

RECTIFICADOR TRIFÁSICO BOOST DE TRES NIVELES PARA CONVERSIÓN DE ENERGÍA EÓLICA

Patricio Sánchez Vuichard

Rodrigo Nicolás Freije

Este Trabajo Final fue presentado al Departamento de Ingeniería Electrónica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata el 28 de febrero de 2018, como requisito parcial para la obtención del título de Ingeniero en Electrónica

Director: Dr. Ing. Sergio A. González

Codirector: Dr. Ing. Marcos G. Judewicz



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-
NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Índice general

Agradecimientos	xv
Introducción	1
1. Modelo del Rectificador 3LB	7
1.1. Introducción a los Convertidores de C.C. a C.C.	7
1.1.1. Modulación PWM	8
1.1.2. Convertidor Boost	10
1.2. Rectificador 3LB	12
1.2.1. Definición de Variables de Control	12
1.2.2. Modelado del Sistema	16
2. Diseño e Implementación de la Etapa de Potencia	19
2.1. Montaje del Prototipo 3LBR	19
2.2. Descripción de la Etapa de Potencia	21
2.3. Implementación	22
2.3.1. Rectificador	22
2.3.2. Convertidor 3LB	27
2.3.3. Bus de Tensión de C.C.	39
2.3.4. Resumen de Parámetros y Pérdidas	39
3. Control de Corriente y Desbalance del Bus de C.C.	43
3.1. Sistema de Control Propuesto	43
3.1.1. Análisis Transitorio en Respuesta a un Escalón de Corriente	50
4. Diseño e Implementación del Bloque de Control	53
4.1. Hardware de Control	53
4.1.1. Sensados de Tensión y Corriente	54

4.1.2.	Placa Base	57
4.1.3.	Microcontrolador	61
4.2.	Estructura del Firmware	67
4.2.1.	Interrupción de Control	69
4.2.2.	Interfaz de usuario	71
5.	Validación del Prototipo	77
5.1.	Simulaciones	78
5.1.1.	Modelo Circuital del Sistema	78
5.1.2.	Análisis de Transitorios	80
5.1.3.	Análisis de Sensibilidad	83
5.1.4.	Análisis en Régimen Permanente	84
5.2.	Resultados Experimentales	86
5.2.1.	Ensayos en baja potencia	87
5.2.2.	Análisis de Transitorios	88
5.2.3.	Prueba de Sensibilidad	92
5.2.4.	Análisis en Régimen Permanente	94
5.2.5.	Potenciales Fuentes de Error	95
5.2.6.	Prueba en Alta Potencia	95
6.	Conclusiones	101
6.0.7.	Trabajos Futuros	102
	BIBLIOGRAFÍA	103
A.	Modelo de Estados	105
B.	Control Predictivo Generalizado del 3LBR	109
B.1.	Controlador GPC	109
B.2.	Simulaciones	111
B.2.1.	Análisis de Transitorios	111
B.2.2.	Simulación de Sensibilidad	113
B.2.3.	Análisis en Régimen Permanente	115
B.3.	Pruebas Experimentales	116
B.3.1.	Análisis de Transitorios	116
B.3.2.	Prueba de Sensibilidad	120
B.3.3.	Análisis en Régimen Permanente	121

B.3.4. Prueba en Alta Potencia	122
C. Código	125
C.1. Código Firmware	125
C.1.1. Sources	125
C.2. Códigos Simulación	130
C.2.1. C-Code PI	130
C.2.2. C-Code GPC	131

Índice de Tablas

1.1. Estados de conmutación del convertidor 3LB y sus correspondientes variables de control.	15
2.1. Condiciones Nominales de Operación del Convertidor.	22
2.2. Capacidades de Dispositivos Semiconductores de Potencia.	30
2.3. Parámetros de Planta y de Control.	40
2.4. Pérdidas.	40
2.5. Temperaturas de Juntura en condiciones nominales.	41
3.1. Coeficientes de Controladores v_c y i_c	50
3.2. Características en Régimen Transitorio del Control de Corriente.	52
4.1. Entradas al microcontrolador.	62
4.2. Salidas del microcontrolador.	62
4.3. Constantes de Rectas de Regresión Lineal.	65
5.1. Parámetros de simulación.	80
B.1. Coeficientes de Controladores v_c y i_c	111

Índice de figuras

1.	Esquema de una red de Generación Distribuida	2
2.	Sistema de inyección de energía eólica a la red.	3
3.	Convertidor Boost de Tres Niveles en un DPGS con fuente de Energía Eólica	4
4.	Diagrama en bloques del sistema propuesto	5
1.1.	Diagrama en bloques de una fuente de alimentación conectada a la red.	8
1.2.	Conversión de c.c. a c.c. por modo de conmutación.	9
1.3.	Modulación por ancho de pulsos (PWM).	9
1.4.	Convertidor Boost de c.c. a c.c.	10
1.5.	Modos de conducción: a) MCC; b) MCD.	11
1.6.	Esquema del Rectificador 3LB.	13
1.7.	Modos de Operación de un Convertidor 3LB: (a) modo-I; (b) modo-II; (c) modo-III; (d) modo-IV.	14
1.8.	Esquema de corrientes en el nodo V_{mp}	16
2.1.	Montaje de Prototipo del 3LBR. - (A) Rectificador trifásico tipo Puente. - (B) Módulo IGBT montado sobre el disipador térmico. - (C) Diodos con sus respectivos disipadores. - (D) Capacitores Electrolíticos. - (E) Sensores de Corriente. - (F) Placa de Sensado de tensión. - (G) Placa Base. - (H) Placa Microcontrolador. - (I) Llave Corta Corriente. - (J) Transformadores de alimentación de Placa Base y de Drivers del IGBT. - (K,M) Borneras.	20
2.2.	Esquema de la etapa de potencia.	21
2.3.	Rectificador trifásico tipo puente.	23
2.4.	Formas de onda del rectificador trifásico tipo puente.	24

2.5. Pares de Conducción del Rectificador Trifásico: (a) D_1 - D_6 ; (b) D_1 - D_2 ; (c) D_3 - D_2 ; (d) D_3 - D_4 ; (e) D_5 - D_4 ; (f) D_5 - D_6	25
2.6. Equivalente eléctrico del sistema térmico.	26
2.7. Montaje rectificador trifásico.	27
2.8. Limite de conducción continua (MCC).	28
2.9. Curva de inductancia critica en función del ciclo de trabajo.	29
2.10. Inductores utilizados.	29
2.11. Circuito interno del módulo IGBT <i>SKM100GB128DN</i>	31
2.12. Modelo eléctrico equivalente para el IGBT en conducción.	32
2.13. Aproximación lineal de las pérdidas por conmutación de un IGBT.	33
2.14. Secciones disipador térmico del módulo IGBT.	35
2.15. Montaje del módulo IGBT.	35
2.16. Carga de recuperación inversa del diodo.	37
2.17. Secciones disipador térmico de los diodos.	38
2.18. Montaje diodo <i>MUR 30100E</i>	39
3.1. Diagrama en bloques del sistema de control.	44
3.2. Fase aportada por T_d en función de la frecuencia.	47
3.3. Diagrama de bode de amplitud y fase del controlador con ganancia unitaria.	48
3.4. Diagrama de bode de amplitud y fase del sistema a lazo abierto.	49
3.5. Respuesta al escalón unitario.	51
4.1. Diagrama en bloques del hardware de control.	54
4.2. Módulo de sensado de corriente <i>i72000</i> de <i>VDM</i>	55
4.3. Conexión del sensor de corriente con placa base.	55
4.4. Esquemático de placa de sensado de tensión.	56
4.5. Conexión PCB de sensado de tensión con placa base.	57
4.6. Circuito de acondicionamiento de la señal sensada V_{C1}	57
4.7. Circuito de acondicionamiento de la señal sensada V_{C2}	58
4.8. Circuito de acondicionamiento de la señal sensada i_{in}	59
4.9. Bode de ganancia de los circuitos de acondicionamiento.	60
4.10. Conexión Placa Base - Drivers IGBT.	61
4.11. K22F, I/O header pinout.	61
4.12. Conexión Placa Base - Placa Microcontrolador.	63
4.13. Rectas de calibración de las variables sensadas: a) V_{C1} ; b) V_{C2} ; c) i_L	64

4.14.	65
4.15. Secuencia de 8-bits de datos sin paridad.	67
4.16. Soporte Bluetooth.	67
4.17. Diagrama de flujo de la interrupción de control.	69
4.18. Interfaz de Usuario.	72
4.19. Configuración display <i>RealTerm</i>	73
5.1. Símbolos utilizados por el simulador.	78
5.2. Modelo circuital NL5.	79
5.3. Subcircuito de generación PWM.	80
5.4. Resultado simulación NL5. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 4A$ con salto de amplitud positivo de $2A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); (a) Carga balanceada ($R_{Lt} = 288\Omega$); (b) Carga desbalanceada ($R_{L1} = 108\Omega$, $R_{L2} = 180\Omega$).	81
5.5. Resultado simulación NL5. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); (a) Transición carga balanceada a desbalanceada (escalón de carga +40 %); (b) Transición carga desbalanceada a balanceada (escalón de carga -40 %).	82
5.6. Respuesta simulación NL5. - Sensibilidad control de corriente frente a perturbaciones en la entrada V_{in} . - (De arriba hacia abajo) Simulación con carga balanceada; Simulación con carga desbalanceada.	84
5.7. Modelo circuital NL5 con ruido en el sensado.	85
5.8. Resultado simulación NL5. - Errores en régimen permanente. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Error de corriente ($i_{ref} - i_{in}$); Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); (a) Carga balanceada ($R_{Lt} = 288\Omega$); (b) Carga desbalanceada ($R_{L1} = 108\Omega$, $R_{L2} = 180\Omega$).	86
5.9. Esquema del banco de mediciones utilizado para las pruebas experimentales de baja potencia.	87
5.10. Capturas osciloscopio. - Corriente de entrada $i_{in} = 4A$ con salto de amplitud positivo de $2A$. - a) Carga balanceada; b) Carga desbalanceada (40 %). - Canal 1: i_{in} ; Canal 3 y 4: V_{C1} y V_{C2}	89

5.11. Capturas osciloscopio. - a) Escalón de carga (0 a +40 %): $R_{C1} = 108\Omega$, $R_{C2} = 180\Omega$; b) Escalón de carga (+40 a 0 %): $R_{Lt} = 288\Omega$. - Canal 1: i_{in} ; Canal 3 y 4: V_{C1} y V_{C2}	91
5.12. Capturas osciloscopio. - Sensibilidad control de corriente frente a perturbaciones en la entrada V_{in} . - (De arriba hacia abajo) Carga balanceada; Carga desbalanceada. - Canal 1: i_{in} ; Canal 3 y 4: V_{C1} y V_{C2}	93
5.13. Resultado prueba experimental. - Errores en régimen permanente. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Error de corriente ($i_{ref} - i_{in}$); Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$). (a) Carga balanceada: $R_{Lt} = 288\Omega$; (b) Carga desbalanceada: $R_{L1} = 108\Omega$, $R_{L2} = 180\Omega$	94
5.14. Esquema del banco de mediciones utilizado para las pruebas experimentales en alta potencia.	96
5.15. Configuración módulo de carga.	97
5.16. Captura osciloscopio. - Control PI. - Prueba a máxima potencia. Canal 1: i_{in} ; Canal 3 y 4: V_{C1} y V_{C2}	98
B.1. Resultado simulación NL5. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 4A$ con salto de amplitud positivo de $2A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); (a) Carga balanceada ($R_{Lt} = 288\Omega$); (b) Carga desbalanceada ($R_{L1} = 108\Omega$, $R_{L2} = 180\Omega$).	112
B.2. Resultado simulación NL5. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); (a) Transición carga balanceada a desbalanceada (escalón de carga +40 %); (b) Transición carga desbalanceada a balanceada (escalón de carga -40 %).	113
B.3. Respuesta simulación NL5. - Sensibilidad control de corriente frente a perturbaciones en la entrada V_{in} . - (De arriba hacia abajo) Simulación con carga balanceada; Simulación con carga desbalanceada.	114

B.4. Resultado simulación NL5. - Errores en régimen permanente. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Error de corriente ($i_{ref} - i_{in}$); Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); (a) Carga balanceada ($R_{Lt} = 288\Omega$); (b) Carga desbalanceada ($R_{L1} = 108\Omega$, $R_{L2} = 180\Omega$).	115
B.5. Capturas osciloscopio. - Corriente de entrada $i_{in} = 4A$ con salto de amplitud positivo de $2A$. - Carga balanceada. - Canal 1: i_{in} ; Canal 3 y 4: V_{C1} y V_{C2} .	117
B.6. Capturas osciloscopio. - Corriente de entrada $i_{in} = 4A$ con salto de amplitud positivo de $2A$. - Carga desbalanceada. - Canal 1: i_{in} ; Canal 3 y 4: V_{C1} y V_{C2} .	118
B.7. Capturas osciloscopio. - a) Escalón de carga (0 a +40%): $R_{C1} = 108\Omega$, $R_{C2} = 180\Omega$; b) Escalón de carga (+40 a 0%): $R_{Lt} = 288\Omega$. - Canal 1: i_{in} ; Canal 3 y 4: V_{C1} y V_{C2} .	119
B.8. Capturas osciloscopio. - Sensibilidad control de corriente frente a perturbaciones en la entrada V_{in} . - (De arriba hacia abajo) Carga balanceada; Carga desbalanceada. - Canal 1: i_{in} ; Canal 3 y 4: V_{C1} y V_{C2} .	120
B.9. Resultado prueba experimental. - Errores en régimen permanente. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Error de corriente ($i_{ref} - i_{in}$); Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$). (a) Carga balanceada: $R_{Lt} = 288\Omega$; (b) Carga desbalanceada: $R_{L1} = 108\Omega$, $R_{L2} = 180\Omega$.	121
B.10. Captura osciloscopio. - Control GPC. - Prueba a máxima potencia. Canal 1: i_{in} ; Canal 3 y 4: V_{C1} y V_{C2} .	122

Agradecimientos

A nuestras familias y amigos.

Patricio y Rodrigo.

Introducción

El agotamiento de combustibles fósiles, las preocupaciones ambientales sobre el calentamiento global y el continuo crecimiento de la demanda de energía son los principales causantes de que nuestra sociedad se halle en presencia de una inminente “crisis energética”. Es por ello que surgen necesariamente como un nuevo paradigma las energías provenientes de fuentes naturales inagotables, más bien conocidas como *energías renovables*, para satisfacer las necesidades energéticas de nuestra sociedad. Dentro de este tipo de energías pueden encontrarse las provenientes de fuentes tales como: el viento (*energía eólica*), la luz solar (*energía solar*), las mareas (*energía mareomotriz*), el movimiento de las olas (*energía undimotriz*), generadores de *biomasa*, generadores *geotérmicos*, entre otras.

A fin de poder extraer, almacenar y administrar dichas energías en el lugar de consumo se requiere de Sistemas de Generación Distribuida de Energía (*Distributed Power Generation System*, DPGS), también conocidos como microgeneración, que se diferencian de la distribución centralizada en donde la producción de la energía se realiza lejos del mismo. De esta forma, los DPGS reducen la necesidad de una compleja infraestructura para el transporte de la energía eléctrica, consiguiendo un mejor aprovechamiento energético a un coste más reducido¹ y de menor impacto ecológico.

La interconexión de estos sistemas con la red de distribución se lleva a cabo en los niveles de baja tensión cercanos al usuario. En la Fig. 1², puede observarse una red de Generación Distribuida (GD) la cual consiste de un sistema de transporte (cableado), un conjunto de centrales de distribución/transformación y un sistema de unidades de generación. En términos generales, los sistemas de inyección toman energía proveniente de una fuente renovable (como la energía eólica a partir de pequeños y medianos aerogeneradores), la procesan y la inyectan a la red para su consumo. Este último se encarga de proveer energía de manera segura y eficiente, cumpliendo a su vez con normativas vigentes de calidad energética.

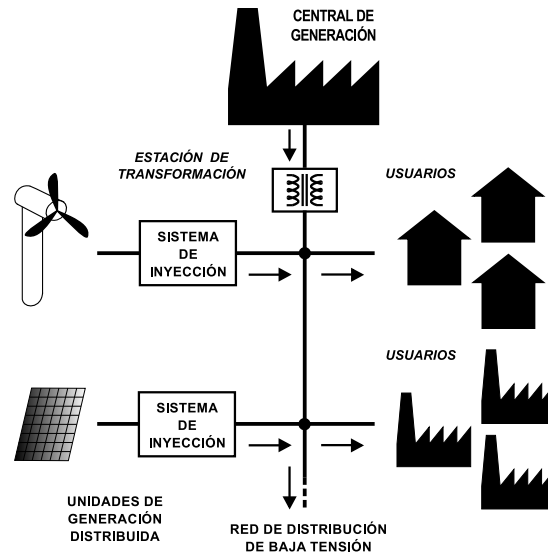


Figura 1: Esquema de una red de Generación Distribuida

Por lo tanto, para poder inyectar la energía proveniente de este tipo de recursos a la red eléctrica existente, se requiere de sistemas electrónicos de conversión de potencia que adapten las formas de onda de tensión y corriente, los cuales se dividen en dos etapas: un convertidor c.a. a c.c. (rectificador) y un convertidor c.c. a c.a. (inversor).

El convertidor c.a. a c.c. tiene la función de rectificar la tensión alterna de frecuencia y amplitud variable generada por un generador eléctrico rotativo, con el fin de almacenar la energía temporalmente en un banco de capacitores de c.c. Luego, para la inyección de la energía, el convertidor c.c. a c.a. genera a partir de la tensión c.c. del banco una corriente alterna, la cual es inyectada a la red eléctrica existente.

En los últimos años la industria de energía eólica ha atravesado un gran avance tecnológico. Desde la perspectiva de la ingeniería electrónica y eléctrica, los convertidores electrónicos de potencia representan uno de los principales componentes en la operación de los sistemas de conversión de energía eólica (*Wind Energy Conversion Systems, WECS*). En la Fig. 2 se muestra el diagrama en bloques de un sistema de inyección de energía eólica a la red en donde podemos ver las diferentes etapas mencionadas anteriormente.

Los convertidores de potencia, los cuales son idénticos tanto en el lado del generador como en el lado de red, vinculados a través de un enlace de c.c. se clasifican como convertidores conectados *back to back* (BTB). Estas topologías

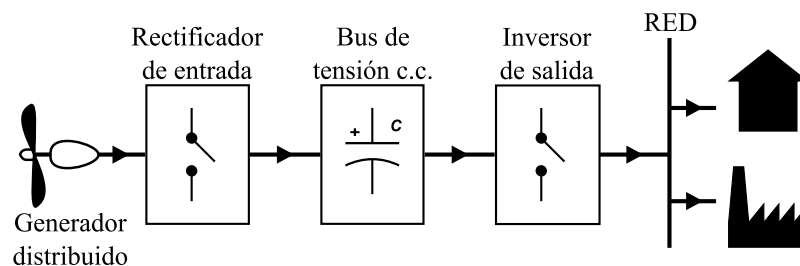


Figura 2: Sistema de inyección de energía eólica a la red.

permiten un flujo de potencia bidireccional entre el generador y la red. Pero en los sistemas WECS, la bidireccionalidad no es necesaria, el flujo de potencia se da únicamente desde el generador hacia la red. Por esta razón, convertidores pasivos (puente de diodos) pueden ser empleados en el lado del generador en lugar de convertidores activos PWM.

Los convertidores de potencia implementados con rectificadores no controlados presentan un bajo costo y una estructura simple en comparación a topologías BTB de dos niveles. Sin embargo, se encuentran asociados a unas cuantas desventajas, como lo son el gran contenido armónico de la corriente generada, el bajo factor de potencia y no permitir extraer la máxima potencia disponible del recurso. Además, la ausencia de un convertidor c.c. a c.c. intermedio entre el rectificador y el bus disminuye el grado de libertad de control. Por tales motivos, en un esquema DPGS, se prefiere la utilización de rectificadores controlados³.

El principal objetivo de los rectificadores controlados es seguir la referencia proporcionada por una técnica de seguimiento del punto de máxima potencia (*Maximum Power Point Tracking*, MPPT) con la mayor rapidez posible, con el fin de maximizar la eficiencia energética de la fuente renovable. Este control de potencia puede lograrse mediante un lazo de control de la corriente de entrada, y de la tensión del bus de c.c. capaz de sostener la inyección de potencia en la red, en un lazo de control de tensión externo⁴.

Por lo tanto, para incrementar el grado de libertad de control, un convertidor Boost de dos niveles puede ser empleado como una etapa intermedia. En los WECS con esta configuración, la tensión de salida variable del generador se convierte en c.c. a través del rectificador, y el convertidor Boost permite incrementar la tensión no regulada del bus de c.c. a un nivel superior adecuado para el inversor precedente. El convertidor Boost permite también el seguimiento del punto

de máxima potencia. Con este escenario, mejora la eficiencia de conversión de energía eólica, especialmente para velocidades de viento bajas.

En los sistemas de conversión, los niveles de tensión pueden ir más allá de la gama que un dispositivo de conmutación puede manejar. En el caso de la configuración de dos niveles mencionada anteriormente, para aumentar la capacidad de manejo de potencia se pueden conectar una serie de convertidores Boost en paralelo para lograr tal objetivo. Sin embargo, para resolver este problema los sistemas multinivel, como los convertidores BTB (NPC)⁵, son la opción más conveniente en comparación con la conexión en paralelo o serie de los dispositivos. Por tales motivos, como es posible observar en Fig 3, se propone una nueva configuración utilizando un rectificador tipo puente y un convertidor Boost de tres niveles (3LB)^{5;6;7}.

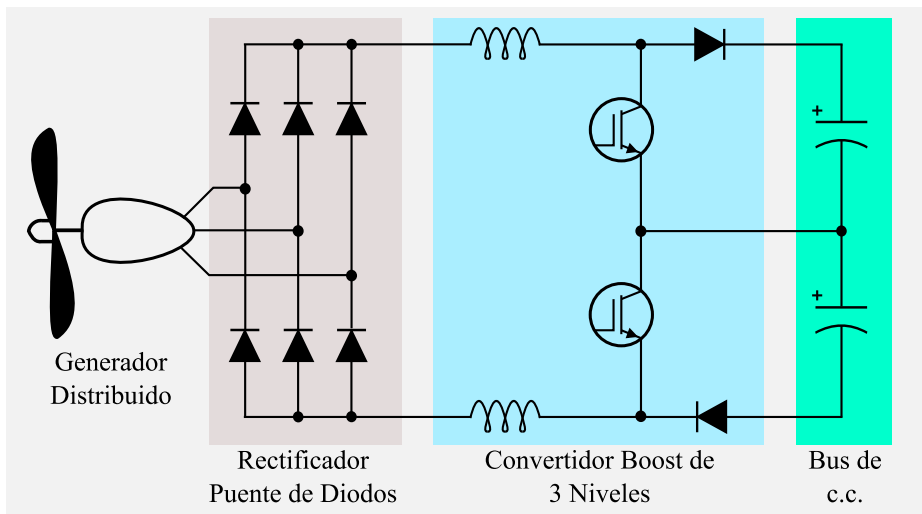


Figura 3: Convertidor Boost de Tres Niveles en un DPGS con fuente de Energía Eólica

Con esta configuración de tres niveles, la tensión nominal de las llaves de conmutación y de los diodos es solo la mitad de la tensión del bus de continua. También, comparado a los convertidores BTB (NPC), el número de llaves activas se reduce de 12 a 2. Como resultado, la densidad de potencia y la eficiencia del convertidor se mejorarán significativamente, y el costo se reducirá. Además, permite balancear las tensiones del bus de c.c. haciendo posible la conexión de cuatro hilos (4H) del inversor a la red, donde las condiciones de carga desbalanceadas dan como resultado un flujo de corriente neta a través del cable neutro, conectado al punto medio del bus de continua. Esto se traduce en una libertad

de control para el inversor precedente^{8;9}. El seguimiento del punto de máxima potencia también es alcanzado por el convertidor 3LB siguiendo la corriente de referencia del inductor. Pero en ese caso, si se desea controlar tanto la corriente de entrada como el balance de tensión del bus de c.c. se debe idear una estrategia de control MIMO (*Multiple Input Multiple Output*).

