152 de Microchip cuyas características principales se detallan en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2: Características del driver MCP14A0152.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Tensión de alimentación máxima	V_{DD}	18	[V]
Tensión de nivel bajo	$V_{EN_{low}}$	0.8	[V]
Tensión de nivel alto	$V_{EN_{high}}$	1.6	[V]
Corriente de pico	I_{PK}	1.5	[A]
Tiempo de subida	t_{rise}	11.5	[ns]
Tiempo de bajada	t_{fall}	10	[ns]
Paquete	—	SOT23 – 6	—

El diagrama funcional del driver es el de la Figura 4.4.2. La principal particularidad de este circuito integrado es la posibilidad de que la masa de analógica y la de potencia sean diferentes (aunque dicha diferencia no podrá superar la caída en directa de un diodo, hecho que se evidencia en la presencia de los diodos conectados entre las mismas).

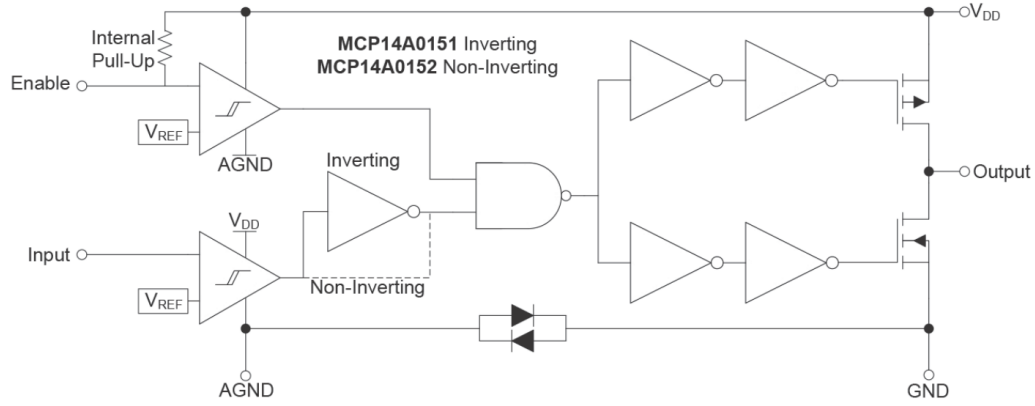


Figura 4.4.2: Diagrama funcional del driver MCP14A0152.

4.5. Diodo de salida

Para la selección del diodo de salida debe considerarse que la velocidad de conmutación del mismo debe ser adecuada para la frecuencia de operación del convertidor, y compatible con los valores de ciclo de trabajo en los que habitualmente el mismo opera. La tensión de salida resulta un aspecto de particular interés en la selección de esta llave, ya que si su valor es considerablemente bajo, se requerirá que la caída directa en el diodo sea tan baja como sea posible, reduciendo de este modo pérdidas y pudiendo despreciar su presencia en el análisis teórico del convertidor. Además, como en principio esta fuente operará con valores de ciclo de trabajo en torno a $\delta = 0.5$, el lapso de conducción de las llaves es aproximadamente el mismo, por lo que como diseño se aspira a que sus pérdidas de conducción sean similares. Tomando en consideración estas cuestiones, se opta por el uso de diodos de barrera **Schottky**, que debido a su diseño, presentan menor caída de tensión directa cuando se los compara con aquellos convencionales, y sus velocidades de conmutación son considerablemente más elevadas.

Del análisis de catálogos, se opta por el diodo **DSTF60100C** de Littelfuse Inc., cuyo paquete consta de un arreglo de dos diodos en configuración cátodo común y sus características principales se detallan en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3: Características del diodo DSTF60100C.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Caída de tensión en directa	V_F	0.54	[V]
Corriente de conducción en directa	I_F	30	[A]
Corriente de bloqueo	I_R	1	[mA]
Capacidad de juntura	C_T	845	[pF]
Temperatura máxima de juntura	T_{jmax}	150	[°C]
Resistencia juntura - cápsula	R_{thJC}	5	[°C/W]
Paquete	—	TO – 220AB	—

4.6. Disipador

4.6.1. Cálculo de pérdidas

Para la elección del disipador es necesario calcular las pérdidas de los componentes y verificar que la temperatura de juntura de los semiconductores no supere la temperatura máxima admitida de 125°C .

Las pérdidas en los convertidores boost son debido a las siguientes causas:

- Pérdidas de conducción en el MOSFET.
- Pérdidas de conmutación en el MOSFET.
- Pérdidas de carga del gate.
- Pérdidas por capacitancia parásita.
- Pérdidas en el diodo

Las pérdidas de conducción en el MOSFET provienen de la resistencia de conducción del canal conocida como R_{DSon} . La misma depende la tensión gate source aplicada y de la temperatura de juntura. Esta pérdida puede ser calculada de la siguiente forma:

$$P_{ON_{MOS}} = R_{DSon} I_{drain_{rms}}^2, \quad (4.11)$$

donde $I_{drain_{rms}}$ es la corriente eficaz de drain. La misma se determina a continuación:

$$I_{drain_{rms}} = \frac{\Delta i \sqrt{D}}{\sqrt{3}} + \sqrt{D (\hat{I}_{drain} - \Delta i)},$$

donde $\Delta i = 1.5 A$ es el delta de corriente por la bobina, $D = 0.557$ es el ciclo de trabajo en el punto de operación y $\hat{I}_{drain} = 24 A$ es la corriente máxima de drain.

Según la hoja de datos del MOSFET, la resistencia de conducción R_{DSon} tiene un valor de $7.5 m\Omega$ para el punto de operación de interés. Por lo tanto:

$$P_{ON_{MOS}} = 7.5 m\Omega (17.441 A)^2 = 2.28 W.$$

Las pérdidas de conmutación en el MOSFET están asociadas a los tiempos de subida y bajada de la tensión de drain, t_{rise} y t_{fall} , respectivamente:

$$P_{rise-fall_{MOS}} = \frac{1}{2} (t_{rise} + t_{fall}) I_{drain_{rms}} V_{DS} f_s, \quad (4.12)$$

donde V_{DS} es la tensión de drain source del MOSFET y f_s la frecuencia de conmutación.

Según la hoja de datos del MOSFET, los valores típicos de t_{rise} y t_{fall} son 27 ns y 45 ns , respectivamente. Por lo tanto:

$$P_{rise-fall_{MOS}} = \frac{1}{2} (27\text{ ns} + 45\text{ ns}) 17.441\text{ A } 42\text{ V } 100\text{ kHz} = 2.64\text{ W}.$$

Las pérdidas por carga del gate están determinadas por la capacitancia de entrada del MOSFET. Las misma se pueden calcular de la siguiente forma:

$$P_{gate-charge_{MOS}} = \frac{1}{2} Q_{gtotal} V_{gs} f_s, \quad (4.13)$$

donde $V_{gs} = 12\text{ V}$ es la tensión de gate source aplicada y Q_{gtotal} es la carga total de gate que según la hoja de datos es igual a 33 nC .

Por lo tanto resulta

$$P_{gate-charge_{MOS}} = \frac{1}{2} 33\text{ nC } 12\text{ V } 100\text{ kHz} = 0.02\text{ W}.$$

Las pérdidas por capacitancia parásita están asociadas a la capacitancia de salida del MOSFET conocida como C_{OSS} y se calculan de la siguiente forma

$$P_{C_{OSS}} = \frac{1}{2} C_{OSS} V_{ds}^2 f_s. \quad (4.14)$$

Según la hoja de datos, C_{OSS} es igual a 845 pF . Por lo tanto

$$P_{C_{OSS}} = \frac{1}{2} 845\text{ pF } (42\text{ V})^2 100\text{ kHz} = 0.0745\text{ W}.$$

Finalmente, las pérdidas asociadas al MOSFET corresponden a $P_{MOS} = P_{ON_{MOS}} + P_{rise-fall_{MOS}} + P_{gate-charge_{MOS}} + P_{C_{OSS}} = 5\text{ W}$.

Las pérdidas en el diodo están determinadas por la tensión directa V_F del mismo y se puede evaluar de la siguiente forma:

$$P_{V_F} = I_{D_{RMS}} V_F, \quad (4.15)$$

donde I_{RMS_D} es la corriente eficaz por el diodo. Para calcular la misma se utiliza la siguiente formula:

$$I_{RMS_D} = \frac{\Delta i \sqrt{1-D}}{\sqrt{3}} + I_{min} \sqrt{1-D},$$

donde I_{min} es la corriente mínima por el diodo.

Según la hoja de datos del diodo, $V_F = 0.7\text{ V}$ en la peor situación, por lo tanto:

$$P_D = P_{V_F} = 16.55\text{ A } 0.7\text{ V} = 11.58\text{ W}$$

4.6.2. Cálculo del disipador

Para que un semiconductor disipe la potencia adecuada, es necesario mantener la temperatura de la juntura por debajo del máximo indicado por el fabricante. El paso de la corriente eléctrica por un semiconductor produce un aumento de la temperatura del chip conocida como temperatura de juntura (T_j). Con el objetivo de mantener esta temperatura en un nivel seguro, se debe evacuar la energía calorífica generada en el chip. Para que se produzca un flujo de energía calorífica de un punto a otro, debe existir una diferencia de temperatura, es decir, el calor pasará del punto más caliente al más frío con un flujo de energía limitado por la resistencia térmica entre los dos puntos. El elemento que determina esta resistencia térmica es el disipador.

Una vez calculadas las pérdidas de los componentes semiconductores, resta elegir el perfil del disipador necesario para que la temperatura de juntura tanto del MOSFET como del diodo no superen las especificadas por los fabricantes. Para ello se plantea el circuito equivalente de transferencia de calor que se muestra en la Figura 4.6.1.

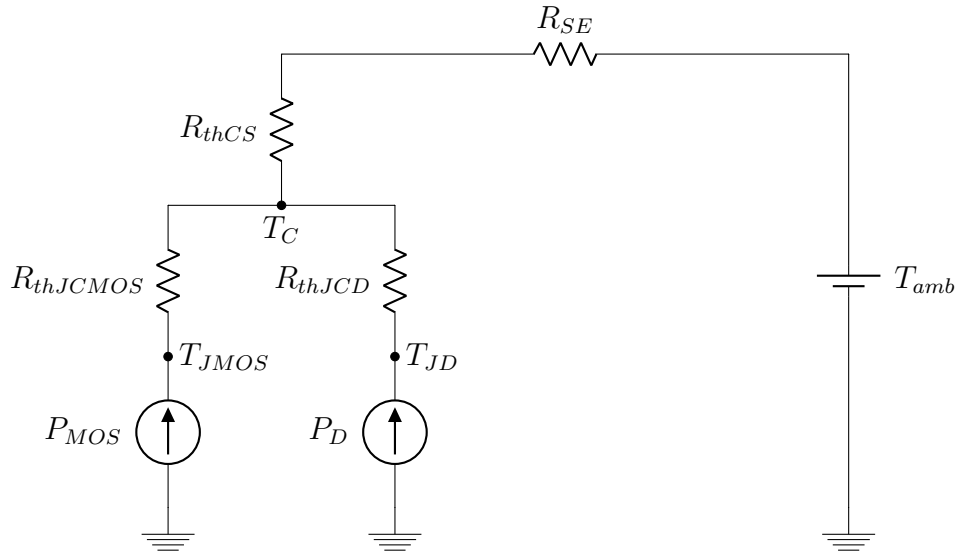


Figura 4.6.1: Circuito equivalente de transferencia de calor.

Los datos necesarios para el cálculo del disipador se obtienen de las hojas de datos:

- Resistencia térmica de la juntura del MOSFET al encapsulado: $R_{thJCMOS} = 1.2^\circ C/W$.
- Resistencia térmica de la juntura del diodo al encapsulado: $R_{thJCD} = 2.5^\circ C/W$.
- Resistencia térmica encapsulado disipador: $R_{thCS} = 0.2^\circ C/W$.

Adoptando una temperatura máxima de cápsula $T_C = 90^\circ C$ y una temperatura ambiente $T_{amb} = 40^\circ C$, se obtiene una resistencia térmica del disipador de $2.816^\circ C/W$.

Teniendo en cuenta la disponibilidad comercial, tamaño óptimo del disipador para su aplicación y resistencia térmica necesaria, se adopta un disipador con las siguientes características:

- Perfil $ZD - 16$
- Longitud: 15 cm
- Resistencia térmica: $R_{SE} = 0.8^{\circ}\text{C}/\text{W}$ por 10 cm .

4.7. Microcontrolador

4.7.1. Selección del microcontrolador

En la Sección 3.3 se explica en detalle la estrategia de control adoptada para que el funcionamiento del convertidor Boost sea el deseado. De igual modo, en la Sección 3.4 se describe el algoritmo que a implementar para maximizar el aprovechamiento de la potencia que pueden entregar los paneles solares. Para la ejecución de estos algoritmos se requiere de una unidad de cómputo digital, que permita adquirir las mediciones requeridas para la ejecución de la estrategia de control y del algoritmo de determinación del punto de máxima potencia, y a su vez calcule los setpoints que permiten cumplir los respectivos objetivos de control.

El primer paso para determinar los requisitos mínimos que debe cumplir la plataforma a adoptar consiste en identificar sus entradas y salidas. Para ello, se recurre a un diagrama de “caja negra”, el cual se muestra en la Figura 4.7.1 principalmente, se requiere de la tensión del arreglo de paneles solares y la corriente por la bobina del convertidor tanto para poder calcular la estrategia de control como para el algoritmo de Conductancia Incremental. La medición de la tensión y corriente del conjunto de baterías permite verificar el SoC de las mismas y evitar estados de excesiva carga. Se prevee el uso de LEDs como testigos del estado de operación del sistema, y comunicación con otros periféricos por medio de un puerto serie asincrónico (UART) para transmitir y recibir datos relativos a la gestión de energía. Se requiere de una salida de PWM (sigla en inglés correspondiente a “Pulse-Width Modulation”), para de este modo actuar sobre el ciclo de trabajo del SMPS.

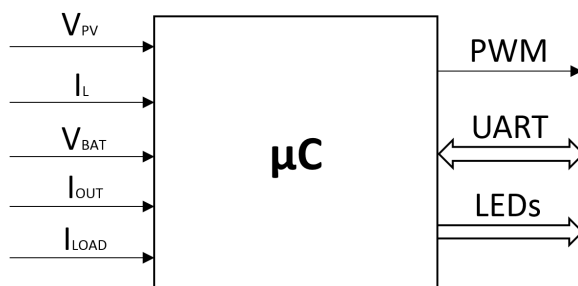


Figura 4.7.1: Diagrama de entradas y salidas del microcontrolador.

Al estudiar como “caja negra” al microcontrolador se evidencia la necesidad de que la plataforma cuente con al menos: 5 canales de ADC para realizar las mediciones, tantas salidas como LEDs sean necesarios para operar como testigos de funcionamiento, un timer con al menos una salida de PWM para actuar sobre el ciclo de trabajo del convertidor y la capacidad de tener un puerto serie.

En la actualidad, existen múltiples plataformas que cuentan con gran cantidad de pines de entrada y salida de propósito general (de ahora en adelante GPIO, por su sigla en inglés, correspondiente a “General Purpose Input Output”), algunos de ellos con capacidad de convertir valores analógicos (tensiones) en equivalentes digitales que pueden

ser interpretados por el microcontrolador, unidades de punto flotante integradas, capaces de calcular con agilidad algoritmos de control PI, así como timers que permiten generar señales de salida temporizadas, con ciclos de trabajo y frecuencias definidas por el usuario con resoluciones apropiadas, incluso para frecuencias de cientos de kHz. Dentro de este grupo de plataformas, se encuentran aquellos de arquitectura RISC³ y en especial, los ARM Cortex-M4, los cuales son procesadores embebidos de alta performance, cuya cualidad más significativa para este proyecto es el hecho de que su set de instrucciones contiene aquellas requeridas para realizar procesamiento digital de señales (DSP) y contener una unidad de punto flotante (FPU), permitiendo realizar este tipo de operaciones significativamente más rápido que otros microcontroladores, que lo realizan por Software. Esta arquitectura es la indicada para esta aplicación ya que cumple con la totalidad de los requerimientos del sistema, además de ser una solución relativamente económica y ampliamente desarrollada, con gran cantidad de ejemplos, manuales y entornos de desarrollo de libre distribución.

Dentro de las alternativas existentes en el mercado argentino, se elige para el diseño un kit de desarrollo de STMicroelectronics de la familia STM32F4, en particular el STM32F4 Discovery, con el MCU⁴ STM32F407VG. Sus principales características son [17]:

- Núcleo Cortex-M4,
- Frecuencia de operación de hasta 168 MHz,
- Soporte de instrucciones DSP y FPU,
- Proceso de fabricación en 90 nm,
- 2x USB OTG (On The Go) con funcionalidad programable,
- 1x pulsador programable,
- 4x LEDs,
- 6x USARTs operando hasta 11.25 Mbits/s,
- 3x SPI operando hasta 45 Mbits/s,
- 2x CANBUS,
- 2x DACs de 12 bits,
- 3x ADCs de 12 bits hasta 2.4 MSPS con 16 canales,
- 4x Timers de propósito general con salida: 2x Timers de 16 bits y 2x Timers de 32 bits,
- 6x Timers de propósito general sin salida de 16 bits,
- 2x Timers con ajuste avanzado de 16 bits,

³RISC: sigla en inglés correspondiente a “Reduced Instruction Set Computer”.

⁴MCU: Sigla en inglés correspondiente a “microcontroller unit”.

- Interfaz de diagnóstico ST-LINK/V2-A.

Desde el punto de vista del software de programación, el fabricante ofrece en forma gratuita un IDE⁵ basado en Eclipse llamado System Workbench for STM32, así como los drivers requeridos por el microcontrolador, y Software relativo a una capa de abstracción de hardware (de ahora en más, HAL) diseñada particularmente para los dispositivos de la familia STM32. También se provee un aplicativo llamado STM32CubeMX, el cual permite programar código usando de base plantillas preexistentes en la base de datos del programa. Por último, un aplicativo de gran utilidad en las etapas de desarrollo es STMStudio el cual, por medio de la interfaz ST-LINK, permite observar en tiempo real direcciones de memoria del Cortex, e incluso realizar un registro de los datos en un archivo de texto, para su posterior análisis.

4.7.2. Desarrollo del software

4.7.2.1. Configuración de entradas y salidas

El primer paso en la programación de todo microcontrolador consiste en definir las entradas y salidas del sistema. Para simplificar su configuración esto se realiza gráficamente con el programa STM32CubeMX, donde la Figura 4.7.2 se corresponde con la pantalla principal del programa al concluir esta tarea. Este aplicativo, como se ha explicado previamente, permite configurar algunos periféricos por medio de plantillas basadas en el HAL de la familia STM32, las mismas solamente serán usadas para la transmisión de datos serie, la cual no presenta un tiempo de ejecución crítico.

⁵IDE: sigla en inglés correspondiente a “Integrated Development Environment”.

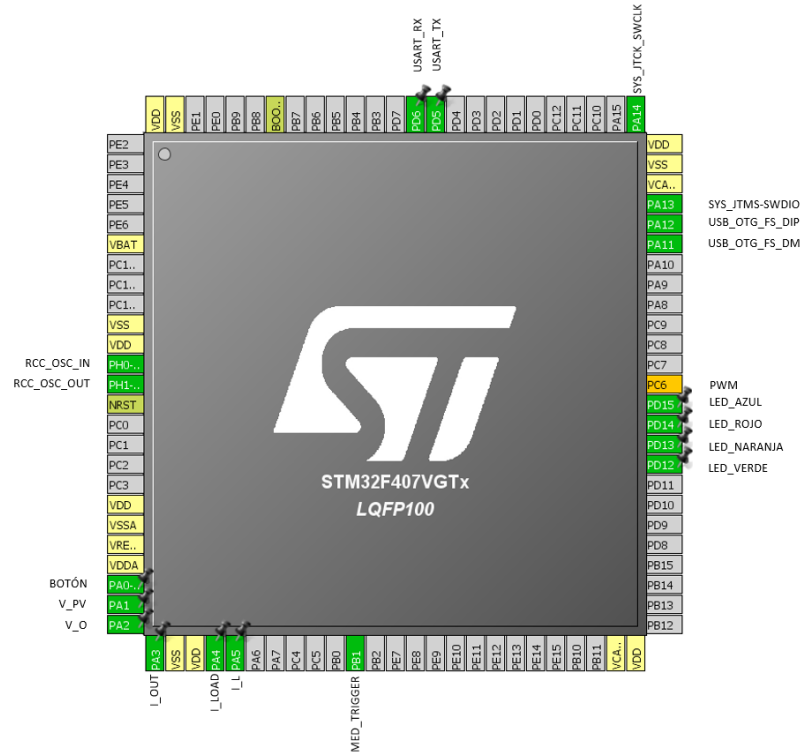


Figura 4.7.2: Diagrama de entradas y salidas del microcontrolador en STM32CubeMX.

El siguiente paso consiste en configurar los relojes y PLLs. Se adopta como frecuencia del sistema $f_{sysclk} = 168 \text{ MHz}$, siendo la máxima que permite este kit, y se configuran los PLLs para lograr que la frecuencia de los periféricos de APB1 sea $f_{APB1Perif} = 48 \text{ MHz}$ y al de los TIMERS $f_{APB1TIM} = 84 \text{ MHz}$, estos relojes afectan a los TIMERS de propósito general, que se utilizan para temporización y obtención del PWM. Se configura también la frecuencia de los periféricos de APB2 a $f_{APB2Perif} = 84 \text{ MHz}$ y $f_{APB1TIM} = 168 \text{ MHz}$, afectando esto a los conversores analógico-digitales y a los TIMERS avanzados. Se muestra el esquema completo en la Figura 4.7.3.

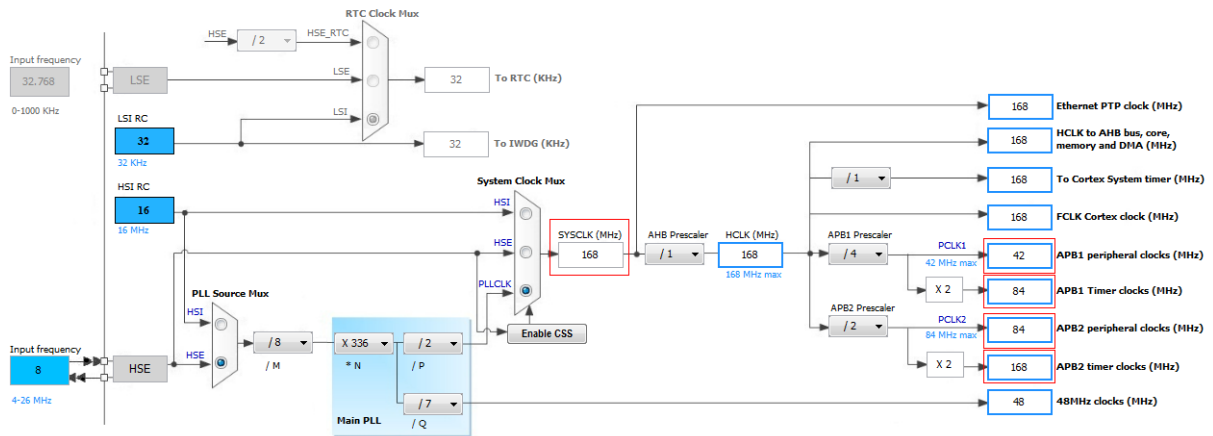


Figura 4.7.3: Diagrama de entradas y salidas del microcontrolador en STM32CubeMX.

Como último paso previo a la programación, se activa al puerto USB_OTG_FS en modo “COMMUNICATION DEVICE CLASS”, es decir, puerto serie virtual que se utilizará para el intercambio de datos entre el convertidor Boost y otros equipos del vehículo autónomo. Cabe destacar que si bien, al configurar este modo de USB se copiarán en el proyecto los archivos requeridos, al momento de escribir este informe existe un error en la función de recepción de datos serie propuesta por STMicroelectronics. En concreto, el problema ocurre debido a que en la función **CDC_Transmit_FS**, la cual se encuentra definida en el archivo *usbd_cdc_if.c*, no existe un comando que tome los datos del buffer serie y los almacene en un arreglo sobre el cual se pueda operar. Una posible solución consiste en reemplazar la función por:

```
uint8_t CDC_Transmit_FS(uint8_t* Buf, uint16_t Len){  
  
    uint8_t result = USBD_OK;  
  
    memcpy(UserTxBufferFS, Buf, sizeof(uint8_t)*Len); /* Copia el contenido de Buf */  
  
    USBD_CDC_HandleTypeDef *hcdc = (USBD_CDC_HandleTypeDef*)hUsbDeviceFS.pClassData;  
  
    if (hcdc->TxState != 0){  
        return USBD_BUSY;  
    }  
  
    USBD_CDC_SetTxBuffer(&hUsbDeviceFS, Buf, Len);  
    result = USBD_CDC_TransmitPacket(&hUsbDeviceFS);  
  
    return result;  
}
```

4.7.2.2. Programación por registros

Para las tareas principales del sistema se prefiere la programación por medio de registros específicos de la plataforma. Esto permite reducir los retardos en la operación que en ocasiones se producen por el uso de capas de abstracción de hardware, los cuales son inconsistentes y podrían resultar excesivos para un sistema que debe realizar cálculos en microsegundos. Otro punto a favor de la configuración de periféricos por registros es que permite mayor control sobre las diversas opciones del periférico, y mayor entendimiento de la operación del mismo.

Los periféricos que requieren un análisis en profundidad son el timer requerido para la generación del PWM y los ADCs utilizados para obtener los valores de tensión correspondientes a las variables de interés del convertidor. Para estos últimos, debe elegirse el instante de tiempo en el que se valida el valor de la medición y su frecuencia. Dentro de las mediciones requeridas por la estrategia de control se encuentra un valor de tensión proporcional a la corriente del inductor. Como se analizó en la Sección 1.2.2 y se mostró en la Figura 1.2.2, su forma de onda es triangular, cuya frecuencia corresponde a la frecuencia de conmutación del convertidor, y presenta una componente de continua (para el caso estudiado, considerando conducción continua). Para realizar el control PI de corriente de entrada se requiere el valor medio, y el mismo puede ser fácilmente obtenido si por medio del microcontrolador solamente se validan las mediciones justo a la mitad del ciclo de trabajo (a la mitad de PWM ON, o bien PWM OFF).

Una forma posible de realizarlo en la práctica es construyendo una señal de PWM,

a la que llamaremos señal de trigger, sincronizada con el propio PWM del SMPS, cuyo ciclo de trabajo sea equivalente a la mitad del ciclo de trabajo del PWM principal menos el intervalo requerido por el ADC para tener el valor de la medición. Posteriormente, se configura al ADC para comenzar la cuenta en el flanco descendente de la señal generada como trigger. Cabe destacar que además de las ventajas ya mencionadas, al medir de esta forma también se elimina el ruido de conmutación, producido por la propia inductancia parásita de las pistas del circuito, que de otra forma estaría presente en la medición. Se ejemplifica en la Figura 4.7.4 el caso correspondiente a un ciclo de trabajo es $\delta = 0.5$.

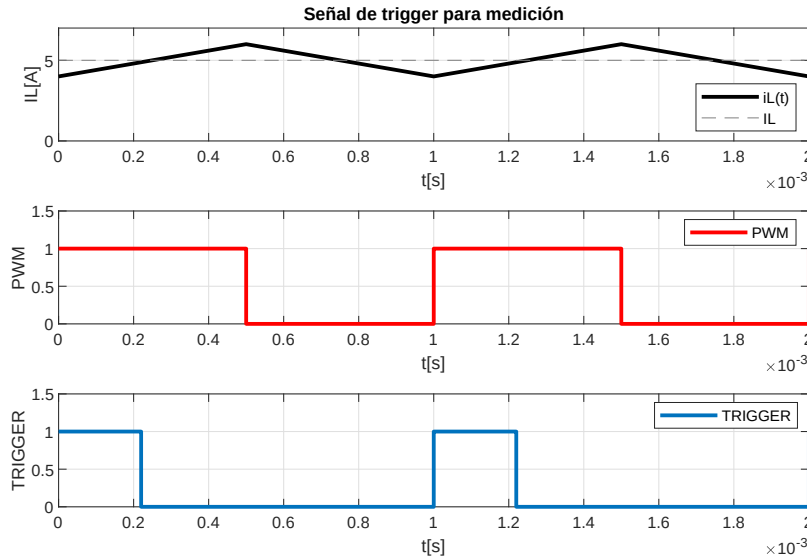


Figura 4.7.4: Señal de trigger para $\delta = 0.5$.

En esta figura, se observa que si se puede calcular el valor de $I_L(t)$ justo en el medio de PWM ON, se obtiene su valor medio. El flanco descendente de TRIGGER se produce ligeramente antes de que se llegue a PWM ON, exactamente el tiempo requerido para que el ADC calcule el valor de I_L . Para el ADC del STM32F407, para lograr una resolución de 12 bits se requieren 15 ciclos del reloj del ADC, siendo este el tiempo exacto requerido para el cálculo de I_L . A continuación, se describe la configuración de registros correspondientes al timer TIM3, para configurar los canales que producen al PWM y a la señal de TRIGGER, respectivamente.


```

void TIM3_PWM_Init(void){

    /* Configuración de clock y GPIO */

    RCC -> APB1ENR |= (1<<1); /* habilita APB1 para TIM3 */
    RCC -> AHB1ENR |= (1<<2); /* habilita AHB1 para GPIOC */

    GPIOC -> MODER   |= (0b10<<2*6)
                       |(0b10<<2*9); /* configura a PC6 y a PC9 en modo "alternate", modo en que opera TIM3 */
    GPIOC -> AFR[0]  |= (0b10<<4*6); /* configura el modo AF2 para el puerto PC6, para operar como TIM3 */
    GPIOC -> AFR[1]  |= (0b10<<4*2); /* configura el modo AF2 para el puerto PC9, para operar como TIM3 */

    /* Configuración del Timer TIM3 (CH1) */

    TIM3 -> CCR1 = PWM_INITIAL_DUTY; /* fija un valor inicial de ciclo de trabajo al canal 1 */
    TIM3 -> CCR4 = PWM_INITIAL_DUTY; /* fija un valor inicial de ciclo de trabajo al canal 4 */
    TIM3 -> PSC = PWM_PRESCALER;     /* configura el valor de prescaler */
    TIM3 -> ARR = PWM_PERIOD;         /* cuenta hasta el valor fijado de periodo */
    TIM3 -> CR1  |= (1<<0);           /* se inicia el contador */
    TIM3 -> CR2  |= (0b111<<4);       /* se manda una señal TRGO en función de OC4REF */
    TIM3 -> CCMR1 |= (6<<4);          /* activa modo 1 de PWM en CH1 */
    TIM3 -> CCMR2 |= (6<<12);         /* activa modo 1 de PWM en CH4 */
    TIM3 -> CCER |= (1<<0)
                       |(1<<12);      /* habilita salida de PWM en CH1 y CH4 */

    return;
}

```

Las primeras sentencias habilitan el uso del timer TIM3 y de la sección C de los GPIO, configurando a los puertos para que realicen la función alternativa 2 (correspondiente a PWM). Luego, se configura el valor inicial del ciclo de trabajo de ambos canales y su período. Por último, se configura como señal de TRGO (abreviación del fabricante para “TRIGGER OUTPUT”, o en español, salida de señal de disparo) a la referencia del canal 4 de TIM3, que se empleará para iniciar la conversión de los ADCs, y se inicia al contador y a las salidas del timer. La función *tim3_duty()* permite adecuar a la señal de referencia para el TRIGGER, y debe ser llamada cada vez que se desee alterar el ciclo de trabajo.

```
void TIM3_Duty(float duty_cycle){

    volatile float d_cycle = duty_cycle * PWM_PERIOD;
    volatile float med_cycle = 0;

    if(d_cycle >= 120){

        med_cycle = d_cycle/2 - 60;    /* offset de 15 ADC_CYCLES */
    }

    else{

        if(d_cycle == 0){

            med_cycle = PWM_PERIOD/2;    /* permite medir en modo parado */

        }

        else{

            med_cycle = (PWM_PERIOD + d_cycle)/2 - 60; /* offset de 15 ADC_CYCLES */

        }

        TIM3 -> CCR1 = (uint16_t) d_cycle;    /* se aplica el ciclo de trabajo al PWM CH1 */
        TIM3 -> CCR4 = (uint16_t) med_cycle; /* se aplica el ciclo de trabajo al PWM CH4 */

    }

    return;

}
```

Cabe destacar que para los casos donde el ciclo de trabajo es demasiado pequeño para que la medición pueda ser correctamente realizada, en lugar de medir durante PWM ON, se mide en PWM OFF.

Para la configuración de los canales de ADC requeridos, se aprovecha el hecho de que el microcontrolador cuenta con 3 ADCs independientes. Como la medición de la tensión del arreglo de paneles solares y la corriente del inductor debe realizarse cada el mismo intervalo de tiempo, ambas serán realizadas por el ADC2. Las mediciones restantes, (tensión de baterías, corriente de salida del convertidor y de la carga conectada a las baterías) pueden ser calculadas con menor periodicidad, y se realizan utilizando el ADC1. En ambos casos, la obtención de las variables se realiza por medio de interrupciones de los ADCs, al llegar cuando todos sus canales han sido computados, y el inicio de la conversión se realiza por medio de una señal de disparo externa, siendo en el caso del ADC2, la señal generada por TIM3. A continuación, se detalla el código de configuración de los registros de ambos ADCs:

```
void adc_init(void){

    RCC->AHB1ENR |= (1<<0); /* Habilita GPIOA */

    RCC->APB2ENR |= (1<<8)
    |(1<<9); /* Habilita el ADC1 Y ADC2 */

    GPIOA->MODER |= (3<<2*1) /* Configura modo analógico para PA1 */
    |(3<<2*2) /* Configura modo analógico para PA2 */
    |(3<<2*3) /* Configura modo analógico para PA3 */
    |(3<<2*4) /* Configura modo analógico para PA4 */
    |(3<<2*5); /* Configura modo analógico para PA5 */

    ADC1->CR2 = (1<<0) /* Habilita el ADC1 */
    |(9<<16) /* Configura como evento de trigger a TIM4 TRGO */
    |(1<<20); /* Adopta configura como señal de disparo al flanco ascendente */

    ADC1->CR1 = (1<<7) /* Habilita la interrupción para canales inyectados */
    |(1<<8) /* Habilita el modo SCAN para los canales */
    |(0<<24); /* Resolución de 12 bits */

    ADC1->JSQR = (2<<5*1) /* Primer canal a convertir PA2 */
    |(3<<5*2) /* Segundo canal a convertir PA3 */
    |(4<<5*3) /* Tercer canal a convertir PA4 */
    |(2<<20); /* Se convierten 3 canales */

    ADC2->CR2 = (1<<0) /* Habilita el ADC2 */
    |(5<<16) /* Configura como evento de trigger a TIM3 CC4 */
    |(2<<20); /* Adopta configura como señal de disparo al flanco descendente */

    ADC2->CR1 = (1<<7) /* Habilita la interrupción para canales inyectados */
    |(1<<8) /* Habilita el modo SCAN para los canales */
    |(0<<24); /* Resolución de 12 bits */

    ADC2->JSQR = (5<<2*5) /* Primer canal a convertir PA5 */
    |(1<<3*5) /* Segundo canal a convertir PA1 */
    |(1<<20); /* Se convierten 2 canales */

    NVIC_EnableIRQ(ADC_IRQn);

    ADC1->CR2 |= (1<<22); /* Se inicia la conversión de canales inyectados de ADC1 */

    ADC2->CR2 |= (1<<22); /* Se inicia la conversión de canales inyectados de ADC2 */

    return;
}
```

Para la conversión de los canales de medición, se usa el modo inyectado de los ADCs. La ventaja de este modo es que la conversión de los canales se almacena en registros independientes para cada canal, en lugar de utilizar el mismo registro para todos los canales. Como se ha explicado, se usa la señal TRGO de TIM3 para iniciar la conversión del ADC2, y una señal de menor frecuencia, para comenzar la conversión de ADC1. esta señal es producida por TIM4. Se habilitan las interrupciones de ADC, y por último se inicia la conversión de ambos conversores analógico-digitales. Se omite el código correspondiente a la configuración de TIM4 por su similitud con TIM3.

Al emplear un microcontrolador para realizar el algoritmo del controlador PI, el mismo será digital. Si bien es posible diseñarlo de modo que se ejecute siempre que sea posible, lo ideal es que su rutina de cálculo sea ejecutada a intervalos regulares, reduciendo el cómputo requerido y aumentando su eficacia. De acuerdo con [19], al diseñar un convertidor D-SMPS (fuente conmutada con controladores en tiempo discreto), con

dos lazos de control, la frecuencia de muestreo F_S del lazo interno deberá ser menor a la del convertidor, sugiriéndose que una frecuencia 3 veces menor a la del convertidor permite una correcta operación. Por lo tanto, se adopta dicho valor. Para el caso del lazo externo, la frecuencia de muestreo puede ser incluso menor ya que el polo que añade el PI externo se diseña de forma que resulte considerablemente más lento.

Con este objetivo, se configuran a los timers TIM2 y TIM4, para temporizar el cálculo de los algoritmos de PI, de forma tal que disparen una interrupción al llegar al valor de cuenta. Este valor es configurado según el período de muestreo adoptado para el PI de corriente y de tensión respectivamente. En la siguiente subsección se explica en detalle el algoritmo implementado para la correcta adopción del estado de operación del sistema en función de las variables medidas.

4.7.2.3. Descripción de la Máquina de Estado Finito

Una vez configuradas las entradas y salidas del kit de desarrollo a través de los registros del microcontrolador, el siguiente paso es programar un algoritmo que determine el estado de operación del convertidor en función de las variables medidas.

Para ello, se adopta una estructura de MEF, describiendo el comportamiento del sistema por medio de un número determinado de estados y transiciones entre los mismos, generados en respuesta a eventos, tanto externos como internos. Esta estructura es la más adecuada para sistemas del estilo de este convertidor, donde el modo de operación depende de eventos que ocurren en tiempos indefinidos. En la Figura 4.7.5 se representa el diagrama de la MEF y los eventos que definen las transiciones, donde los estados son:

- e_1 : estado PARADO. Los algoritmos de control se encuentran desactivados, por lo que el ciclo de trabajo del PWM es 0 %.
- e_2 : estado INICIALIZACIÓN. Se activan e inician los algoritmos de control.
- e_3 : estado OPERACIÓN MPPT. Los algoritmos de control fijan el ciclo de trabajo del convertidor, el algoritmo MPPT fija el setpoint de tensión de PV.
- e_4 : estado BATERÍA CARGADA. Se desactiva el algoritmo MPPT. El setpoint de tensión de PV es fijado por el algoritmo de seguimiento de corriente de carga.
- e_5 : estado PROTEGIDO. Los algoritmos de control son desactivados, se fija al ciclo de trabajo en 0 %.