En este contexto, este proyecto, propone el diseño e implementación de un prototipo de un rectificador trifásico Boost de tres niveles para DPGS, junto con la aplicación de un control desacoplado MIMO de la corriente de entrada y el desbalance de tensión del bus de c.c. incluyendo controladores del tipo proporcional e integrador (PI) independientes para cada una de las salidas. El trabajo está orientado a aplicaciones trifásicas para inyectar potencias del orden de los 10 KW.

En la Fig. 4 se muestra un diagrama en bloques elemental del sistema, el cual se compone de dos partes: la *etapa de potencia*, compuesta por el 3LBR trifásico que procesara la energía cargando el banco de capacitores que componen el bus, y el *bloque de control*, que mediante el sensado de la corriente extraída y la tensión del bus de continua actúa sobre las llaves del convertidor a partir de un algoritmo de control.

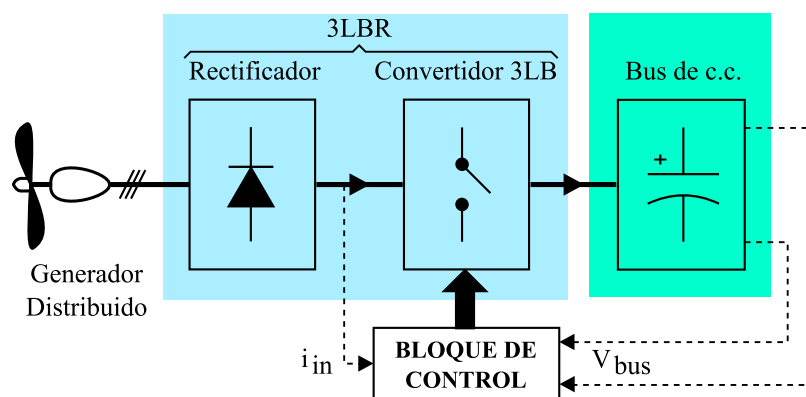


Figura 4: Diagrama en bloques del sistema propuesto

Este trabajo se organiza de la siguiente manera: en el capítulo 1, se abordan los conceptos teóricos más importantes sobre los convertidores Boost de c.c. a c.c. para finalmente obtener una descripción matemática del modelo del sistema propuesto; en el capítulo 2, se detalla el diseño e implementación de la etapa de potencia; luego en el capítulo 3, se expone el diseño de la estrategia de control

implementada; en base a esto en el capítulo 4, se lleva a cabo el diseño e implementación del bloque de control; en el capítulo 5, se muestran los resultados experimentales que son contrastados con simulaciones. Finalmente, se presentan las conclusiones obtenidas en este trabajo.

Capítulo 1

Modelo del Rectificador 3LB

En este capítulo se encontrará un modelo del sistema que describirá su comportamiento en función de las variables de control planteadas. Para ello, es bueno recordar previamente algunos de los aspectos más importantes del tipo de convertidor utilizado. Por lo tanto, este capítulo se organiza de la siguiente manera: en primer lugar, se explicarán los conceptos más importantes de los convertidores de c.c. a c.c. de tipo fuente conmutada, y en especial el esquema de modulación utilizado para su conmutación; luego se analizará en particular a los convertidores *Boost*, o elevadores de tensión y se definirán sus modos de operación; finalmente se desarrollará el modelo matemático del rectificador Boost de tres niveles (3LBR) sobre el cual se diseñarán sus respectivos controladores más adelante.

1.1. Introducción a los Convertidores de C.C. a C.C.

Los convertidores de c.c. a c.c. cumplen la función de transformar una tensión continua de entrada no regulada en una tensión continua de salida regulada, para los rangos de carga especificados en su diseño. Estos convertidores pueden ser utilizados en sistemas de conversión de energía y en aplicaciones de accionamientos motrices.

En la Fig. 1.1, se puede observar al convertidor c.c. a c.c. como parte de una fuente de alimentación conectada a la red.

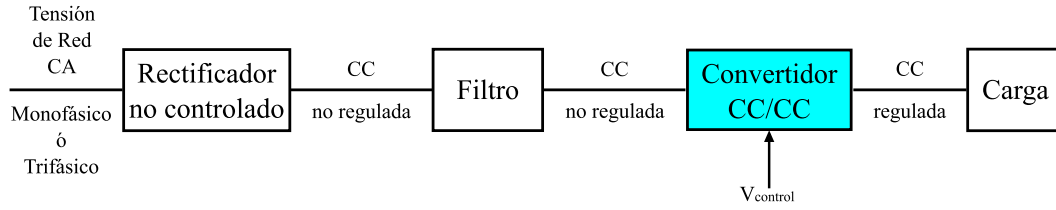


Figura 1.1: Diagrama en bloques de una fuente de alimentación conectada a la red.

En los convertidores c.c. a c.c. la tensión media de salida puede ser controlada para ser igual a una determinada tensión de referencia, independientemente de las variaciones que se puedan producir tanto en la tensión de entrada como en la carga, mediante la conmutación de dispositivos semiconductores operados como llaves.

Para poder regular la tensión de salida a partir de una tensión de referencia, puede utilizarse un sistema de control lineal que proporciona una señal de control $V_{control}$. Esta señal es convertida a pulsos de conmutación mediante un esquema de modulación por ancho de pulsos (Pulse Width Modulation, PWM) como se explica a continuación.

1.1.1. Modulación PWM

Para ilustrar el concepto de conversión por modo de conmutación, se considera el convertidor c.c. a c.c. básico que se muestra en la Fig. 1.2a que consta de una llave controlada y una carga resistiva.

El valor medio de la tensión de salida (V_o) en la Fig. 1.2b depende de los tiempos de encendido t_{on} y de apagado t_{off} de la llave. De este modo, para un período de conmutación ($T_{sw} = t_{on} + t_{off}$), la relación entre t_{on} y T_{sw} determina el valor medio de tensión en función de la tensión de entrada tal que:

$$V_o = \frac{t_{on}}{T_{sw}} \cdot V_{in} \quad (1.1)$$

La razón t_{on}/T_{sw} se denomina ciclo de trabajo D de la llave controlada.

Si la determinación del ciclo de trabajo surge de una señal de control, se dice que el convertidor opera mediante modulación de ancho de pulsos o PWM.

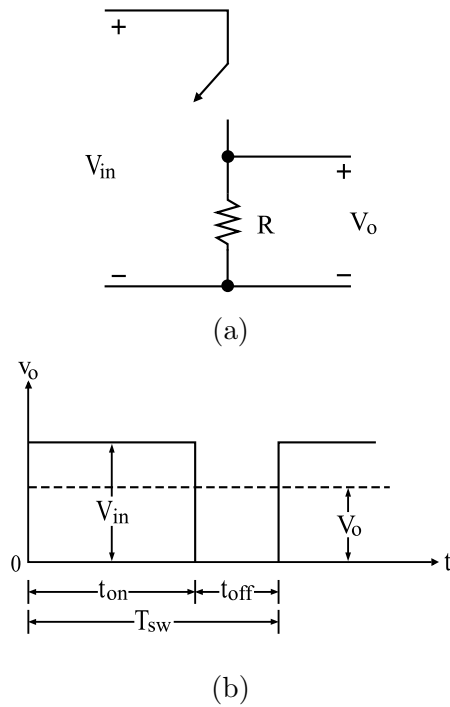


Figura 1.2: Conversión de c.c. a c.c. por modo de conmutación.

En la operación mediante PWM, la señal de control que gobierna el estado (abierto o cerrado) de la llave se genera por medio de la comparación entre la tensión de control ($V_{control}$) y una forma de onda repetitiva triangular denominada modulante, como se muestra en la Fig. 1.3.

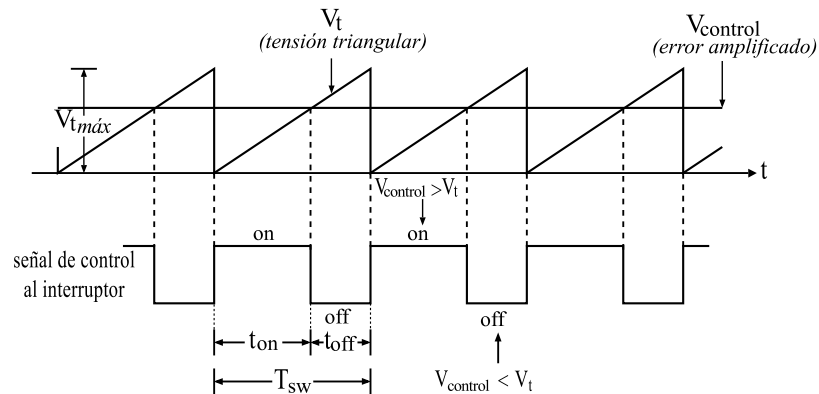


Figura 1.3: Modulación por ancho de pulsos (PWM).

La forma de onda repetitiva triangular posee un valor pico constante ($V_{t\max}$) y su frecuencia es la que establece el valor de la frecuencia de conmutación f_{sw} . Esta frecuencia se mantiene constante en un control PWM y suele estar en el rango de

unos cuantos KHz a cientos de KHz. Cuando la señal de control, que varía muy lentamente en el tiempo en relación con la frecuencia de conmutación, es mayor que la modulante ($V_{control} > V_t$), la señal de control de la llave de conmutación se pone en estado alto, lo que causa que la llave se cierre. De lo contrario, la llave se mantiene abierta. De este modo, el ciclo de trabajo de la llave también se puede expresar en términos de $V_{control}$ y el valor pico de la modulante $V_{tmáx}$ mediante:

$$D = \frac{t_{on}}{T_{sw}} = \frac{V_{control}}{V_{tmáx}} \quad (1.2)$$

Existen diversas topologías circuitales que pueden regular la tensión de salida utilizando modulación PWM y el sistema de conversión que se propone en este proyecto no es la excepción. A continuación se explicará la operación del convertidor elevador o Boost tradicional y luego se analizará y desarrollarán los conceptos más importantes del convertidor Boost de 3 niveles.

1.1.2. Convertidor Boost

El convertidor tipo Boost es un circuito elevador de tensión, que utiliza elementos reactivos como almacén de energía intentando maximizar la eficiencia de conversión. El elemento de conmutación en la Fig. 1.4, esta conformado por dos dispositivos: una llave controlada tal como un transistor bipolar, un MOSFET o un IGBT y, un diodo cuya función es garantizar el flujo unidireccional de corriente hacia la carga. Cuando el transistor está en conducción (llave en 1), la inductancia almacena energía para luego suministrarla simultáneamente a la carga y al condensador en los intervalos en los que el transistor esté en corte (llave en 2).

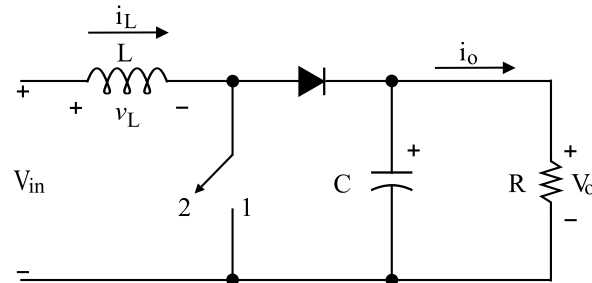


Figura 1.4: Convertidor Boost de c.c. a c.c.

Estos convertidores pueden tener dos modos de operación:

- Modo de conducción continua (MCC)
- Modo de conducción discontinua (MCD)

En la práctica, un convertidor puede trabajar en ambos modos, los cuales tienen características considerablemente distintas. Por tanto, un convertidor y su control se deben diseñar con base en ambos modos de operación.

Modos de Conducción: MCC y MCD

La Fig. 1.5a muestra las formas de onda en régimen permanente para el modo de conducción continua, donde la corriente sobre el inductor fluye en forma continua [$i_L(t) > 0$].

Durante el intervalo t_{on} , es decir $0 < t < t_{on}$, en que el transistor se halla en conducción, se establece un flujo de corriente a través del inductor, debido a que el diodo se encuentra polarizado en inversa. A lo largo de este intervalo se produce un almacenamiento de energía en el inductor y, por consiguiente, una caída de tensión en la misma, constante y de valor igual a la tensión de entrada V_{in} . Luego, cuando el transistor se encuentra en estado de corte (t_{off}), se produce una inversión de polaridad en el inductor lo cual hace conducir al diodo manteniendo de esta manera la continuidad de la corriente sobre L . El condensador se carga a través del diodo con una tensión: $V_o = V_{in} - v_L$. Por lo cual la corriente sobre el inductor decrece mientras tanto el transistor no entre nuevamente en estado de conducción.

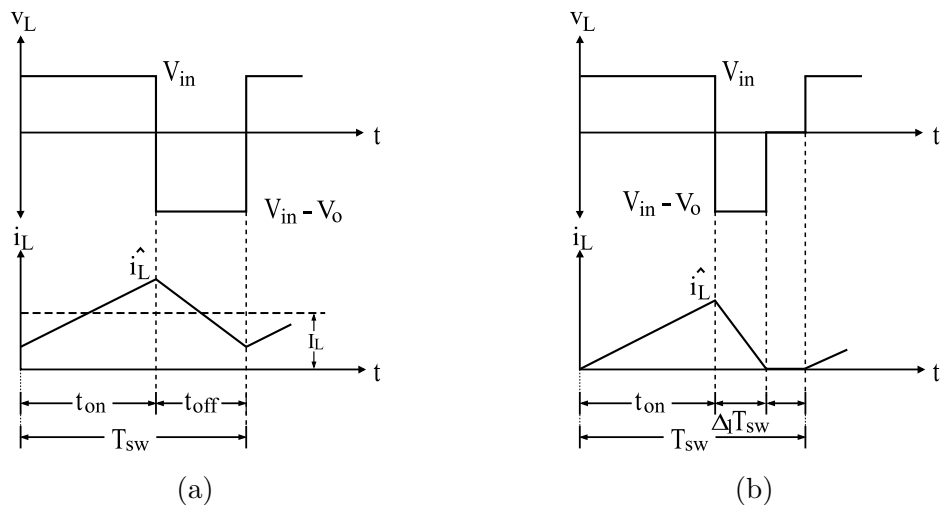


Figura 1.5: Modos de conducción: a) MCC; b) MCD.

En la Fig. 1.5b se muestran las formas de onda para el modo de conducción discontinua. Aquí, a diferencia del MCC, la corriente sobre la carga se hace nula en un momento determinado a lo largo del intervalo de tiempo t_{off} , durante el cual el transistor no conduce. El tiempo que permanece en corte el transistor es mayor que el tiempo que tarda el inductor en ceder la energía almacenada, con lo cual al iniciarse el siguiente período de conmutación la corriente en la carga iniciará de cero.

Esta variación, con respecto al modo de operación continuo, presenta un gran efecto sobre la tensión de salida. En MCD, la ganancia de tensión del convertidor no depende solo del ciclo de trabajo (como en MCC), sino también de otros parámetros como el valor del inductor, la tensión de entrada (V_{in}), la frecuencia de conmutación y la corriente de entrada, lo cual se traduce en una mayor complejidad de diseño. Además, la discontinuidad en la corriente que presenta este modo de conducción no permite la máxima transferencia de potencia hacia la carga que se requiere en este proyecto. Por lo tanto, el convertidor implementado y su control se diseñaron en base a la operación en conducción continua, donde toda la energía se transfiere a la carga.

Finalmente, en esta sección, se presentó la técnica de conmutación mediante modulación por ancho de pulsos (PWM) utilizada y, se definió el modo de operación del convertidor Boost de dos niveles, el cual sienta las bases para el estudio de la topología de tres niveles que se propone en este proyecto, y se desarrolla en la siguiente sección.

1.2. Rectificador 3LB

1.2.1. Definición de Variables de Control

En la Fig. 1.6 se muestra un esquema del sistema con sus respectivos parámetros y variables de control.

Aquí, el rectificador trifásico tipo puente convierte la tensión de c.a. en una tensión rectificadora V_{in} . Luego, esta tensión es elevada por la conexión de un convertidor c.c. a c.c. Boost de tres niveles obteniendo una tensión en el bus:

$$V_{bus} = V_{sup} - V_{inf} \quad (1.3)$$

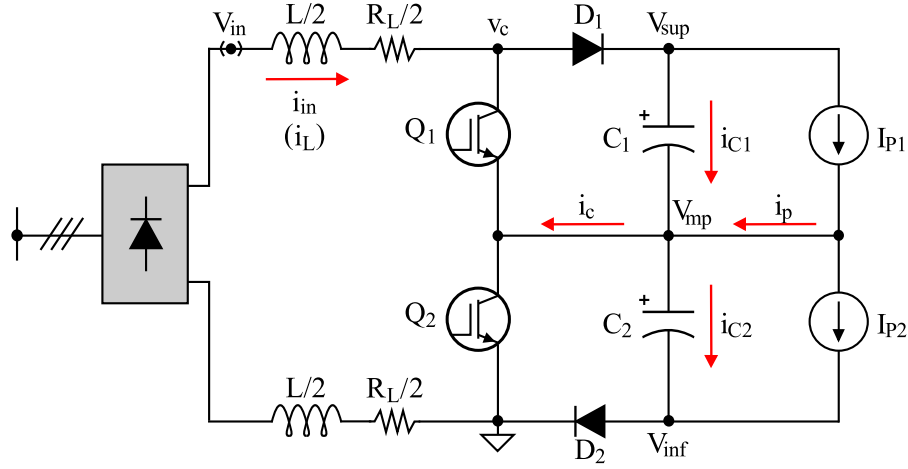


Figura 1.6: Esquema del Rectificador 3LB.

donde V_{sup} es la tensión en el terminal positivo de C_1 y V_{inf} la tensión en el terminal negativo de C_2 . Por lo tanto:

$$V_{C1} = V_{sup} - V_{mp} \quad (1.4)$$

$$V_{C2} = V_{mp} - V_{inf} \quad (1.5)$$

siendo V_{C1} y V_{C2} las tensiones sobre los capacitores que componen el bus y V_{mp} la tensión en el punto medio del mismo.

La corriente de entrada i_{in} se filtra por medio del inductor L con la resistencia de pérdida asociada R_L . Suponiendo que se utilizan IGBTs como llaves, el control del convertidor se logra aplicando un nivel de tensión en el terminal *gate* de los IGBT Q_1 y Q_2 . Por otra parte, los diodos D_1 y D_2 garantizan que la corriente fluya hacia la carga únicamente.

Como se ha mencionado, en este caso se controlara la corriente de entrada (i_{in}) y no así la tensión del bus (V_{bus}) dado que esta última se controla luego con un convertidor de c.c. a c.a. el cual se sumará a este proyecto en un futuro.

Por ende, como se observa en la Fig. 1.6, se define una tensión de control v_c la cual a través de la conmutación de las llaves Q_1 y Q_2 , será una fracción de V_{bus} . Esta variable de control permite controlar la tensión en el elemento LR ($V_{LR} = V_{in} - v_c$), y por lo tanto la corriente de entrada i_{in} puede ser controlada. Mediante el mismo criterio una corriente de control i_c , la cual es una fracción de i_{in} , puede ser utilizada para controlar el desbalance de tensión en el bus.

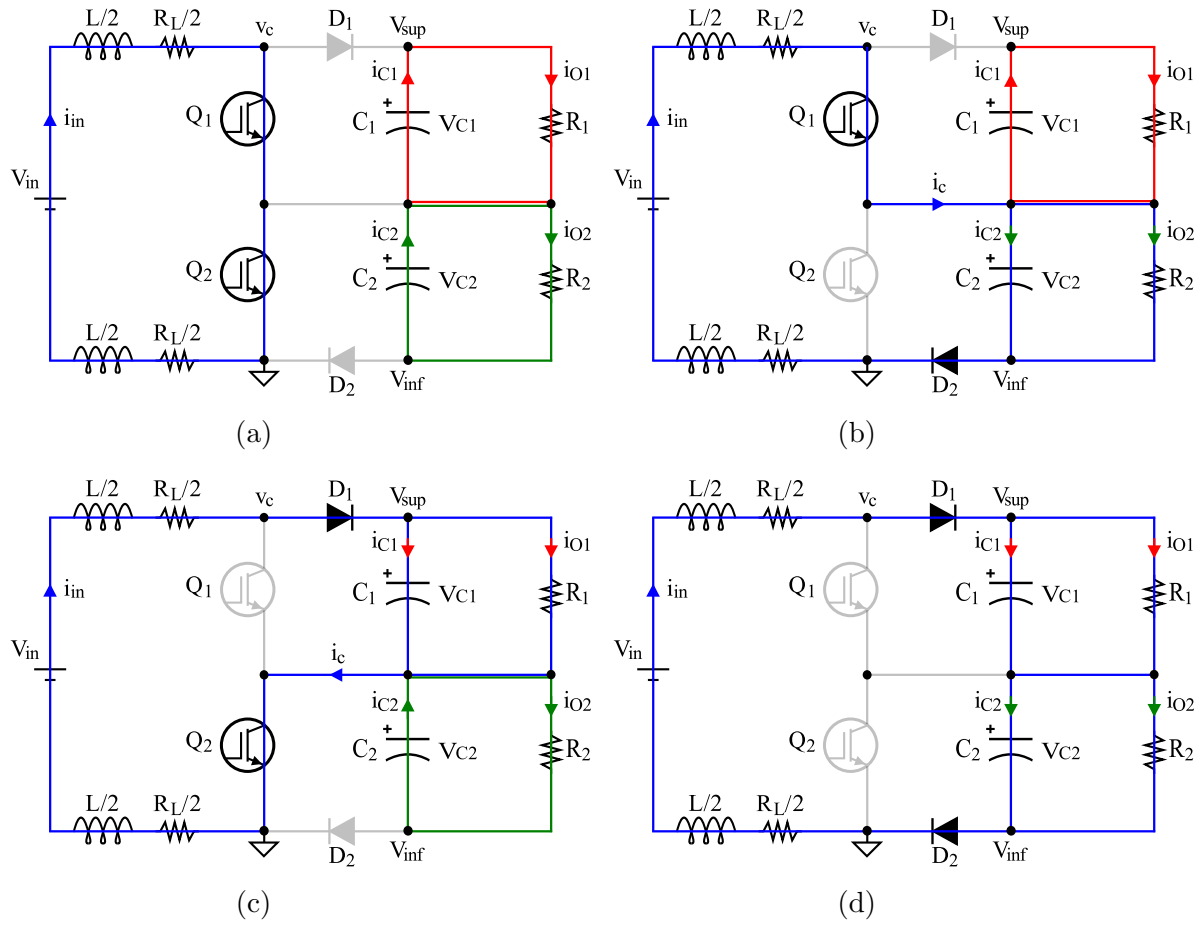


Figura 1.7: Modos de Operación de un Convertidor 3LB: (a) modo-I; (b) modo-II; (c) modo-III; (d) modo-IV.

De acuerdo a los estados de conmutación de las llaves de potencia Q_1 y Q_2 , este rectificador presenta cuatro modos de operación, los cuales se muestran en la Fig. 1.7 y se detallan a continuación:

- Modo I: Las llaves Q_1 y Q_2 están en “on” y los diodos de recuperación rápida D_1 y D_2 se encuentran en “off”. La corriente sobre el inductor se incrementa linealmente y la carga almacenada en C_1 y C_2 suministra corriente a la salida como se muestra en la Fig. 1.7a.
- Modo II: La llave Q_1 y el diodo D_2 están en “on” en este modo. La tensión v_c es igual a V_{C2} . La corriente de entrada carga el capacitor C_2 mientras C_1 se descarga por R_1 . Fig. 1.7b.

- Modo III: En este modo la llave Q_2 y el diodo D_1 se encuentran en “on” y la variable v_c es igual a V_{C1} . El capacitor C_1 es cargado y C_2 se descarga por R_2 . Fig. 1.7c.
- Modo IV: Las llaves Q_1 y Q_2 están en “off” y la variable v_c es igual a V_{bus} . La corriente sobre el inductor decrece linealmente entregando energía a ambas salidas. Fig. 1.7d.

A partir de lo anterior, el valor instantáneo de v_c e i_c puede ser determinado por los estados de conmutación de Q_1 y Q_2 como se muestra en la Tabla 1.1, donde S_{Q1} y S_{Q2} representan los estados lógicos de Q_1 y Q_2 , respectivamente.

Tabla 1.1: Estados de conmutación del convertidor 3LB y sus correspondientes variables de control.

S_{Q1}	S_{Q2}	v_c	i_c
0	0	V_{bus}	0
0	1	V_{C1}	i_{in}
1	0	V_{C2}	$-i_{in}$
1	1	0	0

Si se utiliza un módulo PWM para controlar la acción de conmutación de los transistores, puede obtenerse un modelo promediado de las variables de control definidas. Teniendo en cuenta los estados de conmutación mencionados podemos ver que para el caso de la variable v_c quedará definida de la siguiente manera:

$$v_c(t) = V_{C1}(t)(1 - d_1(t)) + V_{C2}(t)(1 - d_2(t)) \quad (1.6)$$

donde d_1 y d_2 son los ciclos de trabajo de Q_1 y Q_2 , respectivamente, y representan las entradas al sistema.

Por los mismos medios, podemos definir la variable i_c como:

$$i_c(t) = i_{in}(t)(d_2(t) - d_1(t)) \quad (1.7)$$

Finalmente, de 1.6 y 1.7, los ciclos de trabajo d_1 y d_2 pueden ser calculados a partir de las variables de control v_c definida como $V_{in} - V_{LR}$ e i_c , como se muestra a continuación:

$$d_1(t) = 1 - \frac{V_{C2}(t)i_c(t) + v_c(t)i_{in}(t)}{i_{in}(t)(V_{C1}(t) + V_{C2}(t))} \quad (1.8)$$

$$d_2(t) = \frac{i_c(t)}{i_{in}(t)} + d_1(t) \quad (1.9)$$

donde: $0 \leq d_1 \leq 1$ y $0 \leq d_2 \leq 1$.

1.2.2. Modelado del Sistema

Habiendo definido las variables de control con el objetivo principal de seguir el punto de máxima potencia (MPPT), maximizando la eficiencia energética de la fuente renovable, y controlar el balance de tensión del bus, se debe hallar ahora un modelo del 3LBR para luego diseñar los respectivos controladores.

Utilizando la tensión de control v_c definida anteriormente, el modelo dinámico de la corriente de entrada estará dado por:

$$V_{in} - v_c = R_L i_{in}(t) + L \frac{di_{in}}{dt} \quad (1.10)$$

donde V_{in} es la tensión de entrada rectificadora y representa una perturbación para el sistema de control.

Mediante el procedimiento anterior la corriente de control i_c puede ser utilizada para controlar el desbalance de tensión en el bus. En la Fig. 1.8, las fuentes de corriente I_{P1} e I_{P2} representan corrientes de carga que descargan a los capacitores C_1 y C_2 , respectivamente. Si son diferentes, se produce un desbalance en el bus de c.c. debido a una corriente de punto medio distinta de cero.

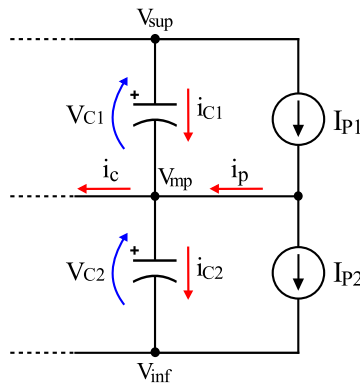


Figura 1.8: Esquema de corrientes en el nodo V_{mp} .

Planteando las corrientes sobre el nodo V_{mp} , esta puede ser calculada como:

$$i_c(t) - i_p(t) = i_{C1}(t) - i_{C2}(t) \quad (1.11)$$

donde: $i_p(t) = I_{P1} - I_{P2}$, puede verse como una entrada de perturbación más para el sistema. Por lo tanto, el modelo del desbalance de tensión resulta:

$$i_c(t) - i_p(t) = C_1 \frac{dV_{C1}(t)}{dt} - C_2 \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \quad (1.12)$$

Considerando capacitores idénticos, es decir, $C_1 = C_2 = C$, y reordenando, [1.12](#) puede simplificarse a:

$$i_c(t) - i_p(t) = C \left(\frac{dV_{C1}(t)}{dt} - \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \right) \quad (1.13)$$

Podemos introducir ahora a la tensión de desbalance, la cual se define como:

$$V_{desb} = V_{C1} - V_{C2} \quad (1.14)$$

Luego, con esta definición reemplazando en [1.13](#) se obtiene:

$$i_c(t) - i_p(t) = C \frac{dV_{desb}(t)}{dt} \quad (1.15)$$

Finalmente, a partir de [\(1.10\)](#) y [\(1.15\)](#), se obtienen los modelos (sin perturbaciones) correspondientes de las funciones de transferencia:

$$G_{p1}(s) = \frac{i_{in}(s)}{V_{LR}(s)} = \frac{1}{R_L + sL} \quad (1.16)$$

$$G_{p2}(s) = \frac{V_{desb}(s)}{i_c(s)} = \frac{1}{sC} \quad (1.17)$$

Por medio de un circuito retenedor de orden cero (*Zero-Order Hold*, ZOH), ambas variables i_{in} y V_{desb} son muestreadas con un periodo de muestreo T_s . De esta manera, se obtienen las funciones de transferencia discretas:

$$G_{pd1}(z^{-1}) = \frac{m_1 z^{-1}}{1 - n_1 z^{-1}} \quad (1.18)$$

$$G_{pd2}(z^{-1}) = \frac{m_2 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (1.19)$$

donde: $n_1 = e^{-\frac{R}{L}T_s}$, $m_1 = -\frac{1}{R}(n_1 - 1)$ y $m_2 = \frac{T_s}{C}$. En la Tabla 2.3 pueden verse estos coeficientes junto con los parámetros de la planta. Generalmente, los retardos del sistema de control no modelados reducen la estabilidad general. Una manera simple de resolver este problema es incluir una unidad de retardo adicional al modelo anterior, de manera que:

$$G_{pd1}(z^{-1}) = \frac{m_1 z^{-2}}{1 - n_1 z^{-1}} \quad (1.20)$$

$$G_{pd2}(z^{-1}) = \frac{m_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (1.21)$$

Este es un modelo conservador ya que los retardos esperados siempre serán menores a un período de muestreo. Mediante este procedimiento de modelado, la planta MIMO puede representarse por dos funciones de transferencia que pueden ser controladas de manera independiente como se explicará más adelante en el Capítulo 3.

De esta manera, se presentó una estrategia de diseño no convencional que da origen a un modelo desacoplado del sistema, permitiendo controlar por separado las diferentes variables de interés. En el Apéndice A se halla el modelo de estados general del sistema linealizado, el cual requiere de técnicas de resolución más avanzadas y se encuentra limitado bajo la definición de un punto de operación.

Capítulo 2

Diseño e Implementación de la Etapa de Potencia

Habiendo obtenido el modelo matemático del sistema, en este capítulo se detalla el proceso de diseño e implementación de la etapa de potencia del prototipo. Con esto se obtendrán los parámetros de la planta que servirán luego para el diseño de los controladores.

2.1. Montaje del Prototipo 3LBR

En la Fig. 2.1 se muestra el banco implementado del rectificador trifásico 3LB.

Se pueden diferenciar dos grandes bloques: (A), (B), (C) y (D) conforman la etapa de potencia mientras que (E), (F), (G) y (H) pertenecen a la etapa de control del sistema.

- *Etapa de potencia:* en (A) se muestra el rectificador trifásico tipo puente utilizado junto con su elemento de disipación térmica; (B) y (C) corresponden al módulo de conmutación de tecnología IGBT con su driver y a los diodos, respectivamente, todos con sus respectivos disipadores; y en (D) se hallan los capacitores electrolíticos que conforman el bus de continua. Los inductores utilizados no se encuentran montados físicamente sobre el banco.
- *Bloque de control:* el dispositivo utilizado para sensar la corriente del inductor se indica en (E); en (F) se muestra la placa con la cual se lleva a cabo el sensado de las tensiones sobre los capacitores del bus de continua; la placa utilizada para el acondicionamiento de las señales sensadas, alimentación y

conectores para las señale PWM se muestra en (G); en (H) se resalta el kit de desarrollo en el cual se implementaron los algoritmos de control.

Se utilizó una llave de corte (I) para la entrada de red monofásica conectada a los transformadores de laminación (J), los cuales se utilizaron para alimentar los drivers de las llaves IGBT y la placa de acondicionamiento conectados a la bornera (K). Por ultimo, a través de la bornera (M) se conectan los cables hacia y desde los inductores, y la entrada de red trifásica al rectificador.

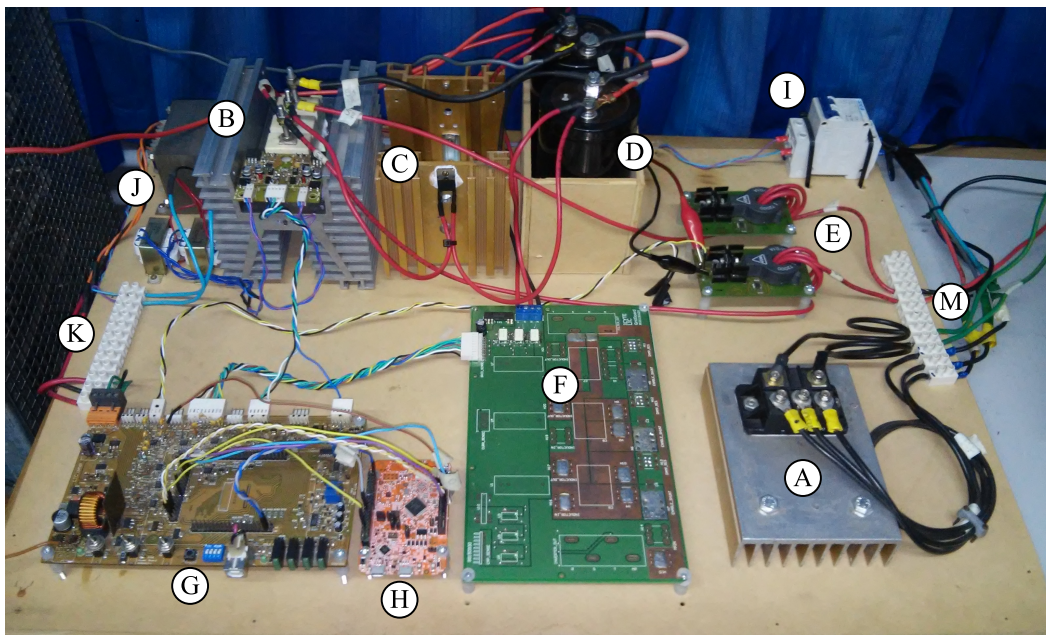


Figura 2.1: Montaje de Prototipo del 3LBR. - (A) Rectificador trifásico tipo Puente. - (B) Módulo IGBT montado sobre el dissipador térmico. - (C) Diodos con sus respectivos dissipadores. - (D) Capacitores Electrolíticos. - (E) Sensores de Corriente. - (F) Placa de Sensado de tensión. - (G) Placa Base. - (H) Placa Microcontrolador. - (I) Llave Corta Corriente. - (J) Transformadores de alimentación de Placa Base y de Drivers del IGBT. - (K,M) Borneras.

Es importante aclarar que el banco fue realizado en su totalidad con materiales existentes y una placa de desarrollo de última generación, evitando de esta manera la realización de PCBs y el tiempo que eso conlleva. Pudiendo así probar la idea de control del sistema.

En las siguientes secciones, se justifica la elección y se detalla el funcionamiento de cada uno de los elementos que componen la etapa de potencia del banco implementado. Mientras, en los siguientes capítulos se mostrará el diseño e implementación del bloque de control.

2.2. Descripción de la Etapa de Potencia

La etapa de potencia está compuesta por un rectificador de puente de diodos trifásico, un convertidor c.c. a c.c. Boost de tres niveles y un arreglo de capacitores que conforman el bus de continua. En la Fig. 2.2 se muestra un diagrama de la etapa de potencia. El sistema recibe la energía proveniente de un sistema trifásico, cuya tensión alterna es rectificadora mediante un rectificador trifásico no controlado obteniendo una tensión continua (V_{in}). Luego, el convertidor Boost permite elevar la tensión V_{in} sobre una carga conectada a un bus de dos capacitores electrolíticos, y controlar la corriente de entrada.

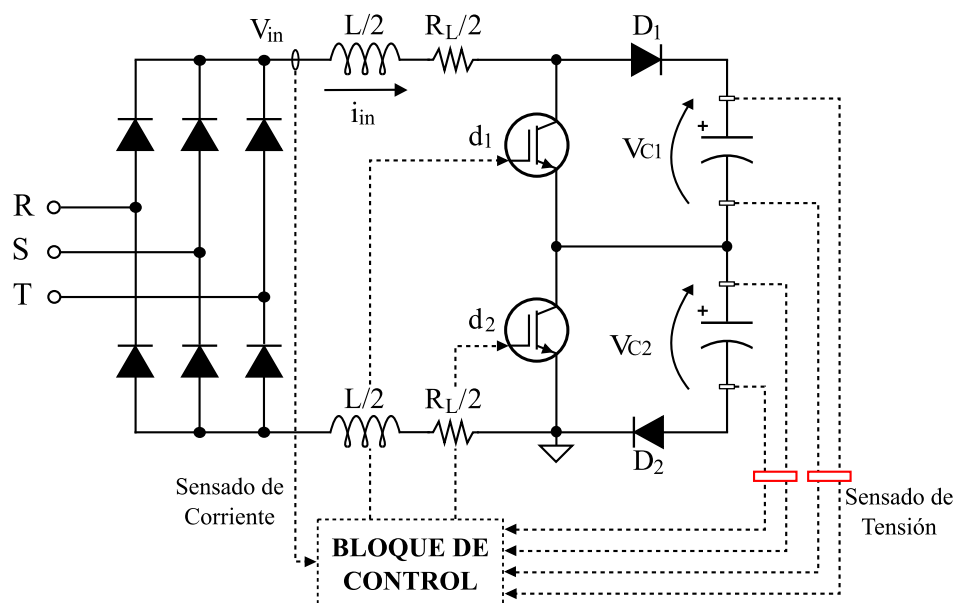


Figura 2.2: Esquema de la etapa de potencia.

En la Tabla 2.1 se observan las condiciones nominales de operación deseadas.

De dichos parámetros, podemos calcular el ciclo de trabajo nominal resultante de estas condiciones mediante:

$$d = 1 - \frac{V_{in}}{V_{bus}} = 0,46 \quad (2.1)$$

Con lo cual se define también una corriente de entrada ó corriente de inductor nominal, resultando:

$$i_{in} = \frac{i_{out}}{1 - d} = 18,5 \text{ A} \quad (2.2)$$

Por último, la frecuencia de conmutación f_{sw} de 10 KHz, representa un buen compromiso entre tamaño de los componentes reactivos y pérdidas por conmutación asociadas a los semiconductores.

Tabla 2.1: Condiciones Nominales de Operación del Convertidor.

Parámetro	Valor
Tensión de entrada, V_{in}	540 V
Tensión del bus, V_{bus}	1000 V
Frecuencia de conmutación, f_{sw}	10 KHz
Corriente de salida, i_{out}	10 A

2.3. Implementación

En base a las condiciones nominales de operación del prototipo, a continuación se detalla el diseño de la etapa de potencia.

2.3.1. Rectificador

En base a las condiciones de corriente de entrada y tensión de entrada, el rectificador trifásico fue implementado con un módulo *MDS60B-16* de *Siling Technology*, que puede entregar una corriente de salida máxima de 60 A y una tensión inversa pico de 1600 V, por lo que soporta en exceso las exigencias del prototipo. El cableado para la conexión red-rectificador se realizó con conductores de 10 mm² de sección, que es un calibre adecuado para las pruebas realizadas en este proyecto. ¹

Diseño Térmico

Para que el dispositivo utilizado sea confiable y se desempeñe de manera correcta en condiciones nominales de trabajo se requiere hacer un análisis térmico del mismo. Esto nos permitirá seleccionar el elemento de disipación adecuado en función de las pérdidas de potencia esperadas.

¹<https://ar.prysmiangroup.com/catalogos/cables-de-energia>

Como punto de partida, se calcularon las pérdidas en el rectificador para lo cual se debió realizar un análisis previo de su funcionamiento. En la Fig. 2.3 se muestra el esquema del rectificador trifásico tipo puente utilizado.

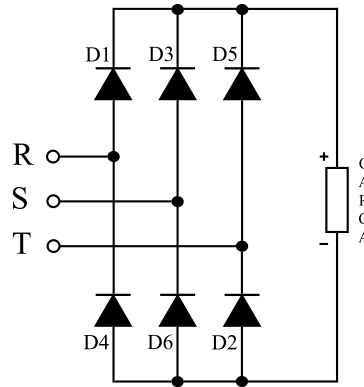


Figura 2.3: Rectificador trifásico tipo puente.

Una manera de analizar el rectificador es dividiéndolo en dos partes:

- Rectificador tipo P: Sería la parte del circuito compuesta por los diodos D_1 , D_3 y D_5 , funcionando como un detector de máximo. En cualquier instante permitirá conectar a la carga la mayor de las tensiones trifásicas.
- Rectificador tipo N: Compuesto por los diodos D_4 , D_6 y D_2 , funcionando como un detector de mínimo. En cualquier instante permitirá conectar a la carga la menor de las tensiones trifásicas.

Con la unión de ambas partes se consigue que durante todo el tiempo se conecte el mayor de las tres tensiones a uno de los terminales de la carga y al otro terminal el menor de dichas tensiones.

En la Fig. 2.4 se muestran las formas de onda en el rectificador, donde puede apreciarse que la tensión de salida es la tensión entre líneas de la red. Existen seis combinaciones de tensiones línea a línea (tres fases combinadas de dos en dos). Si consideramos que un período del generador son 2π [rad], la transición de la tensión línea a línea de mayor valor se produce cada: $2\pi/6=\pi/3$ [rad]. Luego, la frecuencia de la tensión de salida es de 6ω , donde ω representa la frecuencia de red.

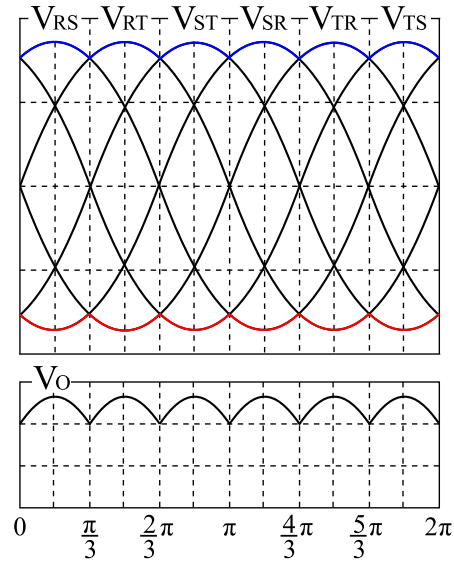


Figura 2.4: Formas de onda del rectificador trifásico tipo puente.

En la Fig. 2.5 se muestran los estados topológicos del rectificador producto de la conmutación de los diodos durante cada período de red, donde la tensión de línea de mayor valor instantáneo es quien determina que diodos se encuentran en modo de conducción y cuales no. Como se observa, los diodos conducen de a pares formando la secuencia,

$$(D_1; D_6), (D_1; D_2), (D_3; D_2), (D_3; D_4), (D_5; D_4), (D_5; D_6)$$

la cual se repite en cada período de red.

Una observación importante en este rectificador es que no deben entrar en modo de conducción los diodos de una misma pierna del puente (D_1 - D_4 , D_3 - D_6 ni D_5 - D_2) ya que se presentaría un cortocircuito, anulando la tensión en la carga. Si además de esta condición existiera otro diodo que entre en conducción, el cortocircuito afectaría también a la red de alimentación.

De esta manera, se puede concluir que las pérdidas del rectificador van a estar dadas por la potencia de conducción de un par de diodos producto de la secuencia de conmutación. Por lo tanto, representando la caída de tensión en directa como V_f , la cual de acuerdo con las hojas de datos toma el valor:

$$V_f = 1,2 \text{ V}$$

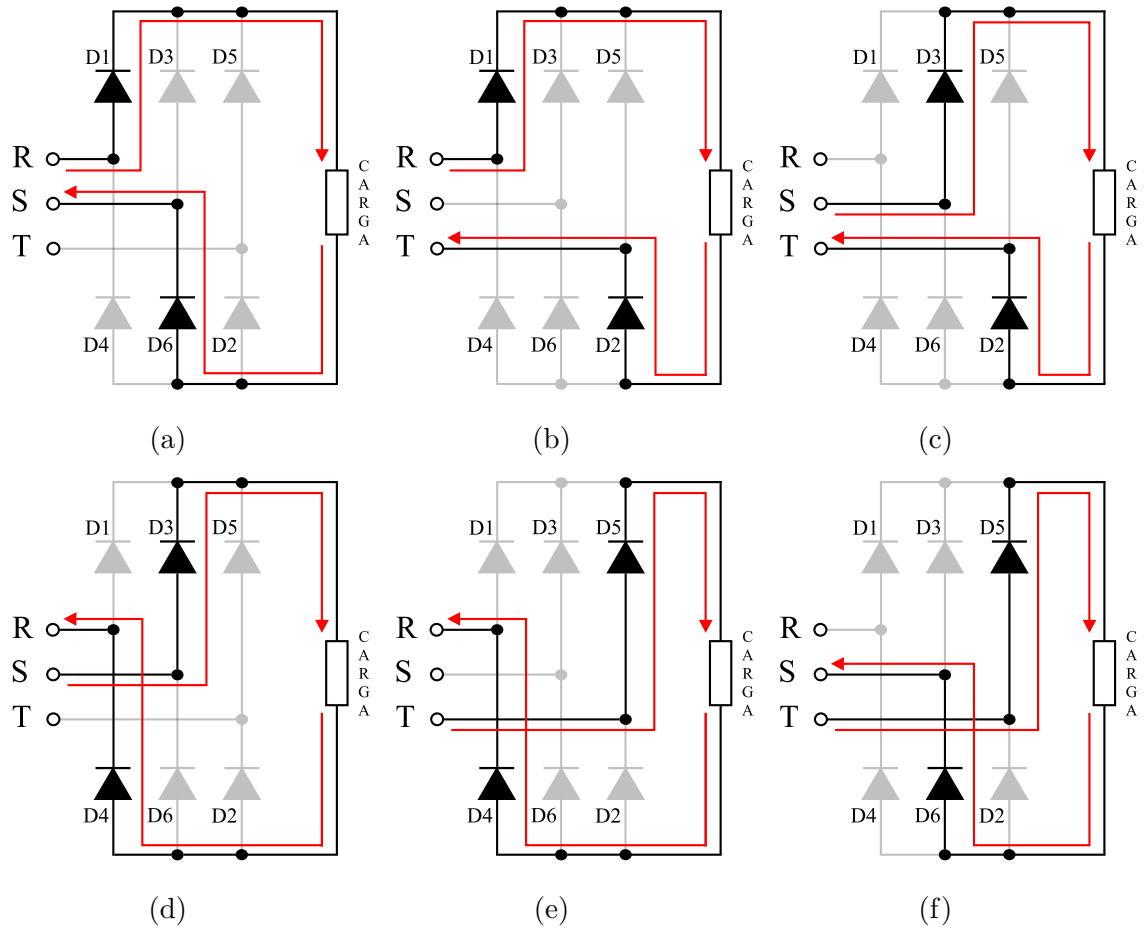


Figura 2.5: Pares de Conducción del Rectificador Trifásico: (a) D_1 - D_6 ; (b) D_1 - D_2 ; (c) D_3 - D_2 ; (d) D_3 - D_4 ; (e) D_5 - D_4 ; (f) D_5 - D_6 .

se obtienen las siguientes pérdidas:

$$P_{diodo} = I_f \cdot V_f = 7,4 \text{ W } nom$$

$$P_{Rectificador} = 2 \cdot P_{diodo} = 14,8 \text{ W } nom$$

donde la componente de c.c. de la corriente corresponde a un tercio de la corriente de entrada del convertidor ($I_f = i_{in}/3$), debido a que cada diodo conduce durante 120° ($\frac{2\pi}{3}$ rad).