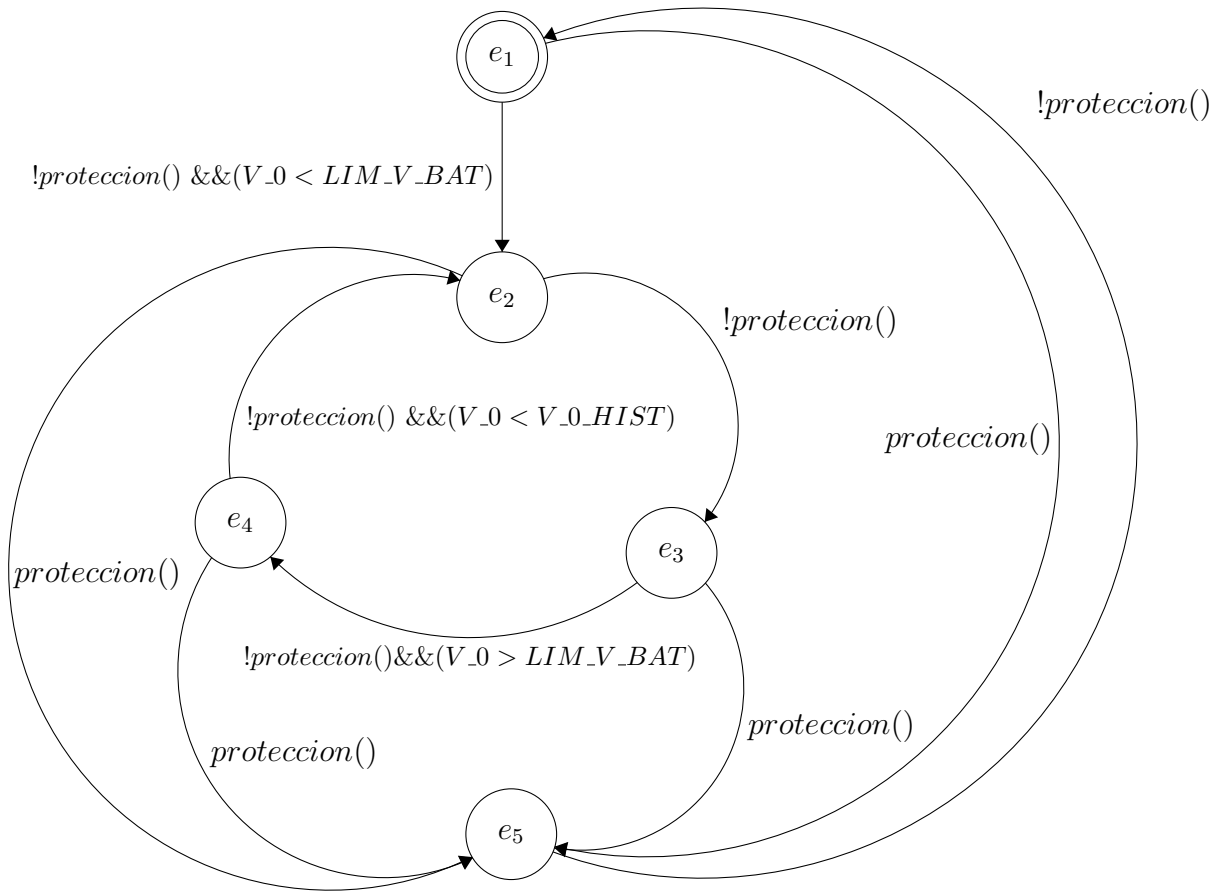


Figura 4.7.5: Máquina de estados del convertidor.

La programación en lenguaje C de la máquina de estado finito discreto se realiza por medio de dos estructuras switch case, donde en una de ellas se definen las transiciones entre estados (como se muestra en la Figura 4.7.5), y en la otra, se describen las acciones de control a realizar en cada estado.

Las funciones correspondientes al algoritmo de control PI implementado se presentan en el Apéndice D. Asimismo, el algoritmo correspondiente al seguimiento del MPP por medio del método de conductancia incremental, implementado en lenguaje C se detalla en el Apéndice E, mientras que el algoritmo de seguimiento de la corriente de carga se describe en el Apéndice F.

4.7.3. Adquisición de datos y diagnóstico del convertidor

En la Sección 4.7.1 cuando se justificó la elección del kit de desarrollo se mencionó que el mismo cuenta con una interfaz llamada ST-Link que permite la programación del mismo y la lectura en tiempo real de variables de interés e incluso su adquisición para un análisis posterior, utilizando el entorno STMStudio. Al compartir ambas tareas una misma interfaz, no es posible realizarlas en simultáneo. Además, la adquisición de datos por medio de ST-Link requiere que los equipos de cómputo cuenten previamente con los controladores correspondientes a dicha interfaz, el aplicativo STMStudio y los archivos de configuración correspondientes, con las direcciones de memoria de las variables de interés.

Para simplificar la interpretación de las variables de diagnóstico, y poder leer las mismas en cualquier plataforma, se opta por enviar dichas variables por una interfaz serie alternativa. Como el STM32F407VG tiene un puerto USB OTG, se adopta esta interfaz, y se la configura en el modo de puerto de comunicación serie (VCP, sigla en inglés correspondiente a “Virtual Communication Port”). La tira de datos se envía cada 100 *ms* en el orden indicado en la Figura 4.7.6.

I_L	I_L	V_PV	V_PV	V_O	V_O	I_Conv	I_Conv	I_Load	I_Load	Duty	Duty	Estado
15:8	7:0	15:8	7:0	15:8	7:0	15:8	7:0	15:8	7:0	15:8	7:0	7:0

Figura 4.7.6: Tira de bits enviada a través del puerto USB.

Para el análisis visual de las variables y la adquisición de los valores temporales de las mismas, se desarrolla un programa en Python cuya interfaz gráfica está programada usando la biblioteca Tkinter, lo cual permite que el programa pueda ser ejecutado en cualquier plataforma, siendo esto importante ya que el vehículo autónomo cuenta con una computadora Intel NUC, la cual corre un sistema operativo basado en GNU/Linux, y las etapas de prueba y desarrollo del prototipo fueron realizadas en una notebook con Windows. En la Figura 4.7.7 se muestra la interfaz de diagnóstico diseñada.

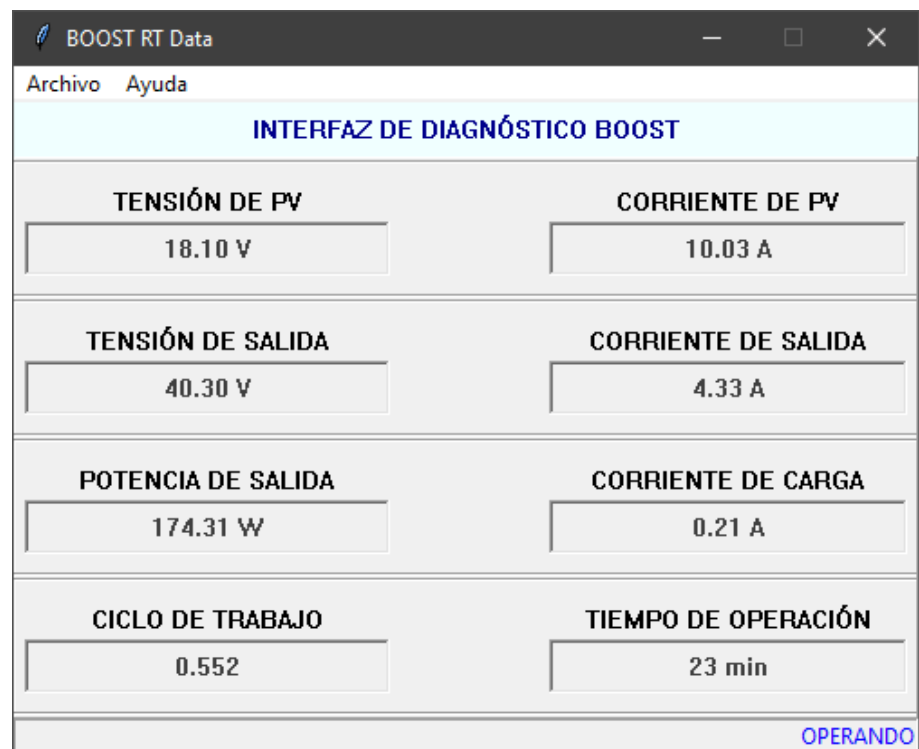


Figura 4.7.7: Interfaz gráfica de usuario del Adquisidor de Datos.

Capítulo 5

Diseño de los circuitos de medición

5.1. Medición de tensión y corriente

El funcionamiento de los algoritmos de control del convertidor requieren el sentido de ciertas variables tales como la tensión de los paneles solares, la corriente de salida del convertidor, entre otras. Para ello se requieren sistemas de medición. Los mismos están conformados por tres etapas principales: elemento sensor, circuito de acondicionamiento de señal, y finalmente un bloque de conversión analógica/digital (ADC), como se puede apreciar en la Figura 5.1.1.



Figura 5.1.1: Etapas principales de un sistema de medición.

En el sistema de medición propuesto, la primera etapa se corresponde con las resistencias shunts utilizadas en la medición de corrientes, y divisores resistivos en la medición de tensiones. El objetivo de la segunda etapa del sistema de medición es adaptar la señal analógica generada por el elemento sensor de manera tal que pueda ser procesada por el ADC.

Para lograr esto, se deben ajustar los niveles de señales teniendo la precaución de que esta etapa de acondicionamiento de señal no cargue al ADC. Esto quiere decir que el circuito que se encarga de sensar la variable de interés debe tener una impedancia de salida más baja que la especificada por el fabricante del microcontrolador. Por otro lado, es necesaria la presencia de un filtro de Anti-Aliasing, es decir, un filtro analógico que limita en banda la señal de salida del sensor para satisfacer el Teorema de Muestreo de Nyquist. A su vez, es necesario un filtro de ruido para optimizar la medición.

Tabla 5.1: Características del ADC del microcontrolador STM32F407.

STM32F407	
Tecnología	Sample and Hold
Resolución	12 bits
Entrada analógica	0 – 3 V
Velocidad de conversión	0.5 μs a 30 MHz (2 Msps)

5.1.1. Circuito de medición de corriente

Para la medición de corriente se propone el circuito de la Figura 5.1.2.

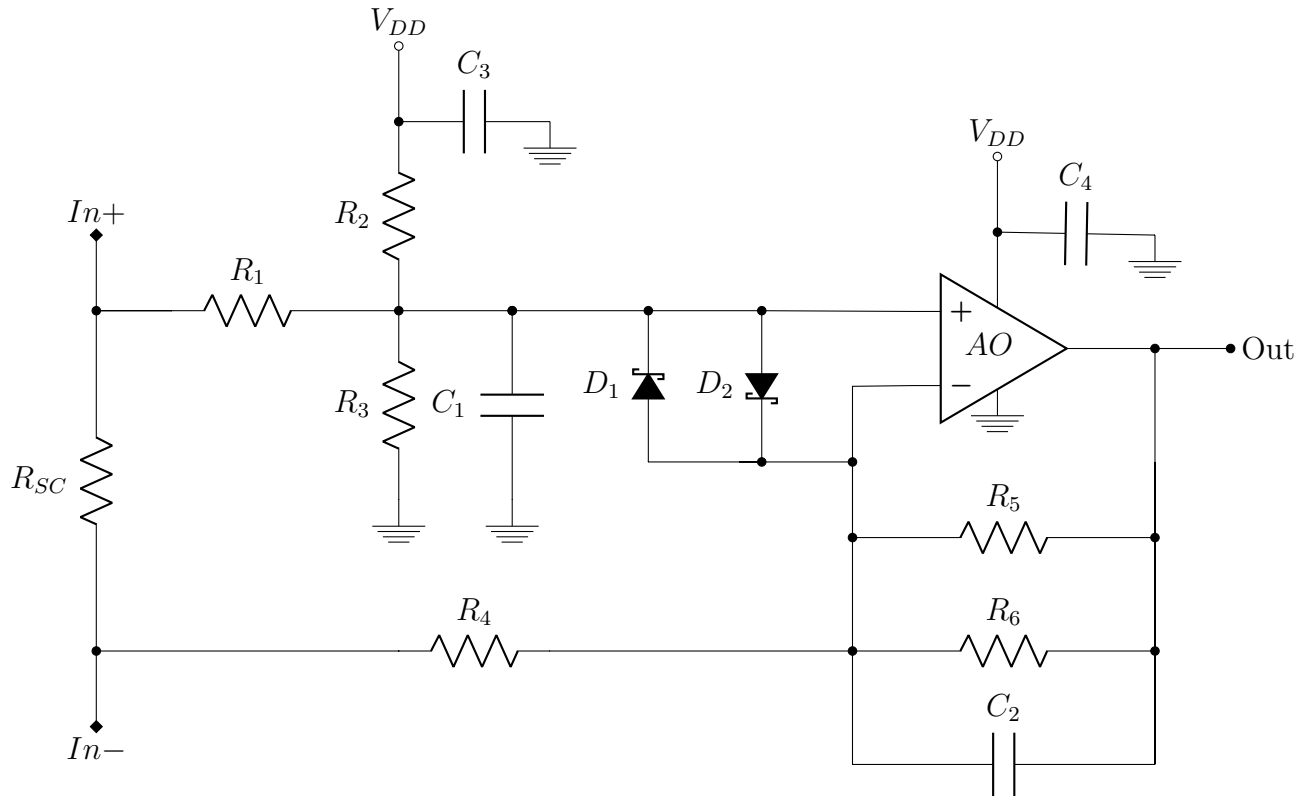


Figura 5.1.2: Circuito propuesto para la medición de corriente.

La resistencia R_{SC} es el Shunt que sensa la corriente a medir. En caso de circular una corriente nula por dicho Shunt, es necesario que la salida sea diferente de cero. Para lograr esto se incluyen las resistencias R_2 y R_3 que conforman una polarización en a la salida. Los diodos D_1 y D_2 forman una protección de sobre voltaje diferencial sobre el A.O., por lo que en condiciones normales se encuentran cortados. Los capacitores C_1 y C_2 constituyen un filtro de primer orden mientras que los capacitores C_3 y C_4 se colocan para estabilizar la alimentación V_{CC} .

5.1.1.1. Estudio en polarización

En la Figura 5.1.3 se muestra el circuito anterior en estado de polarización. Esto quiere decir que la corriente por el Shunt es nula y los capacitores están abiertos. Además se removieron los diodos para facilitar la visualización.

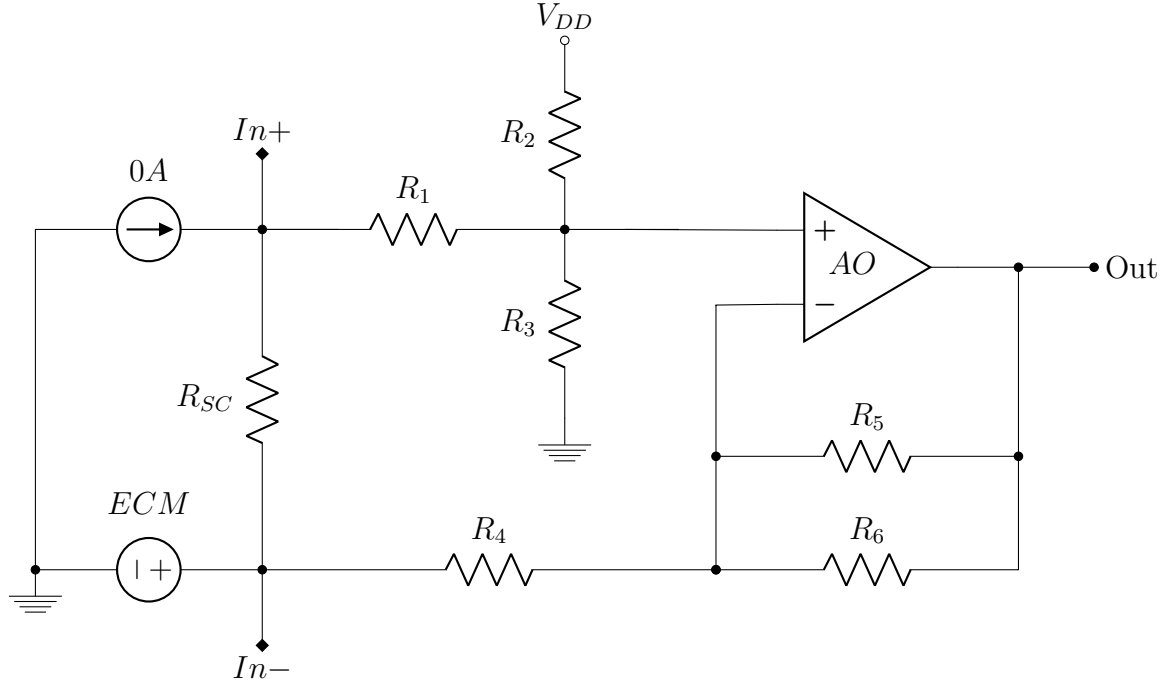


Figura 5.1.3: Circuito propuesto para la medición de corriente en polarización.

La señal ECM representa una tensión a modo común. Esta fuente es incluida a los efectos de contemplar la caída de tensión producto de la circulación de corriente por las pistas que unen al Shunt con el punto de masa. La resistencia de este camino depende de la geometría de la placa, pero suele ser comparable (y a veces mayor) a la resistencia del Shunt. A continuación se analiza la cancelación de esta tensión a través de la configuración diferencial.

Para el estudio en polarización, se aplica el principio de superposición aprovechando la linealidad de la totalidad de los componentes que conforman el circuito.

En primer lugar, se pasiva la fuente ECM resultando:

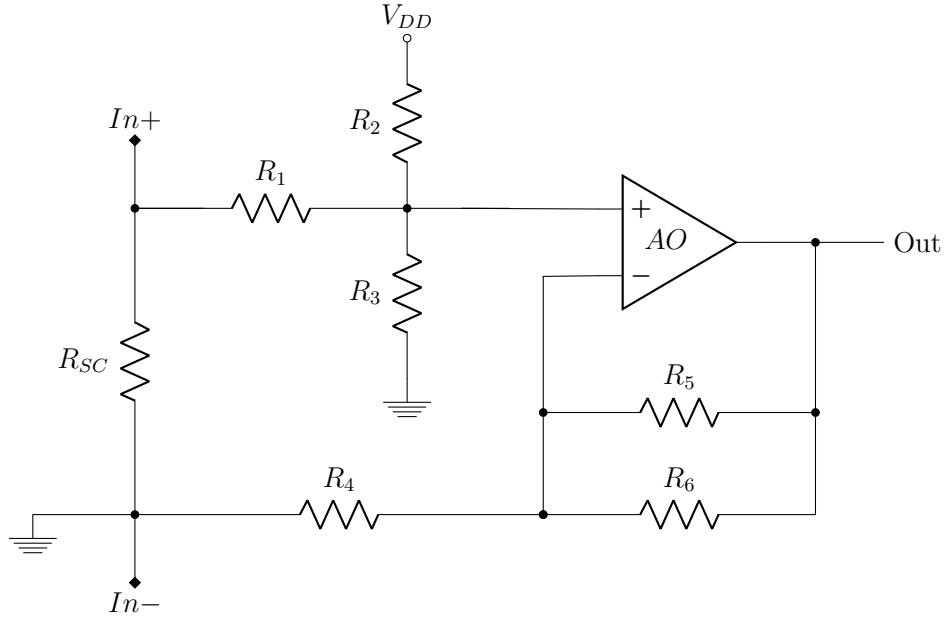


Figura 5.1.4: Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.

El A.O. se encuentra realimentado negativamente, por lo tanto $e^+ = e^-$. La tensión en la entrada no inversora resulta:

$$e^+ = \frac{R_3 \parallel (R_1 + R_{SC})}{R_2 + [R_3 \parallel (R_1 + R_{SC})]} V_{DD} \approx \frac{R_3 \parallel R_1}{R_2 + (R_3 \parallel R_1)} V_{DD}. \quad (5.1)$$

En esta situación el amplificador tiene un comportamiento no inversor con una ganancia dada por:

$$A_v = 1 + \frac{R_5 \parallel R_6}{R_4}. \quad (5.2)$$

Por lo tanto la tensión a la salida del A.O., producto de la fuente V_{DD} resulta:

$$v_{0V_{DD}} = A_v e^+ = \left(1 + \frac{R_5 \parallel R_6}{R_4}\right) \frac{R_3 \parallel R_1}{R_2 + (R_3 \parallel R_1)} V_{DD}. \quad (5.3)$$

En segundo lugar se pasiva la tensión V_{DD} para el estudio de la fuente *ECM*. El circuito resultante se muestra en la Figura 5.1.5.

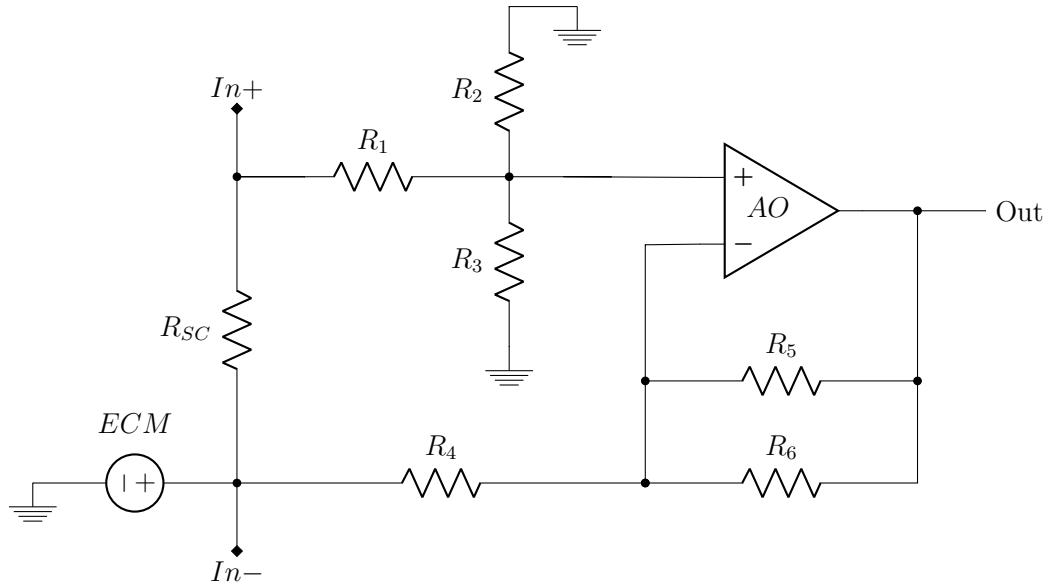


Figura 5.1.5: Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.

Eligiendo valores de resistencia razonables la resistencia Shunt es mucho menor que el resto de las mismas. Por lo tanto, se puede considerar a R_{SC} como un cortocircuito, resultando el circuito de la Figura 5.1.6

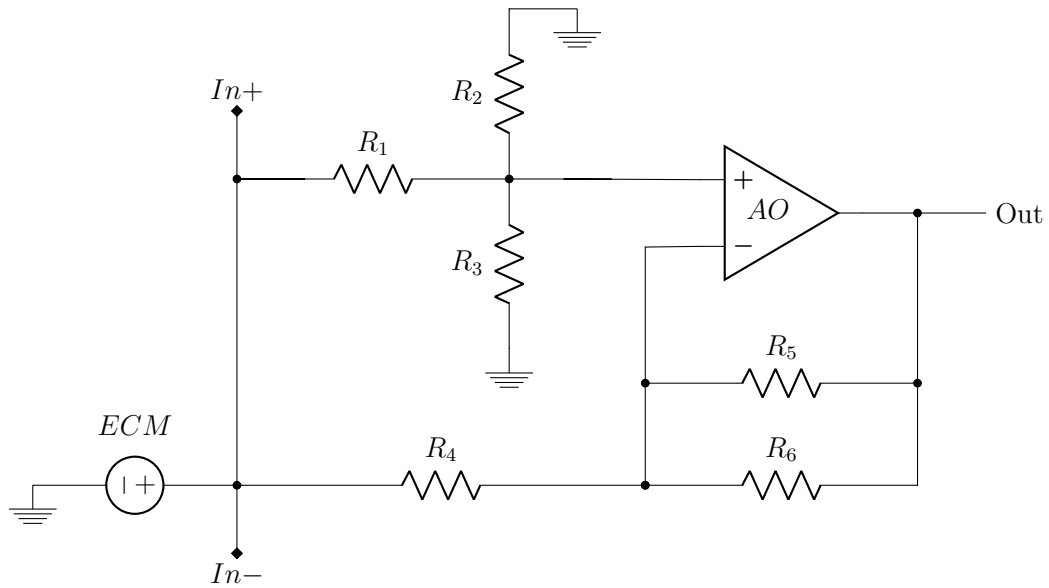


Figura 5.1.6: Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.

A partir de esta aproximación, se puede ver que la tensión de los nodos i_n^+ e i_n^- es igual al voltaje a modo común ECM . En base a esto, se construye un modelo en el cual se desdobra la fuente ECM en otras dos: ECM_1 y ECM_2 . Estas se aplican sobre los pines i_n^+ e i_n^- separadamente como se puede ver en la Figura 5.1.7.

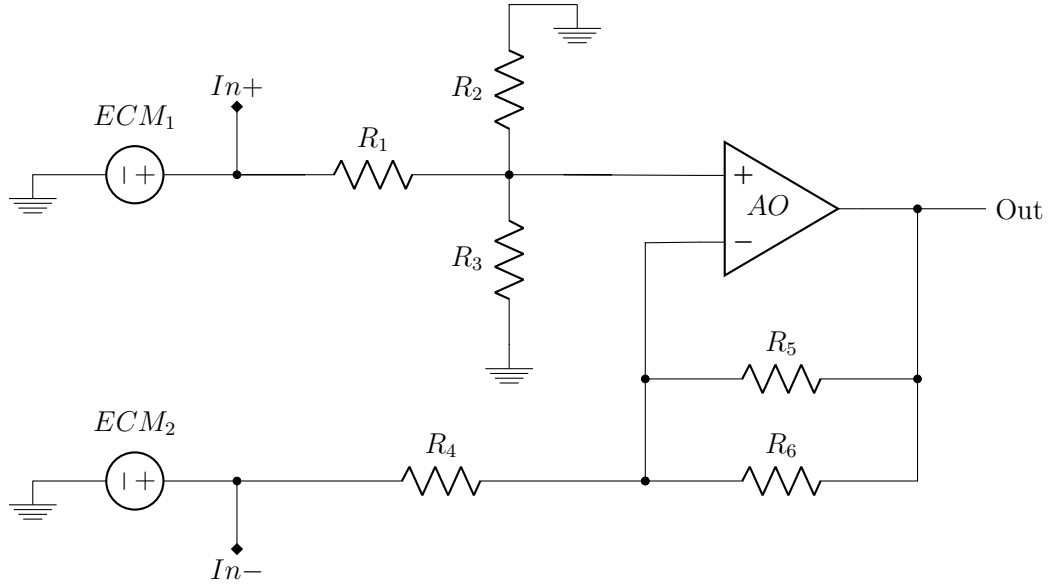


Figura 5.1.7: Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.

Nuevamente, se aplica superposición sobre estas fuentes para estudiar el efecto de ECM . Como resultado se obtienen los circuitos de las Figuras 5.1.8 y 5.1.9.

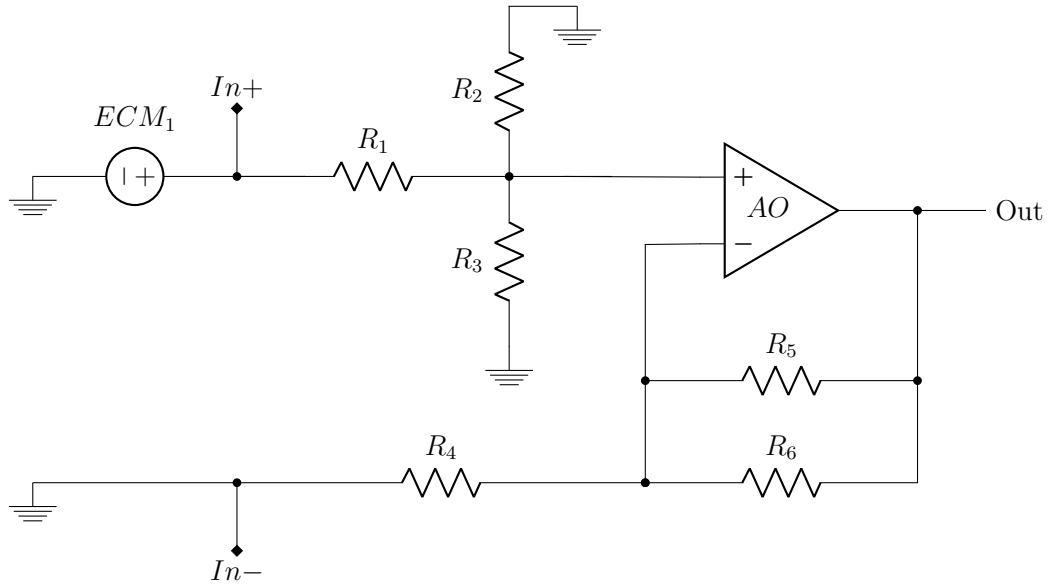


Figura 5.1.8: Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.

El circuito que contiene a ECM_1 se comporta como un amplificador no inversor con un divisor resistivo a la entrada y una ganancia que se puede calcular de la siguiente forma:

$$A_{v_{ECM_1}} = A_{Divisor} A_v = \left(\frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + (R_2 \parallel R_3)} \right) \left(1 + \frac{R_5 \parallel R_6}{R_4} \right). \quad (5.4)$$

Eligiendo:

$$R_1 = R_4, \quad (5.5)$$

$$R_2 = R_5, \quad (5.6)$$

$$R_3 = R_6, \quad (5.7)$$

los términos $[R_4 + (R_5 // R_6)]$ y $[R_1 + (R_2 // R_3)]$ se cancelan entre si, resultando:

$$A_{vECM_1} = \frac{R_2 // R_3}{R_4} = \frac{R_5 // R_6}{R_4}. \quad (5.8)$$

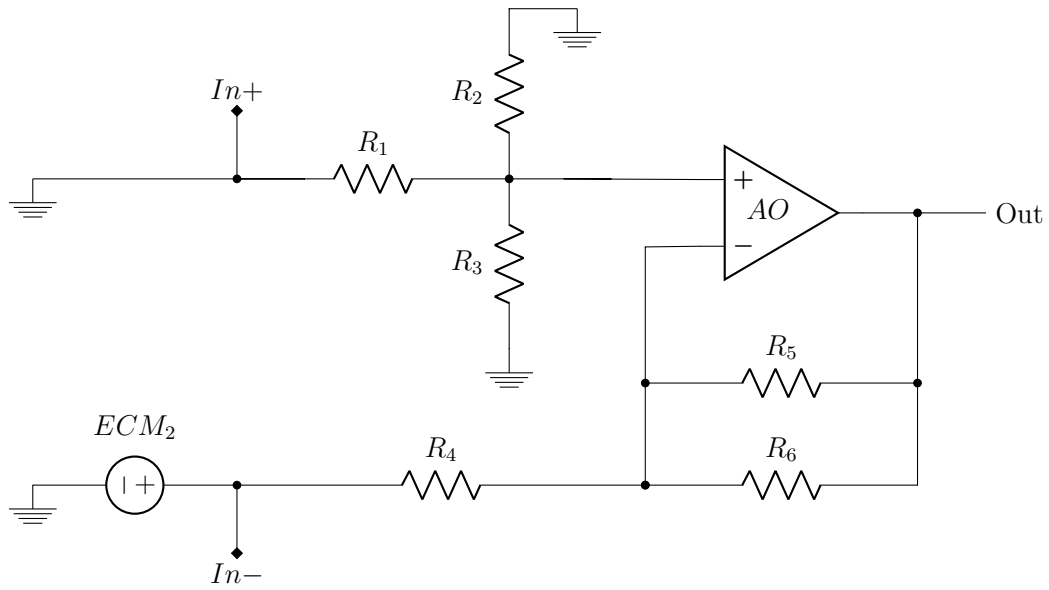


Figura 5.1.9: Estudio de la tensión a modo común en el circuito de medición de corriente en polarización.

El circuito que contiene a ECM_2 es un amplificador inversor cuya ganancia resulta:

$$A_{vECM_2} = A_v = -\frac{R_5 // R_6}{R_4}, \quad (5.9)$$

donde las ganancias A_{vECM_1} y A_{vECM_2} son iguales y opuestas. Por lo tanto el efecto de la tensión ECM resulta:

$$v_{0ECM} = A_{vECM_1} ECM_1 + A_{vECM_2} ECM_2 = (A_{vECM_1} + A_{vECM_2}) ECM = 0. \quad (5.10)$$

Este resultado es el deseado ya que el amplificador diferencial tiene como principal función amplificar una diferencia de tensión entre dos puntos, eliminando en la salida cualquier componente a modo común. Esto tendrá validez siempre y cuando se cumplan las igualdades de las Ecuaciones (5.5), (5.6) y (5.7).

5.1.1.2. Estudio en señal

Para el estudio en señal, se supone que existe una fuente de corriente que fuerza la circulación de cargas por la resistencia del Shunt. En este caso no se estudia el efecto de la tensión a modo común, ya que como se mencionó en el análisis de polarización, la configuración diferencial permite eliminar dicho efecto sobre la salida. En la Figura 5.1.10 se muestra el circuito resultante.

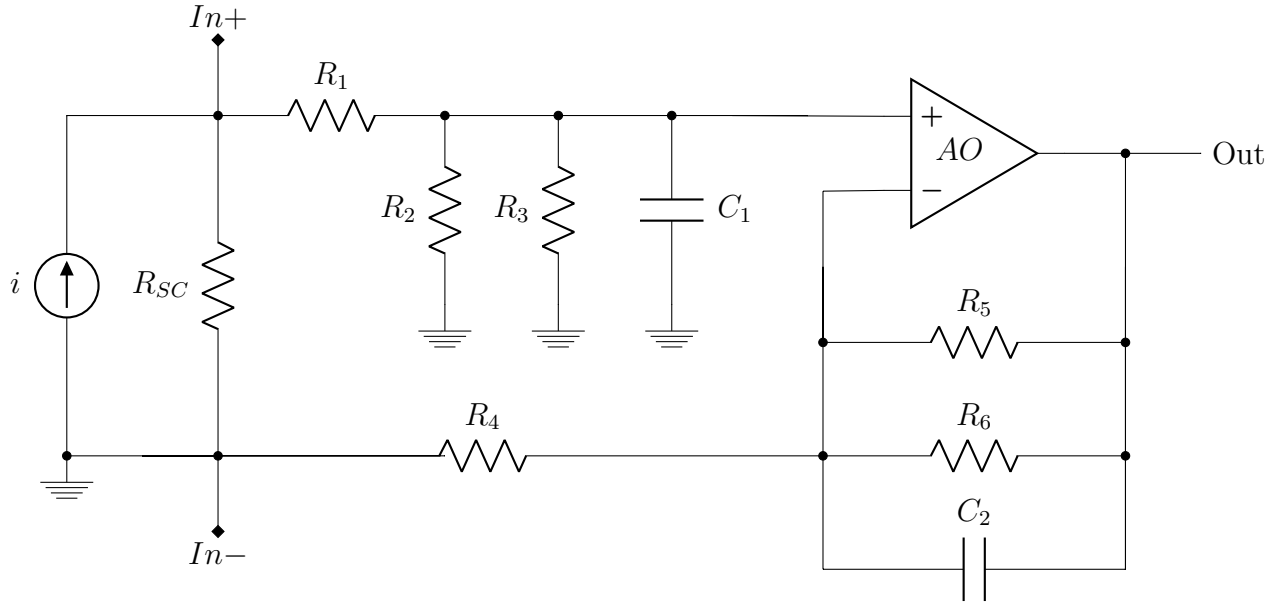


Figura 5.1.10: Estudio en señal del circuito para medición de corriente.

Para realizar un análisis cuantitativo, se realiza el equivalente de Thévenin del circuito de medición. Lo único que se ve a partir de los bornes i_n^+ e i_n^- es la resistencia Shunt R_{SC} y la fuente de corriente. Por lo tanto, el equivalente resulta:

$$v = v_{Th} = i R_{SC},$$

$$R_{Th} = R_{SC},$$

y se puede ver en el circuito de la Figura 5.1.11

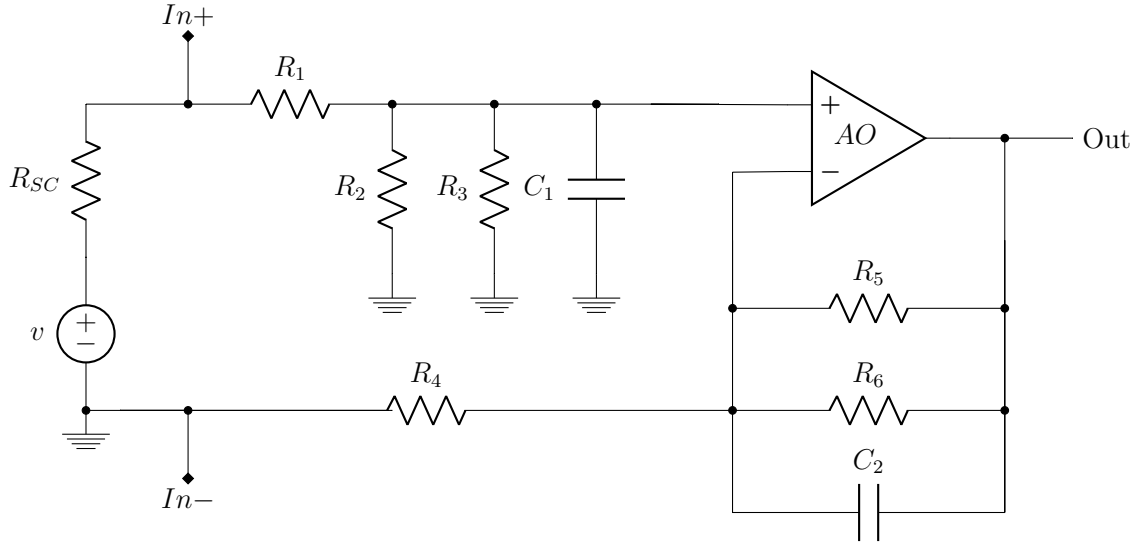


Figura 5.1.11: Estudio en señal del circuito para medición de corriente.

El circuito resultante es un amplificador no inversor cuya ganancia se puede calcular de la siguiente forma:

$$A_v(s) = \frac{v_0}{v} = A_{Divisor}(s) A_v(s) = \left(\frac{R_2 \parallel R_3 \parallel X_1}{R_{SC} + R_1 + (R_2 \parallel R_3 \parallel X_1)} \right) \left(1 + \frac{R_5 \parallel R_6 \parallel X_2}{R_4} \right). \quad (5.11)$$

$$A_v(s) = \left(\frac{R_2 \parallel R_3 \parallel X_1}{R_{SC} + R_1 + (R_2 \parallel R_3 \parallel X_1)} \right) \left(\frac{R_4 + (R_5 \parallel R_6 \parallel X_2)}{R_4} \right). \quad (5.12)$$

Teniendo en cuenta que $R_{SC} + R_1 \simeq R_4$ y $X_1 = X_2$, la ganancia anterior se puede expresar como

$$A_v(s) = \frac{R_2 \parallel R_3 \parallel X_1}{R_4} = \frac{\left(\frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3} \right)}{R_4 \left(1 + s \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3} \right) C_1 \right)}. \quad (5.13)$$

Multiplicando la ganancia $A_v(s)$ por la resistencia Shunt R_{SC} se obtiene la función transferencia ganancia de transimpedancia $A_z(s)$, la cual relaciona la tensión de salida de la medición con la corriente aplicada:

$$A_z = R_{SC} A_v(s) = \frac{R_{SC} \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3} \right)}{R_4 \left[1 + s \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3} \right) C_1 \right]}. \quad (5.14)$$

Por lo tanto, la ganancia en señal tiene una ganancia estática A_{zCC} y un ancho de banda BW dados por:

$$A_{zCC} = \frac{R_{SC} \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3} \right)}{R_4} \quad (5.15)$$

$$BW = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi\left(\frac{R_2+R_3}{R_2R_3}\right)C_1} \quad (5.16)$$

5.1.1.3. Medición de corriente unidireccional

En el caso de medir corriente unidireccional es posible realizar ciertas simplificaciones sobre el circuito de la Figura 5.1.2. En un principio se puede eliminar la tensión V_{DD} ya que no es necesaria una componente de polarización a la salida. Por lo tanto la resistencia R_2 también es eliminada. Luego, con el objetivo de mantener la simetría en señal, se puede eliminar la resistencia R_5 análoga a R_2 . El circuito resultante se muestra en la Figura 5.1.12.