Con las pérdidas obtenidas bajo condiciones nominales, se procedió a calcular la resistencia térmica equivalente máxima entre el disipador y el ambiente (R_{d-a}) por medio de la analogía eléctrica, que se observa en la Fig. 2.6.

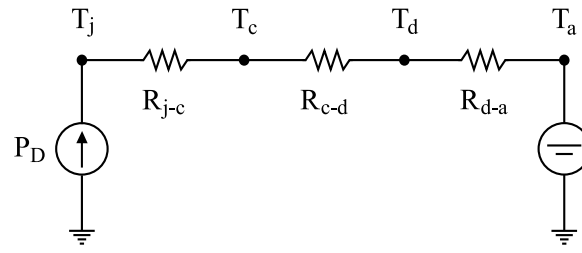


Figura 2.6: Equivalente eléctrico del sistema térmico.

Planteando Kirchoff del equivalente térmico se obtiene que:

$$P_D = \frac{T_j^{máx} - T_a}{R_{j-c} + R_{c-d} + R_{d-a}} \quad (2.3)$$

donde:

T_a = temperatura ambiente, fijada en 25 °C.

$T_j^{máx}$ = temperatura de la juntura semiconductor máxima que recomienda el fabricante para el diseño térmico, 150 °C.

R_{j-c} = resistencia térmica equivalente entre la juntura y cápsula del componente, cuyo valor en las hojas de datos del rectificador es de 0,28 °C/W.

R_{c-d} = resistencia térmica equivalente entre la cápsula y la superficie del disipador. Debido a la utilización de grasa siliconada para el montaje se asume para la misma un valor de 1 °C/W.

P_D = potencia disipada en forma de calor. En este caso $P_{rectificador}$.

despejando 2.3 se puede obtener la máxima R_{d-a} como:

$$R_{d-a} \leq \frac{T_j^{máx} - T_a}{P_D} - (R_{j-c} + R_{c-d}) \quad (2.4)$$

resultando de esta manera:

$$R_{d-a} \leq 7,16 \text{ °C/W}$$

Luego, se montó el módulo del rectificador utilizado sobre un disipador de aluminio ZD-14 de International Aluel de 15 cm de longitud, el cual presenta una resistencia térmica: $R_{d-a} = 2 \text{ °C/W}$.

Se asume entonces una temperatura de juntura en condiciones nominales:

$$T_j = 73,54^\circ\text{C}$$

Lo cual implica una operación confiable, ya que aun en el peor caso el rectificador trabaja a $76,46^\circ\text{C}$ por debajo del máximo de 150°C especificado por el fabricante. Por último, en la Fig. 2.7 se muestra el montaje del rectificador.



Figura 2.7: Montaje rectificador trifásico.

2.3.2. Convertidor 3LB

Como se mencionó en secciones anteriores, el convertidor 3LB está compuesto por un inductor de entrada (L), un par de llaves de conmutación (Q_1 y Q_2) y un par de diodos de potencia (D_1 y D_2). Para su implementación, estos elementos han sido seleccionados de manera que sean capaces de soportar las condiciones de operación del sistema. A continuación se detallan las características de cada uno de ellos.

Inductores

El cálculo del inductor se realizó en función del nivel de ripple en la corriente de entrada. Se definió como especificación lograr un ripple pico a pico Δi_L menor al 25 % en conducción continua.

Considerando la característica que presenta el convertidor de tres niveles permitiendo la conmutación simultánea de las llaves Q_1 y Q_2 , se aproximó el cálculo del ripple de corriente a través del análisis en el límite de conducción continua de un convertidor convencional de dos niveles.

Como se muestra en la Fig. 2.8, la corriente sobre el inductor $i_L(t)$ en dicho margen de conducción se vuelve nula al final del intervalo t_{off} , presentando un valor medio igual a:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} \hat{i}_L = \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{L} t_{on} \quad (2.5)$$

donde: $t_{on} = d \cdot T_{sw}$. Luego, aplicando la relación de conversión de gran señal del convertidor Boost se obtiene el valor medio en función de la tensión de salida y el ciclo de trabajo:

$$I_{LB} = \frac{T_{sw} V_o}{2L} d(1 - d) \quad (2.6)$$

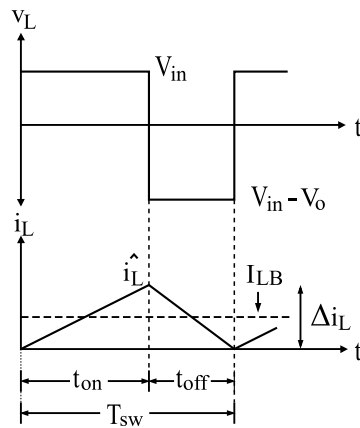


Figura 2.8: Limite de conducción continua (MCC).

De esta manera, expresando la ecuación 2.6 en función del ripple se puede calcular el valor de la inductancia crítica o mínima (L_c) que cumpla con las especificaciones. Para lo cual se utilizó un ciclo de trabajo ($d = 0,5$), que representa el caso en que el ripple de corriente alcanza su valor máximo, la tensión del bus nominal ($V_{bus}=1000$ V) y la corriente de salida nominal ($i_{out}=10$ A), resultando:

$$L_c = \frac{T_{sw} V_{bus}}{\Delta i_L} d(1 - d) = 5 \text{ mHy} \quad (2.7)$$

siendo: $\Delta i_L = 0,25 \cdot 20 \text{ A}$. En la Fig. 2.9 se muestra la curva de inductancia crítica en función del ciclo de trabajo, donde se corrobora lo obtenido en 2.7.

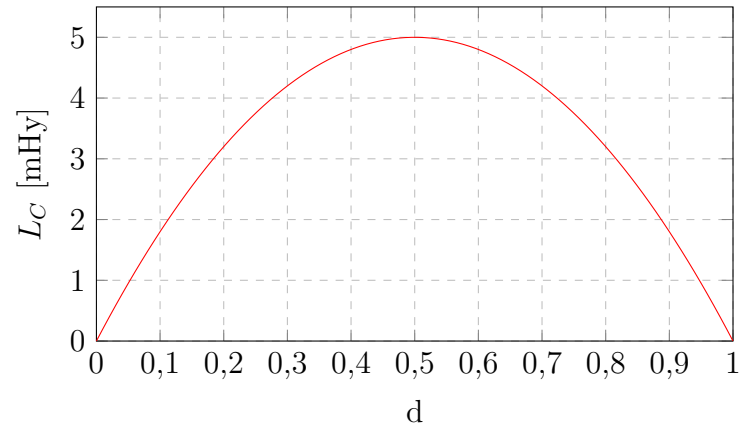


Figura 2.9: Curva de inductancia crítica en función del ciclo de trabajo.

Por lo tanto, se utilizaron en este proyecto dos inductores de núcleo de hierro y chapa de silicio grano orientado, que son parte de otro proyecto al cual éste será anexado. Cada una de ellas posee un valor de inductancia de 5 mHy y se midió para cada una de ellas una resistencia de pérdidas: $R_L = 0,2 \Omega$ aproximadamente.

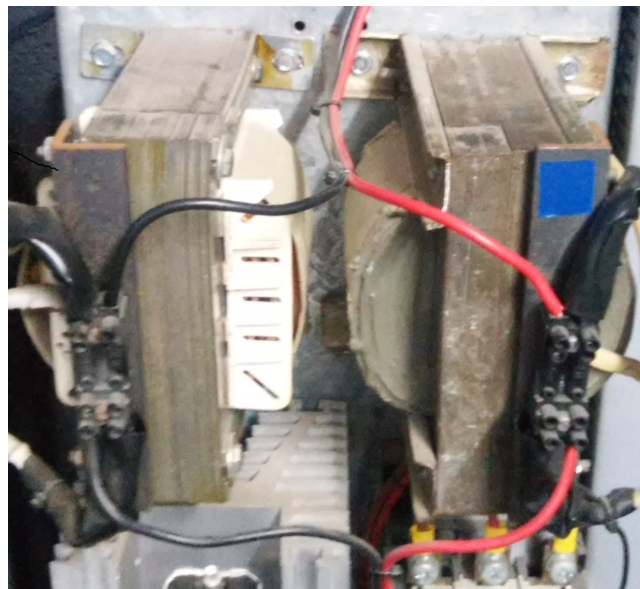


Figura 2.10: Inductores utilizados.

Llaves de Conmutación

Tal como puede verse en la Fig. 2.2, el convertidor se compone de una rama ó un par de llaves semiconductoras. Para llevar a cabo la conversión, dichas llaves deben poder ser comandadas tanto en el apagado como en el encendido. Por lo tanto, debe recurrirse a alguna de las siguientes tecnologías de semiconductores: *TBJ* (transistor bipolar de juntura), *MOSFET* (transistor de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor), ó *IGBT* (transistor bipolar de compuerta aislada) que son las tecnologías más comunes de llaves completamente controlables. En la Tabla 2.2 se resume la capacidad de manejo de potencia de las tecnologías mencionadas. ²

Como se observa en la tabla, el rango de potencias junto con la frecuencia de conmutación empleados en este proyecto coinciden con el rango de trabajo de los IGBTs, por lo que su utilización resulta apropiada.

Tabla 2.2: Capacidades de Dispositivos Semiconductores de Potencia.

Tecnología	Tensión	Corriente	f_{sw}
TBJ	< 1200 V	< 700 A	< 25 KHz
IGBT	< 2000 V	< 500 A	< 75 KHz
MOSFET	< 1000 V	< 100 A	< 1 MHz

En base a esto, se optó por el módulo comercial *SKM100GB128DN* de *Semikron*, el cual integra el par de IGBTs requeridos preparados para conmutar con frecuencias de hasta 20 KHz, soportando una tensión máxima entre *colector-emisor* de 1200 V y corrientes de hasta 100 A. Además, ambos IGBTs llevan conectados un diodo en antiparalelo, denominado *Diodo CAL* (Controlled-Axial-Lifetime), el cual, en casos donde las llaves deban ser bidireccionales, permite la circulación de corriente aun cuando ambos transistores están apagados, evitando así fallas por sobretensión. En este caso, los diodos no serán utilizados, por lo que las pérdidas asociadas a su operación no estarán presentes. En la Fig. 2.11 se muestra el circuito esquemático del módulo utilizado. Para poder conmutar el estado de las llaves es necesario contar con circuitos de accionamiento o drivers, que acondicionen las señales lógicas a señales de magnitud y dinámica apropiadas para tal fin.

²<https://www.slideshare.net/robysdj/electrnica-de-potencia>

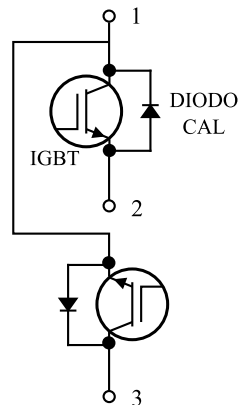


Figura 2.11: Circuito interno del módulo IGBT *SKM100GB128DN*.

Drivers de las Llaves IGBT

Para comandar a los IGBTs se emplearon drivers específicos para el módulo utilizado. Dichos drivers, reciben la señal de disparo del bloque de control y llevan a cabo el proceso de conmutación de los IGBTs, el cual consiste en inyectar ó remover la carga del terminal de compuerta (*gate*) para producir el encendido ó apagado, respectivamente.

Los drivers utilizados presentan las siguientes características:

- Para reducir las pérdidas generadas durante la conmutación resulta conveniente que los IGBTs conmuten lo más rápido posible. Sin embargo, un tiempo de conmutación muy corto puede producir un sobrepico de tensión sobre los bornes del IGBT. Los drivers utilizados presentan un tiempo de conmutación de 150 ns para el encendido y 250 ns para el apagado. Estos tiempos son función de los niveles de tensión que utiliza el driver para conmutar la llave, los cuales son +15 V para el encendido y 0 V para el apagado, y de la resistencia total en el *gate* que es de aproximadamente $7\ \Omega$. En lo que respecta a esta característica no se han presentado inconvenientes durante el desarrollo de las pruebas experimentales.
- Cada driver se alimentó individualmente con su propio transformador aislado del resto del sistema, los mismos son transformadores de laminación, los cuales reducen la tensión de red monofásica de $220\ V_{\text{rms}}$ a $15\ V_{\text{rms}}$.
- Por otra parte, la recepción de las señales enviadas por el bloque de control en los drivers se realiza a través de optoacopladores que proveen una gran aislación y un muy buen desacople en altas frecuencias.

Diseño Térmico

Para los cálculos de las pérdidas con el IGBT se deben tener en cuenta dos mecanismos: por *conducción* y por *conmutación*.

Pérdidas por conducción:

Se utiliza el modelo simple del IGBT en conducción que se muestra en la Fig. 2.12 El diodo representa la caída de tensión constante que se observa en bornes del dispositivo cuando esta saturado.

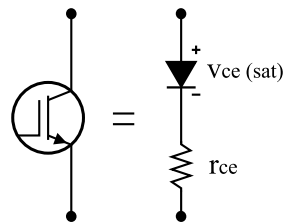


Figura 2.12: Modelo eléctrico equivalente para el IGBT en conducción.

Los parámetros r_{ce} y $V_{ce (sat)}$ se obtienen de las hojas de datos. Dado que estos varían dentro de cierto rango de tolerancia y además son función de la temperatura, se toman los valores máximos:

$$r_{ce} = 20 \text{ m}\Omega \quad , \quad V_{ce (sat)} = 2,55 \text{ V}$$

Del modelo descrito, se obtiene la siguiente expresión para las pérdidas por conducción en el IGBT:

$$\bar{P}_{conducción} = I_c^2 \cdot r_{ce} + I_c \cdot V_{ce (sat)}$$

donde: $I_c = i_{in} \cdot d = 8,5 \text{ A}$ en condiciones nominales (2.1 y 2.2). Luego:

$$\bar{P}_{conducción} = 23,12 \text{ W}$$

Pérdidas por conmutación:

Debido a las características de operación del convertidor, el IGBT se ve forzado a conmutar una carga reactiva. En el proceso se producen pérdidas debido

a que el dispositivo transita por la zona activa para pasar del estado de bloqueo al de conducción y viceversa. Este mecanismo de pérdidas ocurre con todos los tipos de llaves empleadas en convertidores (MOSFETs, IGBTs, TBJs), pero los IGBTs en particular presentan un fenómeno adicional: debido a la acumulación de portadores minoritarios durante la conducción en una de las junturas del semiconductor, el dispositivo continúa conduciendo una fracción de la corriente inicial aún después de terminado el proceso de apagado. En la Fig. 2.13 se muestra una aproximación lineal de este proceso.

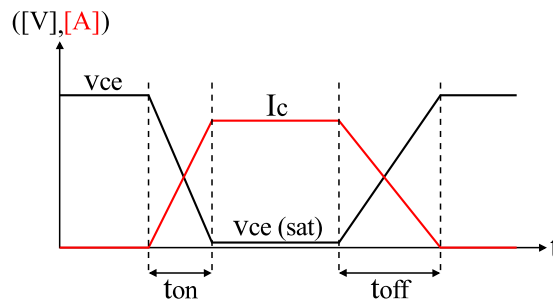


Figura 2.13: Aproximación lineal de las pérdidas por conmutación de un IGBT.

A partir de la Fig. 2.13 las pérdidas de energía en el encendido y el apagado (E_{on} y E_{off}) pueden ser calculadas como:

$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} v(t) \cdot i(t) dt = \int_0^{t_{on}} \left(V_{ce} - \frac{V_{ce} - V_{ce(sat)}}{t_{on}} \cdot t \right) \cdot \left(\frac{I_c}{t_{on}} \cdot t \right) dt$$

$$E_{off} = \int_0^{t_{off}} v(t) \cdot i(t) dt = \int_0^{t_{off}} \left(V_{ce(sat)} + \frac{V_{ce} - V_{ce(sat)}}{t_{off}} \cdot t \right) \cdot \left(I_c - \frac{I_c}{t_{off}} \cdot t \right) dt$$

Considerando las condiciones nominales (Tabla 2.1) y de acuerdo a las hojas de datos se obtienen los siguientes valores para los diferentes parámetros:

$$V_{ce} = 500 \text{ V}, \quad I_c = 18,5 \text{ A}$$

$$t_{on} = 195 \text{ ns}, \quad t_{off} = 610 \text{ ns}$$

Resultando de esta manera:

$$E_{on} = 303,7 \mu\text{J}$$

$$E_{off} = 950 \mu\text{J}$$

Luego las pérdidas por conmutación se obtienen multiplicando por la frecuencia de conmutación:

$$\bar{P}_{sw} = f_{sw} \cdot (E_{on} + E_{off}) = 12,54 \text{ W}$$

Finalmente, las pérdidas generadas por todos los dispositivos en el módulo son:

$$P_{módulo} = 2 \cdot (\bar{P}_{conducción} + \bar{P}_{sw}) = 71,32 \text{ W}$$

De acuerdo a los parámetros térmicos que plantean las hojas de datos del módulo IGBT:

$$T_j máx = 150 \text{ }^\circ\text{C}, \quad R_{j-c} = 0,42 \text{ }^\circ\text{C/W}, \quad R_{c-d} = 0,05 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

se utiliza la ecuación 2.4 derivada del modelo térmico planteado en la Fig. 2.6, resultando una resistencia de disipación máxima de:

$$R_{d-a} máx = 1,28 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Por ende, para evacuar las pérdidas producidas en el módulo IGBT *SKM100GB128DN* se utilizó el perfil *ZD-23* de la empresa *International Aluel*, el cual puede verse junto con sus secciones en la Fig. 2.14, presentando una longitud de 150 mm y cuya resistencia térmica equivalente es: $R_{d-a} = 0,6 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

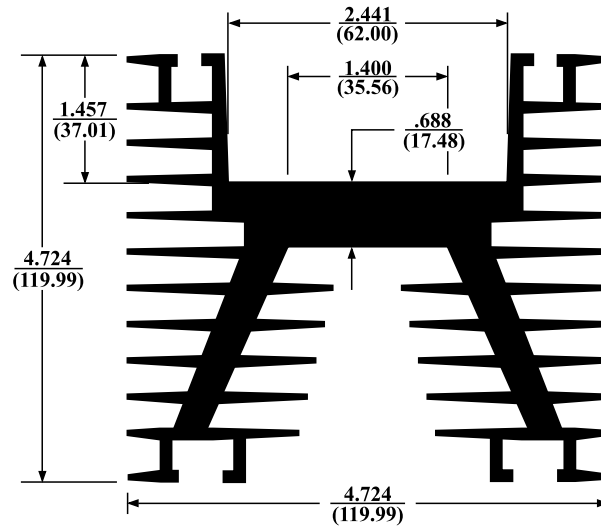


Figura 2.14: Secciones disipador térmico del módulo IGBT.

Asumiendo que la temperatura ambiente se mantiene en 25°C , la temperatura de juntura en condiciones nominales es de: $T_j = 101,31^{\circ}\text{C}$. Esto es $48,69^{\circ}\text{C}$ por debajo del máximo de 150°C que especifica el fabricante, lo cual es aceptable ya que implica una operación confiable del dispositivo.

Por último, en la Fig. 2.15 se muestra el montaje final del módulo en donde se pueden apreciar claramente los drivers y el disipador seleccionado.



Figura 2.15: Montaje del módulo IGBT.

Diodos

Se utilizaron diodos ultra rápidos *MUR 30100E* de *Motorola*, capaces de soportar una corriente de conducción de 30 A y una tensión inversa máxima de 1000 V. Además, admiten una temperatura de juntura máxima de 175 °C, y como característica especial poseen un tiempo de recuperación del orden de los 100 ns, reduciendo las pérdidas por conmutación con respecto a diodos más lentos.

Diseño Térmico

En los diodos de potencia como los utilizados no solo se deben tener en cuenta las pérdidas por *conducción* sino que también presentan pérdidas por *carga de recuperación inversa*.

Pérdidas por conducción:

Estas pérdidas se obtienen de la misma manera que para los diodos del rectificador. De las hojas de datos del *MUR 30100E* se extrae el siguiente valor para la caída de tensión en directa:

$$V_f = 1,3 \text{ V}$$

En base a este, se obtuvieron las siguientes pérdidas:

$$P_{\text{conducción}} = I_f \cdot V_f = 13 \text{ W}$$

siendo: $I_f = i_{\text{out}}$ en condiciones nominales (Tabla 2.1).

Pérdidas por carga de recuperación inversa:

El paso del estado de conducción al de bloqueo (y viceversa) en el diodo no se efectúa instantáneamente. Si un diodo se encuentra conduciendo una determinada intensidad I_f la zona central de la unión P-N se satura de portadores mayoritarios, cuya densidad aumenta cuanto mayor sea I_f . Si mediante la aplicación de una tensión inversa se fuerza la anulación de la corriente con cierta velocidad $\frac{di_D}{dt}$, resultará que después del paso por cero de la corriente existe cierta cantidad de portadores que cambian su sentido de movimiento y permiten que el diodo conduzca en sentido contrario durante un instante. Como se muestra en la Fig. 2.16,

la tensión inversa entre ánodo y cátodo no se establece hasta después del tiempo t_a llamado tiempo de almacenamiento, en el que los portadores empiezan a escasear y aparece en la unión la zona de carga espacial. Luego, la intensidad tarda un tiempo t_b (llamado tiempo de caída) en pasar de un valor pico negativo (I_{rr}) a un valor despreciable mientras desaparece el exceso de portadores.

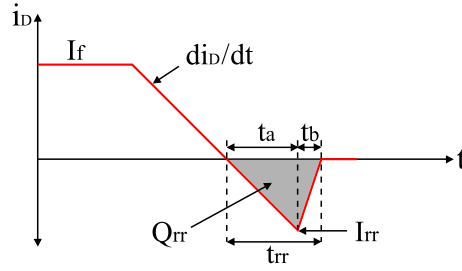


Figura 2.16: Carga de recuperación inversa del diodo.

De la Fig. 2.16, se puede definir al tiempo de recuperación inversa como la suma de t_a y t_b :

$$t_{rr} = t_a + t_b$$

También puede considerarse a la carga eléctrica desplazada (Q_{rr}), que representa el área negativa de la característica de recuperación inversa del diodo, por el área de un triángulo:

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} \cdot t_{rr} \cdot I_{rr}$$

De donde:

$$I_{rr} = \frac{di_D}{dt} \cdot t_a$$

Por lo tanto, suponiendo el caso en que: $t_a \gg t_b \rightarrow t_{rr} = t_a$. Puede calcularse la energía de recuperación inversa como:

$$E_{Q_{rr}} = \int_0^{t_{rr}} v(t) \cdot i(t) dt = \int_0^{t_{rr}} (V_{bus}) \cdot \left(-\frac{I_{rr}}{t_{rr}} \cdot t \right) dt = V_{bus} \cdot \frac{1}{2} t_{rr} I_{rr} = V_{bus} \cdot Q_{rr}$$

donde para las condiciones nominales planteadas en la Tabla 2.1, se extrae de las hojas de datos un valor de $Q_{rr} = 0,3 \mu\text{C}$, resultando para este caso:

$$E_{Qrr} = 0,3 \text{ mJ}$$

Luego, multiplicando por la frecuencia de conmutación se obtiene:

$$P_{Qrr} = f_{sw} \cdot E_{Qrr} = 3 \text{ W}$$

Finalmente, las pérdidas totales en cada uno de los diodos son:

$$P_D = P_{conducción} + P_{Qrr} = 16 \text{ W}$$

Con las pérdidas obtenidas, a través de la ecuación 2.4, se calculó la máxima resistencia térmica equivalente que permite disiparlas:

$$R_{d-a} máx = 6,97 \text{ °C/W}$$

Para lo cual, se considero $T_a = 25 \text{ °C}$ y se extrajeron de las hojas de datos los siguientes valores:

$$T_j máx = 175 \text{ °C}, \quad R_{j-c} = 1,4 \text{ °C/W}, \quad R_{c-d} = 1 \text{ °C/W}$$

Por lo tanto, para cada uno de los diodos *MUR 30100E*, se escogió un disipador cuyo perfil es el *ZD-8* de *International Aluel*, el cual presenta una resistencia térmica: $R_{d-a} = 2 \text{ °C/W}$ y una longitud de 150 mm. Dicho perfil se muestra en la Fig. 2.17 junto con sus secciones.

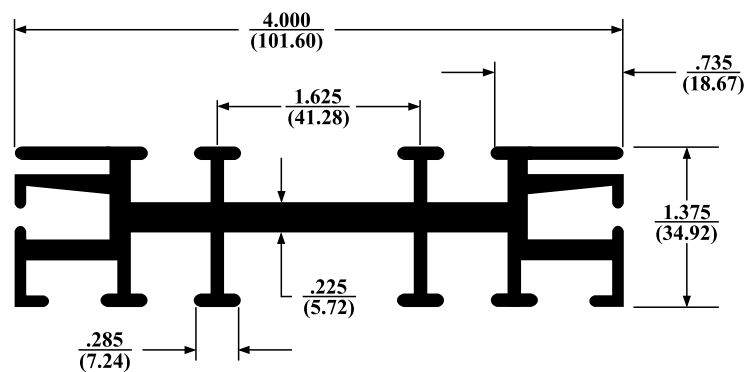


Figura 2.17: Secciones disipador térmico de los diodos.

Se asume, de esta manera, una temperatura de junta máxima de $95,4 \text{ °C}$. Lo cual implica una operación confiable, ya que aun en el peor caso los diodos

trabajaran a una temperatura de aproximadamente 80 °C por debajo del máximo especificado por el fabricante.

Por último, en la Fig.2.18 se muestra el montaje final de uno de los diodos de potencia sobre el dissipador seleccionado.



Figura 2.18: Montaje diodo *MUR 30100E*.

2.3.3. Bus de Tensión de C.C.

El bus de tensión de c.c. consta de dos capacitores electrolíticos de aluminio modelo *ALS30A222NP500* de la marca *BHC*, existente como fuente de tensión de un inversor trifásico conectado a red. Cada uno posee una capacidad de 2200 μF , soportan tensiones de hasta 500 V y una tolerancia de $\pm 20\%$. Además soportan sobrepicos de tensión del orden de los 100 V por un tiempo no mayor a 500 ms. Los capacitores se encuentran configurados en serie, por ende se cuenta con una capacidad de manejo de tensión total de 1000 V balanceados y una capacidad total de bus de 1100 μF .

2.3.4. Resumen de Parámetros y Pérdidas

La Tabla 2.3 resume los parámetros de la planta seleccionados para su implementación junto con los valores resultantes de los coeficientes de las funciones de transferencia discretas (1.18 y 1.19) obtenidas en el capítulo anterior.

Tabla 2.3: Parámetros de Planta y de Control.

Parámetro	Valor
Inductancia de entrada, L	10 mHy
Resistencia de entrada, R_L	0,2 Ω
Capacidad del bus por capacitor, C	2200 μ F
Período de muestreo, T_s	100 μ s
m_1	0.00988
n_1	0.996
m_2	0.04545

Por su parte, en la Tabla 2.4 se listan las pérdidas obtenidas de cada etapa y las pérdidas totales, para condiciones nominales. Como se vera más adelante, dado que las pruebas experimentales se realizaron a 2,075 KW se han incluido también los valores de las pérdidas correspondientes a este caso, los cuales fueron calculados del mismo modo que para condiciones nominales.

Tabla 2.4: Pérdidas.

	a 10 KW	a 2,075 KW
$P_{Rectificador}$	14,8 W	6,72 W
$P_{cond.} Q_1/Q_2$	46,24 W	29,5 W
$P_{sw} Q_1/Q_2$	25,08 W	8,4 W
$P_{total} Q_1/Q_2$	71,32 W	37,9 W
$P_{cond.} D_1/D_2$	26 W	7,424 W
$P_{Qrr} D_1/D_2$	6 W	4,41 W
$P_{total} D_1/D_2$	32 W	11,834 W
P_{Total}	118,12 W	56,454 W

Por último, en la Tabla 2.5 se detallan las temperaturas de juntura (T_j) en condiciones nominales obtenidas de acuerdo a los elementos de disipación utilizados en el prototipo.

Tabla 2.5: Temperaturas de Juntura en condiciones nominales.

	T_j
Rectificador	73,54 °C
Módulo IGBT	101,31 °C
Diodos	95,4 °C

Capítulo 3

Control de Corriente y Desbalance del Bus de C.C.

En los capítulos anteriores, se diseñaron los parámetros de la planta y se obtuvo un modelo del sistema propuesto. Este último, se compone de dos funciones de transferencia independientes de la planta las cuales representan el modelo dinámico de la corriente de entrada y el desbalance de tensión del bus de continua. En este capítulo se presenta el diseño de una estrategia de control tipo PI para cada una de las variables a controlar y se obtendrán los algoritmos de control correspondientes.

3.1. Sistema de Control Propuesto

Cuando dos o más variables necesitan ser controladas y las mismas o las entradas de control no son independientes entre si, debería utilizarse una estrategia de control MIMO (*Multiple Input - Multiple Output*). Sin embargo, debido al hecho que el modelo del sistema se representó por medio de dos funciones de transferencia independientes, dos controladores SISO (*Single Input - Single Output*) individuales pueden ser usados, actuando como un controlador MIMO.

La estrategia de control implementada debe cumplir con las siguientes propiedades:

- *Robustez*: el sistema a lazo cerrado debe ser robusto frente a la existencia de diversos factores inherentes a la implementación:

- retardos en el lazo de control, producto de las conversiones A-D y del tiempo de cálculo del microprocesador.
 - variación de la inductancia y de los capacitores, causada por cambios de temperatura, envejecimiento y modificación de las condiciones de trabajo.
- *Velocidad de respuesta:* debe ser rápida para poder controlar el sistema frente a variaciones abruptas de la corriente de referencia y de carga.
 - *Rechazo a perturbaciones:* el lazo de control debe poseer un ancho de banda y ganancia suficientes como para rechazar señales espurias.

El diagrama en bloques del sistema de control implementado para el 3LBR se muestra en la Fig. 3.1.

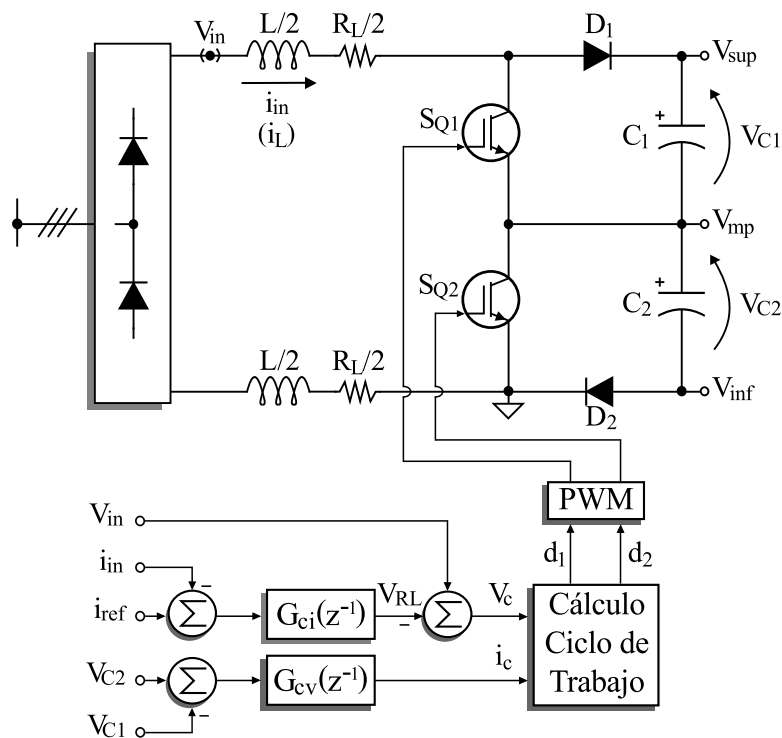


Figura 3.1: Diagrama en bloques del sistema de control.

Para su diseño se tuvieron en cuenta las siguientes consideraciones:

- 1) Debido a las variaciones relativamente aleatorias en el recurso, la referencia de corriente de entrada proporcionada por algún algoritmo de MPPT al convertidor cambia constantemente. Por lo tanto, es sumamente importante garantizar

el seguimiento de esta variable. Sin embargo, en este proyecto el sistema de control MPPT no fue implementado, por lo cual la variable i_{ref} se introducirá manualmente al sistema mediante una interfaz de usuario.

- 2) El balance de tensión de los capacitores que componen el bus de c.c. deberá mantenerse constante para garantizar el correcto funcionamiento de la etapa inversora incluso en situaciones de carga desbalanceada.

Para lograr tales objetivos, se define como entrada a la estrategia de control utilizada el error de corriente (e_i) y el error de tensión del bus (e_v), los cuales se definen como:

$$e_i = i_{ref} - i_{in} \quad (3.1)$$

donde i_{ref} es la referencia de corriente, y

$$e_v = 0 - [(V_{sup} - V_{mp}) - (V_{mp} - V_{inf})] = -V_{desb} \quad (3.2)$$

donde: $V_{desb} = V_{C1} - V_{C2}$. Como puede observarse en (3.2), la referencia es constante e igual a cero, de forma tal de obtener el mínimo desbalance de tensión posible. La corriente de entrada i_{in} y las tensiones V_{C1} y V_{C2} son adquiridas a partir de los sistemas de sensado correspondientes.

Las señales de ciclo de trabajo (d_1 y d_2) para el modulo PWM se obtienen a partir de las ecuaciones (1.8) y (1.9), las cuales surgen a partir de las ecuaciones de estado de i_{in} y V_{desb} del modelo promediado obtenido en 1.2.2.

Para lograr los objetivos de control mencionados, se diseñaron dos controladores lineales independientes tipo PI, uno de ellos encargado de asegurar el comportamiento dinámico de la corriente de entrada y el otro de controlar el desbalance de tensión del bus de continua. Un controlador PI obtiene la señal de control mediante:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (3.3)$$

donde K_p representa la ganancia proporcional y T_i denominada tiempo integral es quien ajusta la acción integral del controlador. Luego la función de transferencia en forma genérica resulta:

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_i}{s} \cdot \left(1 + \frac{s}{a}\right) \quad (3.4)$$

donde: $K_i = \frac{K_p}{T_i}$ representa a la constante de integración, y $a = \frac{K_i}{K_p}$ determina la ubicación del cero.

Este tipo de controlador agrega un polo y un cero a la Transferencia de Lazo Abierto cuya ubicación permite dar forma a la respuesta en frecuencia en base a los requerimientos de control. El polo en el origen garantiza error cero a la referencia de tipo escalón en régimen permanente, y la ubicación del cero permite optimizar la respuesta transitoria del sistema. Por lo tanto, el correcto diseño del controlador PI permite mejorar la respuesta transitoria del sistema sin compensación reduciendo el amortiguamiento y el sobrepaso máximo y anular el error en régimen permanente.

Para el diseño de los controladores se utilizó la técnica de ubicación de polos y ceros. Debido a que las plantas están compuestas por un polo en el origen (asumiendo que tanto el inductor como el capacitor tienen resistencias serie nulas) y un retardo, se abordó dicho diseño en forma genérica sin tener en cuenta de la ganancia de cada planta en particular, lo cual presenta una ventaja debido a la necesidad de realizar un único diseño del compensador. Por ende la planta a compensar presenta un polo en el origen con ganancia unitaria y un retardo:

$$G_p(s) = \frac{e^{-T_d \cdot s}}{s} \quad (3.5)$$

La principal característica que se tuvo en cuenta al momento del diseño fue obtener un margen de fase ($M\Phi$) de aproximadamente 45° ($\frac{\pi}{4}$ rad). Como el sistema compensado a lazo abierto presenta dos polos en el origen, uno debido a la planta y otro debido al controlador, y un cero:

$$M\Phi(\omega) = \frac{\pi}{4} = \pi + \arctg\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right) - 2 \cdot \arctg\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) - \omega \cdot \frac{T_d}{2} \quad (3.6)$$

Considerando que los polos en el origen aportan un rotación de fase de $\frac{\pi}{2}$ rad cada uno, para averiguar la ubicación del cero se despeja ω_z de (3.6), la cual resulta en función del retardo agregado por el sistema:

$$\omega_z = \frac{\omega}{\tan\left(\frac{\pi}{4} + \omega \cdot \frac{T_d}{2}\right)} \quad (3.7)$$

Por lo tanto se realizó un análisis del aporte de fase provocado por los retardos del sistema. Considerando: $T_d = 200 \mu s$, debido al modelo expresado en (1.20) y (1.21) se obtuvo el diagrama de Bode que se muestra en la Fig. 3.2.

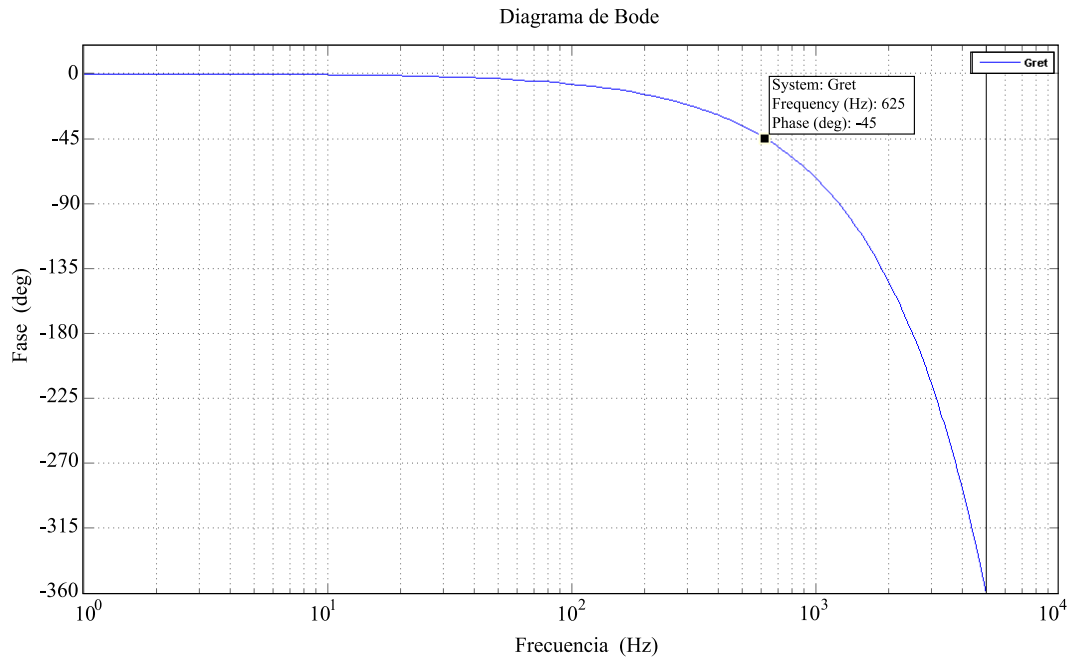


Figura 3.2: Fase aportada por T_d en función de la frecuencia.

Como se muestra en la Fig. 3.2, el retardo aporta un retraso de fase de -45° a una frecuencia: $f_{ret} = 625$ Hz. Con esto, sin tener en cuenta la fase que aporta el cero, es decir considerando únicamente el retardo y el polo doble en el origen, se obtiene una rotación de fase total en f_{ret} :

$$\phi(f_{ret}) = -45^\circ - 180^\circ = -235^\circ$$

Ubicando el cero del controlador una década por debajo de f_{ret} ($f_{cero} = f_{ret}/10 = 62,5$ Hz), se logra aportar a la curva de fase una rotación de $+90^\circ$ en f_{ret} , obteniendo de esta manera un margen de fase: $M\Phi = -45^\circ$. Por lo tanto, se define la ubicación del cero en:

$$a = 2\pi \cdot f_{cero} \approx 400 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

Luego, se calcularon las ganancias del controlador de manera de maximizar el ancho de banda. Como se muestra en la Fig. 3.3, se pueden agregar hasta 120 dB sin perder el margen de fase deseado. Por ende, se calculó la constante de integración resultando:

$$K_i = 10^{\frac{120}{20}} = 10^6$$

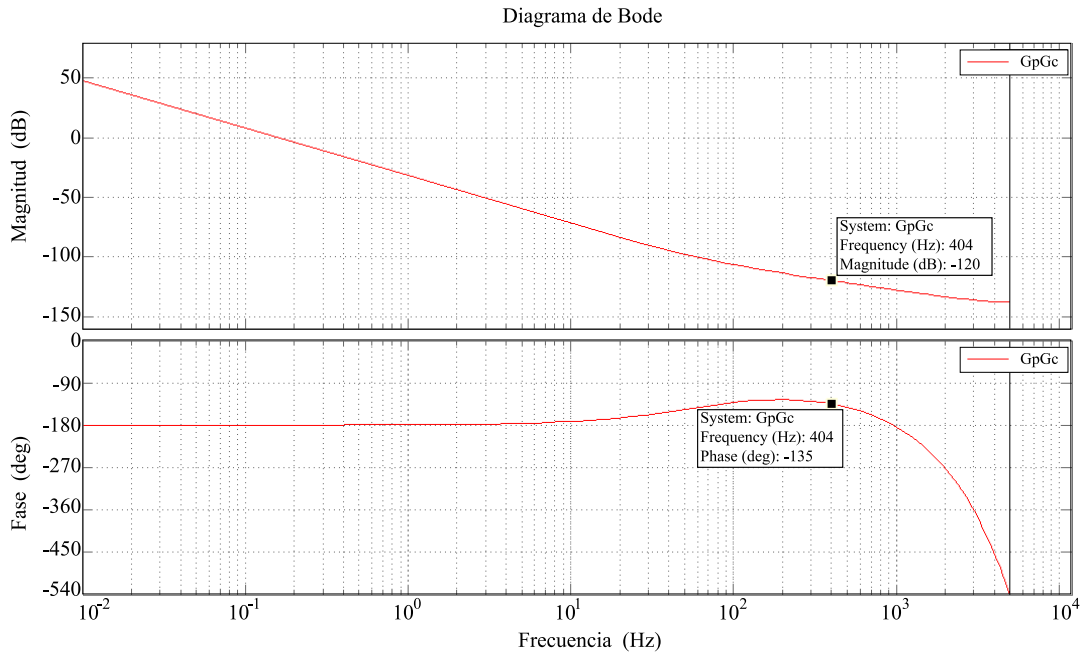


Figura 3.3: Diagrama de bode de amplitud y fase del controlador con ganancia unitaria.

a partir de lo cual se obtiene la constante proporcional como:

$$K_p = \frac{K_i}{a} = 2,5 \cdot 10^3$$

Finalmente, en la Fig. 3.4 se observa el diagrama de Bode de amplitud y fase a lazo abierto resultante, donde se puede apreciar un margen de fase: $M\Phi = 45^\circ$, con un ancho de banda de 404 Hz.

Habiendo obtenido todas las constantes del controlador, se especializó el mismo para poder controlar cada planta en particular. Esto se logró, aplicando sobre cada controlador una ganancia proporcional a la planta sobre la que debe actuar. De esta manera se obtuvieron las funciones transferencia del controlador de corriente y el controlador del desbalance en el bus de c.c. como se indica en (3.8) y (3.9), respectivamente.

$$G_{ci}(s) = L \cdot G_c(s) = \frac{L \cdot K_i}{s} \cdot \left(1 + \frac{s}{a}\right) \quad (3.8)$$

$$G_{cv}(s) = C \cdot G_c(s) = \frac{C \cdot K_i}{s} \cdot \left(1 + \frac{s}{a}\right) \quad (3.9)$$

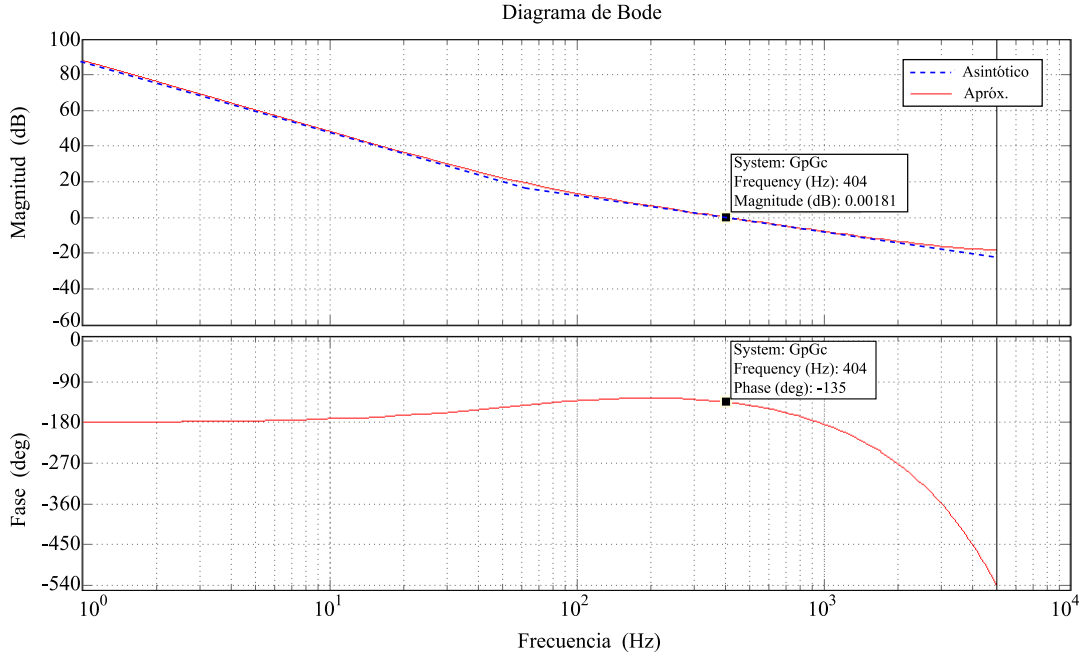


Figura 3.4: Diagrama de bode de amplitud y fase del sistema a lazo abierto.

Finalmente se discretizaron las funciones de transferencia de ambos controladores (con $T_{sw} = 100 \mu s$) a través del método de la transformada bilineal. Para llevar a cabo esto, se utilizó la línea de comando $c2d(G_c, T_d, 'tustin')$ en *Matlab*, donde *tustin* indica el método de la transformada bilineal. Las funciones de transferencia discretas resultantes pueden verse en las ecuaciones (3.10) y (3.11), respectivamente.

$$G_{ci}(z^{-1}) = \frac{K_{1i} - K_{2i} \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.10)$$

$$G_{cv}(z^{-1}) = \frac{K_{1v} - K_{2v} \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.11)$$

Como se definió anteriormente, cada uno de los controladores PI tiene como entrada el error de corriente e_i y la tensión de desbalance e_v . A continuación se presentan los algoritmos de control, tanto para el desbalance de tensión del bus (3.12) como para el control de la corriente de entrada (3.13). Los índices k y $k-1$ representan la muestra actual y la muestra anterior, respectivamente.

$$v_c[k] = K_{1i} \cdot e_i[k] + K_{2i} \cdot e_i[k-1] + v_c[k-1] \quad (3.12)$$

$$i_c[k] = K_{1v} \cdot e_v[k] + K_{2v} \cdot e_v[k - 1] + i_c[k - 1] \quad (3.13)$$

En la Tabla 3.1 se presentan los parámetros de control obtenidos del diseño de los controladores PI.