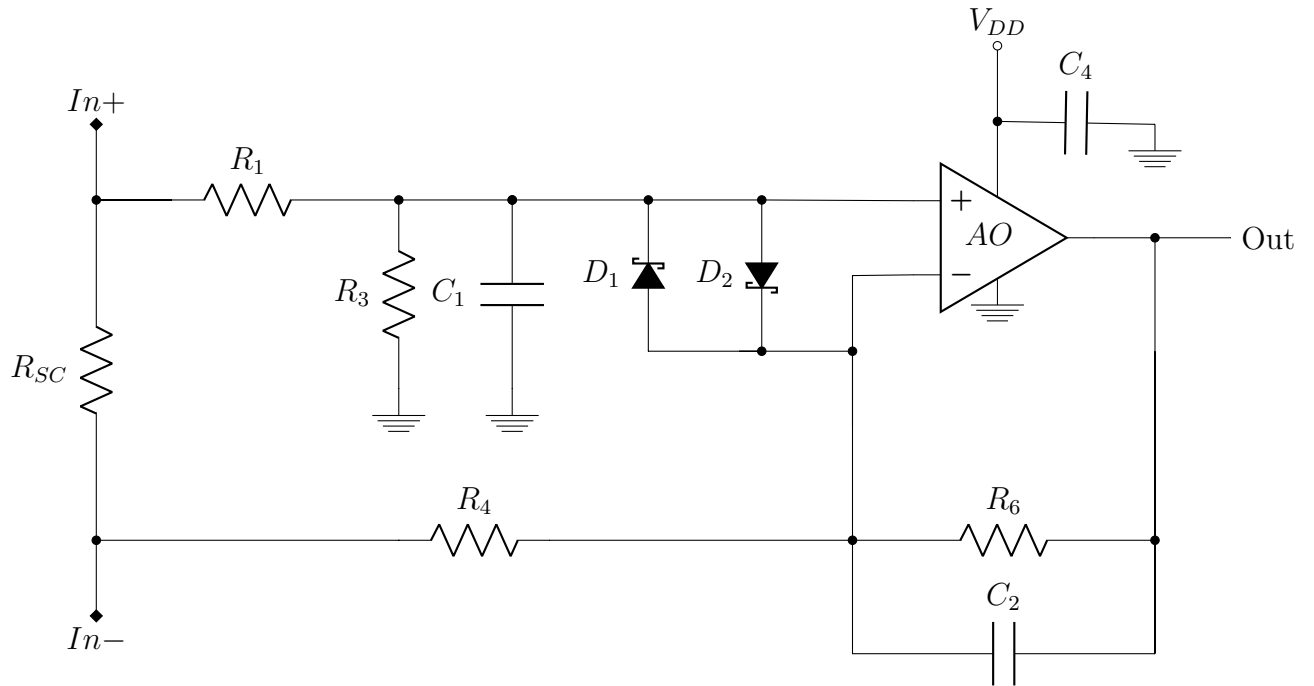


Figura 5.1.12: Circuito propuesto para la medición de corriente unidireccional.

Análogamente al caso general, se elige

$$R_1 = R_4; \quad (5.17)$$

y

$$R_3 = R_6. \quad (5.18)$$

Luego, realizando un estudio en polarización y señal similar al realizado anteriormente se pueden obtener la ganancia en señal A_{ZCC} y el ancho de banda BW del circuito de medición de corriente unidireccional:

$$A_{zCC} = \frac{R_{SC} R_3}{R_4}, \quad (5.19)$$

$$BW = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi R_3 C_1}. \quad (5.20)$$

5.1.2. Medición de corriente de salida de las baterías

La carga a alimentar por medio de las baterías y del convertidor se conforma principalmente por un conjunto de cuatro motores tipo Brushless cuyos drivers operan a una tensión de 36 V y 360 W de potencia nominal. Una de las posibles mejoras a futuro del robot es el reemplazo de los motores actuales por motores con freno regenerativo y mayor potencia nominal. Esto significa que los mismos podrían devolver energía en el momento del frenado.

Por lo tanto se adopta una potencia nominal total de los motores de 2220 W , lo cual implica una corriente de consumo pico de 61 A . El rango de corriente a medir propuesto es de $[-30\text{ A}; 70\text{ A}]$. El circuito analógico de medición debe acondicionar dicho rango de corriente al rango de tensión de entrada admisible por el ADC, es decir, $[0\text{ V}; 3\text{ V}]$. La ecuación de escala correspondiente se muestra en la Ecuación (5.21), junto con su gráfica en la Figura 5.1.13.

$$v = \left(\frac{3}{100} \text{ V/A}\right) i + 0.9 \text{ V}. \quad (5.21)$$

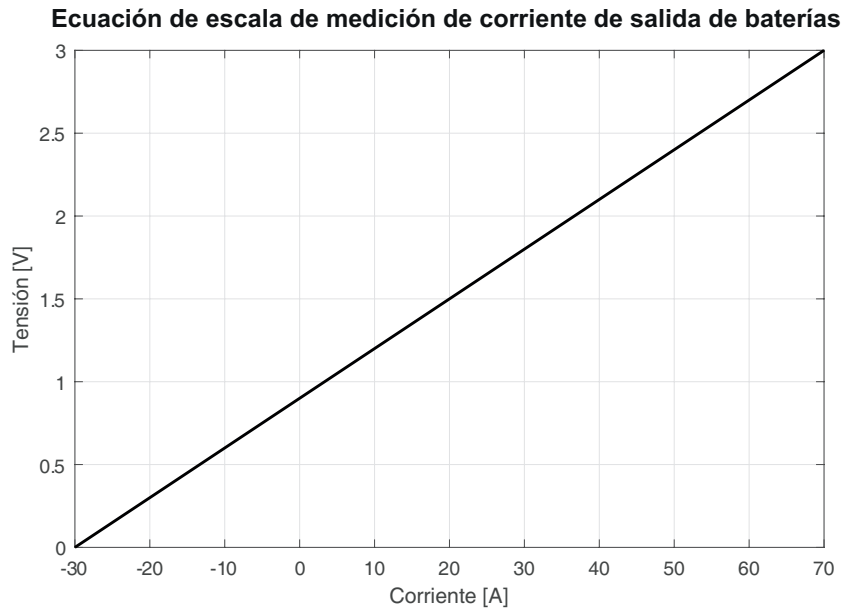


Figura 5.1.13: Ecuación de escala para la medición de corriente de salida de las baterías.

5.1.2.1. Elemento sensor

El Shunt resistivo adoptado para la medición de corriente de salida de las baterías es el modelo WSLP3921 de Vishay Dale. El mismo puede encontrarse en diferentes valores de resistencia y tolerancia, habiéndose elegido $1\text{ m}\Omega$ y 1% , respectivamente, con una potencia máxima de 9 W . En el peor caso, la potencia máxima disipada sobre este elemento es:

$$P_{\text{máx}} = (I_{\text{batería}})^2 R_{SC} = (60\text{ A})^2 (1\text{ m}\Omega) = 3.6\text{ W}.$$

Una vez verificado el límite de potencia disipada por el resistor, es necesario considerar las derivas en el valor de la resistencia por su sobrecalentamiento. Las mismas serán mayores a medida que aumenta la temperatura del Shunt. Las derivas térmicas contempladas en este modelo son de $75\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ y la resistencia térmica de $10.9^\circ\text{C}/\text{W}$ según la hoja de datos. La temperatura del Shunt en máxima potencia es:

$$T_{SC} = T_{\text{amb}} + P_{\text{máx}} R_{th} = 35^\circ\text{C} + 3.6\text{ W } 10.9^\circ\text{C}/\text{W} = 74.24^\circ\text{C}.$$

Cualquier variación en el valor óhmico del elemento Shunt se traslada como error sobre la medición por lo que es necesario un bajo valor de la deriva resistiva con la temperatura. Este error porcentual se puede calcular de la siguiente forma:

$$\left. \frac{\Delta R}{R} \right|_{\Delta T = T_{SC} - 20^\circ\text{C}} = \frac{(75\text{ ppm}/^\circ\text{C}) (T_{SC} - 20^\circ\text{C})}{1000000\text{ ppm}} 100 = 0.4\%,$$

el cual resulta ser menor a la mitad de la tolerancia del elemento (1%). Por lo tanto, el error porcentual de la deriva resistiva con la temperatura queda enmascarado por esta tolerancia, incluso a máxima potencia.

5.1.2.2. Circuito implementado

Para esta medición se propone la utilización del circuito de la Figura 5.1.2. Si se desea obtener la ecuación de escala 5.21 partir de las condiciones expresadas en 5.3 y 5.15 se debe resolver el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} 0.9\text{ V} = \left(1 + \frac{R_5/R_6}{R_4}\right) \frac{R_3/R_1}{R_2 + (R_3/R_1)} V_{DD}, \\ \left(\frac{3}{100}\text{ V/A}\right) = \frac{R_{SC} \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3}\right)}{R_4}. \end{cases} \quad (5.22)$$

Además, teniendo en cuenta que se deben cumplir las condiciones (5.5), (5.6) y (5.7), se puede obtener el siguiente conjunto de resistencias:

$$\begin{cases} R_1 = 5,121\text{ k}\Omega, \\ R_2 = 563.33\text{ k}\Omega, \\ R_3 = 211,25\text{ k}\Omega. \end{cases} \quad (5.23)$$

Luego, adoptando valores comerciales se obtiene:

$$\begin{cases} R_1 = R_4 = 5.11 \text{ k}\Omega, \\ R_2 = R_5 = 562 \text{ k}\Omega, \\ R_3 = R_6 = 210 \text{ k}\Omega, \\ R_{SC} = 1 \text{ m}\Omega. \end{cases} \quad (5.24)$$

5.1.2.3. Limitación del ancho de banda

Uno de los objetivos del circuito de medición es actuar como filtro anti-aliasing de forma que la existencia de una componente de alta frecuencia (100 kHz equivalente a la frecuencia de conmutación del convertidor) produzca un efecto menor a 1 LSB. Es decir, que las componentes de alta frecuencia no son convertidas por el ADC, ya que la medición se encarga de atenuarlas lo suficiente.

Para esta caso, se considera una componente de alta frecuencia igual a $0.5 A$, es decir, 0.8% de la corriente máxima de salida de las baterías. La tensión pico que produce esta componente de $0.5 A$ sobre la tensión de salida del A.O. es igual a:

$$\hat{v}_o = \sqrt{2} v_{oRMS} = \sqrt{2} A_{zCC} I_{ripple} = 21.21 \text{ mV}.$$

A partir de la hoja de datos del microcontrolador, se obtiene el equivalente en tensión de un LSB:

$$LSB_{tensión} = \frac{V_{rango}}{2^N \text{ Bits}} = \frac{3 \text{ V}}{2^{12}} = 0.732 \text{ mV}.$$

Suponiendo que $\hat{v}_o$ es el valor de pico de un armónico de 100 kHz , se debe diseñar un filtro tal que posea una atenuación mínima en $f = 100 \text{ kHz}$ dada por la siguiente ecuación:

$$Atenuación_{min} @ (f = 100 \text{ kHz}) = \frac{\hat{v}_o}{LSB_{tensión}} = \frac{21.21 \text{ mV}}{0.732 \text{ mV}} = 28.97 \text{ (} 29.24 \text{ dB)}.$$

A continuación, se propone un filtro Butterworth de primer orden que cumple con este requerimiento de atenuación mínima. Para la determinación de la frecuencia de corte necesaria, primeramente se estudia el filtro de Butterworth normalizado, es decir, con $\omega_{Norm} = 1 \text{ rad/seg}$. Luego se determina la frecuencia a la cual existe una atenuación de 29.24 dB denominada ω_{Aten} . A partir de la respuesta en frecuencia del filtro normalizado de la Figura 5.1.14 se obtiene $\omega_{Aten} = 2 \pi 4.61 \text{ Hz} = 28.97 \text{ rad/s}$.

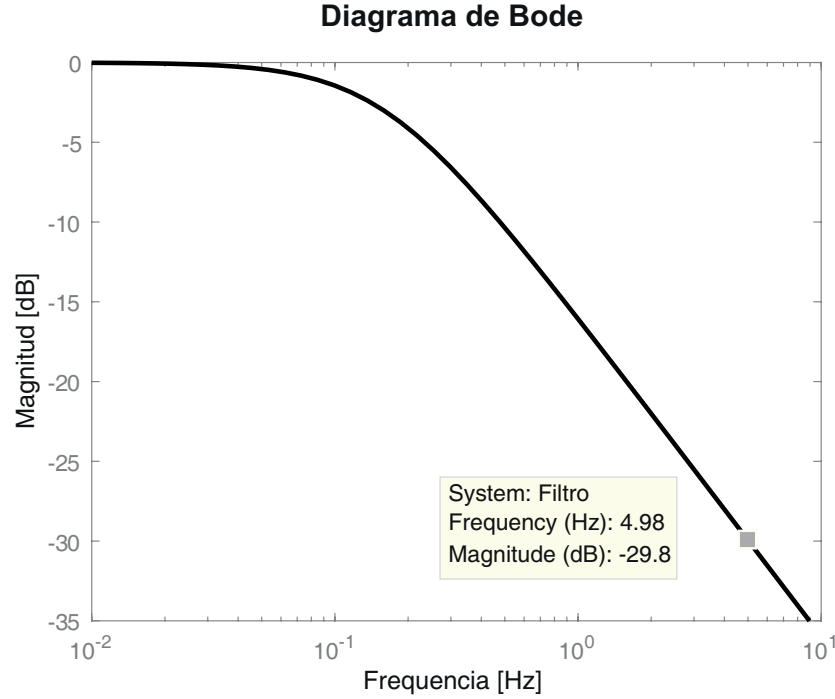


Figura 5.1.14: Diagrama de Bode del filtro de Butterworth normalizado de primer orden.

Utilizando la transposición de frecuencias, puede demostrarse que la frecuencia de corte necesaria para el filtro es:

$$\omega_c = \frac{\omega_{Norm}}{\omega_{Aten}} 2 \pi 100 kHz = 21691.97 rad/s,$$

$$f_c = \frac{\omega_c}{2 \pi} = 3451.38 Hz = BW,$$

A partir de la Ecuación 5.16 se pueden calcular los capacitores:

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi BW R_2 // R_3} = 300 pF,$$

y finalmente se adopta:

$$C_1 = C_2 = 330 pF.$$

5.1.3. Medición de corriente de salida del convertidor

El convertidor Boost maneja una potencia nominal de entrada de 450 W producto de los paneles solares y un rango extremo de tensión de salida entre los 32 V y 42 V debido a las baterías. Por lo tanto, considerando un rendimiento máximo de 100 %, la corriente

de salida límite se encuentra alrededor de 14 A . Considerando un margen del 20% por encima de la máxima, se adopta el fondo de escala como 18 A . Por lo tanto, el rango de corriente a medir propuesto es de $[0\text{ A}; 18\text{ A}]$. El circuito analógico de medición debe acondicionar dicho rango de corriente al rango de tensión de entrada admisible por el ADC, es decir, $[0\text{ V}; 3\text{ V}]$.

La ecuación de escala correspondiente se muestra en la Ecuación (5.25), junto con su gráfica en la Figura 5.1.15.

$$v = \left(\frac{3}{18}\text{ V/A}\right) i. \quad (5.25)$$

Ecuación de escala de medición de corriente de salida del convertidor

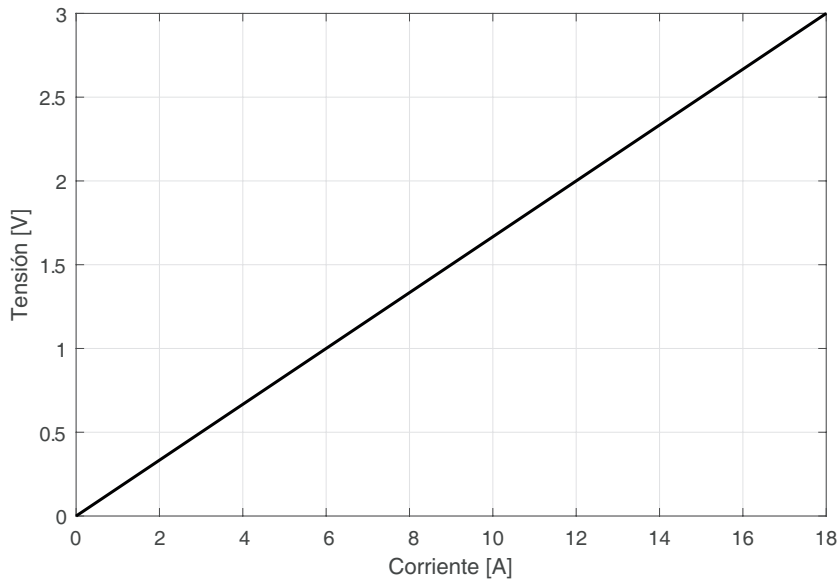


Figura 5.1.15: Ecuación de escala para la medición de corriente de salida del convertidor.

Por lo tanto, la ganancia de transimpedancia A_{zCC} resulta:

$$A_{zCC} = \frac{3\text{ V}}{18\text{ A}} = 166\text{ mV/A } (-15.56\text{ dB}).$$

5.1.3.1. Elemento sensor

El Shunt resistivo adoptado para la medición de corriente de salida del convertidor es el modelo CSS2H-3920 de Bourns. El mismo puede encontrarse en diferentes valores de resistencia y tolerancia, habiéndose elegido $2\text{ m}\Omega$ y 1% , respectivamente, con una potencia máxima de 6 W . En el peor caso, la potencia máxima disipada por este elemento es inferior a la nominal:

$$P_{\text{m}\acute{\text{a}}\text{x}} = (I_{o_{\text{salida}}})^2 R_{SC} = (14\text{ A})^2 (2\text{ m}\Omega) = 0.392\text{ W}.$$

Una vez verificado el límite de potencia disipada por el resistor, es necesario considerar las derivas en el valor de la resistencia por su sobrecalentamiento. Las mismas serán mayores a medida que aumenta la temperatura del Shunt. Las derivas térmicas contempladas en este modelo son de $75 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ según la hoja de datos. La temperatura del Shunt en máxima potencia resulta:

$$T_{SC} = T_{amb} + P_{m\acute{a}x} R_{th} = 35^\circ\text{C} + 0.392 \text{ W} \left(\frac{170^\circ\text{C} - 70^\circ\text{C}}{6 \text{ W}} \right) = 41.53^\circ\text{C},$$

donde el término $\left(\frac{170^\circ\text{C} - 70^\circ\text{C}}{6 \text{ W}} \right)$ corresponde al coeficiente de resistencia térmica sacado de la hoja de datos. Cualquier variación en el valor óhmico del elemento Shunt se traslada como error sobre la medición por lo que es necesario un bajo valor de la deriva resistiva con la temperatura. Este error porcentual se puede calcular de la siguiente forma:

$$\left. \frac{\Delta R}{R} \right|_{\Delta T = T_{SC} - 20^\circ\text{C}} = \frac{(75 \text{ ppm}/^\circ\text{C}) (T_{SC} - 20^\circ\text{C})}{1000000 \text{ ppm}} 100 = 0.16 \%,$$

y resulta ser menor a la mitad de la tolerancia del elemento (1 %). Por lo tanto, el error porcentual de la deriva resistiva con la temperatura queda enmascarado por esta tolerancia, incluso a máxima potencia.

5.1.3.2. Circuito implementado

Para esta medición se propone la utilización del circuito de la Figura 5.1.12 debido a que se desea medir corriente unidireccional. Combinando la ecuación de escala 5.25 con la condición expresada en 5.19 se debe resolver la siguiente igualdad:

$$A_{zCC} = \frac{R_{SC} R_3}{R_4} = 166 \text{ mV/A}. \quad (5.26)$$

Sabiendo que $R_{SC} = 2 \text{ m}\Omega$ y adoptando $R_4 = 330 \Omega$ resulta $R_3 = 27.4 \text{ k}\Omega$. Además, teniendo en cuenta que se deben cumplir las condiciones 5.17 y 5.18, adoptando valores comerciales se obtiene:

$$\begin{cases} R_1 = R_4 = 330 \Omega, \\ R_3 = R_6 = 27.4 \text{ k}\Omega, \\ R_{SC} = 2 \text{ m}\Omega. \end{cases} \quad (5.27)$$

5.1.3.3. Limitación del ancho de banda

Como se mencionó anteriormente, uno de los objetivos del circuito de medición es actuar como filtro anti-aliasing de forma que las componentes de alta frecuencia no sean convertidas por el ADC. Para lograr esto, la medición se debe encargar de atenuar dichas componentes.

En este caso, se considera un ripple de alta frecuencia igual a 1 A a una frecuencia de 100 kHz equivalente a la frecuencia de conmutación del convertidor. La tensión pico que produce esta componente sobre la tensión de salida del A.O. es igual a:

$$\hat{v}_o = \sqrt{2} v_{oRMS} = \sqrt{2} A_{zCC} I_{ripple} = 234.76 \text{ mV}.$$

A partir de la hoja de datos del microcontrolador, se obtiene el equivalente en tensión de un LSB:

$$LSB_{tensión} = \frac{V_{rango}}{2^N \text{ Bits}} = \frac{3 \text{ V}}{2^{12}} = 0.732 \text{ mV}.$$

Se debe diseñar un filtro tal que posea una atenuación mínima en $f = 100 \text{ kHz}$ dada por la siguiente ecuación:

$$Atenuación_{min} @ (f = 100 \text{ kHz}) = \frac{\hat{v}_o}{LSB_{tensión}} = \frac{234.76 \text{ mV}}{0.732 \text{ mV}} = 321.8 (50.15 \text{ dB}).$$

A continuación, se propone un filtro Butterworth de primer orden que cumple con este requerimiento de atenuación mínima. Para la determinación de la frecuencia de corte necesaria, primeramente se estudia el filtro de Butterworth normalizado, es decir, con $\omega_{Norm} = 1 \text{ rad/seg}$. Luego se determina la frecuencia a la cual existe una atenuación de 50.15 dB denominada ω_{Aten} . A partir de la respuesta en frecuencia del filtro normalizado de la Figura 5.1.16 se obtiene $\omega_{Aten} = 2 \pi 50.3 \text{ Hz} = 28.97 \text{ rad/s}$.

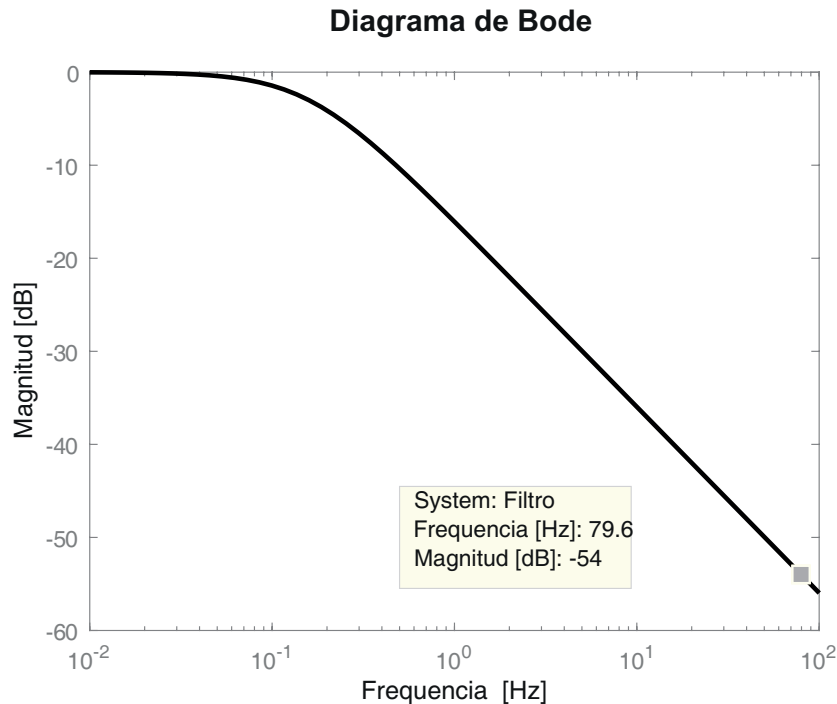


Figura 5.1.16: Diagrama de Bode del filtro de Butterworth normalizado de primer orden.

Utilizando la transposición de frecuencias, la frecuencia de corte necesaria para el filtro es:

$$\omega_c = \frac{\omega_{Norm}}{\omega_{Aten}} 2 \pi 100 \text{ kHz} = 1988 \text{ rad/s},$$

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 316.4 \text{ Hz} = BW.$$

A partir de la Ecuación 5.20 se pueden calcular los capacitores:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi BW R_3} = 18.36 \text{ pF}.$$

Finalmente se adopta el valor comercial:

$$C_1 = C_2 = 18 \text{ pF}.$$

5.1.4. Medición de la corriente por la bobina del convertidor

El valor medio de la corriente por la bobina del convertidor coincide con el valor de la corriente entregada por los paneles solares a la entrada del convertidor. Por lo tanto, para determinar el rango de medición se debe calcular el valor máximo de corriente de los tres paneles solares en paralelo. El mismo coincide con el triple de la corriente de cortocircuito de cada panel.

$$I_{in_{m\acute{a}xima}} = 3 I_{pv_{CC}} = 3 \cdot 8.62 \text{ A} = 25.86 \text{ A}.$$

Considerando que la corriente por la bobina tiene un ripple de aproximadamente 1.5 A sobre el valor medio, se adopta un margen de aproximadamente 50% por sobre el valor medio máximo para obtener el fondo de escala. Por lo tanto, el rango de corriente a medir propuesto es de $[0 \text{ A}; 40 \text{ A}]$. Análogamente a los casos anteriores, el circuito analógico de medición debe acondicionar dicho rango de corriente al rango de tensión de entrada admisible por el ADC, es decir, $[0 \text{ V}; 3 \text{ V}]$.

La ecuación de escala correspondiente se muestra en la Ecuación 5.28, junto con su gráfica en la Figura 5.1.17.

$$v [V] = \frac{3}{40} i [A]. \quad (5.28)$$

Ecuación de escala de medición de corriente por la bobina del convertidor

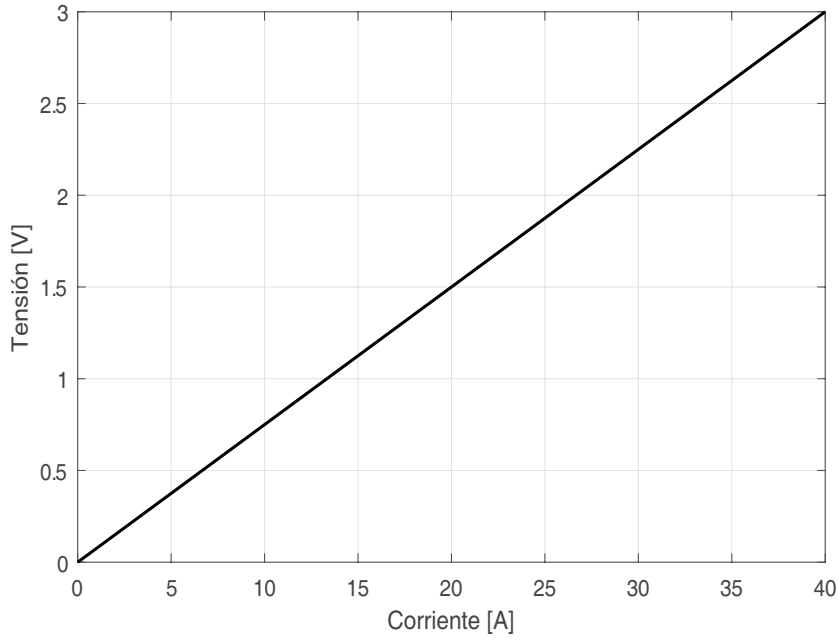


Figura 5.1.17: Ecuación de escala para la medición de corriente por la bobina del convertidor.

Por lo tanto la ganancia de transimpedancia A_{zCC} resulta:

$$A_{zCC} = \frac{3V}{40A} = 75mV/A \quad (-22.5dB).$$

5.1.4.1. Elemento sensor

El Shunt resistivo adoptado para la medición de corriente por la bobina es el mismo que en el caso anterior: el modelo CSS2H-3920 de Bourns con un valor de resistencia de $2m\Omega$ y 1% , respectivamente, y una potencia máxima de $6W$. En este caso, la potencia disipada por este elemento en la peor situación resulta:

$$P_{m\acute{a}x} = (I_{o_{salida}})^2 R_{SC} = (27.36A)^2 (2m\Omega) = 1.5W,$$

la cual es inferior a la nominal.

A continuación, se consideran las derivas en el valor de la resistencia por su sobrecalentamiento. Según la hoja de datos, las derivas térmicas contempladas en este modelo son de $75ppm/^{\circ}C$. La temperatura del Shunt en máxima potencia resulta:

$$T_{SC} = T_{amb} + P_{m\acute{a}x} R_{th} = 35^{\circ}C + 1.5W \left(\frac{170^{\circ}C - 70^{\circ}C}{6W} \right) = 60^{\circ}C.$$

donde el término $\left(\frac{170^{\circ}C - 70^{\circ}C}{6W} \right)$ corresponde al coeficiente de resistencia térmica sacado de la hoja de datos. Por lo tanto, el error porcentual de la variación del valor óhmico por

deriva térmica se puede calcular de la siguiente forma:

$$\frac{\Delta R}{R} \Big|_{\Delta T = T_{SC} - 20^\circ C} = \frac{(75 \text{ ppm}/^\circ C) (T_{SC} - 20^\circ C)}{1000000 \text{ ppm}} 100 = 0.3 \%$$

Este error resulta ser menor a la mitad de la tolerancia del elemento (1 %). Por lo tanto, el error porcentual de la deriva resistiva con la temperatura queda enmascarado por esta tolerancia, incluso a máxima potencia.

5.1.4.2. Circuito implementado

Para esta medición se propone la utilización del circuito de la Figura 5.1.12 debido a que se desea medir corriente unidireccional. Combinando la ecuación de escala (Ecuación (5.28)) con la condición expresada en la Ecuación (5.19) se debe resolver la siguiente igualdad:

$$A_{zCC} = \frac{R_{SC} R_3}{R_4} = 75 \text{ mV/A} \quad (5.29)$$

Sabiendo que $R_{SC} = 2 \text{ m}\Omega$ y adoptando $R_4 = 330 \Omega$, resulta $R_3 = 12.375 \text{ k}\Omega$.

Además, teniendo en cuenta que se deben cumplir las condiciones 5.17 y 5.18, adoptando valores comerciales se obtiene:

Luego, adoptando valores comerciales se obtiene:

$$\begin{cases} R_1 = R_4 = 330 \Omega, \\ R_3 = R_6 = 12.4 \text{ k}\Omega, \\ R_{SC} = 2 \text{ m}\Omega. \end{cases} \quad (5.30)$$

5.1.4.3. Limitación del ancho de banda

En este caso, la corriente por la bobina representa una variable sumamente para la estrategia de control (tanto para los controles PI, como para el algoritmo MPPT). Por lo tanto el circuito de medición debe implementar un filtro pasa-bajo lo suficientemente rápido como para seguir la forma de onda de corriente pero al mismo tiempo recortar el ancho de banda de la medición.

Debido al comportamiento integrador de la inductancia, la forma de onda de la corriente es triangular como se muestra en la Figura 1.2.2. En consecuencia, para obtener su valor medio se sincroniza el instante de muestreo con la mitad de una porción del ciclo de PWM. El tiempo de respuesta del filtro tiene que ser lo suficientemente rápido para que pueda seguir esta forma de onda incluso operando en el ciclo de trabajo mínimo, el cual adoptamos como $\delta_{min} = 0.1$.

El tiempo de respuesta debe cumplir lo siguiente:

$$t_{respuesta} < \frac{\delta_{min} T_s}{2} = \frac{\delta_{min}}{2 f_s} = 0.5 \mu s.$$

Luego, definiendo la constante de tiempo como

$$t_{respuesta} = 6 \tau,$$

y la frecuencia de corte del filtro como

$$\tau = \frac{1}{\omega_0}.$$

$$\tau = 0.083 \mu s \longrightarrow \omega_0 = 12 \text{ Mrad/s},$$

$$f_c = \frac{\omega_0}{2\pi} = 1.9 \text{ MHz} = BW. \quad (5.31)$$

A partir de la Ecuación (5.20) se pueden calcular los capacitores:

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi BW R_3} = 6.7 \text{ pF}.$$

Adoptando finalmente:

$$C_1 = C_2 = 1 \text{ pF}.$$

5.1.5. Circuito de medición de tensión

Para la medición de tensión se propone el circuito de la Figura 5.1.18. El mismo esta conformado por un divisor resistivo seguido de un filtro pasabajo de primer orden. Los diodos Shottky D_1 y D_2 implementan una protección por sub y sobretensión.

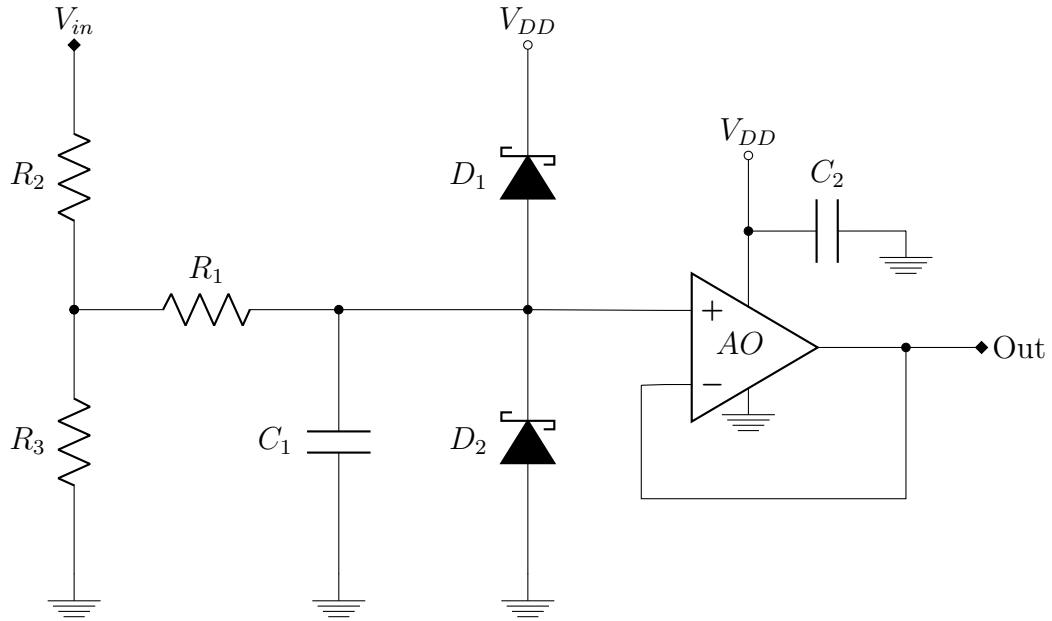


Figura 5.1.18: Circuito propuesto para la medición de tensión

5.1.6. Función transferencia estática

Para el estudio de la característica transferencia del circuito de medición de tensión se remueven los capacitores y diodos resultando el circuito de la Figura 5.1.19

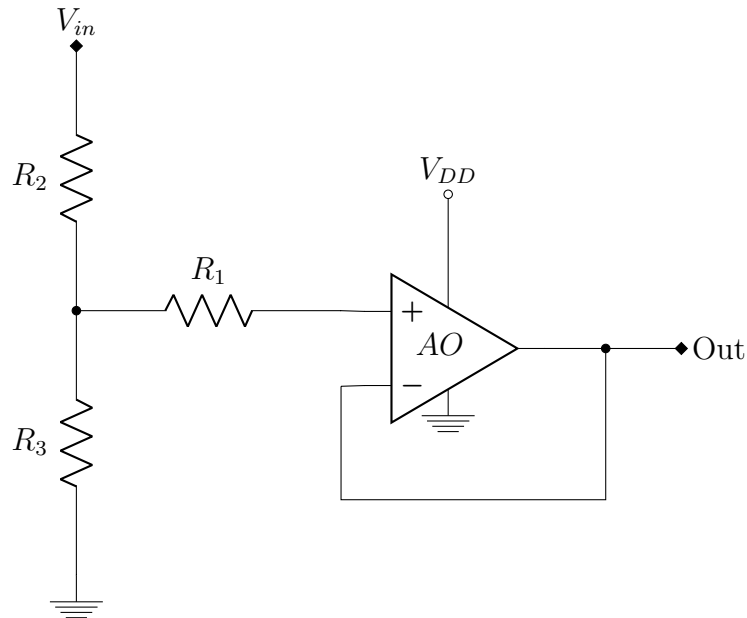


Figura 5.1.19: Circuito propuesto para la medición de tensión

Realizando el equivalente de Thévenin del divisor resistivo conformado por R_2 y R_3 se obtiene el siguiente resultado:

$$E_{th} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{in},$$

$$R_{th} = R_2 // R_3.$$

La Figura 5.1.20 muestra el circuito anterior con el agregado del equivalente de Thévenin obtenido.

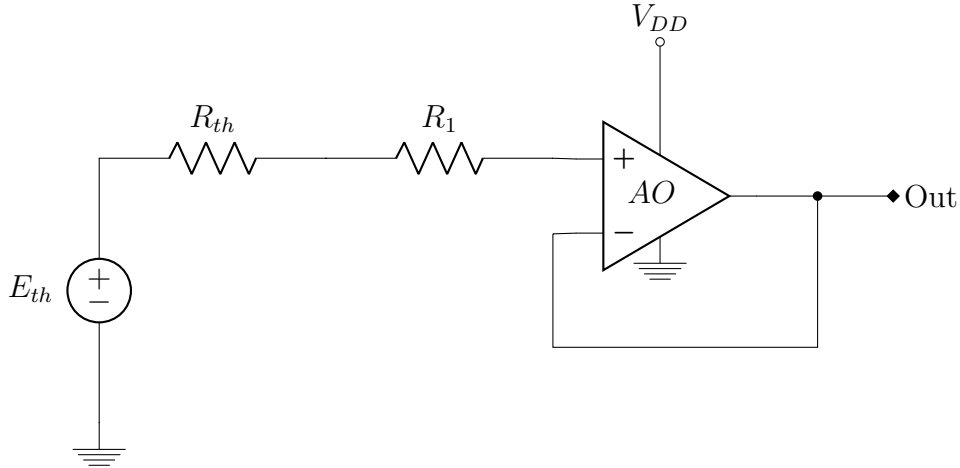


Figura 5.1.20: Circuito propuesto para la medición de tensión.

El A.O. se encuentra realimentado negativamente por lo tanto el circuito se comporta como un buffer seguidor y presenta la siguiente función transferencia:

$$v_0 = E_{th} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{in}. \quad (5.32)$$

La ganancia de tensión de la medición resulta:

$$A_v = \frac{R_3}{R_2 + R_3}. \quad (5.33)$$

Como se menciono anteriormente el circuito de medición de tensión presenta un filtro pasabajos.

5.1.7. Estudio en señal

Se puede realizar un análisis similar al que se encuentra en el apartado anterior para realizar el estudio en señal. En este caso se mantiene el capacitor C_1 y se agrega el equivalente de Thévenin resultando el circuito de la Figura 5.1.21.

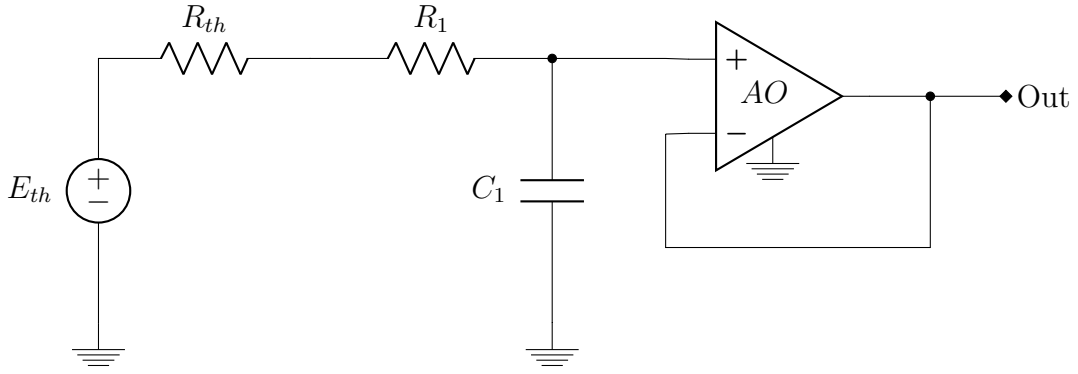


Figura 5.1.21: Circuito propuesto para la medición de tensión.