Tabla 3.1: Coeficientes de Controladores v_c y i_c .

Parámetro	Valor
K_{1i}	25.5
K_{2i}	-24.5
K_{1v}	5.61
K_{2v}	-5.39

3.1.1. Análisis Transitorio en Respuesta a un Escalón de Corriente

Los sistemas que pueden almacenar energía no responden instantáneamente y exhiben respuestas transitorias cada vez que están sujetos a entradas o perturbaciones. Las características deseadas del comportamiento de un sistema de segundo orden, pueden especificarse en función de la respuesta transitoria ante una entrada escalón.

A continuación se describen algunas de las características de los sistemas de segundo orden subamortiguados:

1. Tiempo de retardo, T_d : tiempo entre el inicio del escalón y el inicio de la respuesta del sistema.
2. Tiempo de crecimiento, t_r : tiempo requerido para para que la respuesta pase del 10 al 90 % de su valor final.
3. Tiempo pico, t_p : tiempo que necesita la respuesta del sistema para alcanzar el máximo sobrepaso o sobreimpulso (*overshoot*).
4. Tiempo de establecimiento, t_s : es el tiempo necesario para que la respuesta alcance y permanezca dentro de un porcentaje (generalmente del 2 %) del error alrededor del valor final.

5. Sobrepasso máximo, M_p : Es la magnitud del primer sobrepasso el cual ocurre en el tiempo pico, medido desde la señal de referencia.

De esta manera, en esta sección se analizan las características en régimen transitorio del sistema de control de corriente. En la Fig. 3.5 se muestra la respuesta del sistema a una entrada escalón unitario, la cual se obtuvo a través del comando `step[Gp(s)Gc(s)]` en Matlab.

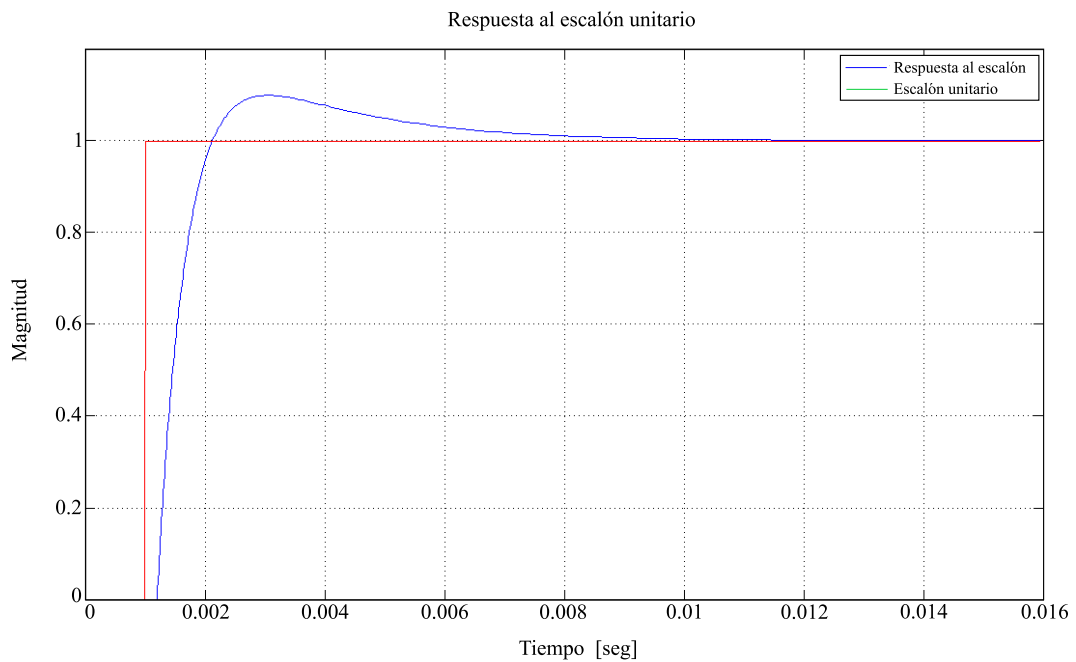


Figura 3.5: Respuesta al escalón unitario.

Finalmente, en la Tabla 3.2 se resumen los valores obtenidos de la respuesta subamortiguada del sistema. Dichos valores se utilizarán luego para contrastar los resultados obtenidos a través de las simulaciones y las pruebas experimentales realizadas en el Capítulo 5.

Tabla 3.2: Características en Régimen Transitorio del Control de Corriente.

	Valor
Tiempo de retardo, T_d	200 μ s
Tiempo de crecimiento, t_r	650 μ s
Tiempo pico, t_p	3 ms
Tiempo de establecimiento, t_s	8 ms
Sobrepaso máximo, M_p	10 %

Capítulo 4

Diseño e Implementación del Bloque de Control

En este capítulo se presenta el desarrollo del bloque de control del prototipo de acuerdo con la estrategia de control diseñada en el capítulo anterior. En primer lugar se presentará el diseño e implementación del hardware de control; en tanto que en la segunda parte se detalla la estructura del firmware implementado y el desarrollo de la interfaz de usuario.

4.1. Hardware de Control

En esta sección se describe la implementación del hardware de control. Como se vio anteriormente, el sistema de control está compuesto por dos subsistemas: *el Controlador de Corriente* y el *Controlador de Desbalance de Tensión del Bus de continua*. Por lo cual, se requiere de un sistema de sensado y acondicionamiento de señales que proporcione las variables de interés a un microcontrolador donde se ejecutan los algoritmos de control.

En la Fig. 4.1 se muestra un diagrama en bloques del *hardware* de control, que como se observa se encuentra distribuido en tres PCBs:

- *Placa Base*. Contiene los siguientes circuitos: Acondicionamiento de Señales, Alimentación y conectores para las señales de PWM, hacia los drivers de los IGBTs.

- *Placa del Microcontrolador.* Además del microcontrolador contiene un módulo de comunicación inalámbrica Bluetooth, el cual es implementado para aislar las comunicaciones del sistema de potencia.
- *Placa de Sensado de Tensión.* Incluye un atenuador resistivo y un amplificador optoacoplado, cuya señal de salida es enviada a los circuitos acondicionadores de señal. Se utilizó para el sensado de las tensiones correspondientes al bus de continua.

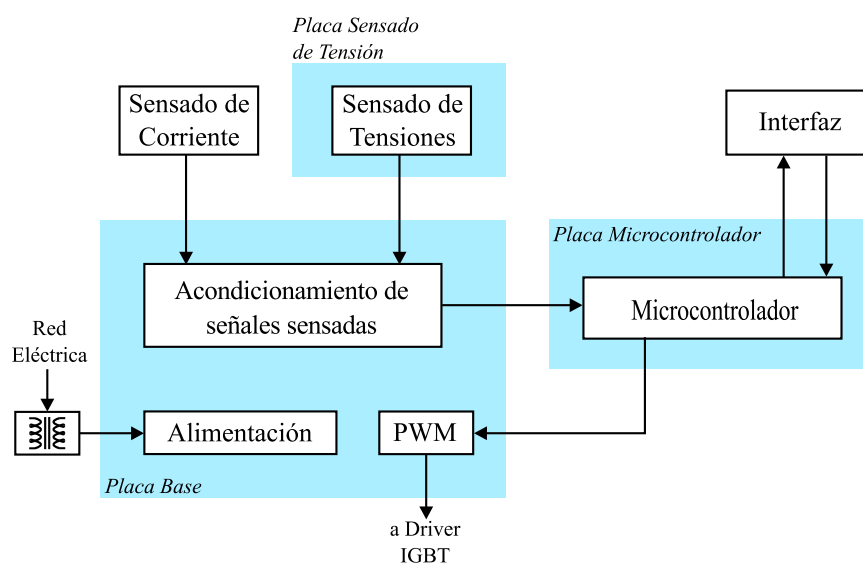


Figura 4.1: Diagrama en bloques del hardware de control.

A excepción de la placa del microcontrolador que corresponde a un kit de desarrollo, se utilizaron diseños de PCBs previamente existentes y desarrollados en el Laboratorio de Instrumentación y Control (LIC) por otros tesis de grado, que cumplieran con los requerimientos funcionales.

4.1.1. Sensados de Tensión y Corriente

Sensado de Corriente

El sensado de la corriente de entrada i_{in} se realizó mediante un sensor de efecto Hall *i72000* de *VDM*. Este módulo permite la medición de forma aislada de hasta $\pm 100\text{A}$ y opera en un rango de frecuencias que van desde c.c. hasta los 100KHz . La señal de sensado que entrega es una corriente proporcional con una relación de 100mA cada 100A de entrada. La utilización de un módulo que

entregue una señal de corriente en lugar de una de tensión resulta conveniente para eliminar problemas de interferencia de modo común. La corriente es sensada entre el inductor y la rama de IGBTs del convertidor.



Figura 4.2: Módulo de sensado de corriente *i72000* de *VDM*.

El conductor fue enrollado dando 5 vueltas alrededor del sensor, tal como se muestra en la Fig. 4.2. Esto permitió obtener el fondo de escala del sensor con una corriente de $20 A_{pk}$, optimizando el rango dinámico de los sensores para las condiciones nominales de operación.

Los módulos requieren tensiones de alimentación de $\pm 15 VCC$, provistas desde la fuente de alimentación existente en la placa base. Para tal fin se utiliza un sistema de tres cables transportando la señal de sensado y las tensiones de alimentación del módulo, como se observa en la Fig. 4.3. La señal recibida por la placa base (*SENS_In*) es acondicionada, luego, por el circuito de la Fig. 4.8.

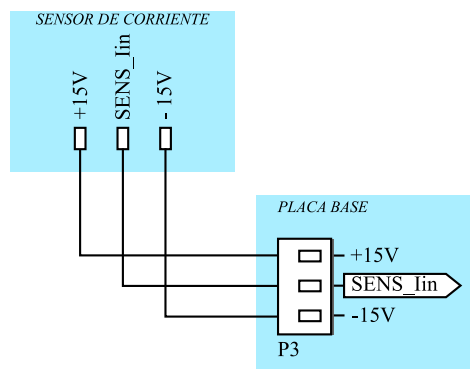


Figura 4.3: Conexión del sensor de corriente con placa base.

Sensado de Tensiones del Bus

En la Fig. 4.4 se muestra el esquemático de la placa utilizada para el sensado de las tensiones del bus de continua.

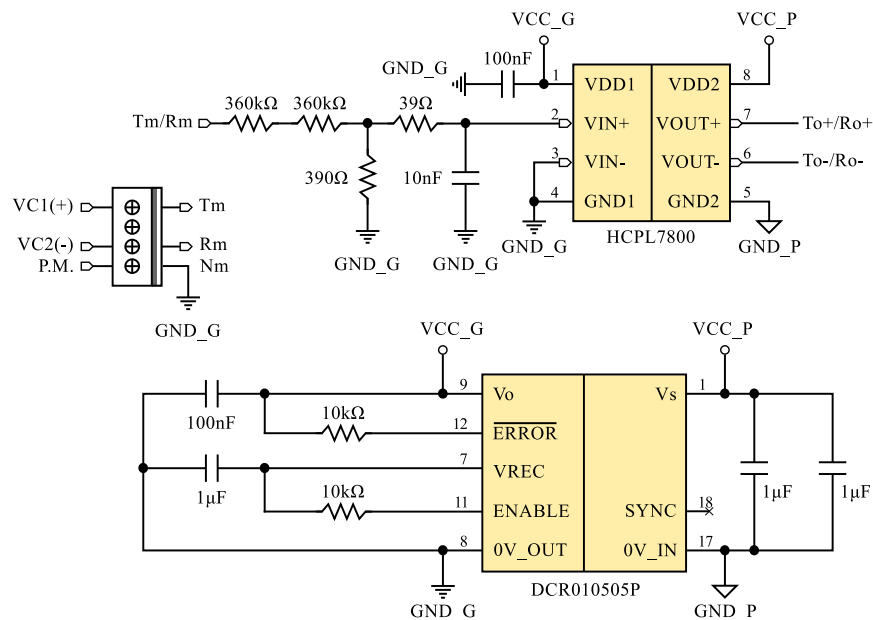


Figura 4.4: Esquemático de placa de sensado de tensión.

Aquí, las entradas T_m y R_m representan la tensión en el terminal positivo de C_1 y el terminal negativo de C_2 respectivamente, las cuales se miden con respecto al punto medio del bus de continua (PM). Cada tensión se reduce por medio de un divisor resistivo y se sensa con el amplificador de aislamiento *HCPL-7800* de *Avago Technologies*. Este transmite a la placa base dos señales proporcionales por cada una de las tensiones del bus (una invertida y otra no-invertida) con una resolución de 4 mV/V . Considerando una tensión máxima en el bus de 1000 V y por ende una tensión máxima por capacitor de 500 V se obtendrá una señal de sensado máxima de 2 V por cada uno de ellos.

También, como protección para la alimentación de los amplificadores de aislamiento se utiliza una solución comercial de aislamiento mediante un convertidor DC-DC *DCR010505P* de *Texas Instruments*, el cual aísla la referencia de la etapa de baja tensión con la de alta tensión.

El circuito requiere una tensión de alimentación de 5 VCC , la cual es provista desde la placa base. En la Fig. 4.5 se observa el cableado implementado entre ambas placas.

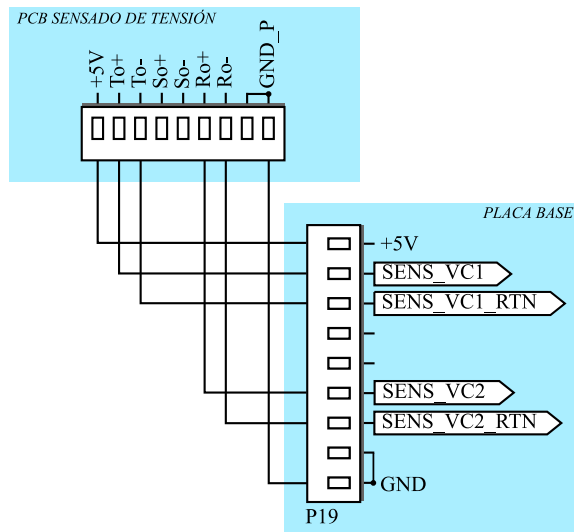


Figura 4.5: Conexión PCB de sensor de tensión con placa base.

4.1.2. Placa Base

Circuitos de Acondicionamiento

Como puede observarse en la Fig. 4.1, las señales provenientes tanto del sensor de corriente como de la placa de sensor de tensión ingresan a los circuitos de acondicionamiento de la placa base. El esquemático del circuito encargado del acondicionamiento de las señales de tensión V_{C1} se muestra en la Fig. 4.6.

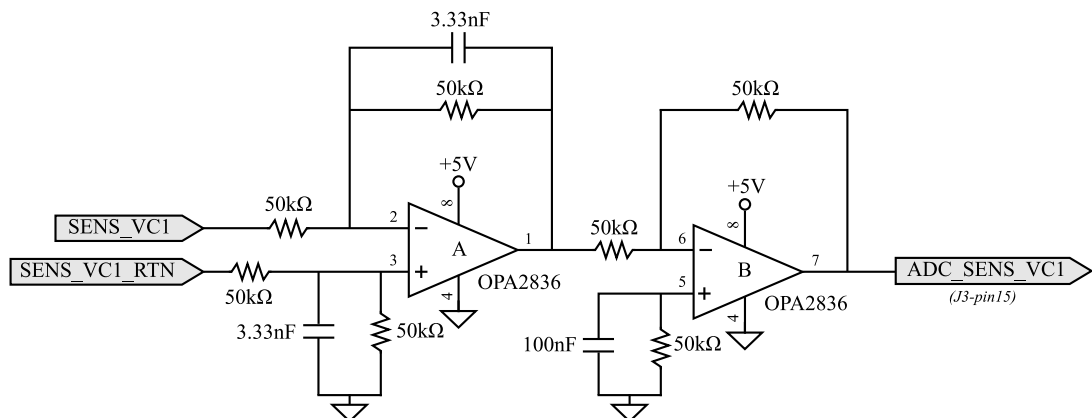


Figura 4.6: Circuito de acondicionamiento de la señal sensada V_{C1} .

El circuito representa un filtro pasabajos implementado con dos amplificadores operacionales *OPA-2836*, ambos en modo inversor y con ganancia unitaria,

conectados en cascada. La entrada diferencial está conformada por la señal diferencial proveniente de la placa de sensado de tensión, obteniéndose una salida filtrada referida a masa.

En la Fig. 4.7 se muestra el esquemático del circuito correspondiente al sensado de tensión V_{C2} . Como puede observarse, se utilizó una etapa inversora simple debido a que la polaridad de la tensión V_{C2} es siempre negativa.

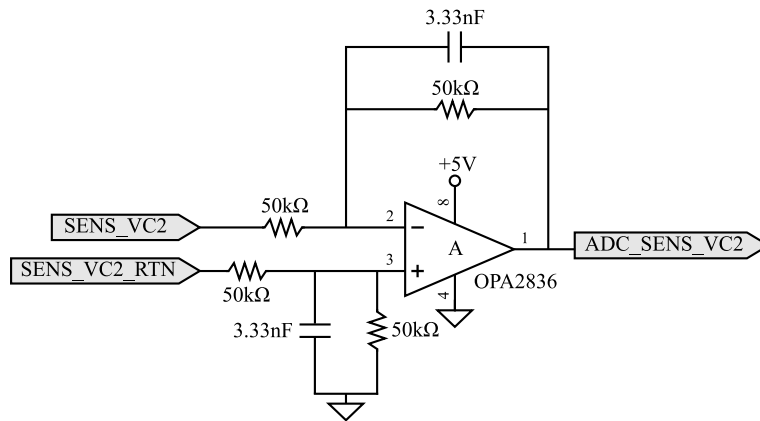


Figura 4.7: Circuito de acondicionamiento de la señal sensada V_{C2} .

Para evitar el aliasing en las adquisiciones y remover el ruido de alta frecuencia, las señales son filtradas con un filtro pasa bajos R-C de primer orden, cuya función transferencia es:

$$F(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_c} \quad (4.1)$$

El ancho de banda del filtro, para el caso del acondicionamiento de las tensiones ha sido ajustado en ~ 1 KHz. Para lo cual, manteniendo fija la resistencia de $50\text{ K}\Omega$, resultó necesario un capacitor de valor:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_c} = 3,18\text{ nF}$$

debido a la inexistencia comercial de dicho valor, se aproximó el mismo a través de un arreglo de capacitores de 10 nF en serie, obteniendo de esta manera una capacidad de $3,33\text{ nF}$ como se muestra en las Figs. 4.6 y 4.7.

Para el sensado de corriente, se utilizó el circuito que se muestra en la Fig. 4.8. El circuito de acondicionamiento realiza una conversión de corriente a tensión por medio de un agrupamiento de resistencias de precisión que presentan una

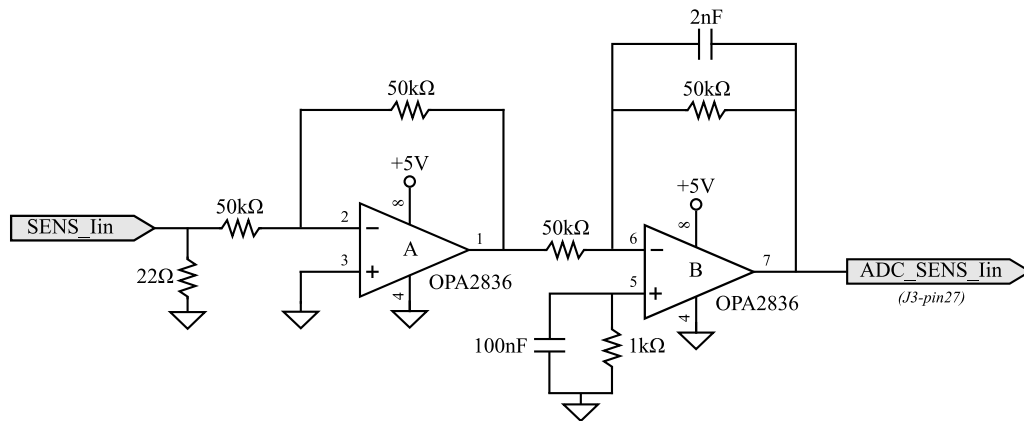


Figura 4.8: Circuito de acondicionamiento de la señal sensada i_{in} .

resistencia equivalente total de $22\ \Omega$. Este valor surgió de considerar una corriente máxima $i_{Lmáx}$ de 30 A que a través de la resolución del sensor de corriente 1:1000 (30 mA) y la cantidad de vueltas de enrollamiento del cable en el mismo (5 vueltas) resulta en: $30\ \text{mA} \cdot 5 = 150\ \text{mA}$. Como este es el máximo valor de corriente con que se puede llegar a trabajar, al pasar por la impedancia de $22\ \Omega$ se obtiene una tensión máxima de 3,3 V que corresponde a la tensión de referencia del ADC interno del microcontrolador.

De igual manera que en el acondicionamiento de tensión, las señales son filtradas con un filtro pasa bajos R-C de primer orden. En este caso, se ajustó un ancho de banda aproximado a los 2 KHz, para lo cual se requería un valor de capacidad: $C = 1,6\ \text{nF}$.

Se aproximó dicho valor a través de un arreglo de capacitores de 1 nF en paralelo, logrando una capacidad total de 2 nF, y por ende, un ancho de banda resultante de 1,6 KHz. Utilizar una f_c menor implica tener retardos mayores en el lazo de control.

En la Fig. 4.9, se observa el diagrama de Bode de ganancia resultantes de los circuitos de acondicionamiento de tensión y corriente.

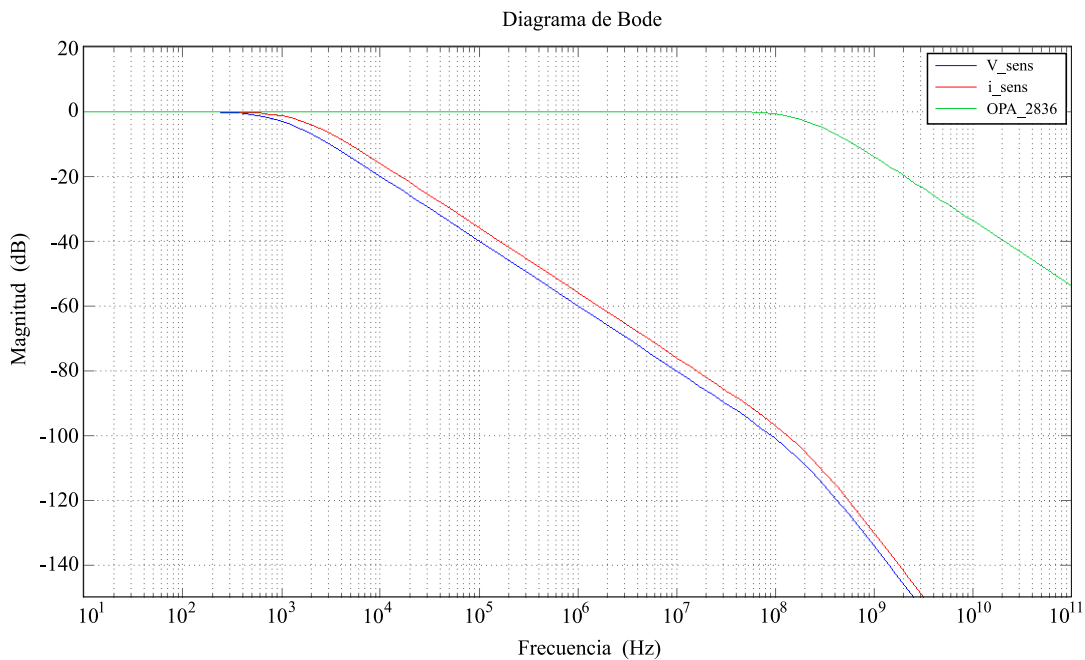


Figura 4.9: Bode de ganancia de los circuitos de acondicionamiento.