En el mismo se puede observar la presencia de un filtro de primer orden con una constante de tiempo dada por:

$$\tau = C_1 (R_{th} + R_1) = C_1 \left(\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} + R_1 \right). \quad (5.34)$$

El ancho de banda resulta:

$$BW = \frac{1}{2 \pi C_1 \left(\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} + R_1 \right)}. \quad (5.35)$$

5.1.8. Medición de tensión de entrada del convertidor

A la entrada del convertidor se encuentra el paralelo de los tres paneles solares. Considerando que cada uno de ellos presenta una tensión máxima de $V_{pvCC} = 22.19 V$ se elige una tensión de fondo de escala de $V_{inmáxima} = 34 V$ adoptando un criterio de 50 % por encima del máximo. Por lo tanto el rango de tensión a medir propuesto es de $[0 V; 34 V]$. El circuito analógico de medición debe acondicionar dicho rango de medición al rango de tensión de entrada admisible por el ADC, es decir, $[0 V; 3 V]$.

La ecuación de escala correspondiente se muestra en la Ecuación (5.36), junto con su gráfica en la Figura 5.1.22.

$$v = \left(\frac{3}{34} V/V \right) v_{in}. \quad (5.36)$$

Por lo tanto, la ganancia resulta:

$$A_{vCC} = \frac{3 V}{34 V} = 88.23 mV/V \quad (-21.09 dB).$$

Ecuación de escala de medición de tensión de entrada del convertidor

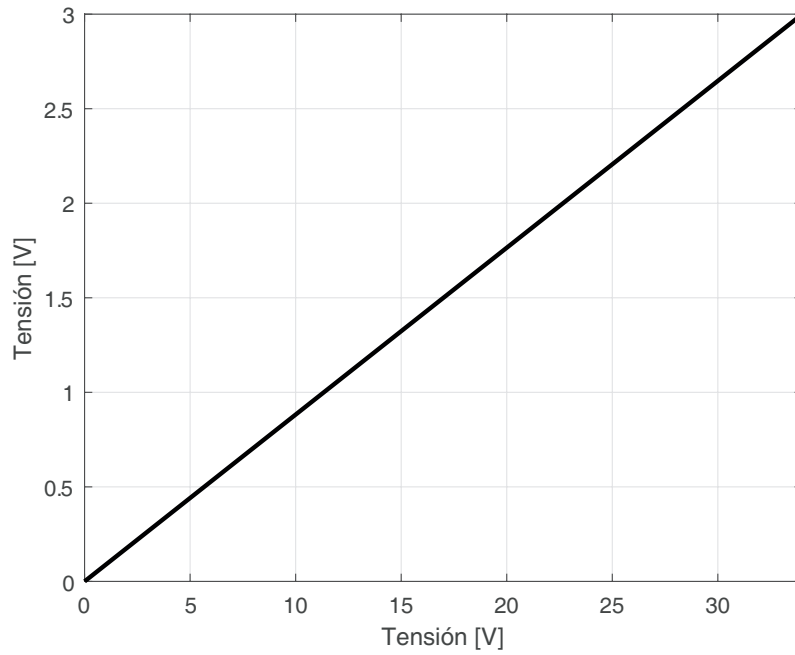


Figura 5.1.22: Ecuación de escala para la medición de tensión de entrada del convertidor.

5.1.8.1. Circuito implementado

Para esta medición se propone la utilización del circuito de la Figura 5.1.18. Si se desea obtener la Ecuación de escala (5.36) a partir de la función transferencia de la Ecuación (5.32) se plantea lo siguiente:

$$A_{vCC} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 88.23 \text{ mV/V}. \quad (5.37)$$

Adoptando $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, resulta:

$$R_3 = \frac{A_{vCC} R_2}{1 - A_{vCC}} = 9677 \Omega. \quad (5.38)$$

Luego, eligiendo valores comerciales se obtiene:

$$\begin{cases} R_2 = 100 \text{ k}\Omega, \\ R_3 = 9650 \Omega. \end{cases} \quad (5.39)$$

5.1.8.2. Limitación del ancho de banda

Análogamente al caso de corriente por la bobina del convertidor, la tensión de entrada representa una variable sumamente importante para la estrategia de control. Por

lo tanto el circuito de medición debe implementar un filtro pasa-bajo que pueda seguir la forma de onda de la tensión a su vez que funcione como filtro anti-aliasing.

Debido a que tanto la corriente por la bobina, como la tensión de entrada son variables que deben ser computadas por el algoritmo MPPT, es deseable que el sensado de las mismas presente el mismo retardo. Esto se puede lograr adoptando la misma frecuencia de corte de ambos circuitos de sensado. Este valor se puede observar en la Ecuación (5.31).

De esta forma el circuito de sensado de la tensión de entrada debe tener una frecuencia de corte igual a $f_c = 1.9 \text{ MHz} = BW$.

Adoptando una resistencia $R_1 = 25.5 \text{ k}\Omega$ se puede calcular el capacitor C_1 a partir de la Ecuación (5.35) de la siguiente forma:

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi BW \left(\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} + R_1 \right)} = 2.4 \text{ pF}. \quad (5.40)$$

Finalmente se adopta $C_1 = 1 \text{ pF}$.

5.1.9. Medición de tensión de salida del convertidor

A la salida del convertidor se encuentra un bus de continua impuesto por las baterías de 36 V de tensión nominal. Considerando una tensión máxima de 42 V se adopta como fondo de escala un valor por encima del 50 % del máximo, es decir, $V_{\text{fondo escala}} = 64 \text{ V}$. Por lo tanto, el rango de tensión a medir propuesto es de $[0 \text{ V}; 64 \text{ V}]$. El circuito analógico de medición debe acondicionar dicho rango de medición al rango de tensión de entrada admisible por el ADC, es decir, $[0 \text{ V}; 3 \text{ V}]$.

La ecuación de escala correspondiente se muestra en la Ecuación (5.41), junto con su gráfica en la Figura 5.1.23.

$$v = \left(\frac{3}{64} \text{ V/V} \right) v_{out}. \quad (5.41)$$

Ecuación de escala de medición de tensión de salida del convertidor

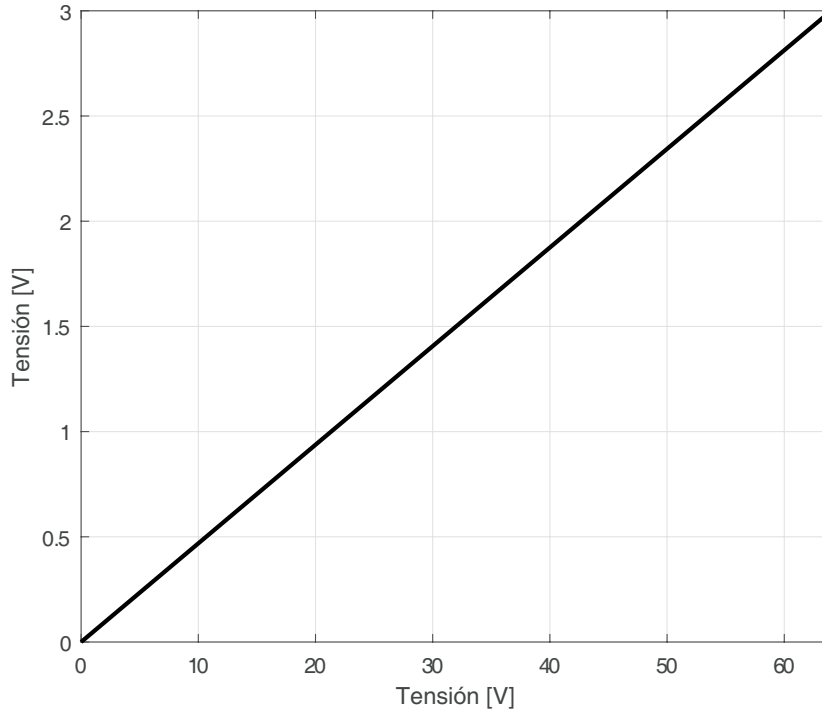


Figura 5.1.23: Ecuación de escala para la medición de tensión de salida del convertidor.

Por lo tanto la ganancia resulta:

$$A_{vCC} = \frac{3V}{64V} = 46.875 \text{ mV/V} \quad (-26.58 \text{ dB}).$$

5.1.9.1. Circuito implementado

Para esta medición se propone la utilización del circuito de la Figura 5.1.18. Si se desea obtener la Ecuación de escala (5.41) partir de la función transferencia de la Ecuación (5.32) se plantea lo siguiente:

$$A_{vCC} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 46.875 \text{ mV/V}. \quad (5.42)$$

Adoptando $R_2 = 120 \text{ k}\Omega$, resulta:

$$R_3 = \frac{A_{vCC} R_2}{1 - A_{vCC}} = 5901 \Omega \quad (5.43)$$

Luego, eligiendo valores comerciales se obtiene:

$$\begin{cases} R_2 = 120 \text{ k}\Omega, \\ R_3 = 5.9 \text{ k}\Omega. \end{cases} \quad (5.44)$$

5.1.9.2. Limitación del ancho de banda

Como se explicó anteriormente, uno de los objetivos del circuito de medición es actuar como filtro anti-aliasing de forma que la existencia de una componente de alta frecuencia (100 kHz equivalente a la frecuencia de conmutación del convertidor) produzca un efecto menor a 1 LSB , es decir que las componentes de frecuencia mayor (consideradas como ruido) no sean convertidas por el ADC.

Para esta caso, se considera una componente de alta frecuencia igual a 200 mV , aproximadamente 0.5% de la tensión máxima. El valor pico que produce esta componente sobre la tensión de salida del A.O. es igual a:

$$\hat{v}_o = A_{vCC} V_{ripple} = 9.375 \text{ mV}.$$

A partir de la hoja de datos del microcontrolador, se obtiene el equivalente en tensión de un LSB:

$$LSB_{tensión} = \frac{V_{rango}}{2^{N \text{ Bits}}} = \frac{3 \text{ V}}{2^{12}} = 0.732 \text{ mV}.$$

Suponiendo que $\hat{v}_o$ es el valor de pico de un armónico de 100 kHz , se debe diseñar un filtro tal que posea una atenuación mínima en $f = 100 \text{ kHz}$ dada por la siguiente ecuación:

$$Atenuación_{mín} @ (f = 100 \text{ kHz}) = \frac{\hat{v}_o}{LSB_{tensión}} = \frac{9.375 \text{ mV}}{0.732 \text{ mV}} = 12.84 (22.1 \text{ dB}).$$

A continuación se propone un filtro Butterworth de primer orden que cumple con este requerimiento de atenuación mínima. Para la determinación de la frecuencia de corte necesaria, primeramente se estudia el filtro de Butterworth normalizado, es decir, con $\omega_{Norm} = 1 \text{ rad/seg}$. Luego se determina la frecuencia a la cual existe una atenuación de 26.72 dB denominada ω_{Aten} . A partir de la respuesta en frecuencia del filtro normalizado de la Figura 5.1.24 se obtiene $\omega_{Aten} = 2\pi 2.018 \text{ Hz} = 12.68 \text{ rad/s}$.

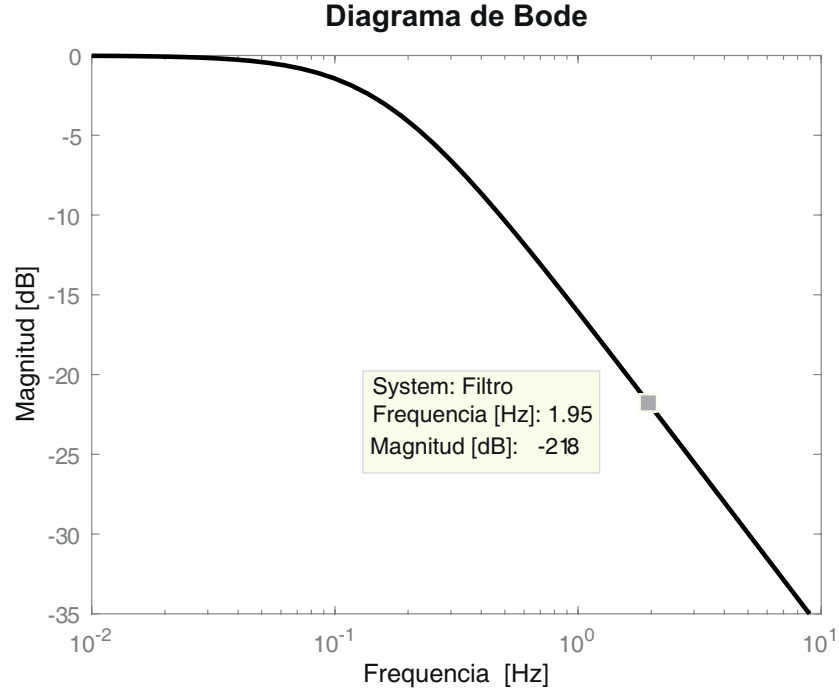


Figura 5.1.24: Diagrama de Bode del filtro de Butterworth normalizado de primer orden.

Utilizando la transposición de frecuencias, puede demostrarse que la frecuencia de corte necesaria para el filtro es:

$$\omega_c = \frac{\omega_{Norm}}{\omega_{Aten}} 2 \pi 100 \text{ kHz} = 49551 \text{ rad/s},$$

$$f_c = \frac{\omega_c}{2 \pi} = 7886 \text{ Hz} = BW.$$

Adoptando un capacitor $C_1 = 1 \text{ nF}$, se puede calcular la resistencia R_1 a partir de la Ecuación (5.35) de la siguiente forma:

$$R_1 = \frac{1}{2 \pi BW C_1} - \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = 14558 \Omega.$$

Adoptando finalmente:

$$R_1 = 14.55 \text{ k}\Omega.$$

Capítulo 6

Diseño del circuito impreso (PCB)

Una vez concluida la etapa de diseño y selección de componentes, es posible comenzar con las etapas de diseño del hardware. El primer paso consiste en seleccionar una plataforma de software dedicado al diseño de circuitos impresos y a la diagramación de esquemas circuitales. En este caso, se opta por *Autodesk Eagle*, un programa de diseño que cuenta con un amplio conjunto de bibliotecas para productos comerciales de los principales fabricantes de componentes electrónicos. Además, actualmente el programa cuenta con una versión completa y gratuita por el lapso de 3 años para estudiantes universitarios.

El primer paso del diseño del hardware consiste en la recolección de las bibliotecas de componentes que se utilizarán, en particular aquellos que no utilizan empaquetados estandarizados (como por ejemplo el kit de desarrollo STM32F407VG), y la creación de aquellas que no puedan ser obtenidas. Posteriormente, se diseña un esquema de interconexiones eléctricas. Para su mejor comprensión, es conveniente subdividirlo en múltiples hojas donde cada una contenga etapas del circuito que estén relacionadas entre sí.

A medida que se realiza el esquemático, es conveniente organizar los componentes en la herramienta de diseño de PCB optimizando la longitud y tamaño de pistas así como el área ocupado por los sub-circuitos que constituyen al diseño. No es aconsejable dibujar todos los circuitos de una vez y luego intentar acomodar todos los componentes ya que si el PCB contara con gran cantidad de componentes, los mismos inicialmente estarían completamente desordenados y sería necesario en una primera instancia ordenar y posicionar una gran cantidad de componentes a la vez, dificultando la tarea del diseñador. En esta etapa se explica el criterio adoptado para organizar la disposición de los componentes de ambos PCB así como la funcionalidad de los bloques circuitales auxiliares que no han sido explicados en secciones previas.

6.1. Esquemas circuitales

A continuación, se explican los distintos esquemas circuitales diseñados. En el Apéndice G pueden observarse en detalle todos los esquemáticos que constituyen el diseño del SMPS.

6.1.1. Bibliotecas

Para la composición del esquema circuital y el diseño de PCB se requiere de un modelo circuital (que en este aplicativo se denomina “symbol”, es decir, símbolo en inglés) y un modelo físico o formato de empaquetado del componente (en el programa denominado como “package”). Actualmente, la mayoría de los fabricantes distribuyen en forma gratuita los modelos físicos de sus componentes electrónicos para los principales aplicativos de diseño de PCB y esquemáticos, y también brindan sugerencias de diseño en particular referidas tamaño de las pistas y sobre los pads correspondientes a la interconexión con los pines de sus componentes. El programa utilizado también cuenta con símbolos y empaquetados genéricos, es decir, modelos físicos que no se encuentran referidos a una solución comercial, sino que describen las características físicas del estándar que respeta el fabricante para la construcción del componente. De esta forma, conociendo la distribución de los pines y empaquetado (por medio de la hoja de datos) también es posible obtener un modelo del componente para diseñar el PCB.

Además, para aquellos componentes de los que no se dispone de un modelo y cuyas características no están estandarizadas, existe la posibilidad de crear una biblioteca propia tomando como referencia las especificaciones de la hoja de datos. En este diseño, el único componente que no cuenta con empaquetado es el carrete del núcleo de la bobina (PM74/59). En la Figura 6.1.1 se muestra la interfaz de usuario de *Autodesk Eagle* que permite diseñar modelos físicos de componentes aplicado al caso particular del diseño del carrete de la bobina, tomando como base las especificaciones provistas en la hoja de datos [20].

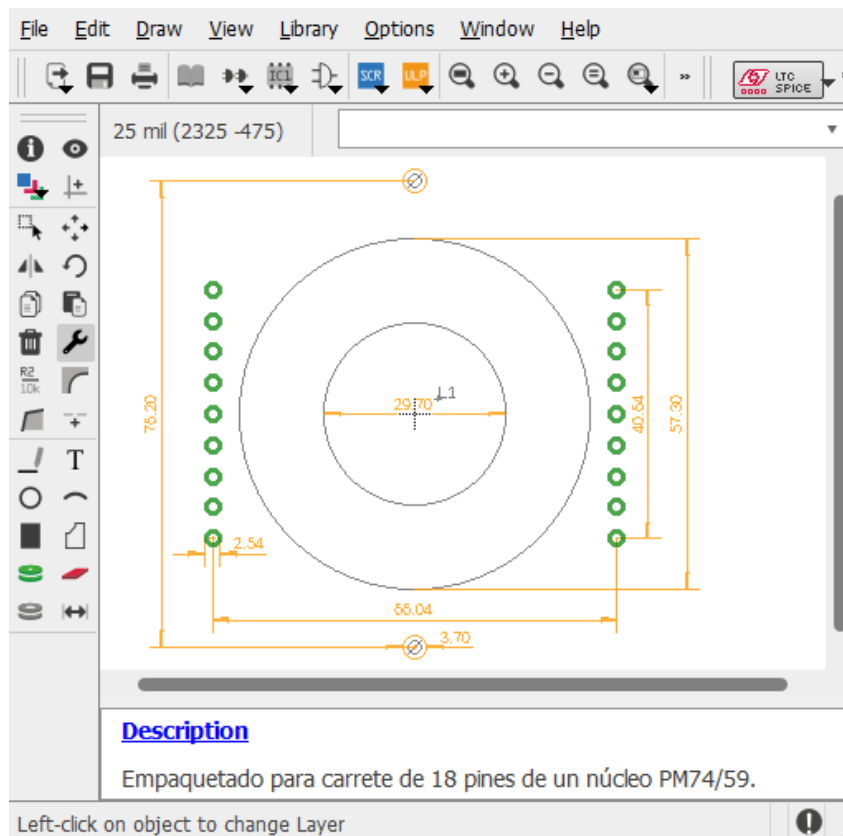


Figura 6.1.1: Diseño del modelo de carrete para PCB en Autodesk Eagle.

6.1.2. Circuitos electrónicos de alimentación

En los Capítulos 2 y 4 se calcularon los parámetros de los principales componentes del convertidor y se eligieron componentes comerciales que cumplieran con las características requeridas. No obstante, no se detallaron los circuitos auxiliares, principalmente aquellos de alimentación de los circuitos analógicos de medición, el microcontrolador y el driver del MOSFET. A continuación, se describen estos componentes en detalle.

6.1.2.1. Fuente de alimentación de 12V

Como se explicó en la Sección 4.4.2, una de las particularidades del MOSFET seleccionado es la imposibilidad de conformar su canal con tensiones V_{GS} del rango de niveles TTL (por su sigla en inglés correspondiente a “Transistor-Transistor Logic”), es decir, 3.3 V como es el caso de la tensión de operación del kit de desarrollo utilizado, o bien 5 V. Por ello, se ha elegido utilizar un CI de driver, el cual opera a 12 V, tensión elegida en base a la observación de las curvas características del MOSFET.

Para obtener los 12 V, podría pensarse en utilizar un convertidor cuya entrada sea el arreglo de PV, puesto que el driver del MOSFET demanda demasiada potencia, por lo que no afectaría al algoritmo de MPPT del convertidor Boost, diseñado para la carga de las baterías. Sin embargo, como se explicó en la Sección 1.4.2 para el caso del MPT-7210A que fue diseñado de ese modo, resulta que el comportamiento de los circuitos de control del convertidor Boost podría ser inestable, en particular en circunstancias de baja irradiación o en el paso ocasional de nubes. Por lo tanto, se toma como entrada del convertidor de 12 V a las baterías y, se elige el SMPS **NSD10-48S12** de MEAN WELL, que puede observarse en la Figura 6.1.2, cuyas especificaciones de acuerdo con [21] se detallan en la Tabla 6.1.



Figura 6.1.2: NSD10-48S12.

Tabla 6.1: Características del convertidor NSD10-48S12.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Rango de tensión de entrada	V_{in}	22-72	[V]
Tensión de salida	V_{out}	12	[V]
Corriente máxima de salida	$I_{out_{máx}}$	0.83	[A]
Potencia máxima de salida	$P_{out_{máx}}$	9.96	[W]
Ripple máximo de tensión	V_{ripple}	75	[mV _{p-p}]
Tensión de aislación I/P-O/P	$V_{isolation}$	1	[kV]
Resistencia de aislación I/P-O/P	$R_{isolation}$	100	[MΩ]

Es importante destactar que en el diseño del convertidor Boost se ha colocado un Shunt entre la masa del convertidor y la masa de las baterías para la medición de la

corriente de salida, entre ambas existe una diferencia de potencial. Por ello, y como la entrada de la fuente de 12 V está constituida por las baterías, el hecho de que el SMPS elegido presente una topología aislada (como es el caso del circuito adquirido) es crucial. En la Figura 6.1.3 se muestra un diagrama de bloques, provisto por el fabricante en la hoja de datos, donde se evidencia gráficamente por la presencia de un transformador, el hecho de que efectivamente se trata de un convertidor aislado.

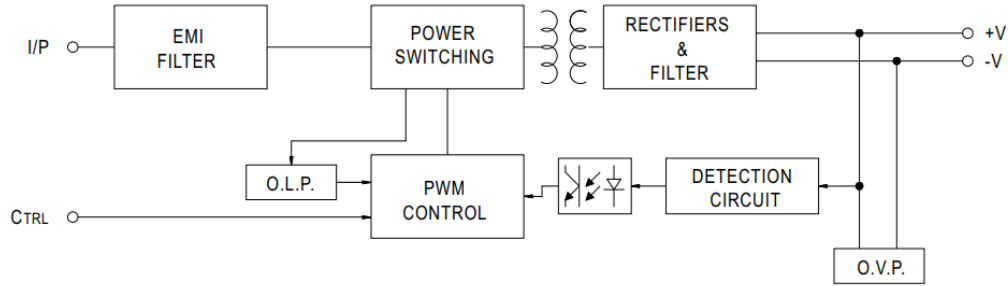


Figura 6.1.3: Diagrama de Bloques del convertidor NSD10-48S12.

6.1.2.2. Fuentes de alimentación para los circuitos analógicos y digitales

Para que el kit de desarrollo STM32F4 Discovery opere correctamente requiere una tensión de alimentación 5 V según [18]. Para ello, se opta por un regulador conmutado ajustable, en concreto el PTH08080WAH de Texas Instruments, el cual se muestra en la Figura 6.1.4.



Figura 6.1.4: PTH08080WAH.

Este convertidor, como en el caso del NSD10-48S12, consiste en un pequeño PCB que integra los principales componentes requeridos para que opere como reductor, a excepción de una resistencia de ajuste para elegir el valor de la tensión de salida en función de los requisitos del diseñador. En la Tabla 6.2 se describen las características del mismo, según se indica en [22].

Tabla 6.2: Características del convertidor PTH08080WAH.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Rango de tensión de entrada	V_{in}	4.5 – 18	[V]
Rango de tensión de salida	V_{out}	0.9 – 5.5	[V]
Corriente máxima de salida	I_{out}	2.25	[A]
Rango de operación	—	-40 – +85	[°C]
Rendimiento	η	93 %	—

En [18] también se explica el MCU se alimenta con una tensión de 3 V, por medio de un regulador lineal, presente en el kit de desarrollo, en concreto el LD3985M33R de

STMicroelectronics según puede observarse en el esquemático de la placa en [23]. Por este motivo, los circuitos analógicos utilizados para realizar las mediciones también se diseñan para operar a ese valor de tensión, aunque deben ser externamente alimentados ya que el regulador integrado en la placa de desarrollo tan solo puede proveer una corriente de salida garantizada de 150 mA , donde se deben proveer 100 mA de corriente al MCU para su operación.

Como se cuenta en el diseño con una fuente de 5 V capaz de proveer 2.25 A de corriente, se la utiliza para obtener los 3.3 V requeridos con un regulador lineal de baja caída (LDO, sigla en inglés correspondiente a Low-Dropout), el **TPS79533** de Texas Instruments cuyas características se corresponden con las expresadas en la Tabla 6.3 según [24].

Tabla 6.3: Características del regulador TPS79533.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Corriente de salida	I_{out}	500	$[mA]$
Tensión de salida	V_{out}	3.3	$[V]$
Caída de tensión	V_{drop}	≤ 110	$[mV]$
Ruido en la tensión de salida	V_{noise}	33	$[\mu V_{RMS}]$
Arranque	t_{start}	50	$[\mu s]$
Factor de rechazo a fuente de alimentación	$PSRR$	50	$[dB (@10\text{ kHz})]$

Por último, cuando se diseñaron los circuitos de medición en el Capítulo 5, y en particular el circuito de medición de corriente de carga, se consideró la posibilidad de que la corriente fuera negativa. Este es el caso en que los drivers de los motores tienen frenado regenerativo. Bajo esta condición, la tensión en los terminales del A.O., será inferior al valor de masa, pudiendo producir errores en la medición o bien inestabilidad del Amplificador Operacional.

Para remediar esta situación existen 2 alternativas:

- Aplicar en ambos terminales una tensión de polarización, evitando de este modo que la tensión en los terminales sea negativa respecto de masa.
- Alimentar el terminal negativo del A.O. con una tensión negativa.

En este caso se ha optado por la segunda opción, generando en principio una tensión negativa de -5 V partiendo de los 5 V provistos por el PTH08080WAH por medio del **ICL7660**, integrado provisto por Intersil que permite por medio de la carga alternada de dos capacitores invertir la tensión de entrada [25]. Este tipo de convertidores tiene una operación estilo “Bomba de carga” (frecuentemente llamado “Charge pump”, como se lo conoce en inglés), que permite por medio de conmutaciones conectar la carga a un capacitor, previamente cargado con una tensión positiva respecto de la masa del circuito.

Como la tensión negativa obtenida no está regulada, en cascada con este CI se coloca un regulador lineal LM337 de Texas Instruments, configurado para regular a -1.25 V cuyas características de acuerdo con [26] se detallan en la Tabla 6.4.

Tabla 6.4: Características del regulador LM337.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Corriente de salida	I_{out}	1	[A]
Rango de la tensión de salida	V_{out}	-1.25 – -37	[V]
Regulación de línea	—	0.01	[%/V]
Regulación de carga	—	0.3 %	[—]
Factor de rechazo a fuente de alimentación	$PSRR$	77	[dB (@10 kHz)]

En la Figura 6.1.5 se muestran los esquemas de los circuitos de alimentación realizados utilizando los reguladores de tensión previamente mencionados.

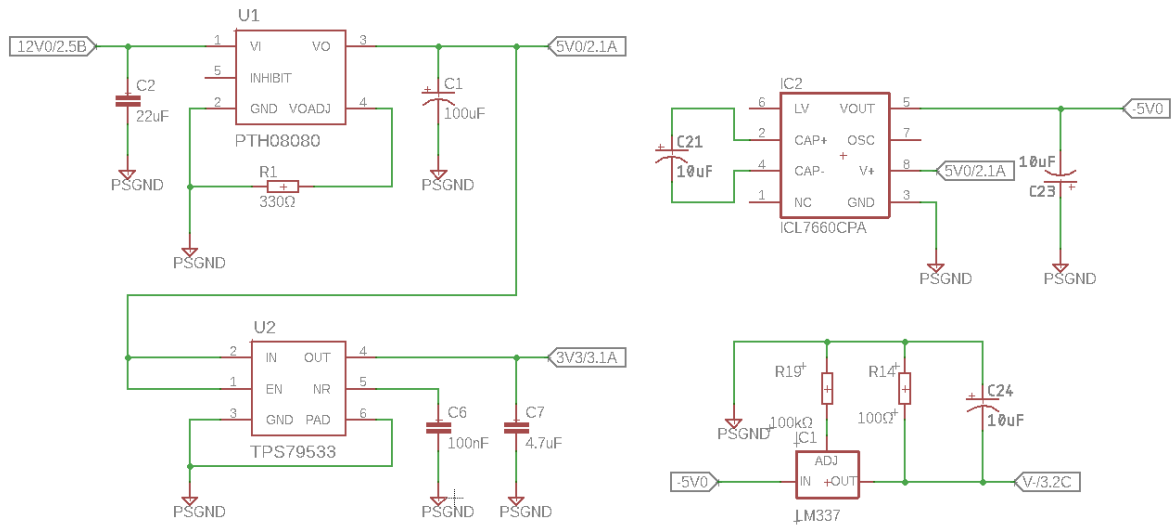


Figura 6.1.5: Circuitos de alimentación.

6.1.3. Circuitos de Medición

En el Capítulo 5 se desarrollaron los circuitos de medición a implementar y se calcularon los valores de los componentes requeridos. En la Figura 6.1.6 se muestran los circuitos de medición de tensión de entrada y salida del convertidor Boost, mientras que en las Figuras 6.1.8 y 6.1.7 se representan los circuitos de medición de corriente de entrada y salida del convertidor y el circuito de medición de corriente de carga bidireccional. Como el CI que se utiliza cuenta con dos AA. OO. en su encapsulado y tan solo se requiere uno de los AA. OO. del U5, se realimenta negativamente a aquel que no se requiere (en este caso, el U5A), para evitar que el mismo se inestabilice, que podría generar ruido en el U5B como se explica en [27].

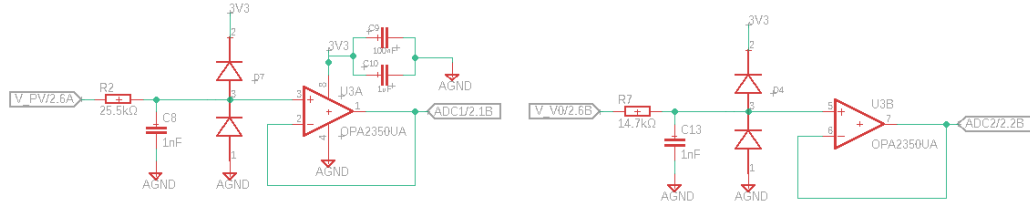


Figura 6.1.6: Circuitos de medición de tensión de entrada y de salida del convertidor Boost.

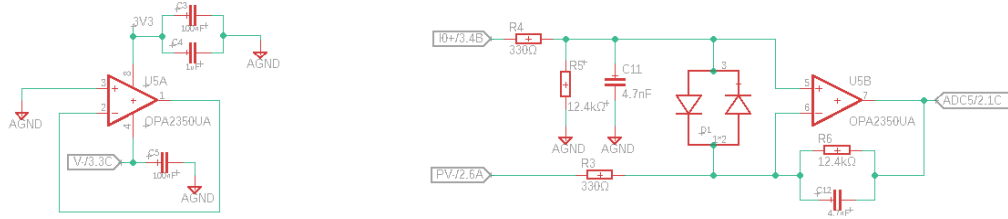


Figura 6.1.7: Circuitos de medición de corriente de la bobina del convertidor Boost.

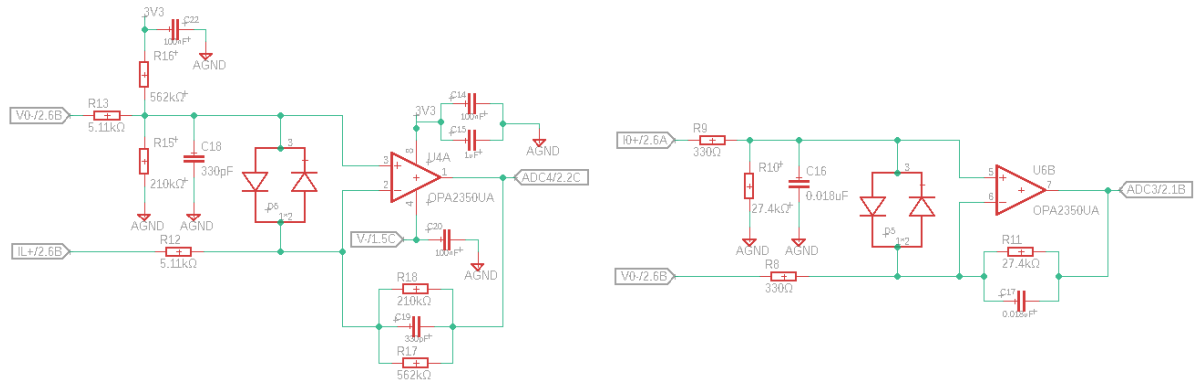


Figura 6.1.8: Circuitos de medición de corriente de salida y de carga del convertidor Boost.

El A.O. elegido para los circuitos de medición es el **OPA2350UA** fabricado por Texas Instruments Inc. que de acuerdo con [28], es idóneo para esta tarea por estar optimizado para operar a baja tensión y ser del tipo Rail-to-rail tanto en los terminales de entrada como en su salida, por lo que ambas tensiones pueden adoptar valores cercanos a la tensión de alimentación de forma estable y segura, incluso operando con ganancia unitaria. Otras características destacables son su bajo ruido (del orden de los $5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$), su gran ancho de banda de 38 MHz , y rango de cambio de tensión (Slew Rate, en inglés) de $22 \text{ V}/\mu\text{s}$, corriente de polarización del orden de $I_B = 0.5 \text{ pA}$, y tensión de offset $V_{OS} = 150 \mu\text{V}$ producto de su construcción con transistores CMOS.

Otro dato no menor en la construcción de configuraciones de Amplificador Diferencial (es decir, en el caso de mediciones flotantes, donde existe una componente de tensión de modo común que se desea rechazar), como es el caso de los circuitos de medición de corriente es el **CMRR** (sigla en inglés correspondiente a “Common-mode rejection ratio”), que es adecuado para esta tarea, con un valor de 90 dB .

6.1.4. Conexión de STM32F4 Discovery

En la Figura 6.1.9 se presenta el diagrama de interconexión en el que se muestran la forma en que se interconecta el kit de desarrollo con los circuitos de medición y control, respetando el esquema de la Figura 4.7.2 obtenido con STM32CubeMX al crear el proyecto de software, además del diagrama de pines de entrada y salida presentando en [18].

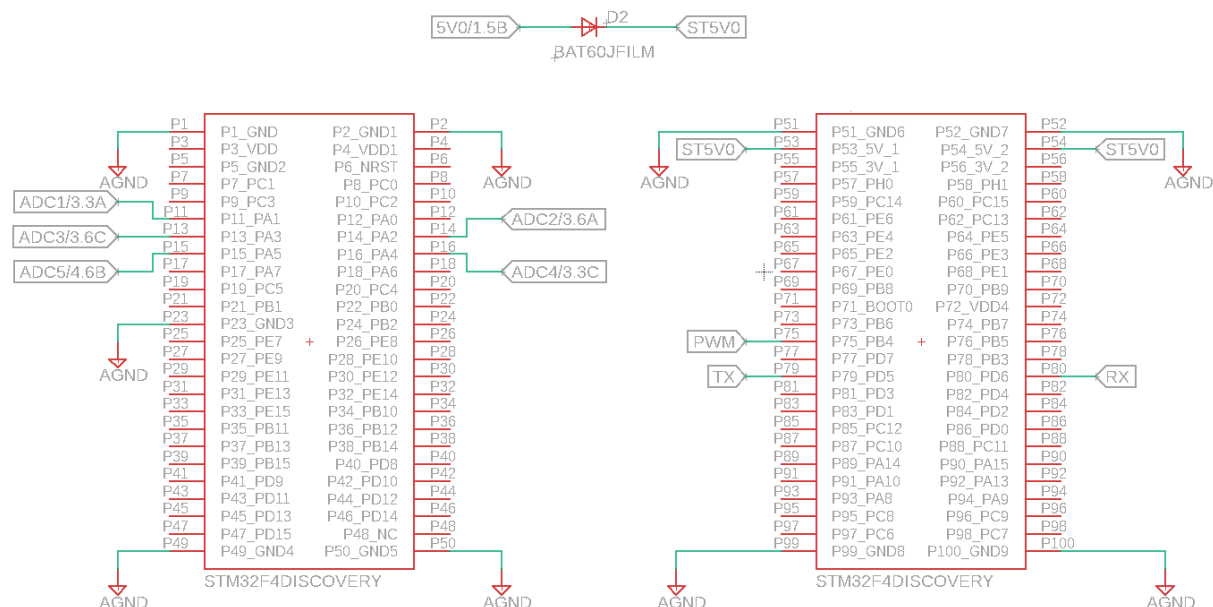


Figura 6.1.9: Interconexión del STM32F407VG con los circuitos de medición y PWM.

Como puede observarse, se ha agregado un diodo Schottky **BAT60JFILM** fabricado por STMicroelectronics, que es semejante al diodo de protección colocado en el puerto USB de depuración del kit de desarrollo (como se indica en los esquemas circuitales de [23]) con el fin de evitar que se produzca un cortocircuito en el caso de que opere el PTH08080WAH y simultáneamente el puerto de depuración esté conectado a un equipo energizado y exista una diferencia de potencial entre ambas fuentes de alimentación.

6.1.5. Circuito de driver de MOSFET

En la Figura 6.1.10 se muestra el circuito adoptado para el driver del MOSFET donde se destaca la incorporación de una resistencia de Gate (R29), cuyo propósito es reducir el fenómeno conocido como *ringing*, que según [29] ocurre en diseños de frecuencias moderadas y altas, y consiste en oscilaciones parásitas en la tensión de Gate, en especial en el flanco ascendente. Este ruido de conmutación se debe a que se forma un circuito equivalente RLC entre el inductor, el capacitor de entrada y la resistencia del circuito, resonando a una frecuencia de resonancia. Esto resula en picos de tensión y zumbido en el nodo de conmutación. Al colocar una resistencia de Gate, se limita la velocidad de encendido del transistor (en lugar de cargarse la capacidad de entrada del mismo con un escalón de tensión, se cargará de forma exponencial hacia el valor de la tensión impuesta

por el driver, con una constante de tiempo $T = RC$ donde R es la resistencia equivalente de Gate y C es la capacidad equivalente de Gate), reduciéndose el ruido de conmutación.

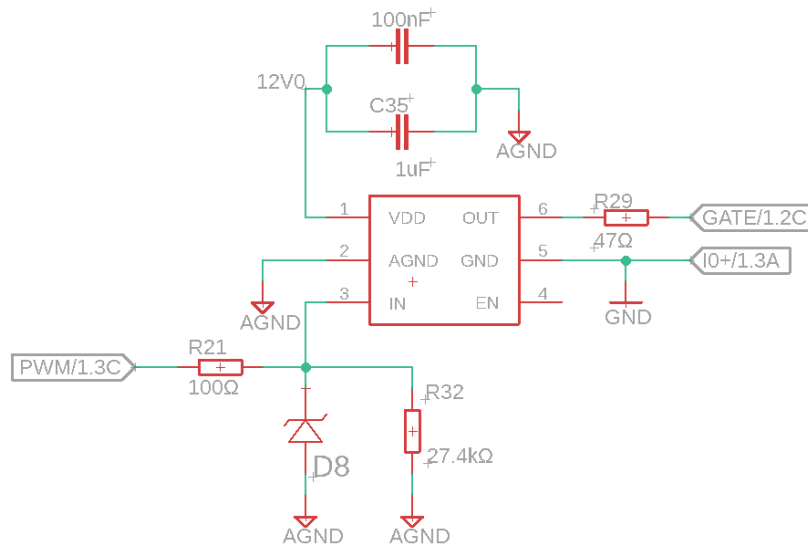


Figura 6.1.10: Esquema circuital del driver de MOSFET.

Como el MCP14A0152 tiene alta impedancia de entrada, en caso de conectar directamente el PWM del kit de desarrollo al driver, el consumo de corriente sería prácticamente nulo. Sumado a que por medio de las pistas de PCB es posible que se induzcan inductancias parásitas, es conveniente colocar un divisor resistivo (el cual está compuesto por R21 y R32), generando un consumo de corriente reduciendo la posibilidad de que el ruido inducido produzca conmutaciones indeseadas.

Como el CI de driver no se encuentra galvánicamente aislado y el mismo se alimenta por medio de 12V, un valor de tensión superior al soportado por el STM32F4 Discovery, para procurar evitar que se dañe en la eventualidad de que falle el driver y fije un valor destructivo de tensión a su entrada, se coloca un diodo D8 tipo TVS (sigla en inglés de Transient-voltage-suppression), el cual permite en ese caso limitar la tensión a su valor de ruptura, y tener un consumo despreciable en condiciones normales de operación. El diodo elegido es el **CPDQ3V3U-HF** del fabricante Comchip, el cual presenta una tensión de operación reversa de 3.3V al igual que el PWM, y su tensión de ruptura es de 5V.

6.1.6. Esquema circuital del convertidor Boost

En la Figura 6.1.11 se representa al circuito de potencia del convertidor Boost, junto con los divisores resistivos para la medición de la tensión de entrada y salida del convertidor así como los shunts para la medición de corriente de la bobina (R22), de salida del convertidor (R25) y de la carga (R28).

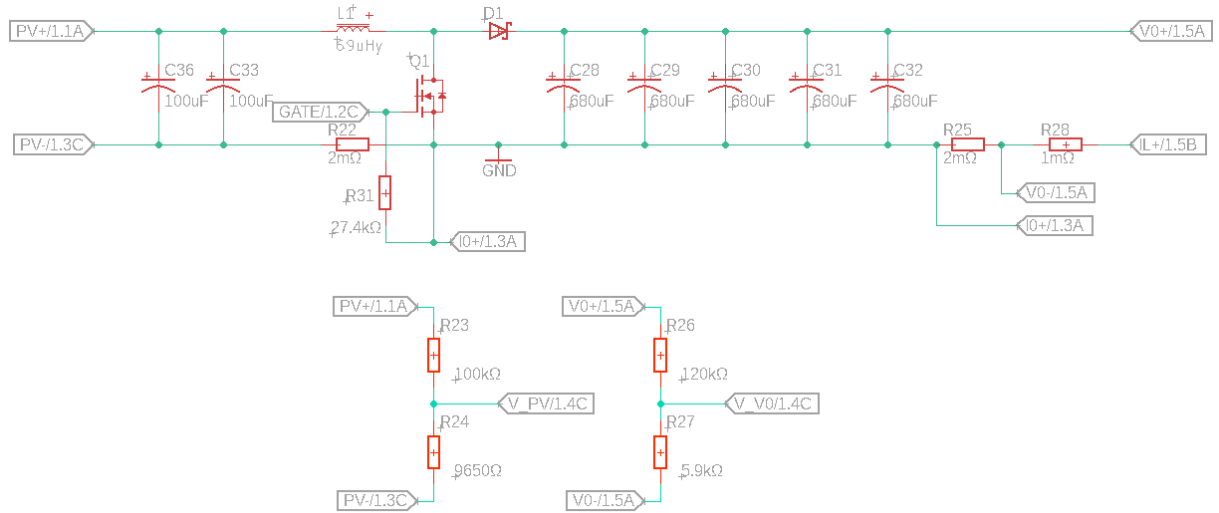


Figura 6.1.11: Esquema del convertidor Boost.

Del circuito se destaca la colocación de la resistencia R31 entre Gate y Source. El objetivo de la misma es que, en caso de que el nodo de Gate esté abierto por la presencia de inconvenientes en el driver, en lugar de que el transistor opere de forma indeterminada, al estar presente esta resistencia se fuerza el apagado del mismo.

6.2. Disposición de componentes en el circuito impreso

6.2.1. Reglas de diseño

A medida que se grafican los esquemáticos correspondientes a las distintas etapas del PCB, los esquemas físicos se van añadiendo automáticamente en el aplicativo Board de *Autodesk Eagle*, pudiendo comenzar a organizar los PCB. En primera instancia, se separa el diseño en dos PCB por cuestiones de espacio, donde en una de ellas se colocan los circuitos de analógicos y el kit de desarrollo, y la otra placa corresponde al circuito de potencia del convertidor. El primer paso para ambos diseños consiste en definir las dimensiones de la placa y establecer las restricciones del diseño como se explica a continuación.

En el caso del PCB de potencia, las dimensiones principalmente estarán dadas por el tamaño del inductor, mientras que para el PCB analógico, las dimensiones están determinadas principalmente por el tamaño del STM32F4 Discovery, cuyo diagrama mecánico se muestra en la Figura 6.2.1.

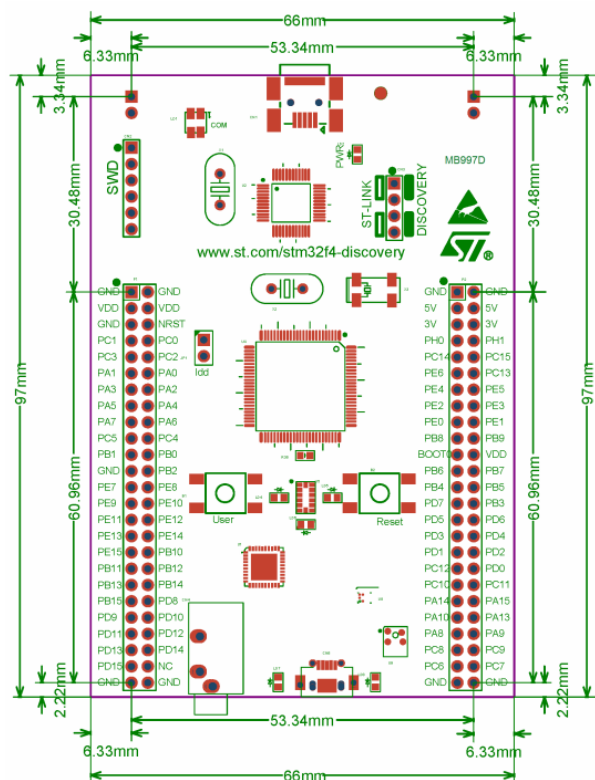


Figura 6.2.1: Diagrama mecánico del kit STM32F4 Discovery.

Fuente: STMicroelectronics.

En todo programa de diseño de circuitos impresos, para diferenciar a las distintas capas de cobre, a los comentarios, los pads, la capa de máscara de soldadura (soldermask) y las dimensiones, entre otros, se definen capas (“layers”, en inglés) que se identifican en el programa por medio de diferentes colores. Una de estas es la capa “Dimension”, que permite delimitar el área del PCB, por lo que se crea un rectángulo del tamaño de PCB requerido en esta capa fijando la restricción de tamaño del PCB.

Previo a la disposición final de los componentes y al trazado de las pistas necesarias para interconectarlos es primordial definir las restricciones o reglas del diseño. Las mismas están dadas principalmente por las limitaciones propias de la tecnología de fabricación utilizada, que se elige en función de la complejidad del PCB diseñado (que entre otros factores se caracteriza por la cantidad de capas requeridas, el espesor de las pistas y la distancia entre pines de los integrados que componen el diseño), donde en todos los casos se procura utilizar el proceso de producción de menor costo posible que permite obtener resultados aceptables para el diseño.

En *Autodesk Eagle*, el menú de configuración de reglas de diseño se encuentra dentro de la opción DRC (sigla en inglés correspondiente a “Design Rule Check”, es decir, comprobación de las reglas de diseño). La pantalla principal de este menú se muestra en la Figura 6.2.2.

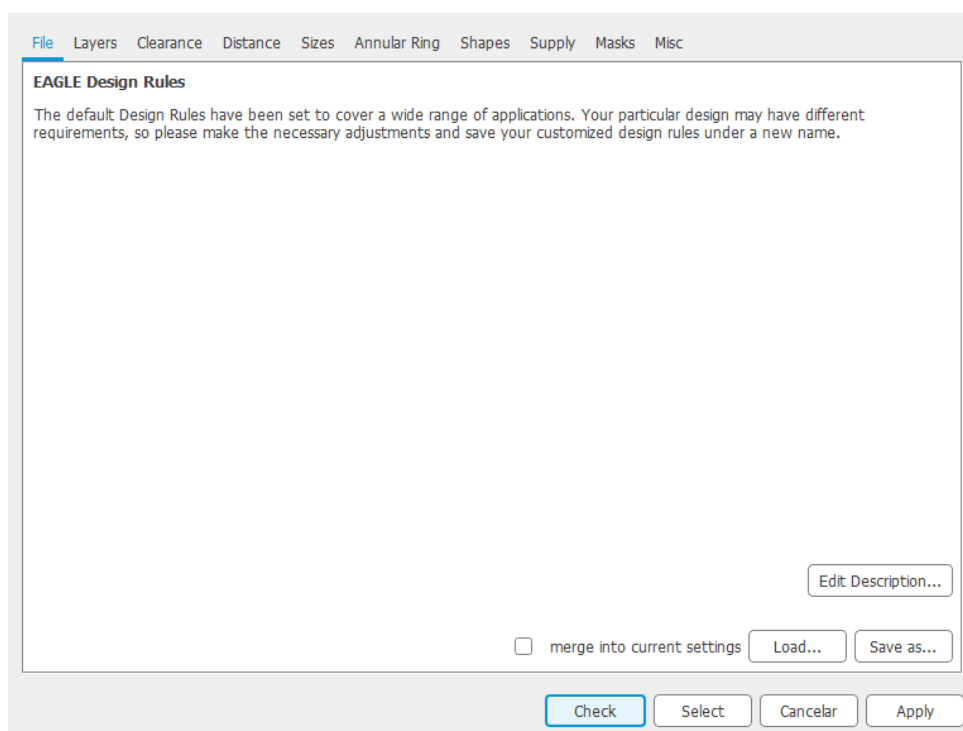


Figura 6.2.2: Menú de configuración de reglas de diseño en *Autodesk Eagle*.

A continuación, se detallan las reglas de diseño adoptadas para el circuito analógico y el circuito de potencia.

6.2.1.1. Reglas de diseño del circuito analógico

Para configurar adecuadamente las restricciones de diseño del circuito físico es necesario contar con las especificaciones técnicas del proceso de producción empleado por el fabricante. En la fabricación de prototipos, es habitual que en esta etapa aún no se haya definido la empresa del rubro que se encargará de la materialización del circuito impreso por la necesidad de proveer el diseño terminado para obtener que pueda ser presupuestado.

Por este motivo y para evitar tener que realizar modificaciones en el ruteo de las pistas y la disposición de componente, se adoptan las reglas de diseño del fabricante cuya tecnología de fabricación es la más restrictiva, verificando al mismo tiempo que sea acorde a los componentes utilizados y a las restricciones de tamaño del PCB. Cabe destacar que utilizar tecnologías más restrictivas en cuanto a precisión, en la mayoría de los casos suele implicar menores costos de fabricación. En la Tabla 6.5 se especifican las reglas de diseño a configurar en *Autodesk Eagle*.

Tabla 6.5: Reglas de diseño para la placa analógica.

Parámetro	Valor	Unidad
Espesor de la pista de cobre	0.035	[mm]
Ancho mínimo de la pista de cobre	0.1524	[mm]
Distancia mínima entre pistas de cobre	0.1524	[mm]
Diámetro mínimo de los orificios	0.3	[mm]
Distancia entre máscara de soldadura y pad	0.4	[mm]
Distancia mínima entre pads	0.1524	[mm]
Capas de cobre	1 – 16	–
Espesor del sustrato	1.6	[mm]

6.2.1.2. Reglas de diseño del circuito de potencia

Los criterios de definición de las reglas de diseño del circuito de potencia son semejantes a los empleados para el diseño del circuito analógico, con la salvedad de que la placa de potencia requiere de pistas capaces de manejar corrientes significativamente más elevadas que las de un circuito de señal. Los aplicativos de diseño de PCB permiten estimar el ancho mínimo de la pista que permite conducir un determinado valor de corriente, con una elevación térmica establecida.

Por medio de esta herramienta y como algunas de las pistas del circuito deberán ser capaces de conducir más de 20 A, se estima que lo ideal es optar por un espesor de cobre de 0.070 mm, es decir, el doble que en el caso del PCB del circuito analógico. Las reglas de diseño para la placa de potencia, utilizando dicho espesor de cobre se detallan en la Tabla 6.6.

Tabla 6.6: Reglas de diseño para la placa de potencia.

Parámetro	Valor	Unidad
Espesor de la pista de cobre	0.070	[mm]
Ancho mínimo de la pista de cobre	0.254	[mm]
Distancia mínima entre pistas de cobre	0.254	[mm]
Diámetro mínimo de los orificios	0.3	[mm]
Distancia entre máscara de soldadura y pad	0.4	[mm]
Distancia mínima entre pads	0.254	[mm]
Capas de cobre	1 – 16	–
Espesor del sustrato	1.6	[mm]

6.2.1.3. Disposición de componentes

Una vez configurado el ambiente de *Autodesk Eagle*, se comienza a distribuir los componentes en los circuitos impresos. En el caso del PCB de circuitos analógicos, se organizaron en conjunto los componentes correspondientes a los integrados de alimentación por una parte, y luego se separaron los circuitos de medición en bloques, y se constru-

yeron inicialmente por separado, procurando que ocuparan el menor espacio posible. De este modo, cada circuito conforma un bloque, con determinadas entradas y salidas, que puede ser posteriormente acomodado en una determinada área de la placa.

El criterio adoptado para acomodar estos bloques fue el de reducir la longitud de las pistas desde el conector con el PCB del circuito de potencia, puesto que al estar los pines de interconexión con el microcontrolador en la periferia del PCB, las longitudes de las pistas de conexión entre los AA. OO. y el conversor analógico digital serán de corta longitud.

En el caso del circuito de potencia, una correcta disposición de los componentes es crucial. La principal razón es porque los convertidores Boost son sensibles tanto a las capacidades parásitas como a las inductancias parásitas producto de las conmutaciones.

Una distribución inapropiada de componentes introduciría valores elevados de inductancias y capacidades parásitas que podrían causar picos elevados de tensión, problemas en la regulación de la fuente, interferencias electromagnéticas (EMI) e inconvenientes en los sistemas de control del SMPS, produciendo una performance inadecuada. Para evitar estos inconvenientes, se siguen los lineamientos que se detallan en la hoja de aplicación *“Five Steps to a Good PCB Layout of a Boost Converter”*[30].

El primer paso en la distribución de componentes consiste en disponer al inductor en una de las esquinas del circuito impreso. El razonamiento detrás de esta decisión yace en que se trata del componente que ocupará la mayor área del PCB.

Luego, deben disponerse los capacitores de salida, ya que en este tipo de convertidor, su ubicación es fundamental. Los mismos deben colocarse cercanos a las llaves semiconductoras (en particular el diodo), y deben conectarse al mismo por medio de pistas cortas y anchas para reducir la inductancia parásita de la misma. La razón de su importancia radica en que la corriente por los mismos presenta picos que, de ser muy elevado el valor de inductancia podría incrementar el zumbido (conocido como *“ringing”* en inglés), que siendo muy elevado podría producir daños en los circuitos de control y causar interferencias electromagnéticas. Es deseable que la longitud entre cada capacitor y el diodo de salida sea similar, siendo similar de este modo la resistencia eléctrica de las pista, así como la inductancia y la capacidad parásita, por lo que todos los capacitores operan en igualdad de condiciones.

En esta instancia, es posible determinar la disposición del diodo de salida y el MOSFET, que deberán colocarse de forma tal que las pistas desde el inductor hacia los mismo sean anchas y de corta longitud. Para procurar evitar la inducción del ruido de conmutación, las pistas que presentan corrientes pulsantes serán diagramadas en una de las caras del PCB, mientras que aquellas no pulsantes se distribuyen en la cara opuesta.

Los pequeños componentes correspondientes a la lógica de control se distribuyen en las cercanías del transistor MOSFET donde operan la compuerta del mismo. Cabe destacar que ya que los circuitos lógicos del convertidor no son aislados, deberán compartir la misma referencia que el circuito de potencia. Para atenuar la incidencia del ruido de conmutación en los circuitos digitales y de medición, la masa analógica y digital se conecta a la masa de potencia en un único punto del circuito.

Finalmente, una vez todos los componentes han sido organizados y apropiadamente interconectados, se realiza una comprobación del correcto cumplimiento de las reglas de diseño, ejecutando la comprobación de DRC. En caso de encontrar inconsistencias y/o errores en el diseño, deben ser corregidas, y se debe volver a ejecutar la prueba hasta que la totalidad de los mismos hayan sido correctamente subsanados. Los circuitos impresos diseñados se muestran en el Apéndice H.

6.3. Fabricación del circuito impreso

Una vez se han diseñado los circuitos impresos, es posible comenzar a contactar fabricantes para obtener una estimación del costo y plazo de producción. Para ello, previamente es necesario enviar los archivos donde se representan las características de la placa. Estos archivos se conocen como “Gerber”, por el nombre de los archivos, y contienen las características mecánicas de la placa (capas de cobre, orificios, pads, leyendas y dimensiones, entre otros).

Para obtenerlos, se debe seguir el instructivo y archivos de configuración provistos por el fabricante de PCB, correspondiente al aplicativo de diseño empleado ya que estos ajustes son específicos de los equipos de producción que se utilizarán para la materialización del circuito impreso.

En *Autodesk Eagle*, el menú que permite generar los archivos de manufactura se encuentra bajo el nombre de “CAM Processor”, el mismo se muestra en la Figura 6.3.1 para el caso del circuito de potencia.

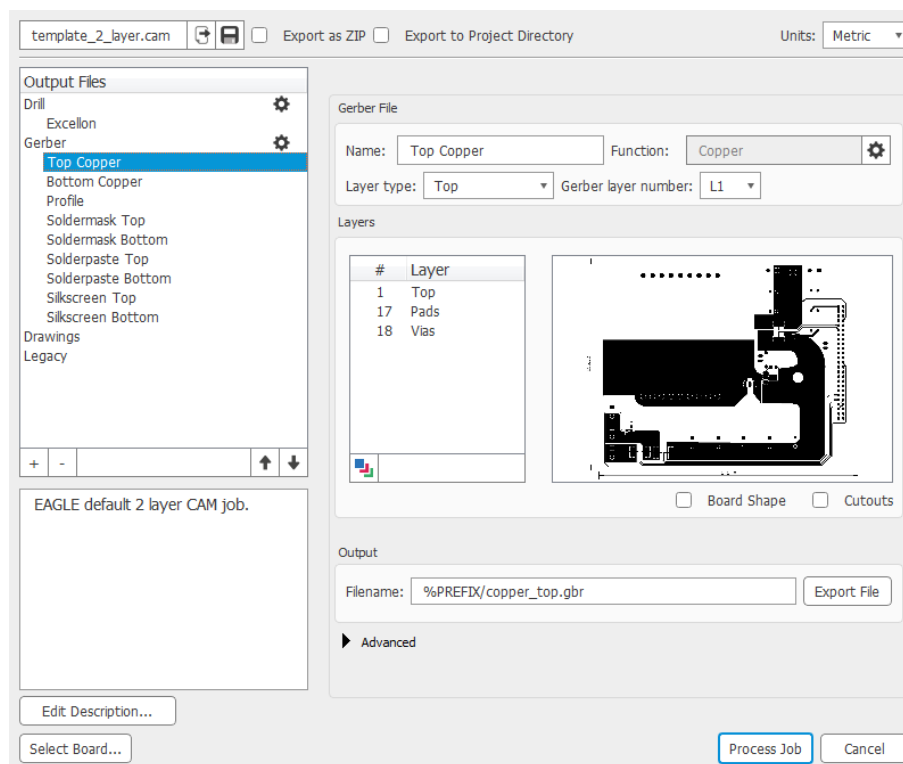


Figura 6.3.1: Menú de generación de los archivos Gerber.

El fabricante elegido para la materialización de los PCB es SeeedStudio, una empresa cuyas principales fábricas se encuentran ubicadas en Shenzhen, China.

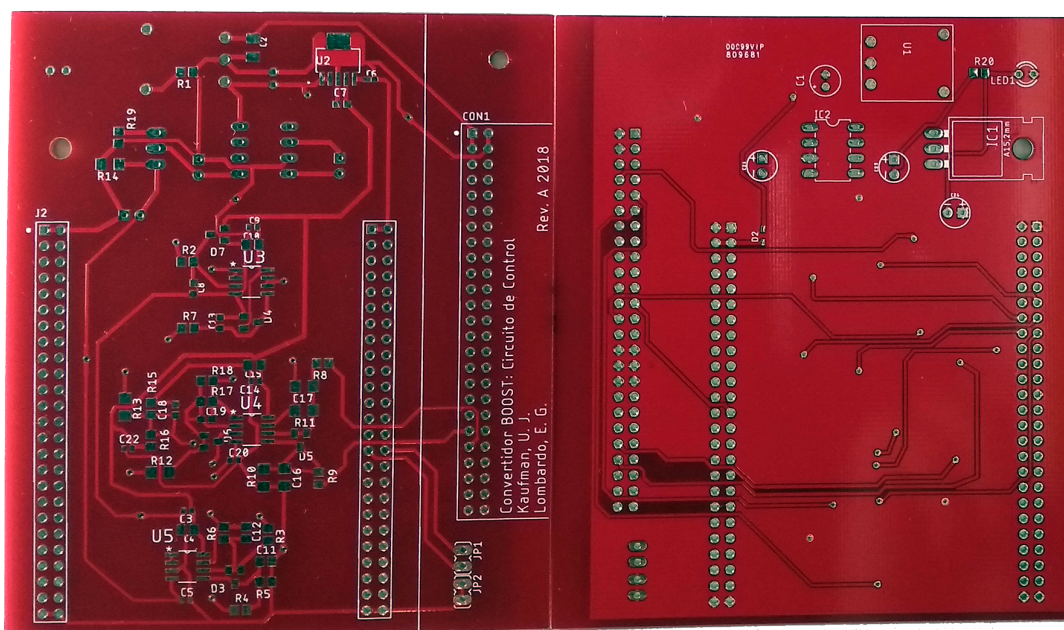
El material adoptado para el sustrato es el *FR-4 TG130*, que comúnmente se utiliza en diseños de PCB rígidos, y consiste en un tejido de fibra de vidrio y una resina epoxy, ignífuga que garantiza que no se deformará a temperaturas inferiores a los 130°C . El espesor del sustrato es de 1.6 mm .

La terminación escogida para las placas es *HASL* (sigla en inglés correspondiente a “*Hot Air Solder Leveling*”). Este proceso consiste en sumergir al circuito impreso en un baño de estaño en este caso, con plomo cubriendo de este modo las superficies de cobre no protegidas por la máscara de soldadura. Este proceso logra evitar la corrosión del cobre, previo a la soldadura de los componentes en la placa.

Sin embargo, esta técnica no siempre es aconsejable puesto que produce elevaciones las superficies de contacto de los pads, lo que puede dificultar la soldadura de componentes SMD (sigla en inglés correspondiente a *Surface-Mount Device*) con distancias entre terminales pequeñas (comunmente conocido en inglés como *pitch*). Además, como la placa ha de ser sometida a elevadas temperaturas durante este proceso, es posible que esto produzca defectos en el PCB. Estas limitaciones técnicas fueron evaluadas y se concluyó que no suponen un inconveniente para el diseño requerido.

Por último, se eligió que la máscara de soldadura sea de color rojo, ya que de este modo es posible observar con facilidad los pads estañados y los pequeños componentes SMD a la hora de soldarlos. Además este color facilita la correcta lectura de las leyendas y numeración de los componentes (escritas en color blanco).

En las Figuras 6.3.2 y 6.3.3 se muestran los PCB fabricados.



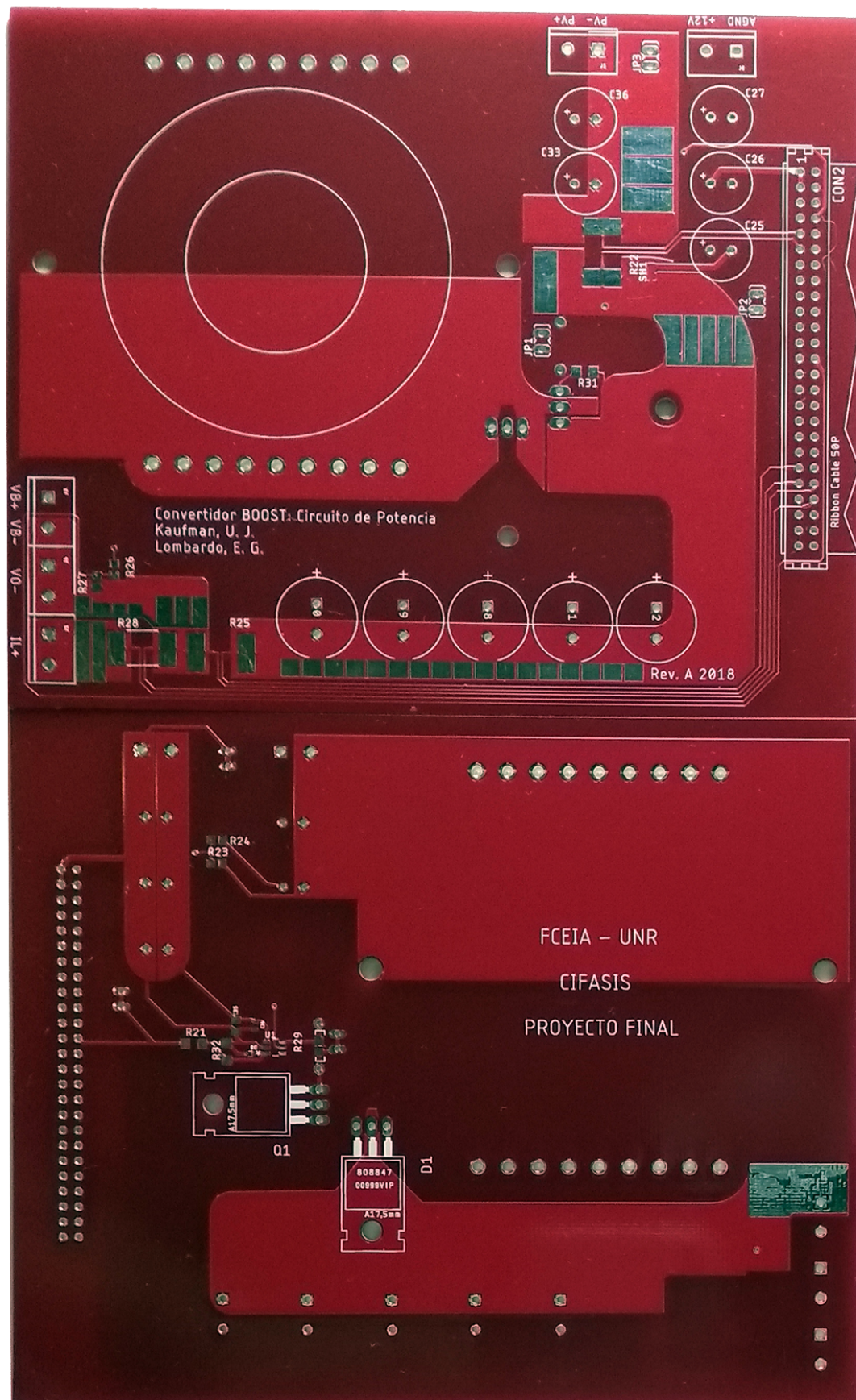


Figura 6.3.3: PCB del circuito de control. Vista superior arriba y vista inferior abajo.

6.4. Ensamblado del circuito impreso

Una vez se cuenta con los componentes y con los circuitos impresos, se comienza con el proceso de ensamblado. Como las placas cuentan con diversos bloques circuitales, se procura soldarlos en forma independiente y verificar su correcta operación. A continuación, se describen en forma breve las etapas de construcción del convertidor.

1. Se verifica continuidad en todas las pistas de los circuitos impresos.
2. Convertidores CC-CC: inicialmente, se sueldan los circuitos de alimentación (de 12 V, 5 V y 3.3 V), así como las borneras. Se verifica el correcto funcionamiento utilizando un multímetro y un osciloscopio.
3. Circuitos de medición: se sueldan los bloques circuitales correspondientes a los circuitos de medición y se verifican individualmente, inyectando señales con un generador de funciones y analizando la salida de los mismos con un osciloscopio.
4. Circuito de driver de MOSFET: se suelda el bloque correspondiente al circuito de driver de MOSFET. Se lo ensaya con un osciloscopio, inyectando una señal de PWM con el microcontrolador.
5. Componentes de potencia del convertidor Boost: se sueldan los componentes de potencia restantes. Se comprueba que no haya cortocircuitos con un multímetro y luego se ensaya el convertidor.

Para la soldadura de los componentes SMD se cuenta con una estación de soldadura modelo *881D* del fabricante *YAXUN*, estaño con plomo de 0.7mm y flux *AMTECH NC-560-LF-TF*. Para la comprobación de los circuitos, se hace uso de un multímetro *MEGALITE M890G* y un osciloscopio *Hantek DSO5072P*.

Finalmente, se muestra en la Figura 6.4.1 una fotografía de los circuitos del convertidor ensamblados, y el circuito analógico se encuentra conectado al circuito de potencia del convertidor (ambos PCB con sustrato de color rojo). El PCB cuyo sustrato es de color verde corresponde al kit de desarrollo utilizado (STM32F4 Discovery).

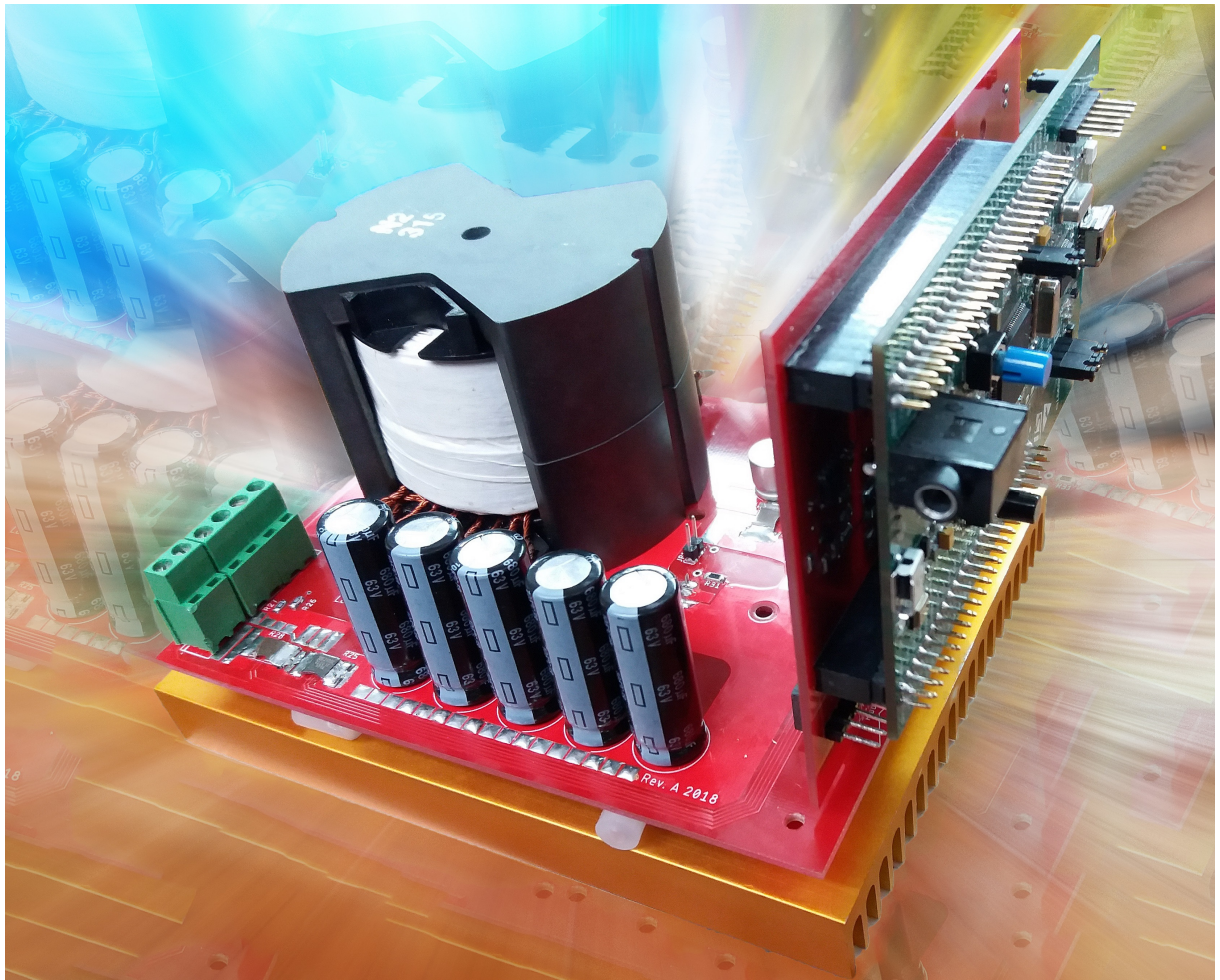


Figura 6.4.1: Fotografía del convertidor Boost ensamblado.

Capítulo 7

Ensayos de funcionamiento

7.1. Verificación de los circuitos diseñados

Antes de analizar funcionamiento general del convertidor Boost diseñado, durante el ensamblado se ha verificado el correcto funcionamiento de las etapas circuitales requeridas, como se ha indicado en la Sección 6.4. A continuación, se discuten algunos de los resultados obtenidos.

7.1.1. Circuitos de medición

Los circuitos de medición constituyen una parte crucial del diseño del convertidor Boost ya que, la correcta operación de los lazos de control requiere necesariamente de valores medidos en forma precisa. Para garantizar que su funcionalidad es la requerida, es necesario verificar que el funcionamiento del circuito sea lineal para todos los valores de entrada admisibles y que además, su función transferencia se corresponda con el valor teórico calculado en el Capítulo 5.

Para tal fin, se utiliza un generador de funciones, para generar las señales correspondientes al rango de las tensiones de entrada de los circuitos de medición, y un osciloscopio de dos canales, para observar la función transferencia (usando el modo X-Y).

7.1.1.1. Circuito de medición de la tensión de entrada del convertidor

El circuito completo de medición de la tensión de entrada consta de un divisor resistivo y un circuito con A.O. en una configuración de buffer. Como los niveles de tensión de entrada del convertidor superan el rango de tensión del generador de señales, se verificará el funcionamiento lineal del buffer (un amplificador con ganancia unitaria), y se garantiza la correcta atenuación del divisor resistivo midiendo con un multímetro a las resistencias que lo conforman.

En la Figura 7.1.1 se muestra el oscilograma correspondiente a la función transferencia del circuito con ganancia de tensión unitaria. La escala tanto del eje X como del eje Y es de $1V/div$, y la tensión aplicada a la entrada de este circuito consiste en una onda senoidal de $3V_{p-p}$, con una frecuencia de oscilación de $10kHz$, montada sobre una componente de continua de $1.5V$, permitiendo el barrido de la totalidad de los valores posibles de tensión de entrada.

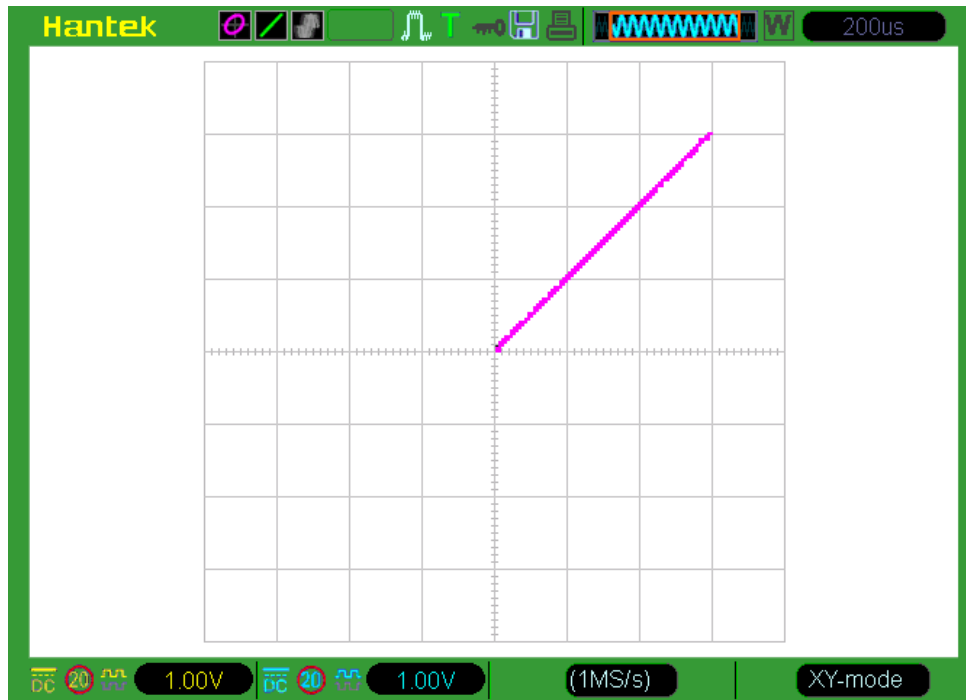


Figura 7.1.1: Oscilograma del buffer del circuito de medición de la tensión de entrada.

X: tensión de entrada, Y: tensión de salida.

Se verifica de este modo que el funcionamiento del *OPA2350UA* es lineal aún con ganancias unitarias, y luego de comprobar que los valores de las resistencias se encuentran dentro de las tolerancias permitidas por el fabricante, es posible garantizar que la medición de la tensión de entrada del convertidor será adecuada.

7.1.1.2. Circuito de medición de la tensión de salida del convertidor

El circuito de medición de la tensión de salida consta de un divisor resistivo y un A.O. en configuración de amplificador con ganancia unitaria. Como en el caso del circuito de medición de la tensión de entrada del convertidor, los niveles de tensión de entrada superan el rango de tensión del generador de señales. Por lo tanto, para corroborar que el divisor resistivo provee la atenuación de tensión requerida, se miden las resistencias que lo componen con un multímetro. Para verificar la operación lineal del A.O., se aplica a la entrada una onda senoidal de $3V_{p-p}$, con una frecuencia de oscilación de $10kHz$, montada sobre una componente de continua de $1.5V$, observando la salida del amplificador para la totalidad de los valores de tensión de entrada posibles.

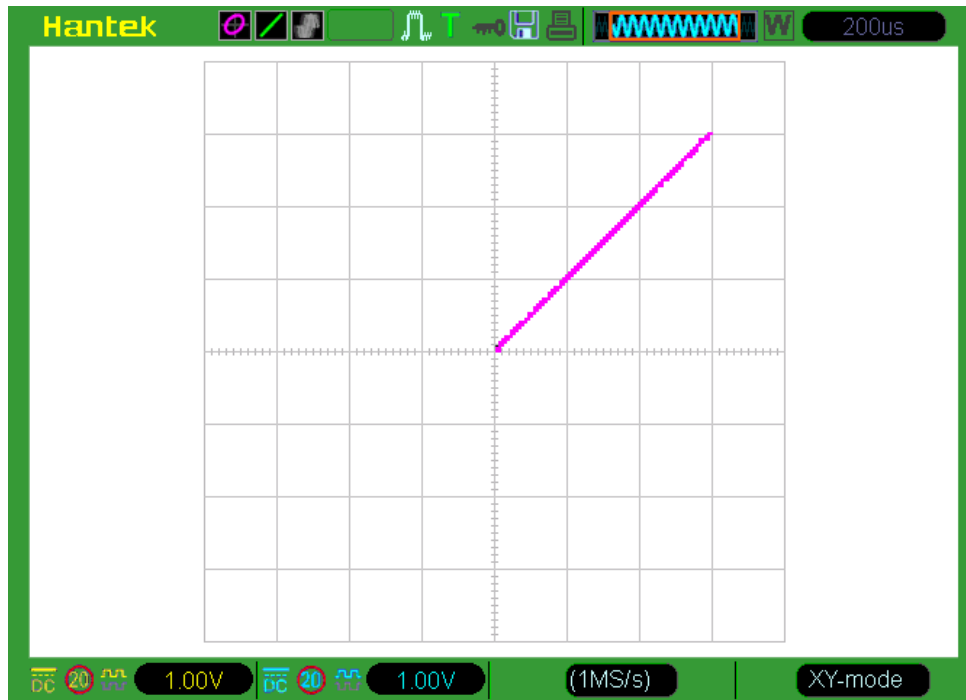


Figura 7.1.2: Oscilograma del buffer del circuito de medición de la tensión de salida.