Fuente de Alimentación

La fuente de alimentación entrega las tensiones de alimentación de todos los demás circuitos del bloque de control: $\pm 15\text{V}$ para cada sensor de corriente y $\pm 5\text{V}$ para los operacionales y circuitos integrados. En la placa del microcontrolador, se generan $3,3\text{V}$ a partir de los 5V para alimentar el procesador y algunos circuitos integrados de la placa base. Toda la energía se extrae de la red monofásica por medio de un transformador de laminación con una relación de $220\text{V}_{\text{rms}}/19\text{V}_{\text{rms}}$.

Conexión Placa Base - Drivers IGBT

Se utilizaron conectores tipo *Molex* disponibles en la placa base para enviar las señales PWM, generadas en el microcontrolador como producto de la ejecución de los algoritmos de control, hacia los drivers de las llaves IGBTs. Este tipo de conectores se caracterizan por su simpleza y facilidad de conexión, además de brindar robustez al sistema. En la Fig. 4.10 se muestra el cableado implementado.

Además de las señales PWM, la placa base entrega los 5V de alimentación para los optoacopladores de entrada de los drivers.

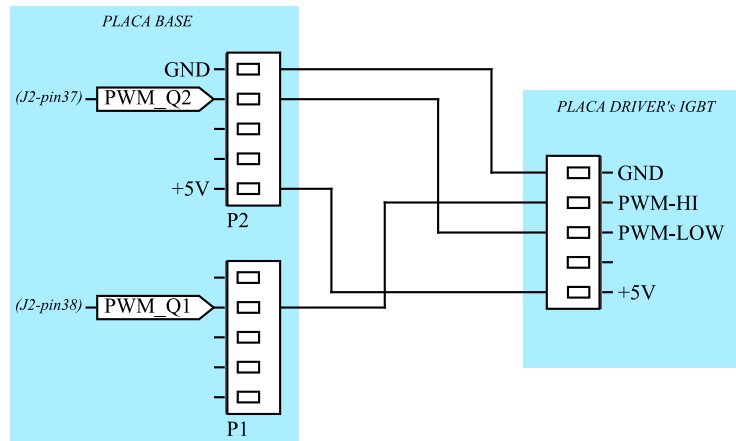


Figura 4.10: Conexionado Placa Base - Drivers IGBT.

4.1.3. Microcontrolador

Se trabajó con la plataforma de desarrollo *FRDM-K22F* de *Freescale Semiconductor*¹ que incluye un microcontrolador *Kinetis MK22FN512VLH12* construido sobre un núcleo ARM® Cortex®-M4.

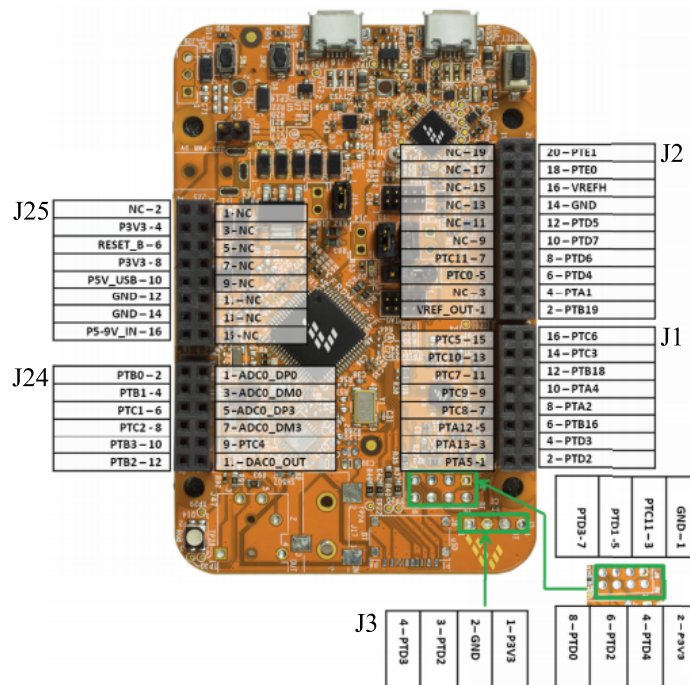


Figura 4.11: K22F, I/O header pinout.

¹<https://www.freescale.com/FRDM-K22F>

Esta familia de dispositivos se caracteriza por tener bajo consumo de potencia, conectividad USB y un procesamiento eficiente gracias a su unidad de punto flotante.

En la Fig. 4.11 se muestra el kit de desarrollo utilizado junto con el *pinout* de entrada/salida. El microcontrolador *K22F* presenta un encapsulado LQFP (*Low-profile Quad Flat Package*) de 64 pines. Algunos pines se utilizan en circuitos a bordo de la placa, pero otros están conectados directamente a uno de los *headers* de entrada/salida (J1, J2, J3, J24 y J25).

En este trabajo se utilizaron principalmente los módulos ADC, el puerto de comunicación USB y temporizadores encargados de generar la modulación por ancho de pulso (PWM). También se realizó una interfaz de usuario interactiva utilizando un puerto serie virtual mediante un módulo Bluetooth conectado al puerto USB de la PC. En las Tablas 4.1 y 4.2 se detallan los pines del microcontrolador utilizados como entrada y salida, respectivamente.

Tabla 4.1: Entradas al microcontrolador.

Pines de entrada	Función
P5-9V_IN-16	Entrada de 5 V a partir de los cuales se generan los 3,3 V para alimentar el procesador.
14-GND	Tensión de referencia o tierra.
PTB0-2	Entrada al ADC asignado a la corriente i_{in} sensada.
ADC0-DP0	Entrada al ADC asignado a la tensión V_{C1} sensada.
PTB1-4	Entrada al ADC asignado a la tensión V_{C2} sensada.
GND-14	Tensión de referencia o tierra.
3-PTD2	Recepción de datos del módulo Bluetooth

Tabla 4.2: Salidas del microcontrolador.

Pines de salida	Función
4-PTA1	Señal PWM que comanda el IGBT Q_1
PTA5-1	Señal PWM que comanda el IGBT Q_2
4-PTD3	Transmisión de datos del módulo Bluetooth

En la Fig. 4.12 se muestra el conexionado entre el microcontrolador y la placa base. Aquí se puede ver como la placa base proporciona las tensiones de alimentación y las señales de entrada a los módulos de conversión del microcontrolador, y como éste devuelve las señales de control para las llaves IGBT.

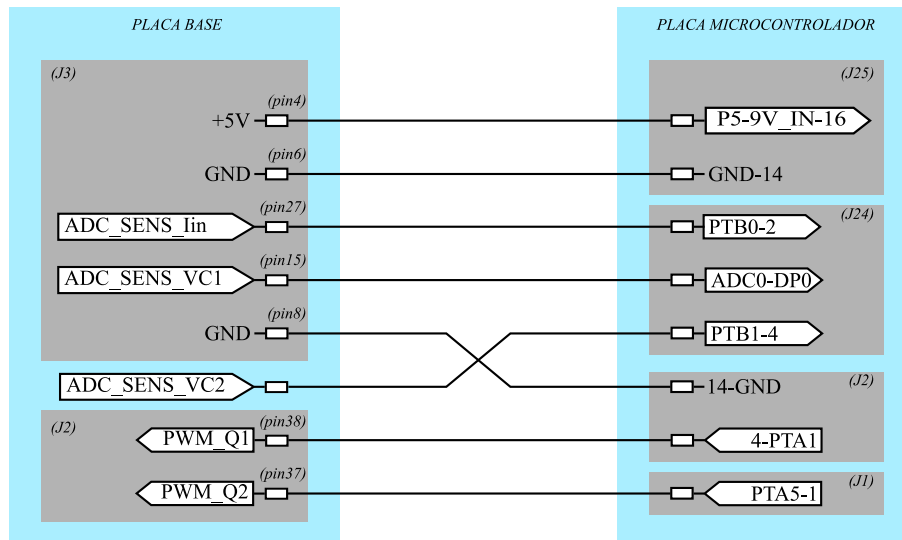


Figura 4.12: Conexionado Placa Base - Placa Microcontrolador.

A continuación se presentan las características más importantes de los módulos del microcontrolador utilizados junto con la configuración implementada en cada uno de ellos.

Configuración del Microcontrolador

Módulo ADC

El módulo del ADC fue configurado para realizar las conversiones con una resolución de 12 bits, es decir 4096 valores diferentes. Como la tensión de referencia del ADC es de 3,3 V, el ruido de cuantificación posee una amplitud de: $3,3\text{ V}/4095/2 = 403\ \mu\text{V}$. Esto se traduce a 3,7 mA de ruido en el sensado de corriente y 100 mV en el sensado de tensión. Se configuró un promediado por hardware de 16 muestras para filtrar las señales medidas. Además se deshabilitó el muestreo de larga duración y se activó la conversión rápida a fin de disminuir los retardos de procesamiento. Tampoco se realiza una conversión continua de los valores adquiridos, sino que las adquisiciones son disparadas sólo por software en el momento en que son necesarios para el cálculo de los ciclos de trabajo.

Se realizó un proceso de calibración de las adquisiciones digitales mediante la obtención de distintos pares ordenados de valores digitales para entradas analógicas en el rango dinámico del ADC. Para tomar los valores de los sensores, se utilizó una fuente de c.c. programable (60 V/15 A) conectada a los inductores de entrada. Con el sistema sin modular, se varió la fuente entre 0 y 55 V de a intervalos de 5 V, registrando para cada caso el nivel de cuantificación digital correspondiente a las tensiones del bus y la corriente sobre el inductor. Con los pares de datos registrados se trazaron rectas de regresión lineal como se muestra en la Fig. 4.13.

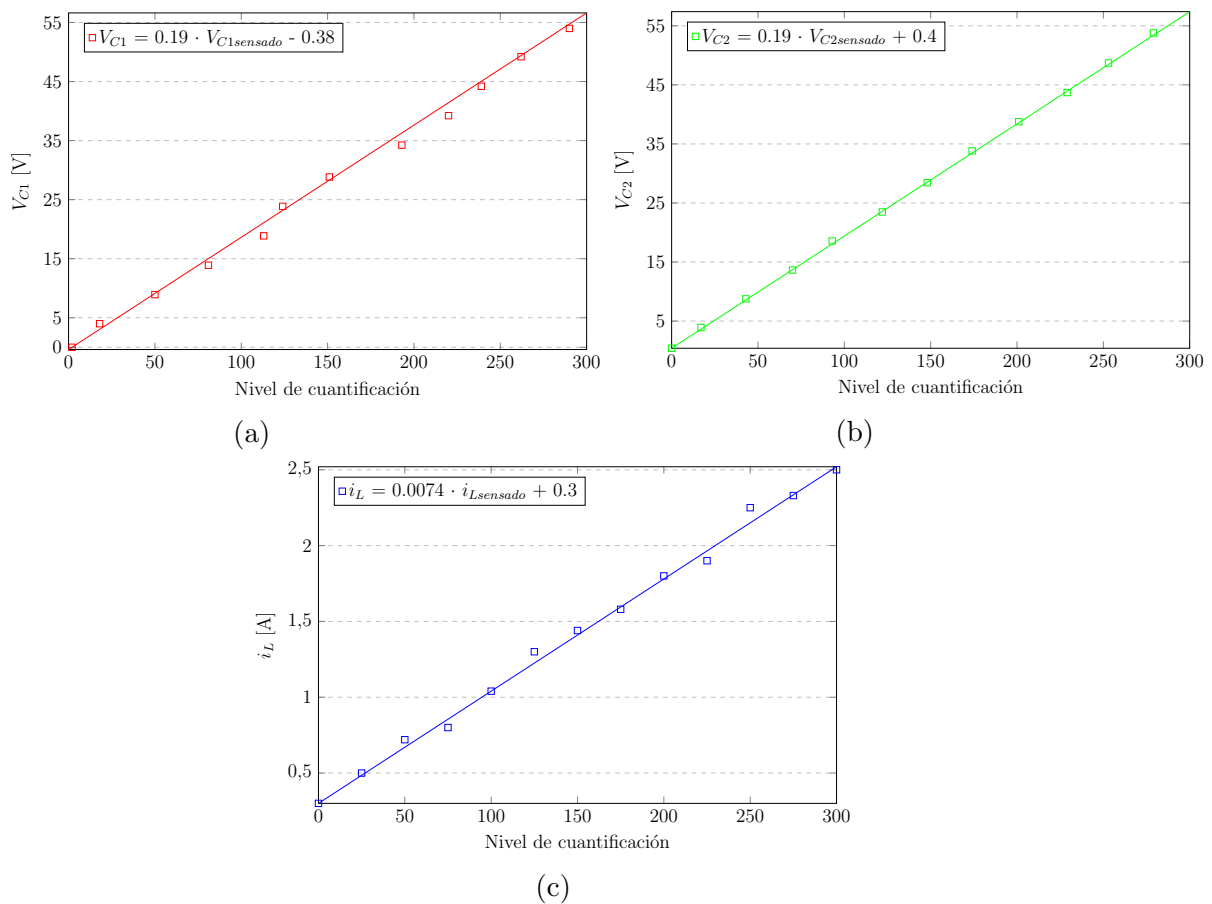


Figura 4.13: Rectas de calibración de las variables sensadas: a) V_{C1} ; b) V_{C2} ; c) i_L .

A partir de las rectas de calibración se obtuvieron la ganancia y el offset para cada una de las variables sensadas, como puede observarse en la Tabla 4.3, que luego fueron implementadas en el firmware desarrollado.

Tabla 4.3: Constantes de Rectas de Regresión Lineal.

	Ganancia	Offset
V_{C1}	0.19	-0.38
V_{C2}	0.19	0.4
i_L	0.0074	0.3

Si bien las rectas calculadas son las que mejor se ajustan a los valores tomados, como toda aproximación se presentan errores de exactitud y precisión. Por lo tanto, como se muestra en la Fig. 4.14 se realiza el análisis de errores mediante la distribución normal de Gauss.

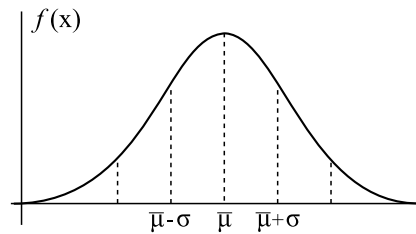


Figura 4.14

Donde $\bar{\mu}$ representa la media de la distribución de valores e indicará la desviación con respecto a la media estimada ó universal ($\bar{\mu}=0$), es decir el sesgo, lo que caracteriza la exactitud de la medición. Luego, la dispersión de la distribución de valores, estimada por el error cuadrático medio (σ), caracterizará la precisión de las mediciones. Se calcularon las mismas a través de las siguientes expresiones:

$$\bar{\mu} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (ax_i + b - y_i) \quad ; \quad \sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (ax_i + b - y_i)^2}$$

obteniendo para las variables sensadas los siguientes errores:

$$V_{C1} : \quad 0,61 \pm 0,99 \text{ [V]}$$

$$V_{C2} : \quad -0,10 \pm 0,28 \text{ [V]}$$

$$i_L : \quad -0,013 \pm 0,05 \text{ [A]}$$

Aquí, podemos ver que el sensado de corriente es quien presenta mayor dispersión con respecto a su valor medio.

Módulo PWM

Se utilizó el módulo FTM (*FlexTimer Module*), encargado de generar las señales PWM que controlan el convertidor. Este módulo posee un contador de 16 bits, el cual fue configurado para contar desde un valor inicial (CNTIN) hasta un valor final (MOD) con un período de clock de $100\ \mu\text{s}$. Además, una de sus características más importantes es la capacidad de actualizar en tiempo real los ciclos de trabajo de las señales generadas, sin necesidad de detener la salida de PWM y tener que volver a arrancarlo con un nuevo valor.

En este trabajo se utilizaron dos canales PWM que son independientes y sincrónicos, es decir que contienen el mismo período de conmutación pero sus ciclos de trabajo son individuales. A su vez ambos canales fueron configurados para estar alineados en el centro (*modo CPWM*), y tener polaridad de salida baja ($POLn = 1$), donde el cero lógico es el estado activo y el uno lógico el estado inactivo. Esto último debió ser llevado a cabo de esa manera ya que los drivers de las llaves IGBT funcionan con lógica activo bajo.

Si bien este módulo PWM posee la capacidad de generar tiempos muertos, para este proyecto no fueron necesarios debido al funcionamiento de la topología implementada.

Módulo de comunicación (UART)

La comunicación entre el microcontrolador y la PC se llevó a cabo a través de un módulo con protocolo Bluetooth conectado a la placa del microcontrolador y otro al puerto USB de la PC, evitando problemas de ruido inducido en cables.

Para esto, se utilizó el módulo UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*) del microcontrolador, el cual permite la comunicación serie asíncrona con dispositivos periféricos y CPUs. Como se muestra en la Fig. 4.15, se programó un formato de transmisión y recepción de 9 bits, de los cuales 8 bits corresponden a datos y el último indica el fin de la secuencia (bit de STOP). No se utilizó ningún bit de paridad. Luego, se configuró la comunicación con un baud rate de 115200, siendo el máximo permitido.



Figura 4.15: Secuencia de 8-bits de datos sin paridad.

La comunicación inalámbrica establecida fue posible dado que la placa de desarrollo utilizada dispone de un soporte opcional Bluetooth en el encabezado J3 (Fig. 4.11). Como se muestra en la Fig. 4.16, este soporte se compone de cuatro pines de los cuales los primeros dos se utilizan para alimentación y los pines 3 y 4 son utilizados por la UART para la recepción y transmisión de datos, respectivamente.

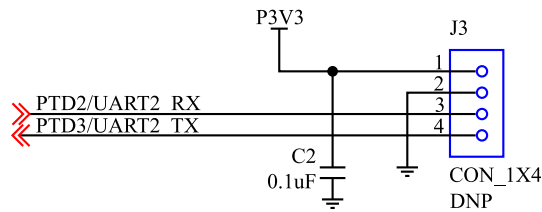


Figura 4.16: Soporte Bluetooth.

Finalmente, una vez configurado y conectado el módulo Bluetooth al microcontrolador, es necesario emparejar el mismo con el módulo conectado a la PC para poder llevar a cabo la comunicación, la cual se configuró para operar por medio de una contraseña (password:1234) y generar así cierto grado de seguridad.

Como se verá en la sección siguiente, la comunicación establecida permitirá visualizar a través de la PC una interfaz de usuario del sistema.

4.2. Estructura del Firmware

El firmware de control fue desarrollado en lenguaje C usando la plataforma de desarrollo integrada *Eclipse*² y programado sobre el microcontrolador *K22F*, mencionado anteriormente.

El software diseñado tiene como objetivo principal generar, y entregar a los drivers, las señales PWM que definen la conmutación de las llaves IGBTs, garantizando el seguimiento de corriente y el balance de tensión del bus de continua.

Para tales fines, se programó una interrupción de control que se dispara de manera automática cada un determinado período de tiempo. Aquí se llevan a

²<https://www.eclipse.org/>

cabo la lectura de los ADC, rutinas de protección, el cálculo de los ciclos de trabajo a través de la ejecución de los algoritmos de control y la actualización de las señales PWM generadas.

También, dado que el prototipo se realizó con fines de evaluar su funcionamiento y el de las estrategias de control, se desarrolló mediante código una interfaz de usuario interactiva que se ejecuta en el lazo principal del programa y se comunica con un puerto serie virtual en una PC.

El código implementado presenta una estructura dividida en diferentes archivos, los cuales se encuentran distribuidos en dos carpetas: *Source Files* para archivos con código fuente e *Includes Files* para librerías, definición de registros, etc. A continuación se describe la funcionalidad de cada archivo.

■ *Source Files:*

- **adc.c:** este archivo contiene la configuración del módulo de adquisición que incluye la declaración de los puertos de entrada y la calibración de los valores obtenidos.
- **control.c:** en este archivo se encuentra la configuración de la interrupción de control, se analizan las protecciones de tensión y corriente, y se ejecutan los algoritmos de control.
- **inverter.c:** se configura el módulo PWM junto con los puertos de salida y se actualiza el ciclo de trabajo de las señales generadas que se envían a los drivers de las llaves IGBT.
- **main.c:** en este archivo se definen las variables y funciones tanto locales como globales y se encuentra el bucle principal del programa donde se ejecuta la interfaz de usuario.
- **uart.c:** este archivo contiene la configuración del módulo de comunicación serie.

■ *Includes Files:*

- **adc.h:** en este archivo se definen los canales del ADC, las constantes de las rectas de calibración implementadas y las funciones de conversión.
- **control.h:** además de incluir librerías, se definen los coeficientes y funciones correspondientes al cálculo de los algoritmos de control.

- **inverter.h**: en este archivo se definen las llamadas externas de las funciones programadas en el archivo *inverter.c*.

El código fuente de cada archivo se muestra en el Apéndice C. En los apartados siguientes se describen en detalle como fluyen los códigos de la interrupción de control y la interfaz interactiva, los cuales representan el núcleo de este trabajo.

4.2.1. Interrupción de Control

En la Fig. 4.17 se muestra el diagrama de flujo de la interrupción de control diseñada. Este flujo fue configurado para que se repita cada $100 \mu s$, lo cual equivale a un tiempo de retardo del sistema ó a un período de conmutación.

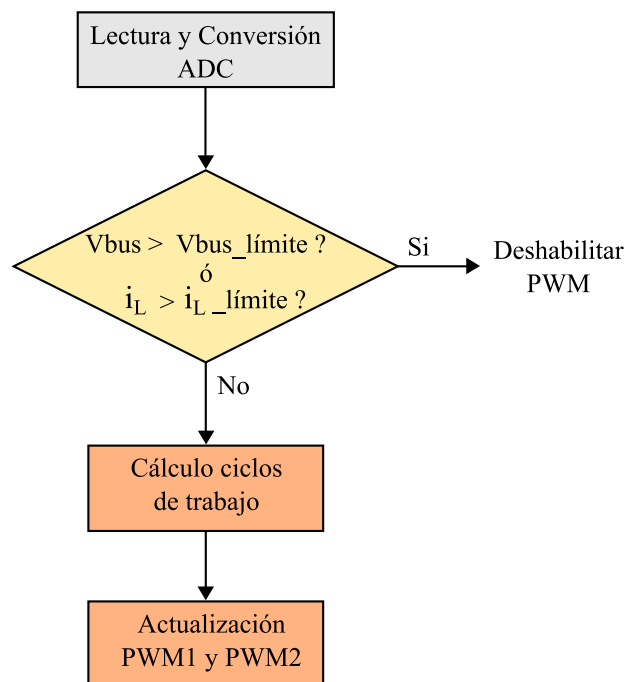


Figura 4.17: Diagrama de flujo de la interrupción de control.

La estructura del código desarrollado se divide en tres funciones principales, las cuales se invocan dentro de la función de control de interrupción *FAST-FRAME_IRQHandler()* definido en el archivo *control.c*.

Lectura y Conversión del ADC

Cuando se inicia la interrupción, en primer lugar, se llama a la función *adc_start_adc0_conversions()* definida en *adc.h*. En esta se realiza la conversión de los canales ADC utilizados y no se sale de la misma hasta que la conversión se halla completado.

En el proceso de conversión los canales que identifican a cada una de las variables sensadas toman 16 muestras con las cuales se realiza un promediado para filtrar las señales medidas. Los valores obtenidos se guardan en un vector que se utiliza luego en la función *update_system_vars()* en el archivo *adc.c* donde se toman dichos valores, se introducen en las rectas de calibración y se guardan los resultados en las variables flotantes *curr*, *vc1* y *vc2*. También se define la variable *vbus* como la suma de *vc1* y *vc2*.