X: tensión de entrada, Y: tensión de salida.

Los resultados obtenidos al medir con el osciloscopio en el modo X-Y se muestran en la Figura 7.1.2, donde la escala tanto del canal X como del canal Y es de 1 V/div . Al igual que en el circuito de medición de la tensión de entrada, se concluye que el *OPA2350UA* opera linealmente aún con ganancias unitarias, y permitirá la correcta medición de la tensión de salida del convertidor Boost.

7.1.1.3. Circuito de medición de la corriente por el inductor

Para verificar el diseño del circuito de medición y su correspondiente función transferencia se realiza una simulación en *NI Multisim*. Para ello se construye el modelo circuital de la Figura 7.1.3, donde en lugar del Shunt de $2\text{ m}\Omega$, se coloca una fuente de tensión continua. Como el circuito fue diseñado para medir corrientes de en el rango $[0 - 40\text{ A}]$, considerando el valor de resistencia del Shunt, implica que el rango de tensiones de entrada es $[0 - 80\text{ mV}]$.

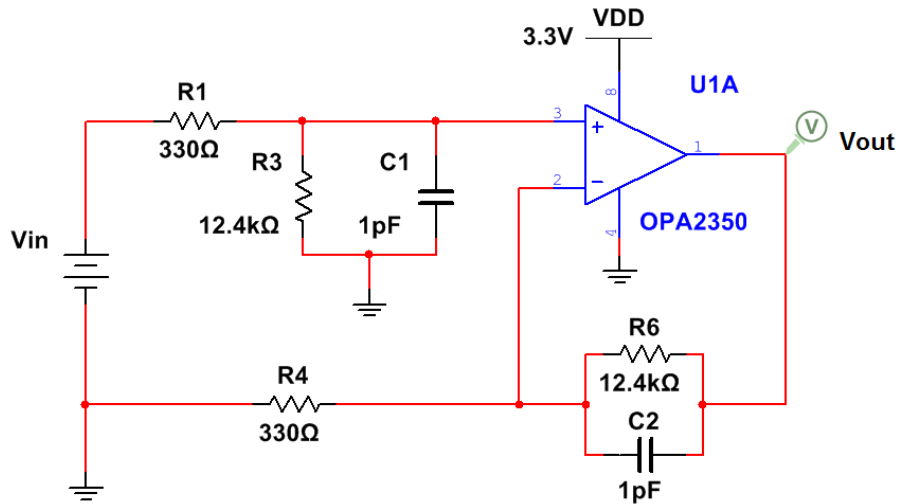


Figura 7.1.3: Circuito de medición de corriente por el inductor en *NI Multisim*.

Por medio de una simulación en modo "*DC Sweep*" en el rango de tensiones mencionado, se obtiene la función transferencia de la Figura 7.1.4, donde por medio de dos cursores se muestra el valor de salida para el valor inicial y de fondo de escala.

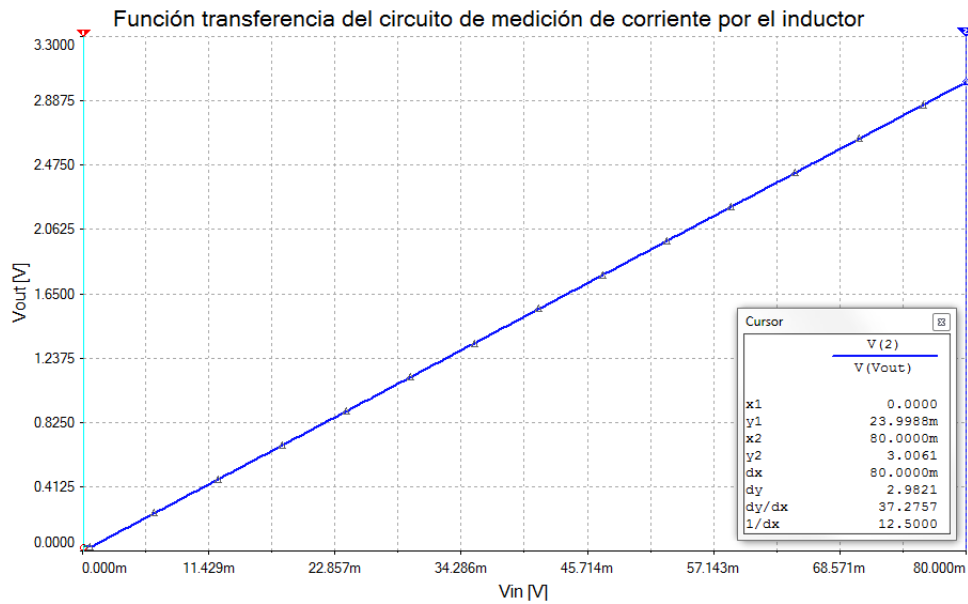


Figura 7.1.4: Función transferencia de la corriente por el inductor simulada en *NI Multisim*.

Para verificar el correcto funcionamiento del circuito de medición de la corriente del inductor ensamblado en el PCB, se omite la colocación del Shunt de $2\text{ m}\Omega$ y en su lugar se aplica una onda senoidal de una frecuencia de oscilación de 10 kHz , generada utilizando el generador de funciones, que emula todos los valores posibles de tensión en el Shunt. Esta onda senoidal es de 80 mV_{p-p} , montada sobre una componente de continua de 40 mV . Se configura al osciloscopio en el modo X-Y, donde el canal X corresponde a la

señal de entrada, y su escala es 50 mV/div y el canal Y corresponde a la señal de salida, y su escala es 1 V/div . En la Figura 7.1.5 se muestra el oscilograma obtenido.

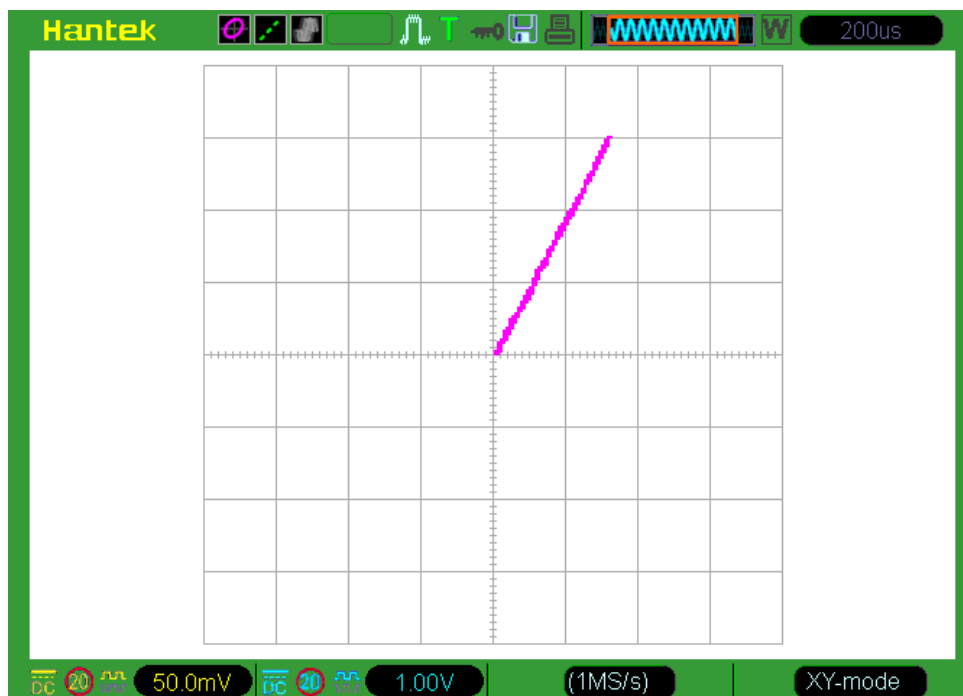


Figura 7.1.5: Oscilograma correspondiente a la función transferencia medida del circuito de medición de la corriente por el inductor.

X: tensión de entrada, Y: tensión de salida.

Comparando los resultados obtenidos en las Figuras 7.1.4 y 7.1.5 es posible concluir que el circuito de medición opera de la forma estimada por medio de las simulaciones y por ende, permitirá medir en forma precisa a la corriente que circula por el inductor.

7.1.1.4. Circuito de medición de la corriente de salida del convertidor

Se simula el circuito de medición en *NI Multisim*, colocando una fuente de tensión continua en lugar del Shunt, como se muestra en la Figura 7.1.6.

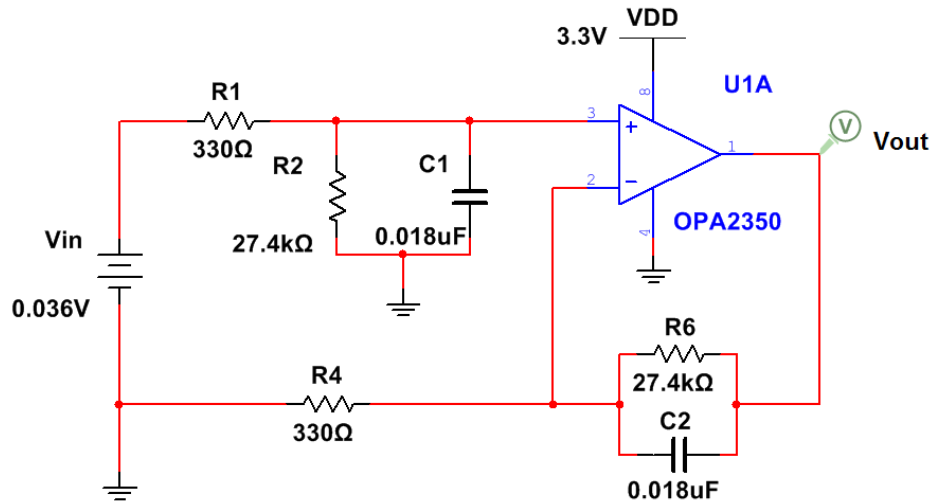


Figura 7.1.6: Circuito de medición de corriente de salida del convertidor en *NI Multisim*.

Como el rango de corrientes por el Shunt se ha definido en $[0 - 18 A]$ resulta que el rango de tensiones sobre el Shunt es de $[0 - 36 mV]$. Por lo tanto, se realiza un análisis del tipo "DC Sweep" en ese rango de tensiones, obteniéndose la función transferencia de la Figura 7.1.7. Se muestra también por medio de 2 cursores los valores de tensión de salida correspondientes a los extremos de la función transferencia.

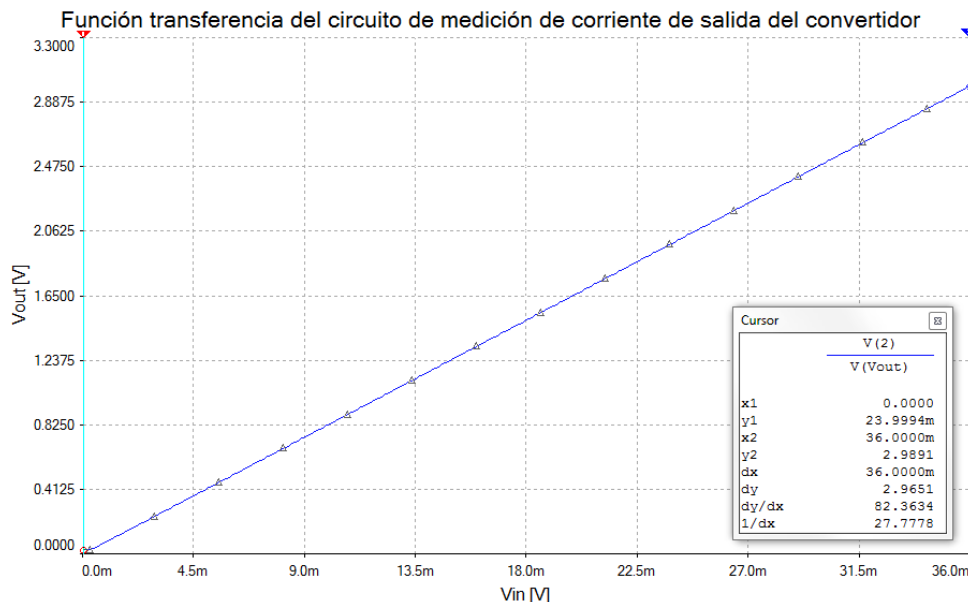


Figura 7.1.7: Función transferencia de la corriente de salida del convertidor simulada en *NI Multisim*.

Para verificar la función transferencia del circuito de medición armado, al igual que en el caso del circuito de medición de la corriente por el inductor, se omite al Shunt de $2 m\Omega$, y en su lugar se colocan los terminales de un generador de funciones, configurado para generar una onda senoidal cuya frecuencia de oscilación es de $10 kHz$ donde el

rango de tensiones a ensayar es $[0 - 36\text{ mV}]$, por lo que la onda senoidal generada será de 36 mV_{p-p} , montada sobre una tensión continua de 18 mV . Para observar la función transferencia, se utiliza un osciloscopio en modo X-Y, donde en el canal X se conecta a la señal del generador de funciones (con escala de 20 mV/div), y en el canal Y, la salida del A.O. (con escala de 1 V/div). El resultado obtenido se muestra en la Figura 7.1.8.

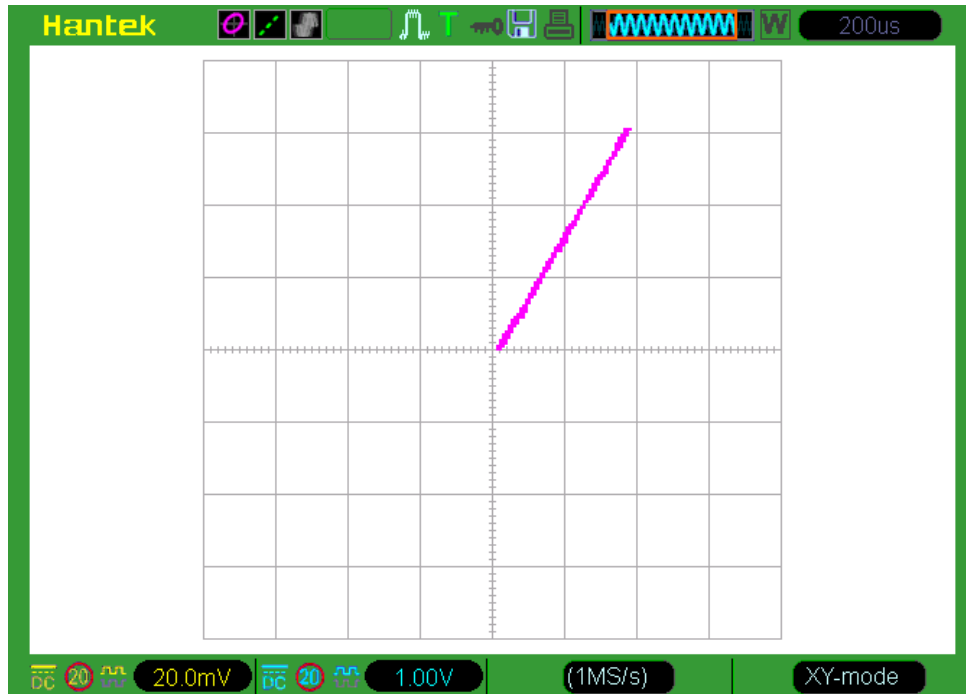


Figura 7.1.8: Oscilograma correspondiente a la función transferencia medida del circuito de medición de la corriente de salida del convertidor.

X: tensión de entrada, Y: tensión de salida.

Contrastando los resultados de las Figuras 7.1.7 y 7.1.8, se observa que la función transferencia obtenida en el circuito físico es la estimada por medio de simulaciones, por lo que se podrá medir la corriente de salida del convertidor con precisión.

7.1.1.5. Circuito de medición de la corriente de carga

A diferencia de los circuitos de medición de corriente analizados previamente, el circuito de medición de la corriente de carga es bidireccional, es decir, considera la posibilidad de que circule corriente desde la carga hacia las baterías. El circuito correspondiente en *NI Multisim* se muestra en la Figura 7.1.9.

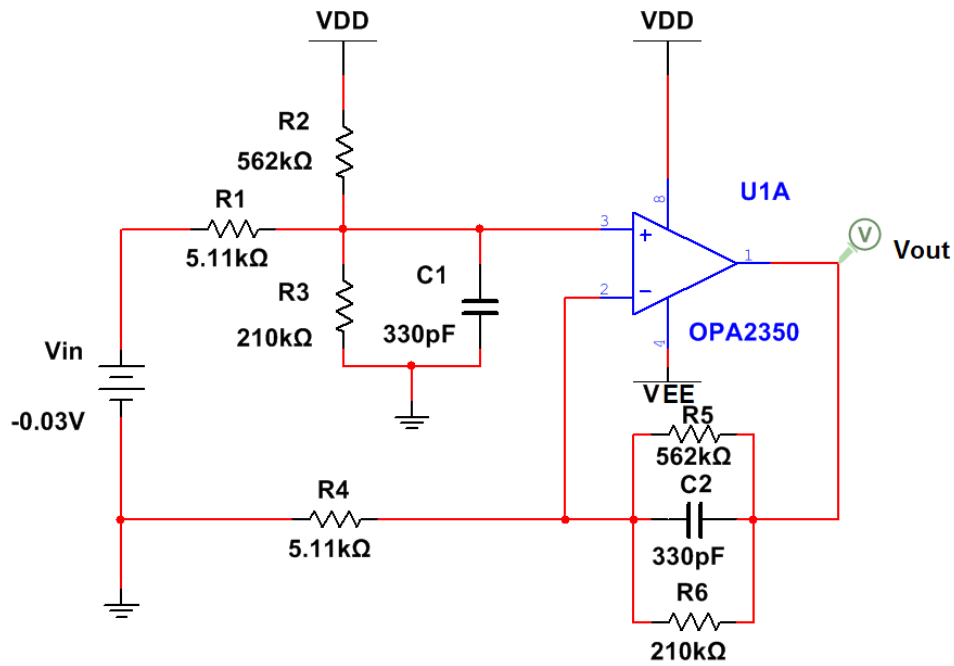


Figura 7.1.9: Circuito de medición de la corriente de carga en *NI Multisim*.

Para analizar el funcionamiento del circuito, se omite la colocación del Shunt, y aplica una fuente de tensión, cuyos valores sean equivalentes a los valores de caída de tensión que produciría el paso de una corriente y se simula el circuito con *NI Multisim*. Como el rango de corrientes por el Shunt de $1\text{ m}\Omega$ es $[-30\text{ A} - 70\text{ A}]$, el rango de tensiones correspondiente es $[-30\text{ mV} - 70\text{ mV}]$.

Simulando el circuito de la Figura 7.1.9 en el modo "*DC Sweep*", se obtiene la función transferencia de la Figura 7.1.10, donde por medio de 2 cursores se muestra el valor en $V_{in} = 0\text{ V}$ y a fondo de escala.

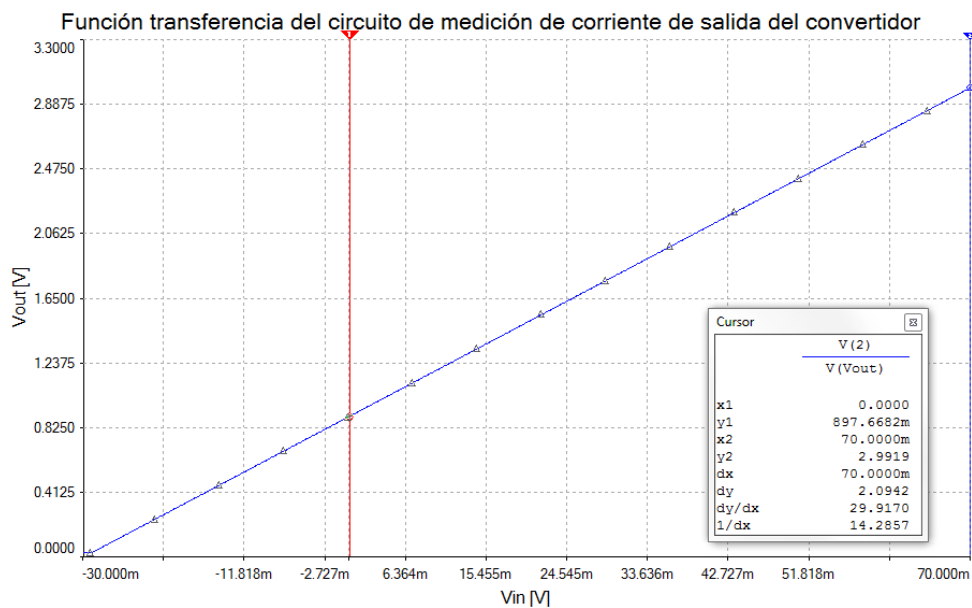


Figura 7.1.10: Función transferencia de la corriente de la batería simulada en *NI Multisim*.

Para verificar la función transferencia del circuito de medición ensamblado en el PCB, al igual que en el caso del circuito de medición de la corriente por el inductor, se omite al Shunt de $1\text{ m}\Omega$, y en su lugar se colocan los terminales de un generador de funciones, configurado para generar una onda senoidal cuya frecuencia de oscilación es de 10 kHz en el rango de tensiones especificado. Por lo tanto, la onda senoidal generada será de 100 mV_{p-p} , montada sobre una tensión continua de 20 mV . Para observar la función transferencia, se utiliza un osciloscopio en modo X-Y, donde en el canal X se conecta a la señal del generador de funciones (con escala de 20 mV/div), y en el canal Y, la salida del A.O. (con escala de 1 V/div). El resultado obtenido se muestra en la Figura 7.1.11.

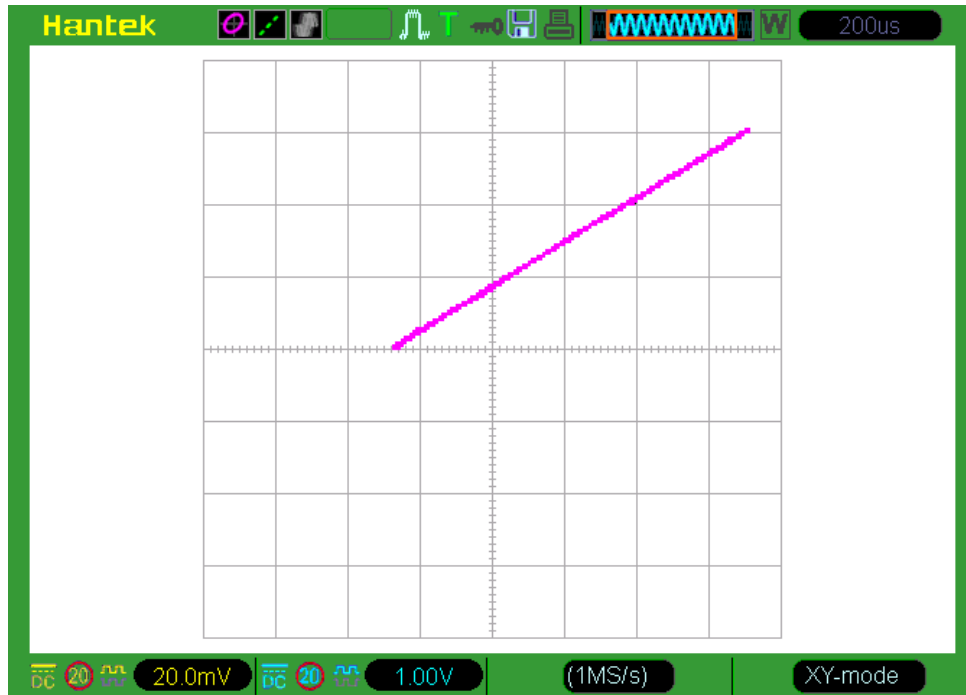


Figura 7.1.11: Oscilograma correspondiente a la función transferencia medida del circuito de medición de la corriente de la carga.

X: tensión de entrada, Y: tensión de salida.

Contrastando los resultados de las Figuras 7.1.10 y 7.1.11, se observa que la función transferencia obtenida en el circuito físico es la estimada por medio de simulaciones, por lo que se podrá medir la corriente de la carga con precisión.

7.2. Ensayos de la etapa de potencia

Una vez se ha ensamblado el convertidor Boost, es posible comenzar a analizar su funcionamiento. En esta sección se verifica el correcto funcionamiento de la etapa de potencia por medio de oscilogramas. De este modo es posible garantizar la performance del convertidor.

7.2.1. Ensayos del circuito de conmutación

Para comenzar con el análisis del convertidor, se toma como entrada del mismo un arreglo de tres paneles solares en paralelo y como carga un conjunto de cuatro baterías en paralelo. Bajo estas condiciones, utilizando el canal 1 de un osciloscopio *Rigol DS1062CA* se observa la señal de PWM generada por el STM32F407VG, como se muestra en la Figura 7.2.1.

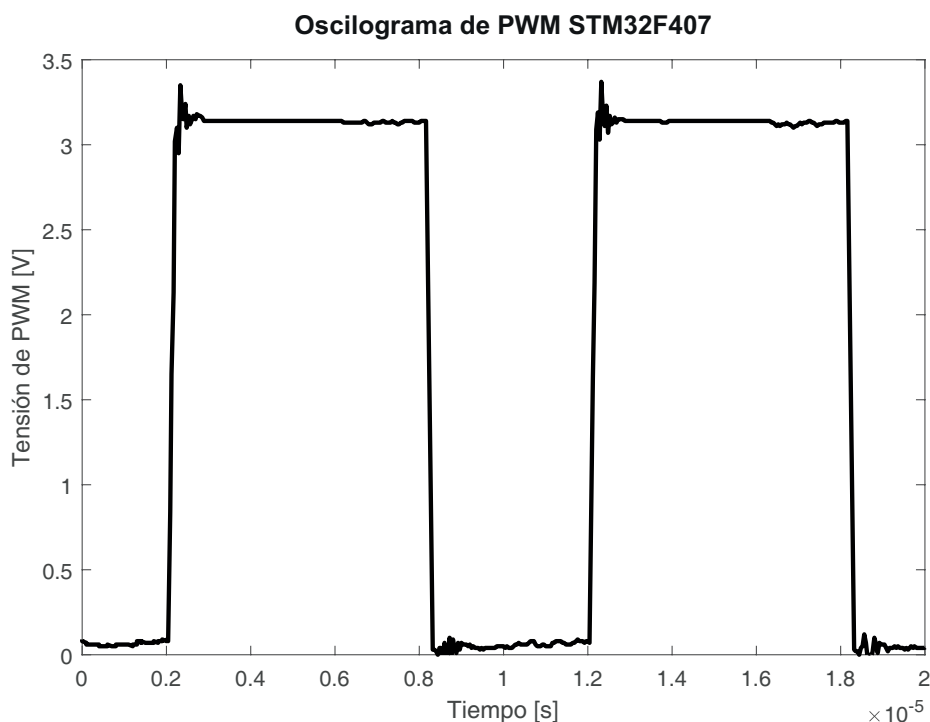


Figura 7.2.1: Oscilograma correspondiente al PWM generado por medio del STM32F407VG.

Es posible observar oscilaciones en el flanco de subida. Este *ringing* se debe principalmente a que a la frecuencia de conmutación del PWM, se inducen inductancias parásitas que producen dicha alteración en la medición. Además, el osciloscopio que se disponía para realizar las mediciones en terreno (*Rigol DS1062CA*) presenta limitaciones en cuanto a su ancho de banda y velocidad de subida para mediciones de este rango de frecuencias, suponiendo una limitación en la correcta medición de flancos como pudo ser comprobado realizando esta medición en el laboratorio de instrumentación con el osciloscopio *Hantek DSO5072P*.

Luego, se verificó el correcto funcionamiento del driver del transistor, colocando una de las puntas del osciloscopio en el Gate del transistor. El otro canal del osciloscopio se conecta al terminal de Drain del MOSFET, y la masa del osciloscopio se conecta al terminal de Source (el cual está conectado a la masa del driver del transistor). Se obtiene el oscilograma de la Figura 7.2.2, donde es posible apreciar la existencia de un tiempo de establecimiento en la tensión del driver del MOSFET, que está dado por la capacidad de entrada del MOSFET y la resistencia de Gate R_G elegida. Es posible observar que la conformación del canal del MOSFET se produce incluso antes de que el driver se

establezca en el valor de PWM ON (12 v) ya que al conformarse el canal del MOSFET, la tensión V_{DS} es de bajo valor producto de que disminuye significativamente la resistencia del canal.

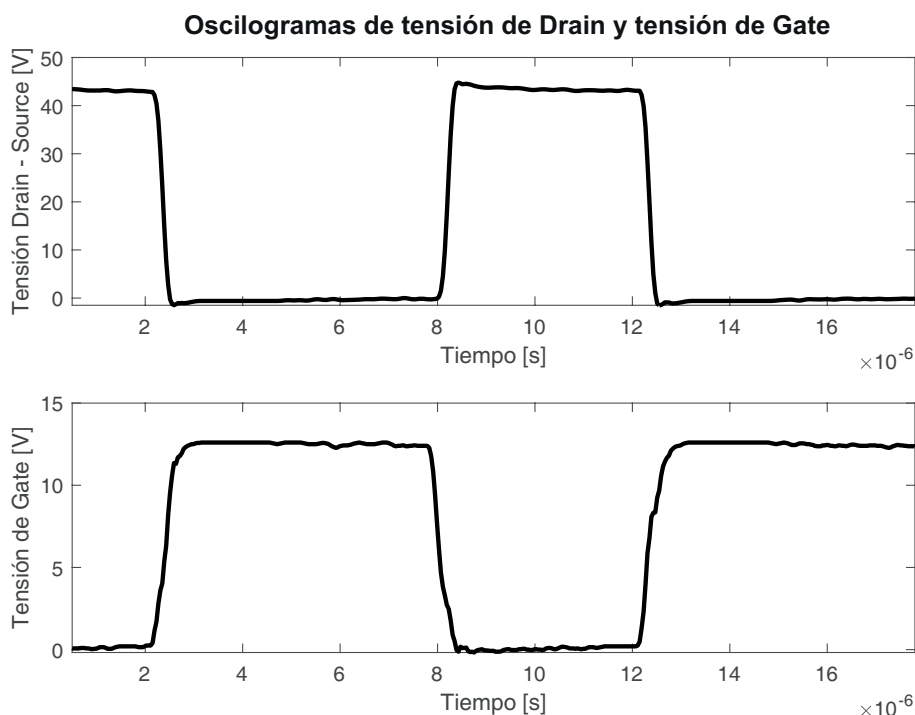


Figura 7.2.2: Oscilograma correspondiente a V_{DS} y V_{GS} .
Figura superior: V_{DS} . Figura inferior: V_{GS} .

Para poder calcular el tiempo de establecimiento del canal del MOSFET, se analizan los flancos de subida de las tensiones V_{GS} y V_{DS} como se muestra en las Figuras 7.2.3 y ??.

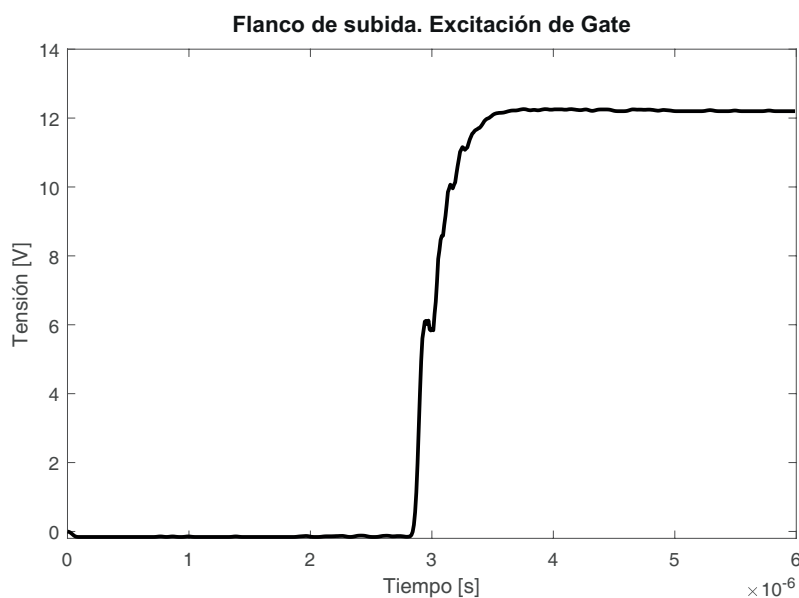


Figura 7.2.3: Oscilograma del flanco de subida de la tensión V_{GS} .

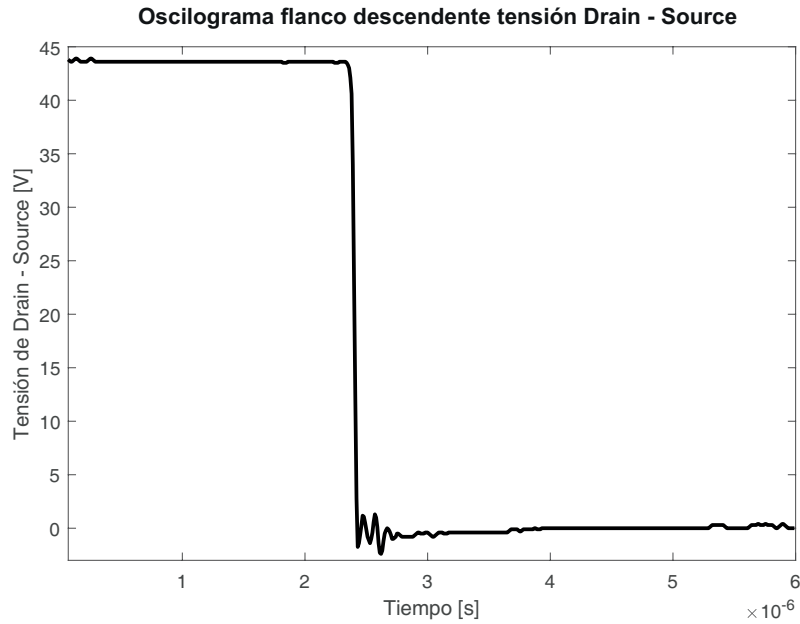


Figura 7.2.4: Oscilograma del flanco de bajada de la tensión V_{DS} .

De la Figura 7.2.3 se observa que el tiempo de subida es de aproximadamente 400 ns , con una dinámica prevalentemente de un sistema de primer orden, debido a la resistencia de Gate añadida. Se observan algunas oscilaciones en el flanco de subida producto de *ringing*, que no afectan a la confiabilidad del convertidor ya que no produce picos de tensión. Por lo anterior, podría haberse empleado una resistencia de Gate de menor valor, reduciendo el tiempo de subida a costa de oscilaciones más pronunciadas.

De la Figura 7.2.4 se observa que el tiempo de encendido del MOSFET es de aproximadamente 50 ns , donde también prevalece una dinámica de primer orden. Nuevamente se observa la presencia de oscilaciones de bajo valor, producto de la conmutación.

Como última verificación, se comprueba la estabilidad del convertidor Boost, observando la corriente por el inductor. En la Figura 7.2.5 se muestra la corriente de por el inductor, donde se observa que durante δT , se carga el inductor en el mismo valor en módulo que la corriente que se descarga en $1 - \delta T$ y por lo tanto, el convertidor opera en forma estable. Además, al haber una componente de continua, es posible asegurar la operación en MCC. Por último, es posible asegurar que la carga y descarga de la bobina se realiza a tensión constante por la forma de onda de la corriente, y que existen oscilaciones debidas a las conmutaciones.

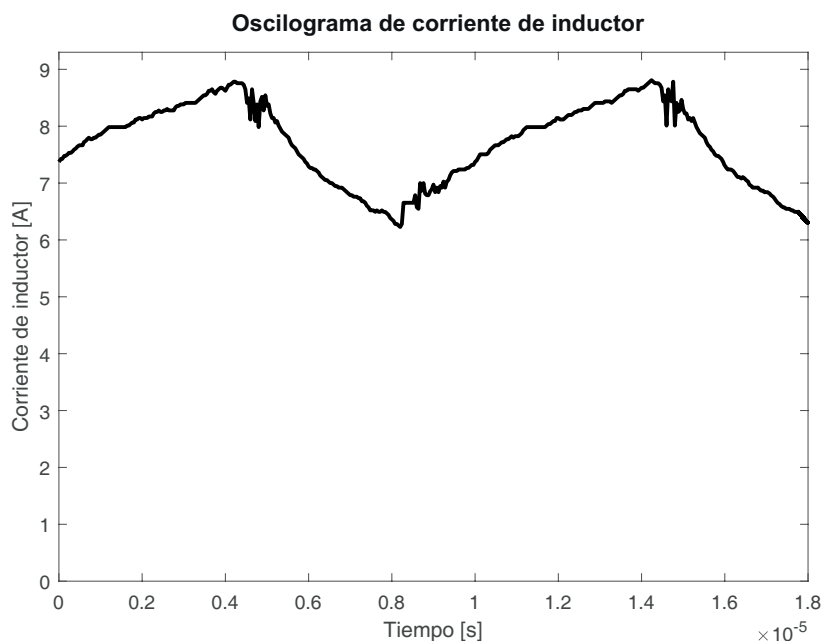


Figura 7.2.5: Oscilograma de la corriente por el inductor.

7.2.2. Ensayos del comportamiento MPPT

Para poder verificar el funcionamiento del algoritmo MPPT del convertidor se procedió a probar el convertidor con el robot apagado (es decir, sin consumo de potencia de los motores). En su entrada se colocó un panel y en su salida las baterías. Este ensayo comenzó a las 15 : 30 horas y se realizó bajo condiciones climáticas favorables, es decir, durante un día soleado con leve presencia de nubes.

En la Figura 7.2.6 se muestra la evolución de la corriente y tensión del panel solar. Por otro lado, en la Figura 7.2.7 se muestra la potencia de salida del convertidor. En dichas Figuras se puede observar como a medida que transcurre el tiempo la potencia generada disminuye. Este fenómeno se puede explicar teniendo en cuenta que la irradiación absorbida por el panel se reduce a medida que el ángulo de incidencia varía con la posición relativa del sol atardeciendo.

Por otro lado, alrededor del minuto 10 se puede observar un marcado decaimiento en la potencia producida debido a que durante ese momento la irradiación fue afectada por una nube.

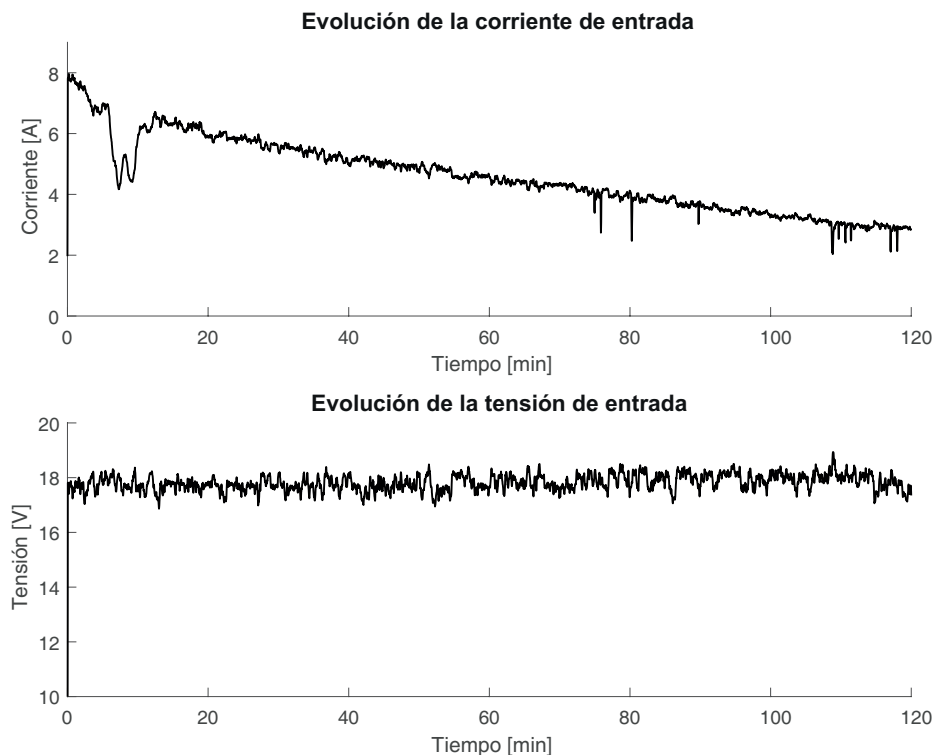


Figura 7.2.6: Evolución de la tensión y corriente de entrada del convertidor funcionando como MPPT.

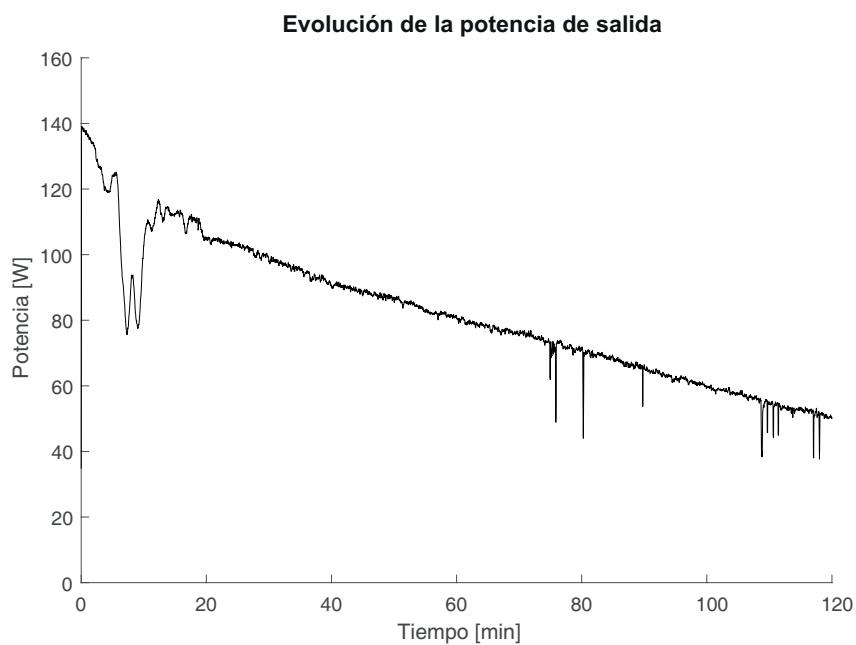


Figura 7.2.7: Evolución de la potencia de salida del convertidor funcionando como MPPT.

En la Figura 7.2.8 se muestra la corriente y tensión de salida del convertidor. Debido a que la tensión se mantiene aproximadamente constante por la presencia de la batería, la forma de evolución de la corriente es similar a la de la potencia de salida.

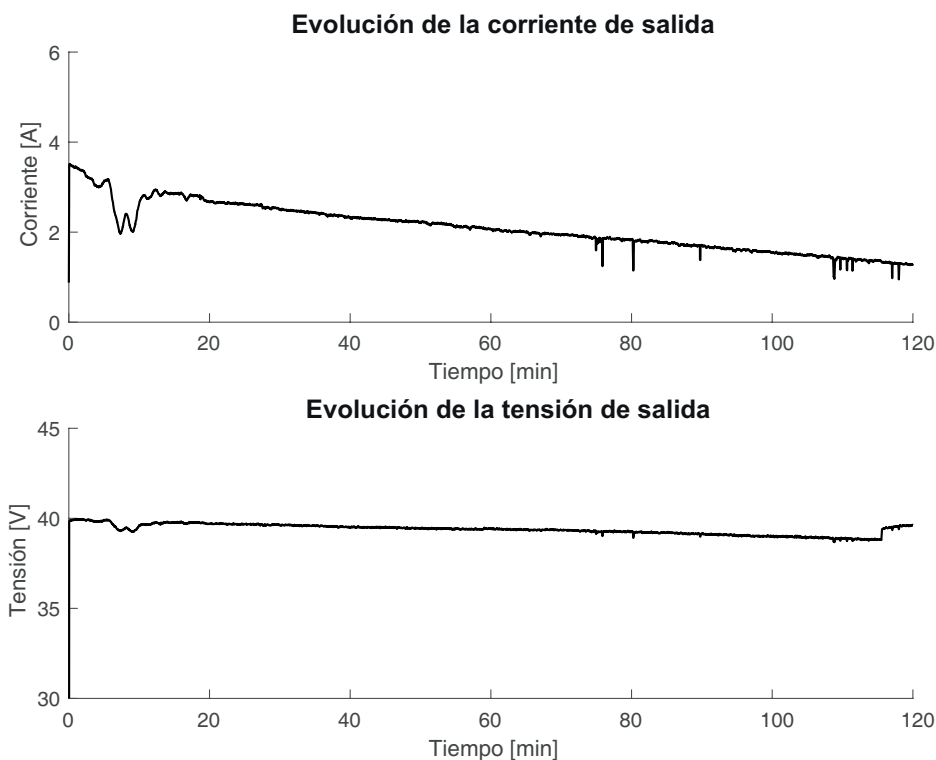


Figura 7.2.8: Evolución de la tensión y corriente de salida del convertidor funcionando como MPPT.

7.2.3. Ensayos del sistema total

Para probar el sistema total se procedió a realizar ensayos con el robot encendido, dos de los cuales se muestran a continuación.

El primero con el consumo proveniente únicamente de los circuitos digitales y de sensado, es decir, con el robot inmóvil. El segundo ensayo es análogo al anterior pero con el agregado del consumo de los motores, es decir, con el robot en movimiento. Ambas pruebas se realizaron durante un día soleado y con los tres paneles solares conectados.

7.2.3.1. Primera parte

En las Figuras 7.2.9 - 7.2.13 se pueden observar los resultados obtenidos del primer ensayo. La potencia generada se mantiene relativamente constante durante todo el ensayo debido a la escasez de nubes.

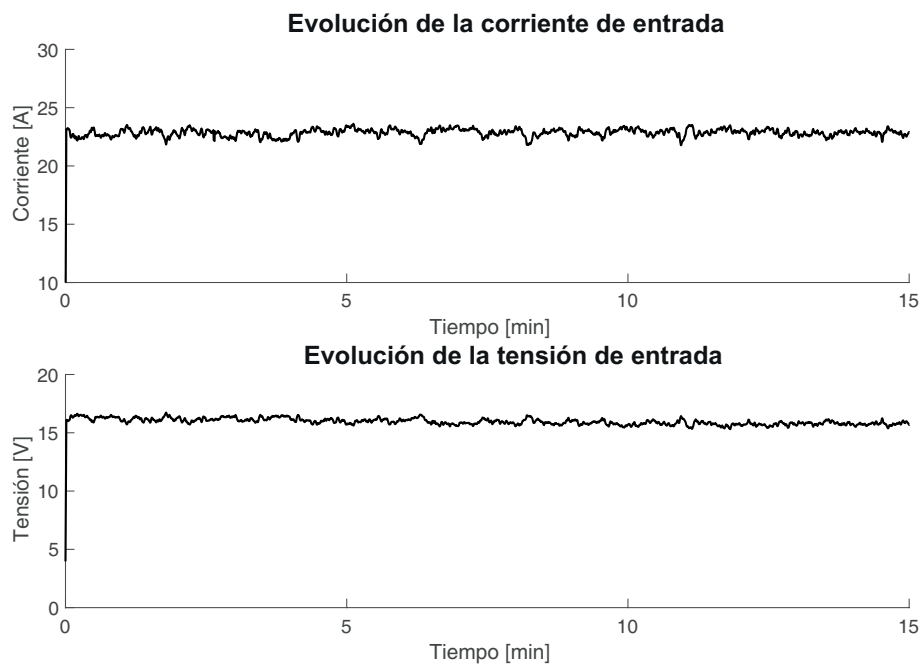


Figura 7.2.9: Evolución de la tensión y corriente de entrada del convertidor funcionando con el sistema total.

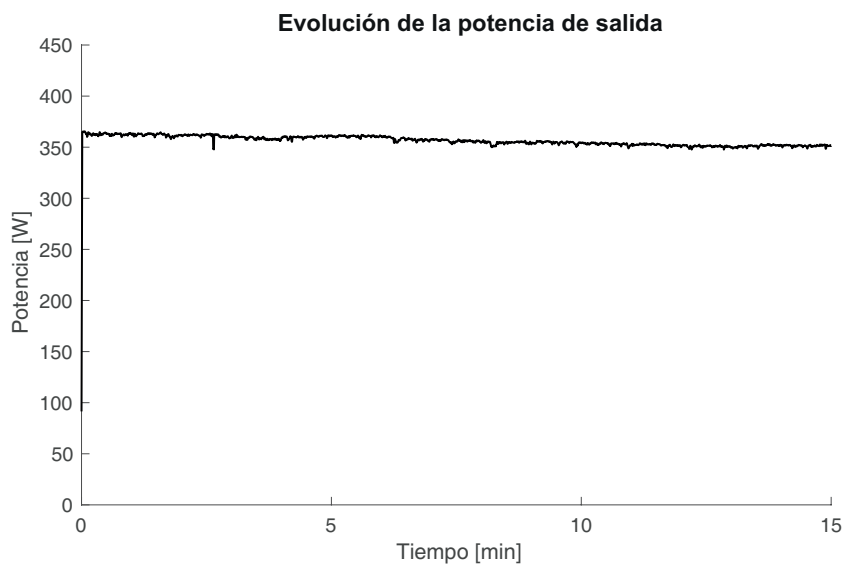


Figura 7.2.10: Evolución de la potencia de salida del convertidor funcionando con el sistema total.

En la Figura 7.2.11 se puede observar que la tensión de salida del convertidor (es decir, la tensión de las baterías) tiende a aumentar mientras la corriente de salida se mantiene constante. Esto evidencia un aumento del SoC de las baterías.

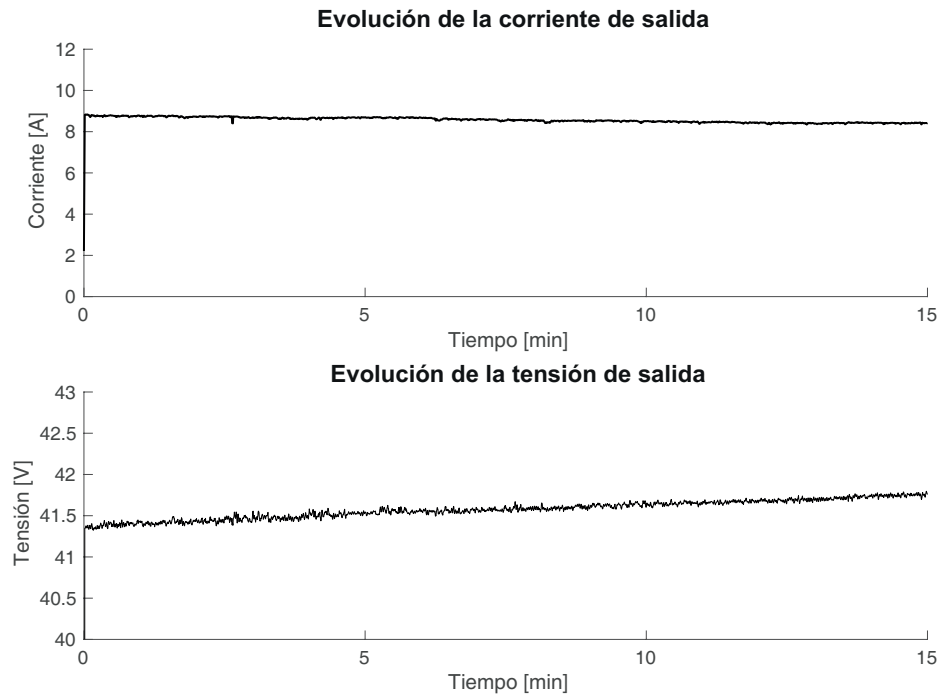


Figura 7.2.11: Evolución de la tensión y corriente de salida del convertidor funcionando con el sistema total.

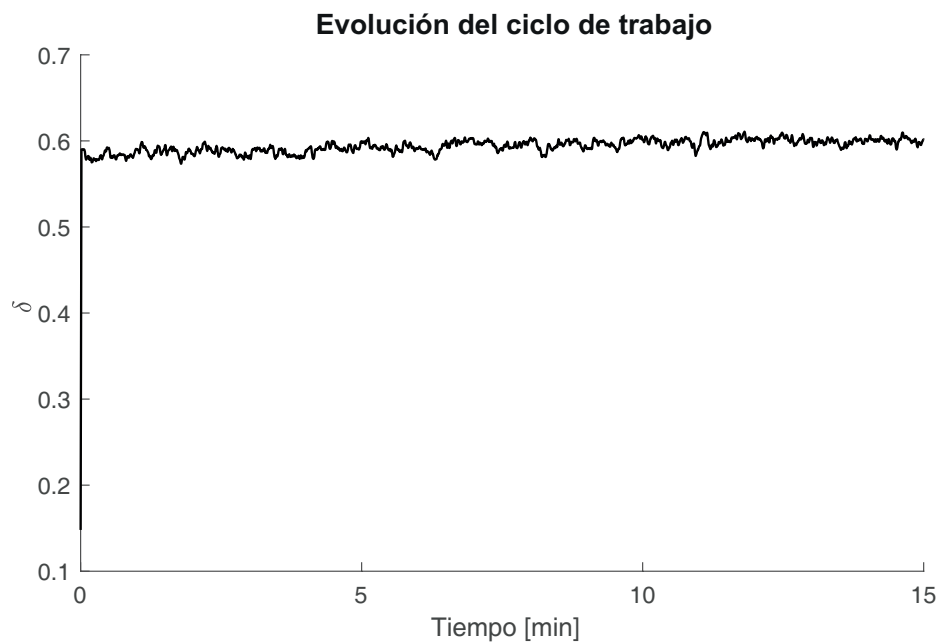


Figura 7.2.12: Evolución del ciclo de trabajo del convertidor funcionando con el sistema total.

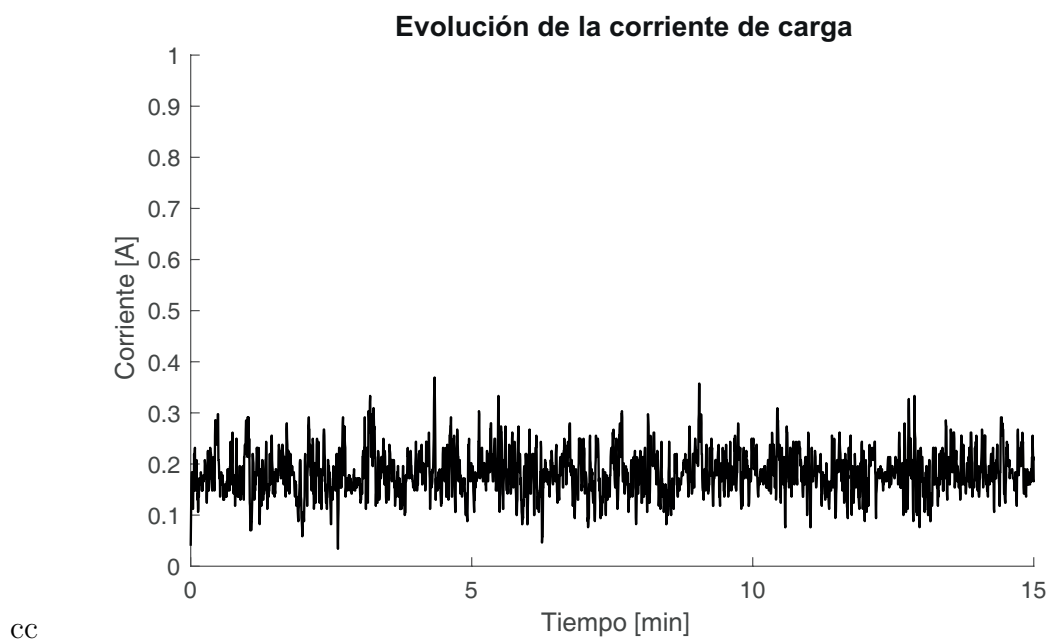


Figura 7.2.13: Evolución de la corriente de carga del robot inmóvil.

En las Figuras 7.2.14-7.2.16 se muestran las evoluciones de la tensión y la corriente de entrada, el ciclo de trabajo y la potencia generada por el arreglo de paneles un día donde las condiciones de irradiación presentan marcadas fluctuaciones.

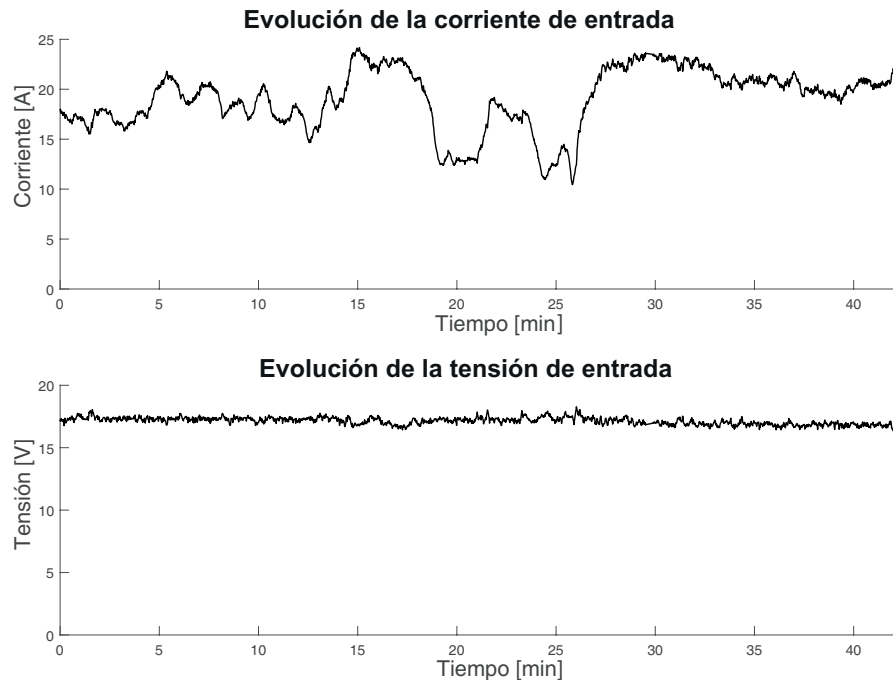


Figura 7.2.14: Evolución de la tensión y corriente de entrada del convertidor funcionando con el sistema total.

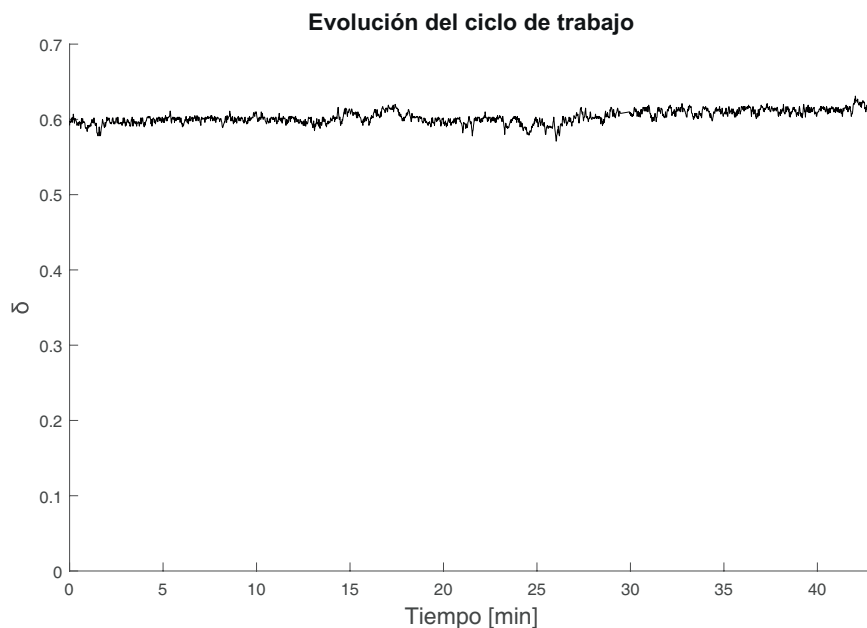


Figura 7.2.15: Evolución del ciclo de trabajo del convertidor funcionando con el sistema total.

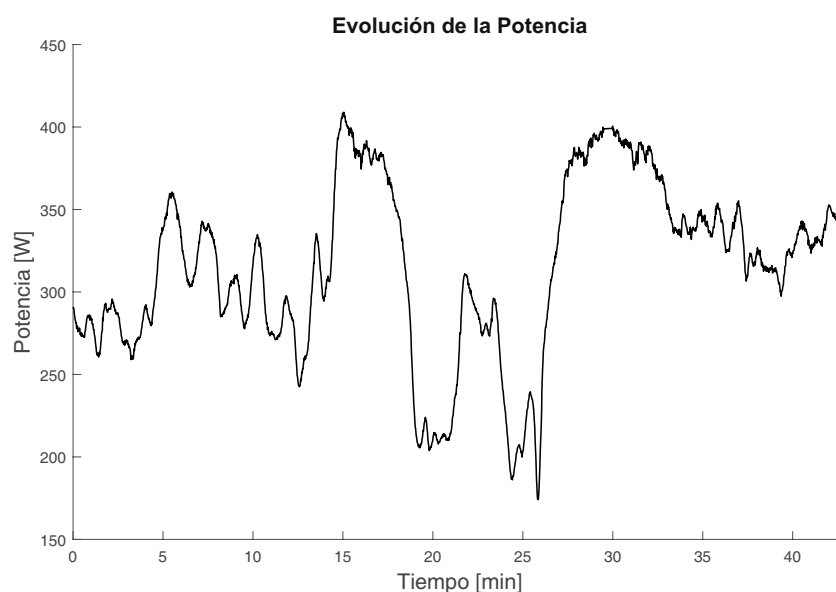


Figura 7.2.16: Evolución de la potencia del robot inmóvil.

Estos ensayos permiten observar que en ciertos intervalos de tiempo es posible obtener por medio de este convertidor valores de potencia de entrada muy cercanos a los publicitados por el fabricante de los paneles solares utilizados. A su vez, este último ensayo permitió corroborar el correcto rechazo a las bruscas variaciones en la irradiación, característica con la que no contaba el MPT-7210A, el cual frente a grandes perturbaciones interrumpe su operación por varios segundos.

7.2.3.2. Segunda parte

El segundo ensayo consiste en probar el convertidor con el robot en movimiento. A diferencia de la Figura 7.2.13 donde la corriente de carga es mínima, en la Figura 7.2.17 se puede observar un consumo de hasta 12 A proveniente de los motores.

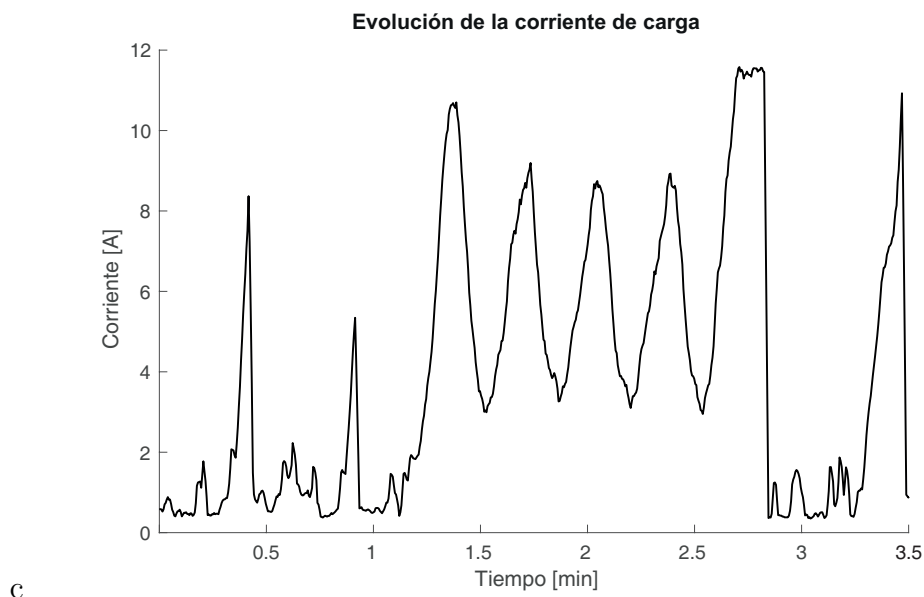


Figura 7.2.17: Evolución de la corriente de carga del robot en movimiento.

El movimiento del robot estuvo conformado por una trayectoria circular entre los minutos 18.5 y 20.5, donde parte del tramo de la trayectoria estaba afectado por una sombra producida por árboles. Esto se evidencia en los pronunciados “valles” de potencia generada que se pueden ver en la Figura 7.2.18. En la práctica esto no ocurrirá ya que el objetivo es que el robot se desplace en trayectorias rectas. En los instantes de tiempo restantes, el robot realizó aceleraciones y desaceleraciones aleatorias, siguiendo otro tipo de trayectorias.

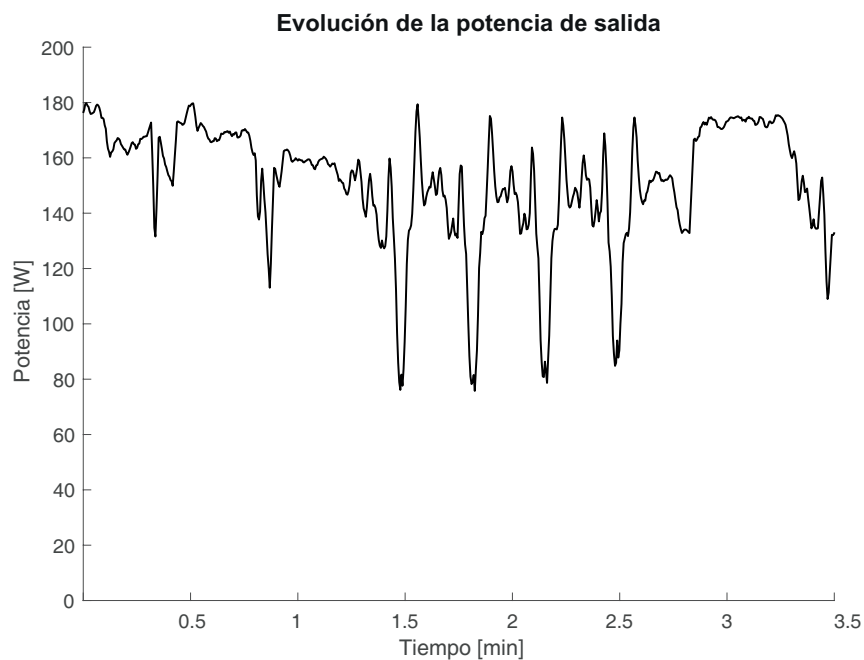


Figura 7.2.18: Evolución de la potencia de salida del convertidor funcionando con el sistema total.

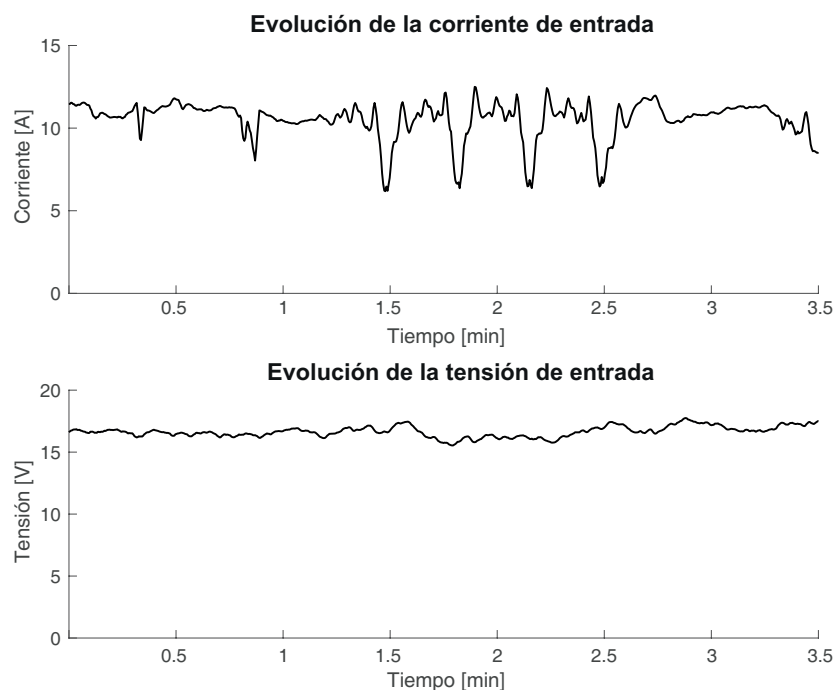


Figura 7.2.19: Evolución de la tensión y corriente de entrada del convertidor funcionando con el sistema total.

En la Figura 7.2.20 se muestran las evoluciones de la corriente y la tensión de salida del convertidor. Las pequeñas variaciones en dicha tensión se deben a las fluctuaciones de la corriente de salida.

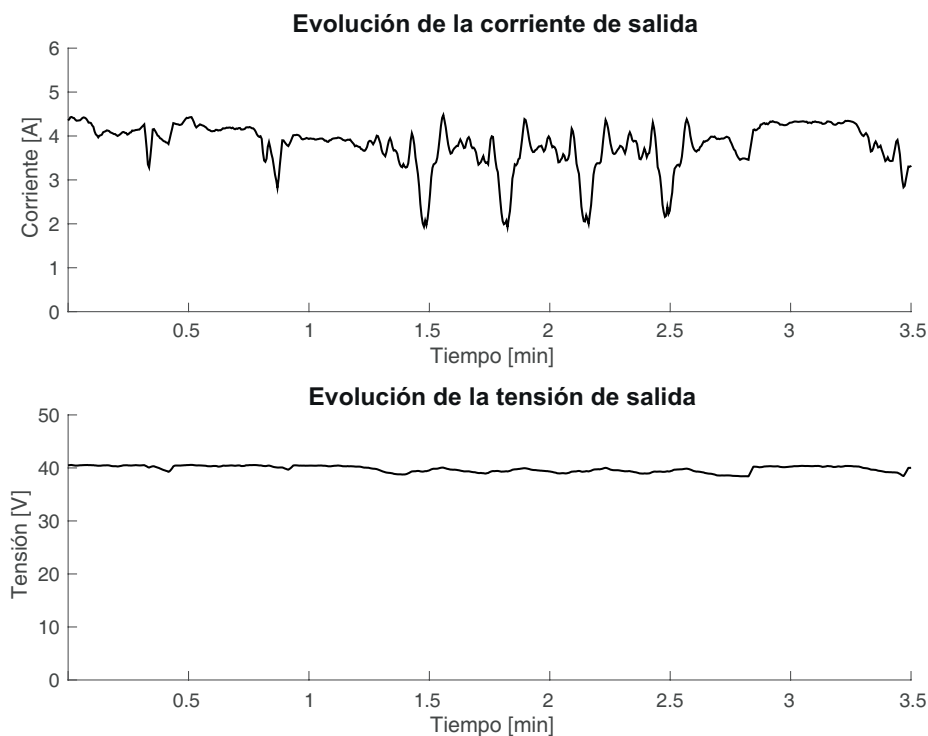


Figura 7.2.20: Evolución de la tensión y corriente de salida del convertidor funcionando con el sistema total.

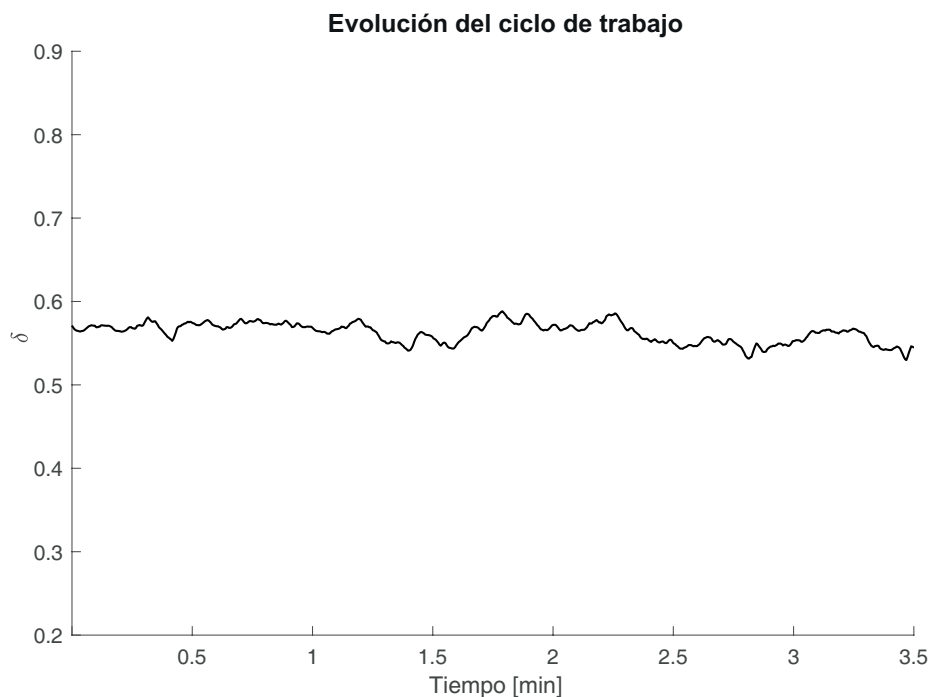


Figura 7.2.21: Evolución del ciclo de trabajo del convertidor funcionando con el sistema total.

Por medio de estas pruebas pudo verificarse el correcto funcionamiento del convertidor, tanto en forma independiente como con los sistemas de tracción y cómputo en

pleno funcionamiento. Por medio de una trayectoria circular, con tramos de sombra pudo verificarse cómo rápidamente el control rechaza las perturbaciones producidas por las variaciones de irradiación, a diferencia de convertidor comercial que había sido analizado previamente, que demoraba algunos segundos en reestablecer su funcionamiento.

Capítulo 8

Conclusiones

8.1. Conclusiones generales sobre el proyecto

En este proyecto final de ingeniería implementamos un convertidor conmutado de corriente continua en corriente continua elevador con el objetivo de maximizar el aprovechamiento de la potencia entregada por un arreglo de paneles solares, que forman parte de la fuente de alimentación de los distintos sistemas de un robot desmalezador.

En la etapa de validación y verificación de la implementación de convertidor CC-CC propuesto se evidenció la superioridad del diseño realizado por sobre el convertidor comercial adquirido en etapas iniciales del desarrollo del prototipo del robot. Nuestro equipo electrónico, al haber sido diseñado para los requisitos específicos del sistema, permite un mejor aprovechamiento de la energía eléctrica provista por los paneles solares. Esta característica es esencial debido a que permite optimizar la autonomía del robot. Otra ventaja que presenta este nuevo convertidor es la capacidad de medir variables, antes desconocidas, por medio de circuitos de medición diseñados e integrados en los circuitos analógicos y digitales del sistema, posibilitando verificar el correcto funcionamiento del mismo. Una de estas variables es el consumo del robot, medido por medio de la corriente de carga, que permitió el desarrollo de un algoritmo de seguimiento de corriente en la condición de batería cargada, reduciendo la utilización de las mismas.

Otra característica a destacar es el amplio rango de tensiones y corrientes de operación que presenta nuestro diseño logradas sobredimensionando a los elementos de conmutación y almacenamiento, lo que posibilita realizar mejoras o cambios a futuro en los equipos que integran al robot. Una posible mejora es el reemplazo de los paneles solares por otros de mayor potencia. Esta versatilidad es de especial interés ya que el convertidor está incluido dentro de un proyecto de investigación, aún en desarrollo lo que implica un constante estudio e investigación de mejoras en el prototipo del vehículo. De manera similar, el gran poder de computo de la plataforma digital elegida permite la implementación de diferentes algoritmos de MPPT o de mejoras en la gestión de energía.

Finalmente, pudimos comprobar el correcto funcionamiento de las distintas etapas que integran el diseño del convertidor, así como el algoritmo de gestión de energía implementado. Los resultados de estos ensayos fueron satisfactorios permitiéndonos corroborar el cumplimiento de los objetivos inicialmente establecidos.

8.2. Trabajo a futuro

Como trabajo a futuro se proponen los siguientes desarrollos:

- Reemplazar el arreglo de baterías por una única simplificando en gran manera el conexionado de las borneras presentes en el gabinete de alimentación del robot. Además, se evitaría el uso de baterías de diferentes fabricantes, incrementando la confiabilidad del sistema, y reduciendo el riesgo de disminuir su vida útil, por ser tratadas como si contaran con el mismo BMS.
- Colocar un gabinete o panel que provea aislación al circuito del convertidor con respecto del resto de las borneras y conectores que se encuentran en el gabinete estanco de alimentación. Esto brindaría mayor robustez a la caja ya que disminuiría la posibilidad de cortocircuitos indeseados al manipular la misma.
- Programar un software centralizado que permita la obtención de las variables de interés en la computadora Intel NUC, y que facilite la comunicación entre las distintas etapas del robot.
- En caso de que se fabrique el convertidor en forma masiva, sería propicio integrar el MCU en el circuito impreso que contiene a los circuitos analógicos, evitando la necesidad del uso de un kit de desarrollo completo. Esto permitiría la reducción del costo del convertidor por el menor costo que conlleva adquirir un microcontrolador en comparación con su respectivo kit de desarrollo, y el ahorro asociado a la disminución del tamaño de la placa y el requerimiento de menos componentes. El hecho de poder prescindir de componentes propios del kit (como ser determinados leds, el acelerómetro, entre otros) permite reducir el ruido generado por estos componentes innecesarios en esta aplicación.
- Evaluar la viabilidad de la construcción de un soporte móvil para los paneles solares que permita variar su inclinación de forma tal que se mantengan constantemente orientados hacia el sol. Dicho movimiento podría ser accionado automáticamente por medio de un algoritmo apropiado y permitiría obtener altos niveles de concentración de los rayos solares y un aumento del aprovechamiento de la energía solar.

Bibliografía

- [1] DEVECI O., ONKOL M., UNVER H.O., OZTURK Z. *Design and development of a low-cost solar powered drip irrigation system using systems modeling language*. J Clean Prod 2015; 102:529e44. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jclepro.2015.04.124>.
- [2] SUZUKI M. *Identifying roles of international institutions in clean energy technology innovation and diffusion in the developing countries: matching barriers with roles of the institutions*. J Clean Prod 2014; 98:229e40. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jclepro.2014.08.070>.
- [3] PAREDES-SÁNCHEZ J.P., VILICAÑA-ORTÍZ E., XIBERTA-BERNAT J. *Solar water pumping system for water mining environmental control in a slate mine of Spain*. J Clean Prod 2015; 87:501e4. <http://dx.doi.org/10.1016/j.jclepro.2014.10.047>.
- [4] MOLINA M.G., ESPEJO E.J. *Modeling and simulation of grid connected photovoltaic energy conversion systems*. Int J Hydrogen Energy 2014; 39:8702e7. <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijhydene.2013.12.048>.
- [5] MURDOCH C.S., REYNOSO S.N. *Design and implementation of a MPPT circuit for solar UAV* J Clean Prod 2014; 98:229e40. <http://dx.doi.org/10.1109/TLA.2013.6502787>.
- [6] LINARES L., ERICKSON R.W., MACALPINE S., BRANDEMUEHL M. *Improved energy capture in series string photovoltaics via smart distributed power electronics*. In: Conf Proc e IEEE Appl Power Electron Conf Expo e APEC; 2009. p. 904e10. <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2009.4802770>.
- [7] VILLALVA M. G., GAZOLI J. R., FILHO E. R. *Modeling and Circuit-Based Simulation of Photovoltaic Arrays*. IEEE 2009. 978-1-4244-3370-4/09/
- [8] GAZOLI J.R., FILHO E.R., VILLALVA M.G. *Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays*. Brazilian Journal of Power Electronic, vol. 14, n° 1, pp. 35-45, 2009.
- [9] ESRAM T., CHAPMAN P. L. *Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques*. IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 22, NO. 2, 2007. <https://doi.org/10.1109/TEC.2006.874230>
- [10] MOHAN N., UNDELAND T. M., ROBBINS W. P. *POWER ELECTRONICS*, 2nd Edition, 1995. John Wiley & sons, Inc.
- [11] KAZIMIERCZUK M. K. *Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters* 2012, John Wiley & Sons. <https://doi.org/10.1002/9780470694640>
- [12] *Panel solar PS-150B* Enertik. <https://www.enertik.com.ar/ps150b>
- [13] HEGAZY O., VAN MIERLO J., LATAIRE P. *Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles*.

- IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 27, NO. 11, 2012.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2183148>
- [14] MIRA ALBERT M. C., KNOTT A., THOMSEN O. C., ANDERSEN M. A. E. *Boost converter with combined control loop for a stand-alone photovoltaic battery charge system*. IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, 2013.
- [15] VAN-SANG N., VAN-LONG T., WOJIN C., DAE-WOOK K. *Analysis of the Output Ripple of the DC-DC Boost Charger for Li-Ion Batteries* Journal of Power Electronics, Vol. 14, No. 1, pp. 135-142, 2014. <http://doi.org/10.6113/JPE.2014.14.1.135>
- [16] *Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage* Doc. ID SLVA372C. Enero 2014. TEXAS INSTRUMENTS Inc. .
- [17] *STM32F407xx* Doc ID 022152 Rev 2, pp. 1, 2012. STMicroelectronics.
- [18] *STM32F405xx/07xx, STM32F415xx/17xx, STM32F42xxx and STM32F43xxx advanced ARM-based 32-bit MCUs* Doc ID 018909 Rev 5, 2013. STMicroelectronics.
- [19] *500 W fully digital AC-DC power supply (D-SMPS) evaluation board* DocID029850 Rev 1, 2016. STMicroelectronics.
- [20] *PM 74/59 Core and accessories* Doc ID B65686, B65687. Abril 2018. EPCOS - TDK.
- [21] *10W DC-DC Regulated Single Output NSD10- S series* Doc. ID NSD10-S-SPEC. Octubre 2010. MEAN WELL.
- [22] *2.25A, WIDE-INPUT ADJUSTABLE SWITCHING REGULATOR* Doc. ID SLTS235D. Septiembre 2013. TEXAS INSTRUMENTS Inc.
- [23] *UM11472. Discovery kit with STM32F407VG MCU*. Doc ID 022256 Rev 6. Mayo 2017. STMicroelectronics.
- [24] *TPS795 Ultralow-Noise, High-PSRR, Fast, RF, 500-mA Low-Dropout Linear Regulators*. Doc ID SLVS350I. Mayo 2015. TEXAS INSTRUMENTS Inc.
- [25] *ICL7660, ICL7660A CMOS Voltage Converters*. Doc ID FN3072. Octubre 2010. RENESAS.
- [26] *LM337-N 3-Terminal Adjustable Negative Regulators*. Doc ID SNVS778E. Enero 2016. TEXAS INSTRUMENTS Inc.
- [27] MULLINS E., WILLIAMS I., LO VOI G., PUZIO R. *How to Properly Configure Unused Operational Amplifiers*. Doc ID SBOA204. Octubre 2017. TEXAS INSTRUMENTS Inc.
- [28] *OPAx350 High-Speed, Single-Supply, Rail-to-Rail Operational Amplifiers MicroAmplifier Series*. Doc ID SBOS099D. Diciembre 2015. TEXAS INSTRUMENTS Inc.
- [29] *Ringling Reduction Techniques for NexFET High Performance MOSFETs*. Doc ID SLPA010. Noviembre 2011. TEXAS INSTRUMENTS Inc.
- [30] *Five Steps to a Good PCB Layout of a Boost Converter*. Doc ID SLVA773. Mayo 2016. TEXAS INSTRUMENTS Inc.

Apéndice A

Cálculo de modelos lineales $G_{id}(s)$ y $G_{vi}(s)$

Los modelos linealizados se calculan para los siguientes componentes:

- Arreglo de paneles solares con: $R_s = 0.035 \Omega$, $R_p = 30.5225 \Omega$, $I_o = 1.4031 \times 10^{-10} A$, factor de idealidad $a = 0.96674$.
- $C_{in} = 1 mF$ con $r_{esrC_{in}} = 3 m\Omega$.
- $C_o = 375 \mu F$ con $r_{esrC_o} = 3 m\Omega$.
- $L = 50 mH$ con $r_L = 8.9 m\Omega$.
- Diodo con $V_\gamma = 0.55 V$.
- MosFET con $r_M = 3.9 m\Omega$.
- Baterías de 36V, $R_{BAT} = 10 m\Omega$

Las condiciones de operación consideras son:

- $\delta = 0.5$
- $V_{mp} = 18.61 V$
- $I_{mp} = 24.18 A$
- $T = 313 K$

Para realizar los cálculos se emplea Matlab, obteniéndose las siguientes matrices:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -90 & 19990 & 0 \\ -1000 & -120 & 0 \\ 0 & 0 & -205130 \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 120 & 0 & 0 \\ 0 & 205130 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -280 & 19990 & -15380 \\ -1000 & -120 & 0 \\ 2050 & 0 & -205130 \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} 10 & -4620 & -20000 \\ 120 & 0 & 0 \\ 0 & 205130 & 0 \end{bmatrix}$$

Por lo que el modelo promediado resulta:

$$A = \begin{bmatrix} -190 & 19990 & -7690 \\ -1000 & -120 & 0 \\ 1030 & 0 & -205130 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 10 & -2310 & -10000 \\ 120 & 0 & 0 \\ 0 & 205130 & 0 \end{bmatrix}$$

Para las condiciones indicadas, resulta:

$$U = \begin{bmatrix} 221.0833 \\ 36 \\ 0.5500 \end{bmatrix}$$

$$X = -A^{-1}BU = \begin{bmatrix} 24.1960 \\ 18.4756 \\ 36.1210 \end{bmatrix}$$

Valores de las variables de estado que se corresponden en forma aproximada con los que se han indicado previamente.

Es posible entonces calcular las Funciones de Transferencia linealizadas:

$$G_{id}(s) = 7.3655 \times 10^5 \frac{(s + 2.056 \times 10^5)(s + 119.4)(s + 2.051 \times 10^5)(s^2 + 345.2s + 2.002 \times 10^7)}{(s + 2.051 \times 10^5)^2(s^2 + 345.2s + 2.002 \times 10^7)^2}$$

$$G_{vi}(s) = -999.64 \frac{(s + 2.056 \times 10^5)(s + 2.051 \times 10^5)^3(s^2 + 345.2s + 2.002 \times 10^7)^3}{(s + 2.056 \times 10^5)(s + 2.051 \times 10^5)^3(s + 119.4)(s^2 + 345.2s + 2.002 \times 10^7)^3}$$

Las Figuras A.0.1 y A.0.2 muestran los diagramas de Bode correspondientes a ambas Funciones de Transferencia.

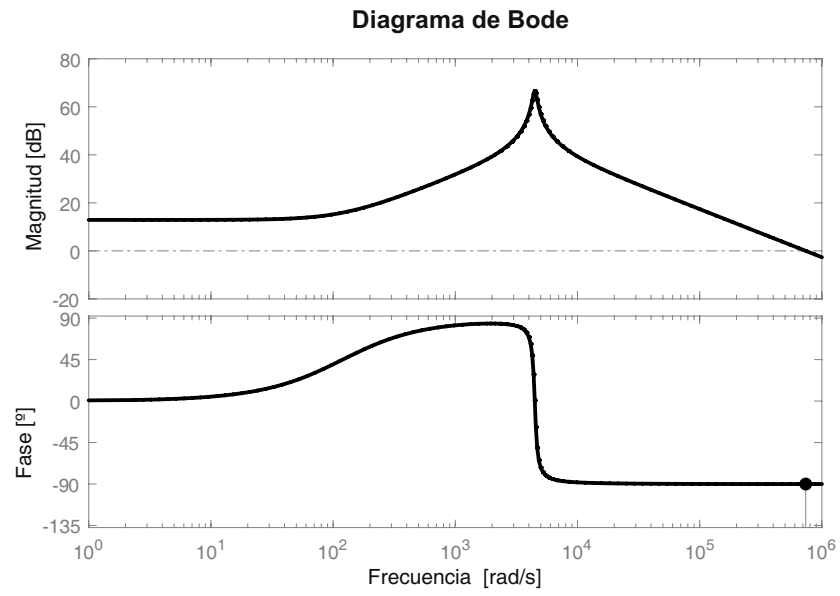


Figura A.0.1: Diagrama de Bode de $G_{id}(s)$.

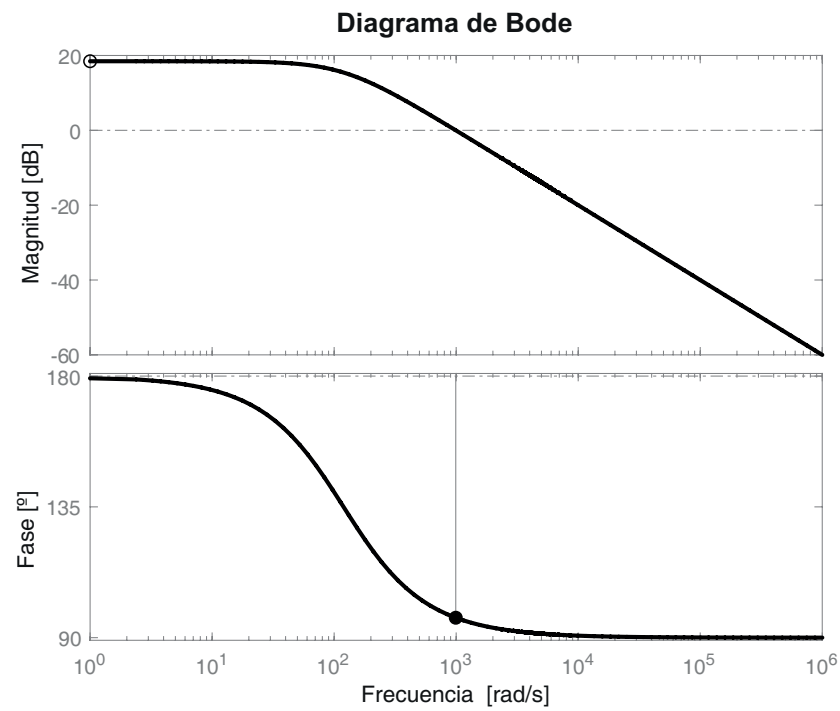


Figura A.0.2: Diagrama de Bode de $G_{vi}(s)$.

Apéndice B

Algoritmo MPPT en Matlab

Aquí se describen las rutinas de implementación de un algoritmo MPPT basado en el método de la Conductancia Incremental en Matlab. Este algoritmo tiene la particularidad de poder ajustar el escalón de tensión a aplicar y de inhabilitar su acción sobre el setpoint de tensión de entrada.

```
function Vout = fcn(v,i,e)
    %INICIALIZACIÓN
    persistent VpvMax IpvMax mppt_first Stepsize VmppOut ImppOut Vpv_prev Ipv_prev c Vref;
    if isempty(VpvMax), VpvMax=22; end %Tension Maxima del panel
    if isempty(IpvMax), IpvMax=9*3; end %Corriente Maxima del panel
    if isempty(mppt_first), mppt_first=1; end %Bandera de inicio
    if isempty(Stepsize), Stepsize=0.0006; end %Incremento relativo de tensión
    if isempty(VmppOut), VmppOut=v/VpvMax; end
    if isempty(ImppOut), ImppOut=i/IpvMax; end
    mppt_enable=e;
    Vpv=v/VpvMax; %Tensión relativa en el panel
    Ipv=i/IpvMax; %Corriente relativa en el panel
    if isempty(Vref), Vref=18; end
    if isempty(Vpv_prev), Vpv_prev=18; end
    if isempty(Ipv_prev), Ipv_prev=0; end
    if isempty(c), c=1; end

    %Inicio del algoritmo
    if (mppt_enable==1)
        if (c==20000)
            c=1;
            if(mppt_first==1)
                VmppOut= 0.8; mppt_first=0; Vpv_prev=Vpv; Ipv_prev=Ipv;
            else
                DeltaV=Vpv-Vpv_prev;
                DeltaI=Ipv-Ipv_prev;
                if(DeltaV == 0)
                    if (DeltaI ==0)
                        %NULL
                    else
                        if(DeltaI > 0)
                            VmppOut=VmppOut-Stepsize;
                        else
                            VmppOut=VmppOut+Stepsize;
                        end
                    end
                else
                    if(Ipv + (DeltaI/DeltaV *Vpv) == 0)
                        %NULL
                    else
                        if(Ipv + (DeltaI/DeltaV * Vpv) > 0)
                            VmppOut=VmppOut+Stepsize;
                        else
                            VmppOut=VmppOut-Stepsize;
                        end
                    end
                end
            end
        end
        Vpv_prev=Vpv;
        Ipv_prev=Ipv;
    end
end
```

```
        else
            c=c+1;
        end
    else
        VmppOut=0.8;
        Vpv_prev=Vpv;
        Ipv_prev=Ipv;
    end
    if (VmppOut*VpvMax>20)
        Vref=20;
    else
        if (VmppOut*VpvMax<13)
            Vref=13;
        else
            Vref=VmppOut*VpvMax;
        end
    end
    Vout=Vref;
end
```

Apéndice C

Algoritmo de seguidor de corriente de carga en Matlab

Aquí se describen las rutinas correspondientes algoritmo de seguimiento de la corriente de la carga en Matlab empleado para que la potencia entregada por el convertidor sea equivalente o menor a la requerida por la carga. De este modo, se puede seguir aprovechando la energía solar, sin continuar cargando las baterías cuando se llega al límite de carga segura.

```
function Vout = fcn(v,iload,iconv,e)
    persistent Stepsize; %Variación de tensión
    if isempty(Stepsize), Stepsize=0.006*30; end
    persistent delta; %Variación de la diferencia de corriente
    if isempty(delta), delta=0; end
    persistent deltaiprev;%Variación de la diferencia de corriente previo
    if isempty(deltaiprev), deltaiprev=0; end
    persistent c;
    if isempty(c), c=1; end
    persistent Vref; %Tensión de Referencia
    if isempty(Vref), Vref=20; end
    enable=e;
    delta=iload-iconv;

    if (enable==1)
        if (c==5000*70)
            c=1;
            if(delta == 0)
                %null
            else
                if (abs(delta)-abs(deltaiprev)<0)
                    Stepsize=Stepsize;
                else
                    Stepsize=Stepsize*(-1);
                end
            end
            Vref=Vref+Stepsize;
            deltaiprev=delta;
        else
            c=c+1;
        end
        Vref=v;
    end
    if(Vref>22.19)
        Vref=22.19;
    else
        if (Vref<13)
            Vref=13;
        else
            %null
        end
    end
    Vout=Vref;
end
```


Apéndice D

Algoritmo de Control PI en C

A continuación, se presentan las rutinas correspondientes a un controlador PI discreto, con tiempo de muestreo fijo. Se añade al mismo una posible solución al efecto conocido como “integral wind up”, que hace referencia a una situación en la que se produce un gran cambio en el setpoint, incrementando de forma abismal el término integral lo que produce la saturación del actuador, quedando el sistema a lazo abierto, hasta que el error decremente. La solución propuesta consiste en restringir el valor del término integral al valor de saturación del actuador, de este modo se reduce dramáticamente el tiempo requerido para salir de esta situación.

```
void PI_inicializacion(Picontrol *pi, float kp, float ki, float t_muestreo, float lim_min,
float lim_max, ModoPI modo, DireccionPI direccion){

    /* Inicialización de las variables del PID */
    pi->direccion = direccion;
    pi->modo = modo;
    pi->termino_i = 0.0f;
    pi->entrada = 0.0f;
    pi->entrada_previa = 0.0f;
    pi->salida = 0.0f;
    pi->setpoint = 0.0f;
    pi->lim_min = lim_min;
    pi->lim_max = lim_max;

    if(t_muestreo > 0.0f){
        pi->t_muestreo = t_muestreo; /* configura el tiempo de muestreo */
    }

    else{
        /* si el tiempo de muestreo pasado es incorrecto, fija el tiempo de muestreo en 1 segundo */
        pi->t_muestreo = 1.0f;
    }

    PI_config_param(pi, kp, ki); /* llamado a la función de configuración de parámetros del PID */

    return;
}
```

```
bool PI_calculo(PIcontrol *pi){  
  
    float error;  
  
    if(pi->modo == MANUAL){  
        return false; /* en modo manual retorna falso y no calcula nada */  
    }  
  
    /* Cálculo del error, según la forma clásica de PID */  
    error = (pi->setpoint) - (pi->entrada);  
  
    /* Computa el término integral */  
    pi->termino_i += (pi->ki) * error;  
  
    /* Se limita el término integral para garantizar que no se produzcan saturaciones por WINDUP */  
    pi->termino_i = LIMITES( (pi->termino_i), (pi->lim_min), (pi->lim_max) );  
  
    /* Se calcula la salida del PID con los términos proporcional, integral y derivativo */  
    pi->salida = (pi->kp) * error + (pi->termino_i);  
  
    /* Una vez calculada la salida, se vuelve a aplicar una limitación en función de las restricciones */  
    pi->salida = LIMITES( (pi->salida), (pi->lim_min), (pi->lim_max) );  
  
    /* Se almacena la entrada actual para el próximo cálculo */  
    pi->entrada_previa = pi->entrada;  
  
    return true;  
}
```

Nota: LIMITES es una función macro definida como:

```
#define LIMITES(x, lower, upper)    ((x)<(lower)?(lower):((x)>(upper)?(upper):(x)))
```

Apéndice E

Algoritmo de seguimiento de máxima potencia en C

Aquí se describen las rutinas de implementación de un algoritmo MPPT basado en el método de la Conductancia Incremental en C. Este algoritmo tiene la particularidad de poder ajustar el escalón de tensión a aplicar y de inhabilitar su acción sobre el setpoint de tensión de entrada.

```
bool MPPT_Compute(MPPTcontrol *mppt){
    if(mppt->modo == STOP){
        return false;
    }

    volatile float delta_v = mppt->v_pv - mppt->v_pv_prev;
    volatile float delta_i = mppt->i_l - mppt->i_l_prev;

    if(delta_v == 0){
        if(delta_i > 0){
            mppt->salida = mppt->salida + STEPSIZE;
        }

        else{
            if(delta_i < 0){
                mppt->salida = mppt->salida - STEPSIZE;
            }
        }
    }
    else{
        volatile float cond = (mppt->i_l + (delta_i * mppt->v_pv)/delta_v);
        if(cond > 0){
            mppt->salida = mppt->salida + STEPSIZE;
        }
        else{
            if(cond < 0){
                mppt->salida = mppt->salida - STEPSIZE;
            }
        }
    }
    mppt->v_pv_prev = mppt->v_pv;
    mppt->i_l_prev = mppt->i_l;
    return true;
}
```

Apéndice F

Algoritmo de seguimiento de la corriente de carga en C

Aquí se describen las rutinas de implementación del algoritmo de seguimiento de la corriente de la carga, empleado para que la potencia entregada por el convertidor sea equivalente o menor a la requerida por la carga. De este modo, se puede seguir aprovechando la energía solar, sin continuar cargando las baterías cuando se llega al límite de carga segura.

Este algoritmo tiene la particularidad de poder ser inhabilitado y de permitir el ajuste de su tiempo de muestreo y valor de escalón de tensión de entrada.

```
bool FOLLOW_Compute(FOLLOWcontrol *follow){
    if(follow->modo == STOPF){
        return false;
    }

    follow->delta_i = follow->i_carga - follow->i_o;

    if(follow->delta_i == 0){
        follow->delta_i_prev = follow->delta_i;
        return true;
    }
    else{
        if(abs(follow->delta_i_prev) - abs(follow->delta_i) < 0){
            follow->step = (-1) * follow->step;
        }
        follow->salida = follow->salida + follow->step;
    }

    follow->salida = LIMITES(follow->salida, V_PV_MIN, V_PV_MAX);
    follow->delta_i_prev = follow->delta_i;
    return true;
}

void FOLLOW_Modo(FOLLOWcontrol *follow, ModoFOLLOW modo){
    if(follow->modo != modo && modo == AUTOF){
        follow->salida = INITIAL_ERR;
        follow->delta_i_prev = 0;
        follow->step = STEPSIZE_I;
    }
    follow->modo = modo;
    return true;
}
```

Nota: LIMITES es una función macro definida como:

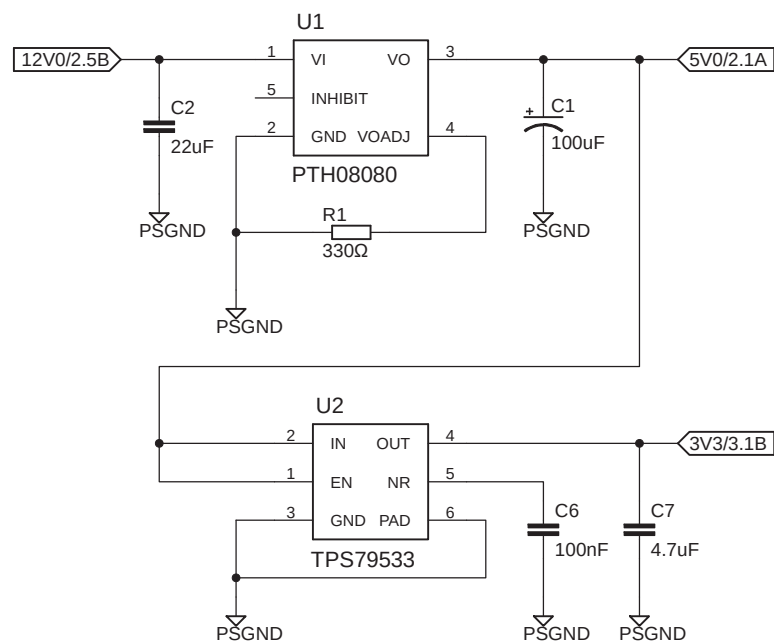
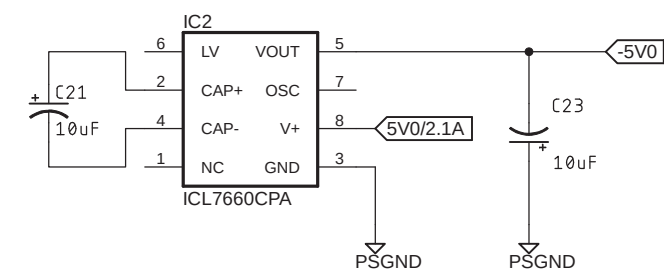
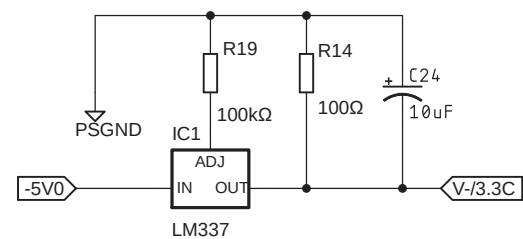
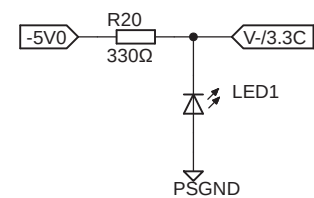
```
#define LIMITES(x, lower, upper) ((x)<(lower)?(lower):((x)>(upper)?(upper):(x)))
```

Apéndice G

Esquemáticos del convertidor

A continuación, se presentan los esquemáticos correspondientes a los circuitos impresos diseñados de la placa de control del convertidor y el circuito de potencia.





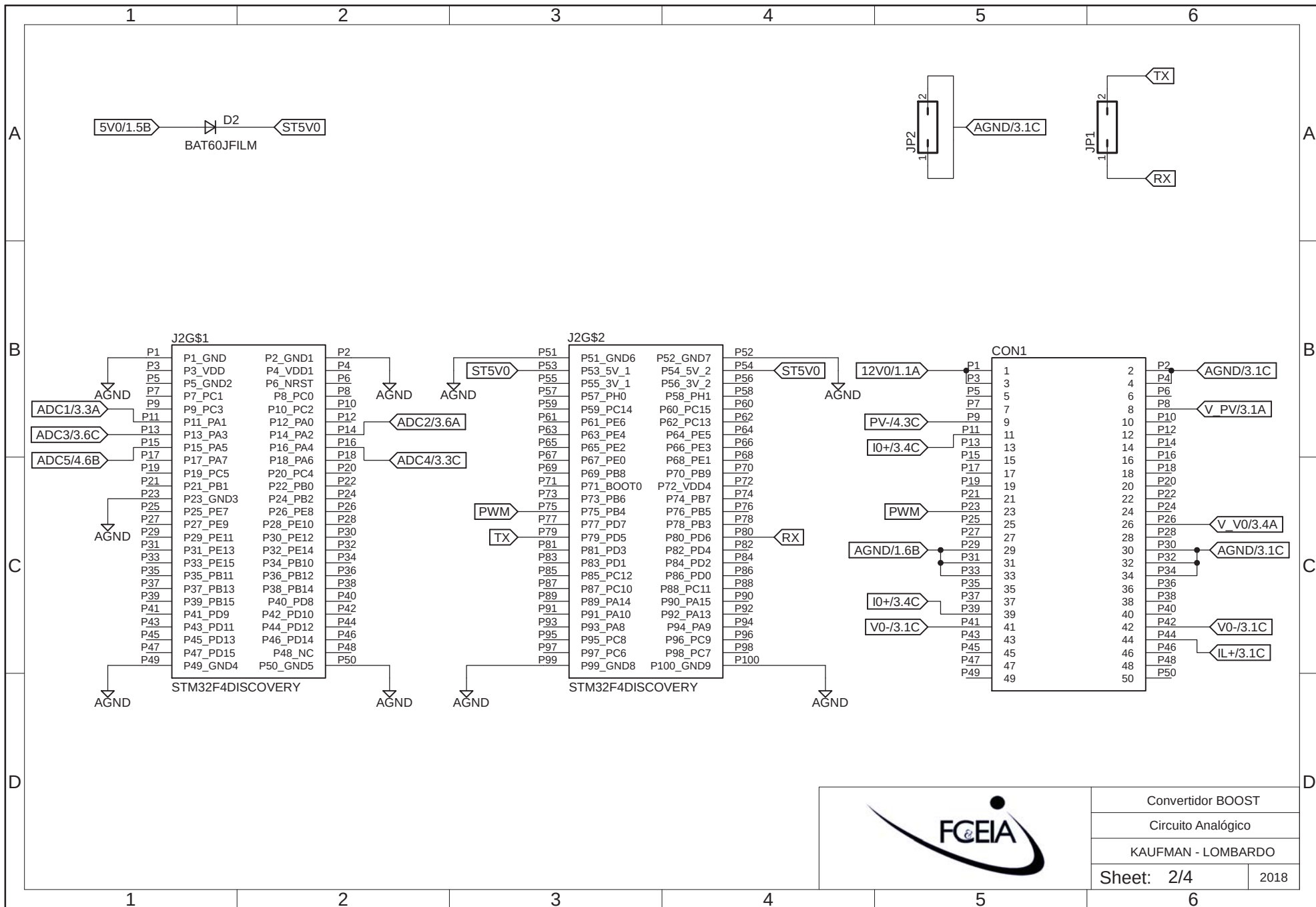
Convertidor BOOST

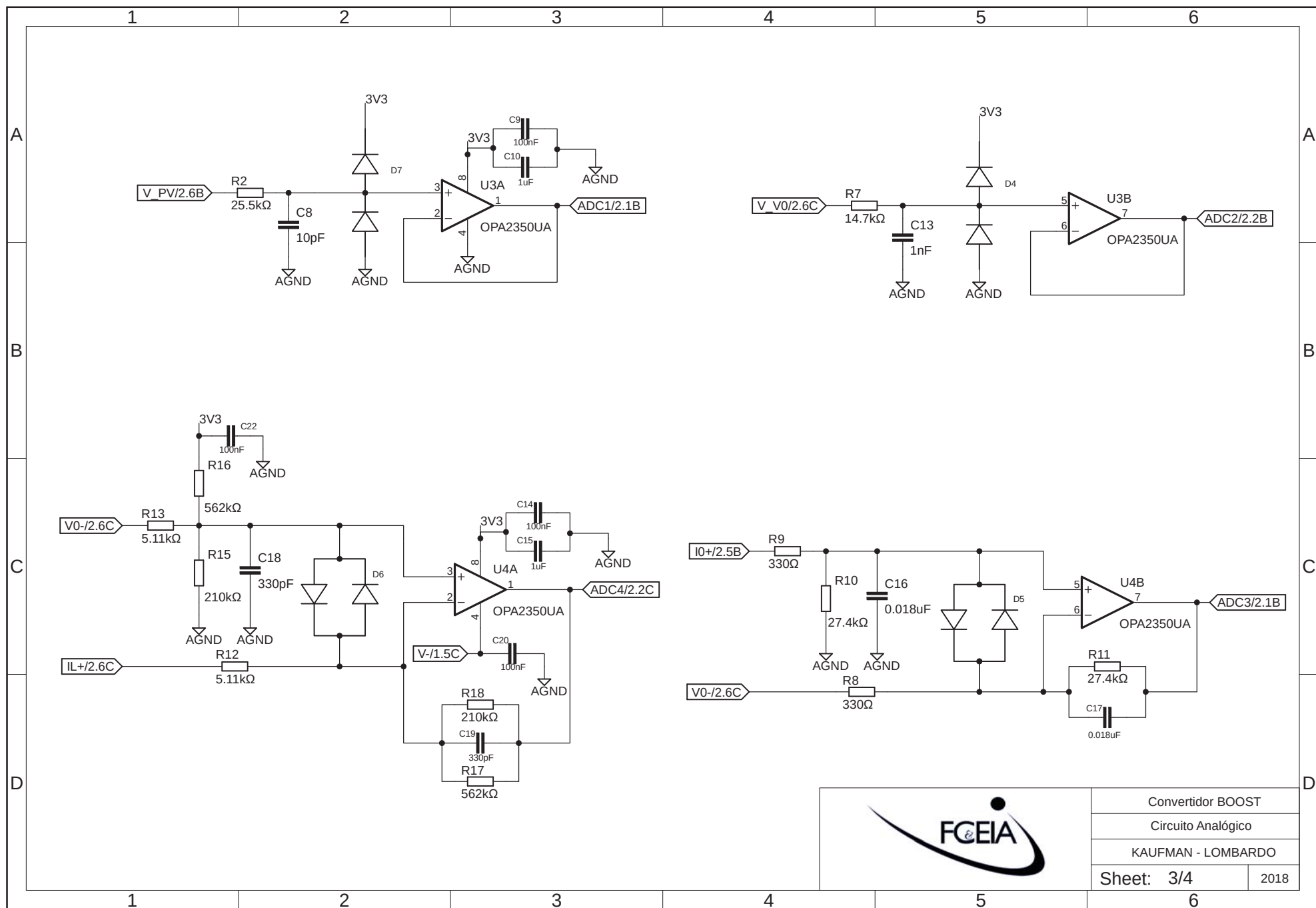
Circuito Analógico

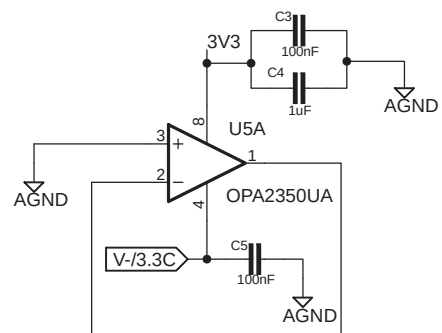
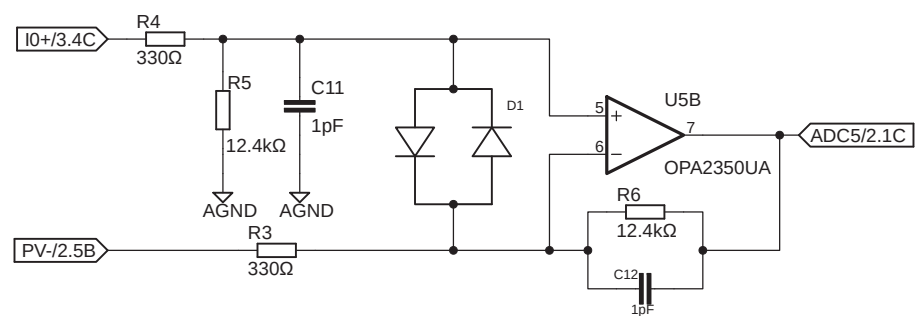
KAUFMAN - LOMBARDO

Sheet: 1/4

2018







Convertidor BOOST

Circuito Analógico

KAUFMAN - LOMBARDO

Sheet: 4/4

2018

Apéndice H

Circuito impreso del convertidor

A continuación, se presentan los los circuitos impresos diseñados de la placa de control del convertidor y el circuito de potencia.

En las Figura H.0.1 se muestran las capas 1 y 16 de la placa de control del convertidor, mientras que en las Figura H.0.2 se muestran las capas 1 y 16 del circuito de potencia.

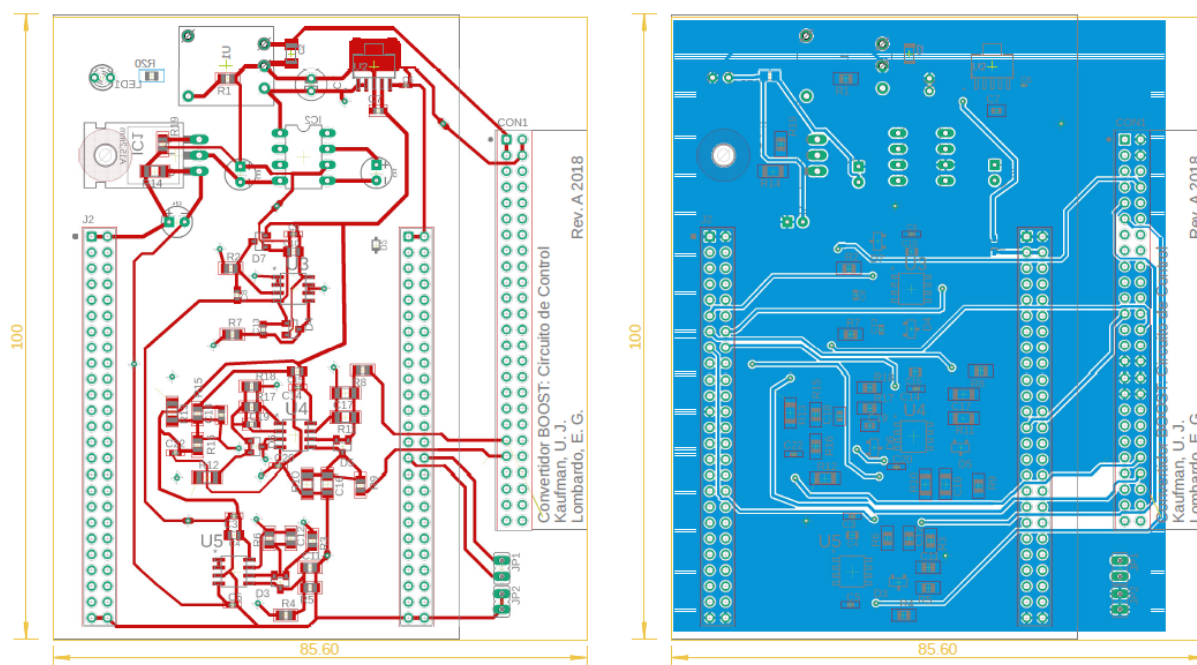


Figura H.0.1: Esquema del circuito impreso de la placa de control. Capa 1 a la izquierda, capa 16 a la derecha.

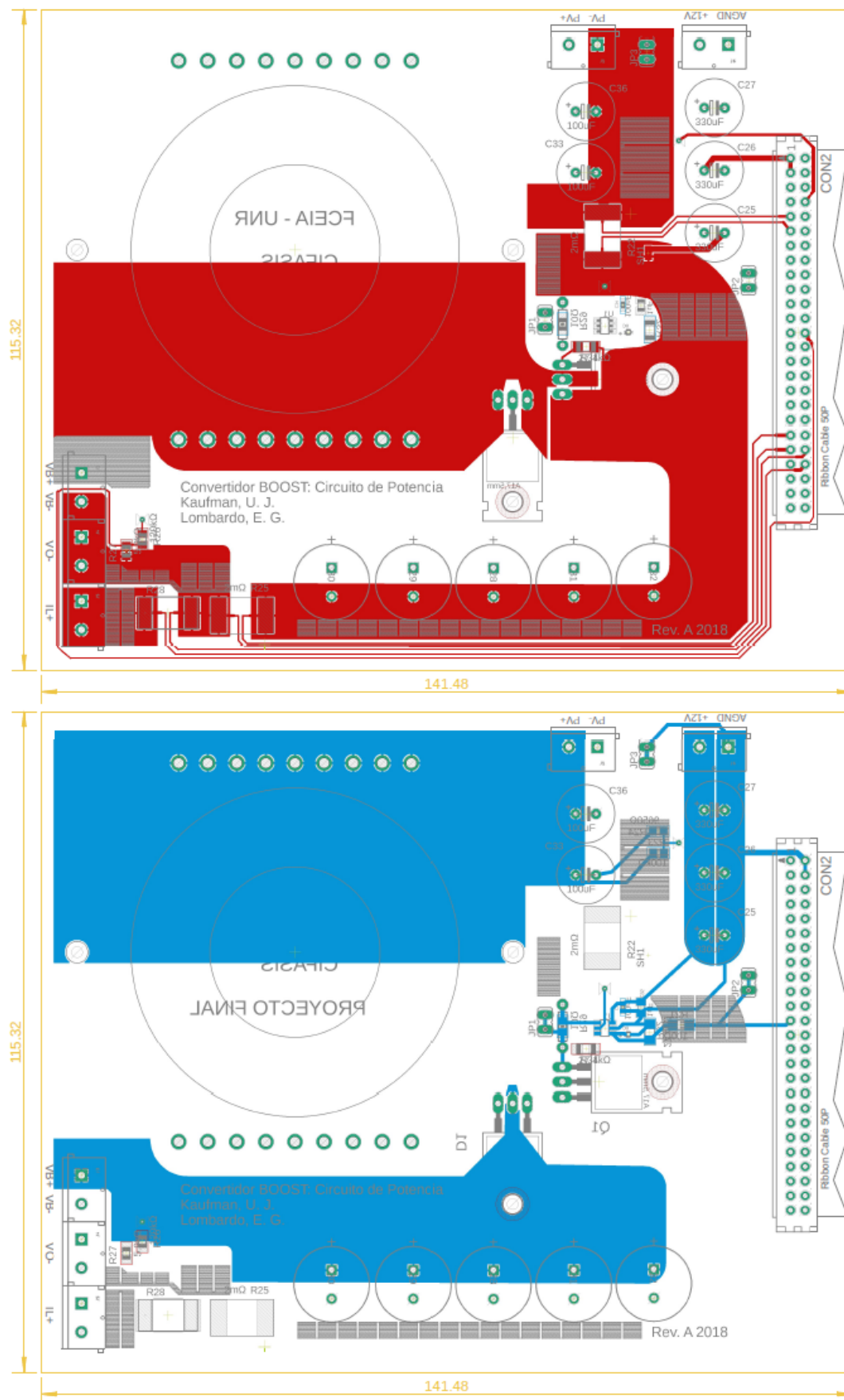


Figura H.0.2: Esquema del circuito impreso de la placa de potencia. Figura superior: capa 1. Figura inferior: capa 16.