La particularidad de que este proceso se lleve a cabo dentro del flujo de interrupción evita el cálculo y almacenamiento innecesario de datos cuando esto no se requiere.

Protecciones

Se desarrollaron rutinas de protección ante picos de corriente i_L excesivos y sobretensiones en V_{C1} y V_{C2} interrumpiendo la generación de la señal de PWM.

Una vez concluido el proceso de conversión del ADC, el programa ingresa en la función *run_protections()* donde se ejecutan de manera independiente la rutina de protección de corriente *ocp()*, y la de protección por sobretensión *vbus_ovp()*.

En la función *ocp()* se compara el nivel de la variable *curr* con un valor umbral de corriente definido como *CURRENT_OCP_UP_LIMIT*. Cuando el valor de la corriente resulta mayor al umbral se deshabilita la generación PWM a través de la función *inv_disable(INV_FTM)* donde se modifican los bits de habilitación de interrupción en el registro de control *FTM_CnSC*. Luego, se declara el sistema en falla y se especifica su motivo por medio de los flags: *fault = true* y *ocp_fault = true*.

La rutina de protección *vbus_ovp()* sigue la misma lógica que la de corriente. En este caso, si la variable *vbus* toma un valor mayor al umbral de tensión *VBUS_OVP_UP_LIMIT*, se deshabilita la generación PWM y se declara el sistema en falla a través de las banderas: *fault = true* y *ovp_fault = true*.

Para ambos casos, se utilizó como indicador lumínico en caso de falla el led montado sobre la placa del microcontrolador. El mismo fue configurado para

oscilar, en caso de una falla por sobretensión, al doble de frecuencia que en el caso de un exceso de corriente. Esto nos permitirá diferenciar rápidamente el motivo por el cual el sistema entra en falla. Por si esto fuera poco, se programó también un mensaje de alerta de falla que se podrá visualizar sobre la interfaz de usuario en la PC.

Cálculo de Ciclos de Trabajo y Actualización PWM

Se desarrolló mediante líneas de código la función *ctl_fast_frame()*, aquí se llevan a cabo todos los cálculos correspondientes a las diferentes estrategias de control implementadas. La misma se define en el archivo *control.c* y es invocada por la interrupción luego de evaluar que no existan fallas en el sistema.

En esta rutina, se comienza definiendo los errores de tensión (*ev*) y de corriente (*ei*) a partir de las variables sensadas y de las referencias impuestas. Luego, se lleva a cabo el cálculo de los algoritmos de seguimiento de corriente (*vc*) y de balance de tensión de los capacitores del bus de continua (*ic*). Pudiendo seleccionar, mediante la interfaz de usuario, que se ejecuten los algoritmos de control de la estrategia PI diseñada ó de la estrategia GPC evaluada en el Apéndice B.

Luego, con los valores de *vc* e *ic* obtenidos, se calculan los ciclos de trabajo d_1 y d_2 cuyo resultado se guarda en las variables *PWM1* y *PWM2*. Finalmente, se llama la función *duty_update()* donde se cargan estos datos en el vector *duties[]* y se actualizan los ciclos de trabajo de las señales PWM de salida a través de la función *inv_update_duty(FTM0, duties)* definida en *inverter.c*.

4.2.2. Interfaz de usuario

Se implementó una interfaz de usuario (UI) del prototipo utilizando el puerto serie virtual *RealTerm* en una PC. Este programa se especializa en capturar, controlar y depurar diferentes flujos de datos, lo cual lo hace ideal para desarrollos y pruebas automáticas.

Dicha interfaz permite al usuario, mediante el ingreso por teclado de ciertos caracteres, tener acceso a las variables de interés en tiempo real, modificar e ingresar parámetros, y seleccionar la estrategia de control que se desea ejecutar sobre el sistema. En la Fig. 4.18 se muestra una captura de la UI implementada.

Como se explicó en el apartado de la configuración del microcontrolador, se utilizó un módulo comercial genérico de comunicación con protocolo Bluetooth,

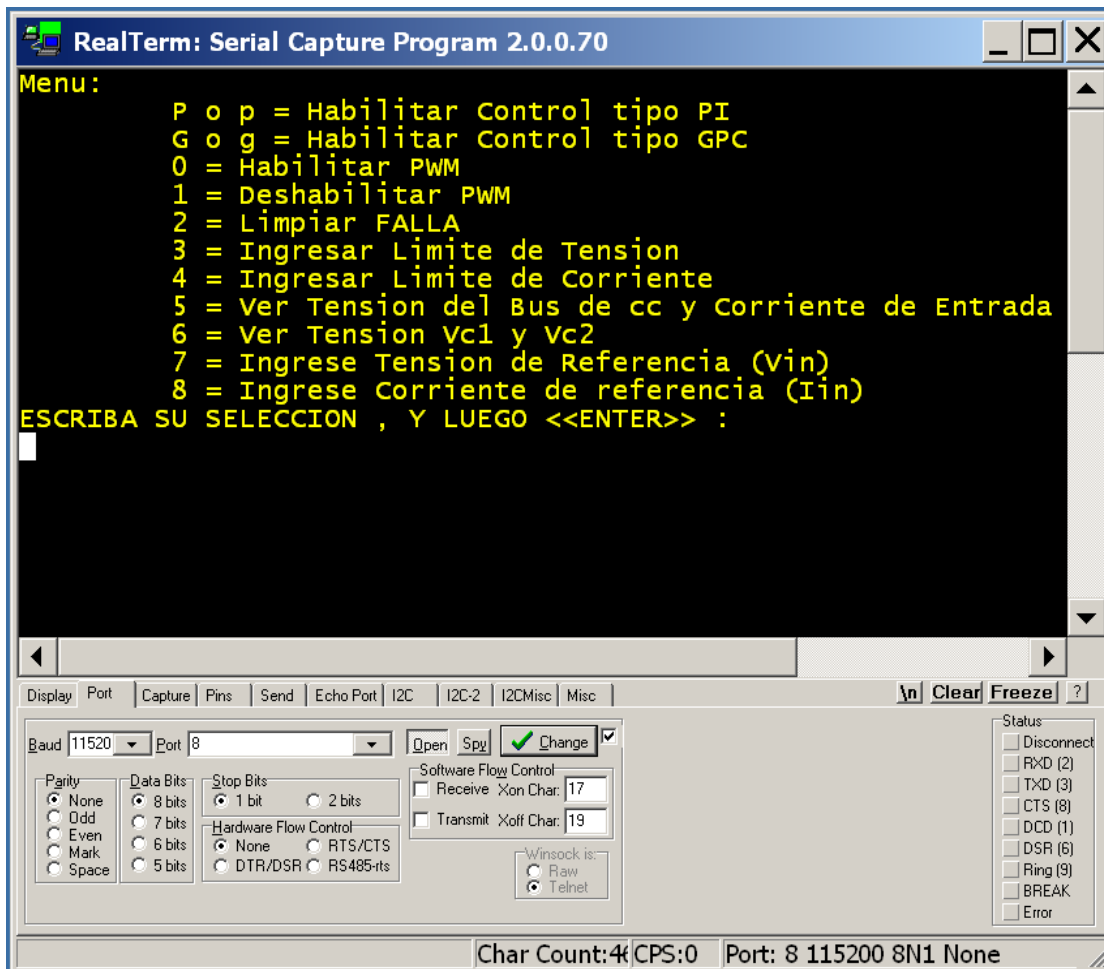


Figura 4.18: Interfaz de Usuario.

conectado a la placa del microcontrolador, para establecer una comunicación serie inalámbrica con la PC.

Luego, para poner en funcionamiento la UI, una vez establecida la comunicación entre el microcontrolador y la PC, se configuró el terminal *RealTerm* de manera tal que resulte compatible con la configuración del microcontrolador.

En primer lugar, como se muestra en la Fig. 4.19, se configuró el estándar con el que se muestran los caracteres recibidos en la terminal. En este caso, se definió el *Display* con el estándar *Ansi* el cual es compatible con el lenguaje de programación C utilizado. Aquí se configuran también, el tipo de fuente y la cantidad de filas y columnas de la terminal.

Luego, en la pestaña *Port* de la terminal, se configuró un baud rate de 115200, con una trama de datos de 8 bits sin paridad y un bit de STOP al igual que la

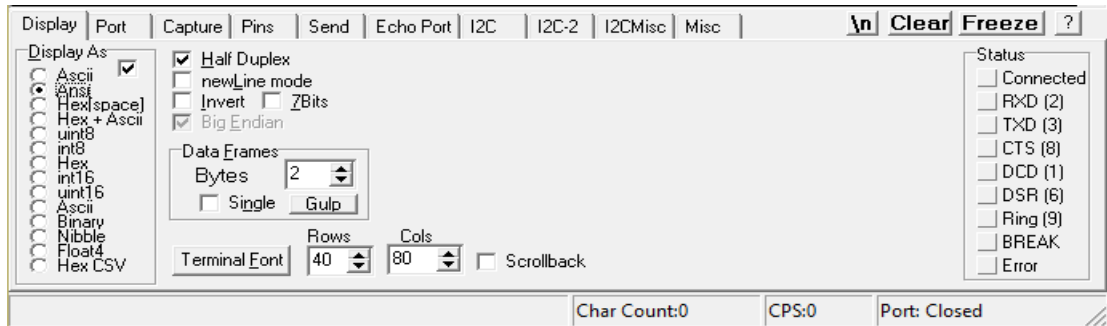


Figura 4.19: Configuración display *RealTerm*.

UART del microcontrolador. Finalmente, se seleccionó el puerto *COM* utilizado para la comunicación (en este caso el *COM 8*) y se abrió el mismo para comenzar la transmisión y recepción de datos.

A continuación, se explica como fluye el código del lazo principal del firmware, haciendo especial hincapié en el código implementado para el desarrollo de la interfaz de usuario.

Lazo Principal del Firmware: *Main.c*

El archivo *main.c* es el corazón del firmware y en él se halla el bucle principal de ejecución. Después de los *includes* se encuentra la definición de variables y funciones, y posteriormente la rutina *main()*. Como primer apartado de esta última, se lleva a cabo la inicialización de los módulos ADC y FTM dentro de la función *ctl_init()* definida en el archivo *control.c*. Luego, se encuentra el bucle principal *for(;;)* y dentro de él la rutina *cli()* donde se ejecuta el código desarrollado para la interfaz de usuario.

Como se observa en la Fig. 4.18, la interfaz presenta un menú indicativo que muestra los diferentes caracteres involucrados junto con su funcionalidad. A continuación se detallan cada uno de estos caracteres y se describe como fluye el código diseñado en cada caso.

- *P ó p*: El ingreso de este caracter habilita el cálculo de los algoritmos de la estrategia de control PI, que se ejecutan en la interrupción de control. Esto se lleva a cabo definiendo las banderas booleanas de habilitación: *gpc_en = false* y *pi_en = true*, lo cual impide, también, que ambos controladores se ejecuten simultáneamente. Por último, se imprime sobre la interfaz el mensaje de confirmación: “*Control PI activado*”.

- *G* ó *g*: El ingreso de este caracter habilita el cálculo de los algoritmos de la estrategia de control GPC, evaluada en el Apéndice B. Aquí, a inversa del caso anterior, se definen las banderas booleanas de habilitación: *pi-en = false* y *gpc-en = true*, impidiendo también que ambos controladores se ejecuten simultáneamente. Por último, se imprime sobre la interfaz el mensaje de confirmación: “*Control GPC activado*”.
- *0*: Con este caracter se habilitan las salidas correspondientes a las señales PWM que se envían a los drivers IGBT. El código implementado, evalúa en primer lugar la existencia de una falla en el sistema a través del estado de la bandera *fault*. En caso de que el sistema se encuentre en falla al oprimir este caracter, se imprimirá en pantalla el mensaje “*Primero debe limpiar FALLA, gracias*”. Esto negará el pedido de activación PWM, evitando posibles daños en el sistema. En el caso contrario, cuando no haya falla, se habilita la modulación a través de la rutina *inv_enable(INV_FTM)* definida en *inverter.c* y se declara el flag: *pwm-en = true*. Luego, se muestra en pantalla el mensaje: “*PWM habilitado*”.
- *1*: Presionando este caracter se deshabilita la modulación PWM. Aquí, se ejecuta la rutina *inv_disable(INV_FTM)* definida en *inverter.c*, la cual inhabilita los canales de salida utilizados para la modulación. Luego, se declara la bandera de habilitación: *pwm-en = false*, y se muestra en pantalla el mensaje de confirmación: “*PWM deshabilitado*”.
- *2*: Como se mencionó para la habilitación PWM, en caso de que exista una falla esta debe limpiarse antes de poder habilitar la modulación. Este caracter es quien activa tal función. Para ello se ejecuta la rutina *clear-fault()* definida en *control.c*, donde se declara a la bandera de control de falla como: *fault = false*. Luego, controlando el tipo de falla a través del estado de las banderas (*ovp-fault*) y (*ocp-fault*), se mostrará en pantalla el mensaje “*Ha limpiado la falla de SOBRETENSIÓN*” ó “*Ha limpiado la falla de SOBRECORRIENTE*” dependiendo el motivo de la misma. Por último, si al presionar este carácter el sistema sigue detectando falla, la interfaz nos indicará el siguiente mensaje: “*Reduzca la tensión o corriente de entrada*”.

- 3: La rutina de protección por sobretensión compara la tensión del bus con un valor umbral definido como *VBUS_OVP_UP_LIMIT*. Este valor se encuentra predefinido por código en 800 V, sin embargo, a través de esta opción ese valor puede ser modificado. Esto nos permitirá, tanto en baja como en alta potencia, detectar si la tensión del bus presenta un sobrepaso indeseado. Para cambiar dicho umbral, se utilizó el comando *SCANF* el cual escanea el valor ingresado por teclado y lo guarda en la variable *VBUS_OVP_UP_LIMIT*.
- 4: Este caracter cumple una función similar a la anterior con la diferencia que aquí se modifica el umbral de corriente *CURRENT_OCP_UP_LIMIT*, utilizado en la rutina de protección ante picos de corriente. Este valor se encuentra predefinido en el código en 15 A. También, se utiliza el comando *SCANF* para escanear el valor ingresado por teclado, que se reemplaza luego en la variable *CURRENT_OCP_UP_LIMIT*.
- 5: Ingresando este caracter se puede visualizar en tiempo real el valor de la tensión del bus de continua (V_{bus}) y el valor de la corriente sobre el inductor (i_L). Para esto, se utilizó el comando *PRINTF* que imprime sobre la interfaz los valores de las variables *vbus* y *curr*, ambas producto del sensado y la conversión del módulo ADC.
- 6: Con este caracter se puede visualizar en tiempo real el valor de tensión de los capacitores V_{C1} y V_{C2} , lo cual nos permite evaluar el balance de tensión del bus de continua. Aquí, se imprimen sobre la pantalla de la UI los valores de las variables *vc1* y *vc2*, las cuales resultan del sensado y la conversión del ADC.
- 7: Dado que en este proyecto la tensión de entrada rectificadas V_{in} no es sensada, resulta necesario ingresar dicha tensión por teclado. Esta se requiere para el cálculo de los ciclos de trabajo en la rutina *ctl_fast_frame()*, que se ejecuta dentro de la interrupción de control. Se utiliza, entonces, el comando *SCANF* para escanear el valor ingresado por teclado que se guarda en la variable flotante *VIN*.
- 8: Este caracter nos permite ingresar por teclado la corriente de referencia, necesaria para evaluar el control de seguimiento de corriente implementado. Esta referencia se guarda en la variable *ISET* que se utiliza luego en la rutina

ctl_fast_frame() definida en *control.c*, para calcular el error de corriente y posteriormente los algoritmos de control.

Por último, en caso de ingresar por teclado un caracter que no corresponde a ninguno de los configurados anteriormente, se mostrará en pantalla el siguiente mensaje: “UD. INGRESÓ UN CARACTER ILEGAL”.

Capítulo 5

Validación del Prototipo

Con la intención de poder validar tanto el diseño como el comportamiento de los controles de corriente de entrada y desbalance de tensión del bus de c.c. del prototipo del Rectificador trifásico 3LB, se desarrollaron algunas pruebas experimentales. Los resultados experimentales fueron contrastados con simulaciones.

Se requiere que la potencia de entrada se mantenga constante a pesar de que existan variaciones en la carga. Al lograrse esto se puede garantizar que la fuente renovable se encuentre siempre en su máximo punto de potencia. Para verificar esto se realizó un cambio abrupto en la carga, de manera que ésta quede desbalanceada y se observó el efecto de este cambio en la corriente de entrada y en las tensiones de los capacitores.

Para poder satisfacer las necesidades del seguimiento de potencia el controlador debe poseer la característica de poder seguir cambios abruptos en la referencia de manera veloz. Por lo tanto se observó la respuesta al escalón en la referencia de corriente de entrada y el efecto sobre las tensiones de los capacitores frente a un cambio abrupto en la corriente de entrada.

Para las simulaciones se utilizó el software NL5, ¹ en el cual se modeló el sistema completo y se evaluaron las situaciones ya mencionadas. Se analizarán las diferencias existentes entre ambos resultados y las fuentes de error potenciales.

¹<https://http://nl5.sidelinesoft.com/>

5.1. Simulaciones

5.1.1. Modelo Circuital del Sistema

Antes de abordar el modelo circuital es conveniente presentar cierta simbología utilizada por el simulador. En la Fig. 5.1 se muestran los símbolos empleados para representar a los generadores de tensión y de corriente utilizados para el sensado de las variables.



Figura 5.1: Símbolos utilizados por el simulador.

El modelo de simulación implementado en *NL5* se muestra en la Fig. 5.2. Como se observa, el sistema se ha distribuido en tres bloques principales. En el primero, se incluye el modelo de la etapa de potencia compuesto por el convertidor 3LB. La red trifásica y el rectificador con diodos fueron reemplazados por una fuente de continua (*V9*) dado que para la evaluación del comportamiento de los controladores en régimen transitorio y estacionario presenta mayor claridad, ante la ausencia de ripple, facilitando las mediciones. Se utilizaron fuentes de tensión controladas por tensión con ganancia unitaria para obtener las variables V_{C1} y V_{C2} (*V7* y *V5*) y una fuente de tensión controlada por corriente para la variable i_{in} (*V6*). Por otra lado, *S1* y *S2* representan las llaves de conmutación del convertidor y *S3* se utiliza para desbalancear la carga aplicada al bus de continua.

En el segundo bloque se incluyen los códigos del controlador PI implementado y el controlador GPC analizado en el Apéndice B, encargados de generar las señales de control ($u1$ y $u2$) necesarias luego para la creación de las señales PWM que comandarán las correspondientes llaves de conmutación. Para llevar a cabo esto, se hizo uso de los bloques *C-Code* disponibles en el simulador. En estos componentes, el código de función del mismo se escribe en lenguaje C y es interpretado por *NL5* durante la simulación transitoria. Se definieron como pines de entrada ($X1$, $X2$ y $X3$) a las variables obtenidas del sensado de la corriente

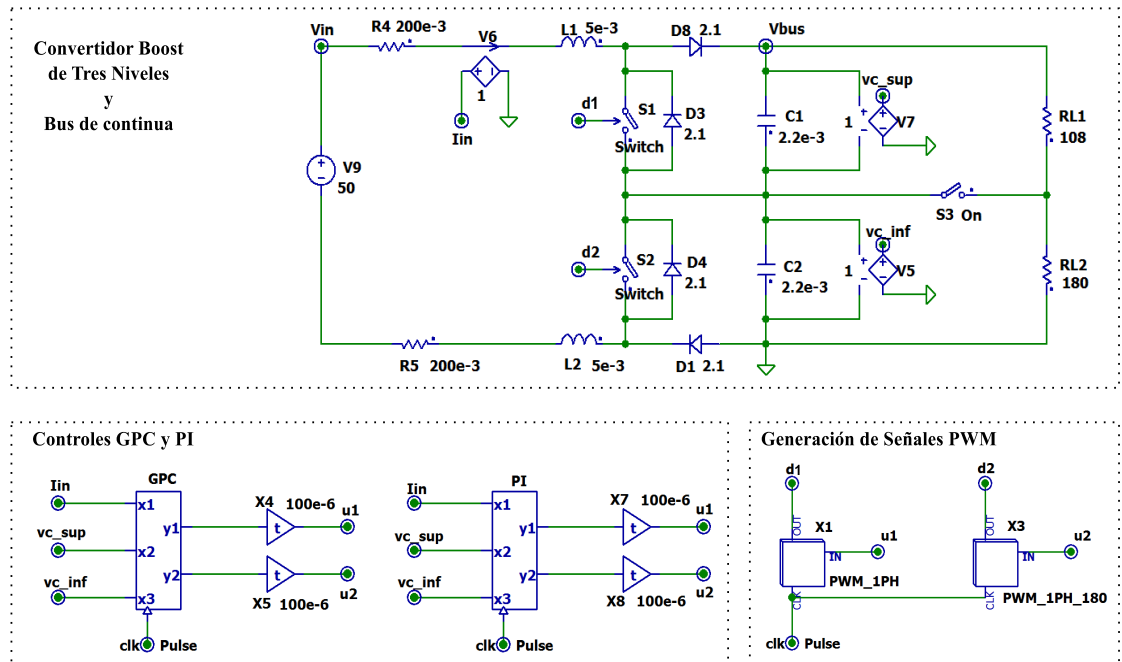


Figura 5.2: Modelo circuital NL5.

sobre el inductor y las tensiones de los capacitores (I_{in} , vc_sup y vc_inf , respectivamente). Cada una de estas entradas junto con la referencia de corriente y tensión impuestas (ref_i y ref_v), se utilizan en el código para obtener los errores de tensión y corriente (ei y ev), y así luego calcular los algoritmos de control correspondientes. El código de los bloques *C-Code* implementados para cada controlador se puede ver en el Apéndice C. También se agregaron retardos (X_4 , X_5 , X_7 y X_8) a cada una de sus salidas, equivalentes a un período de conmutación, simulando un retardo adicional de una muestra.

Por último, se encuentra el bloque de generación de las señales PWM (d_1 y d_2) las cuales se obtienen a partir de subcircuitos, implementados en los bloques X_1 y X_3 , como el que se muestra en la Fig. 5.3. Estos subcircuitos, toman como entrada (IN) a las señales de control u_1 y u_2 , limitadas por código en un rango de entre -1 V y 1 V. Luego, a dichas señales se le adiciona una tensión de bias de 1 V de amplitud ($V_{bias}=1$ V) a través de un amplificador sumador con ganancia $K=5$, obteniendo de esta manera una señal (vd) cuya amplitud, como máximo, alcanzará los 10 V. Finalmente, se generan las señales PWM comparando vd con una rampa de 10 V de amplitud y período igual al de conmutación, por medio de un comparador con histéresis (O_4).

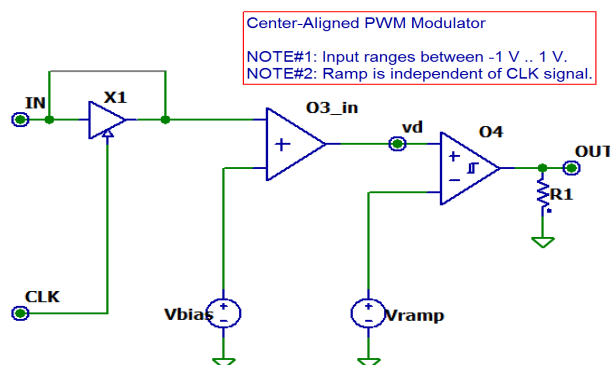


Figura 5.3: Subcircuito de generación PWM.

5.1.2. Análisis de Transitorios

Las simulaciones detalladas en esta sección se obtuvieron para evaluar la respuesta transitoria del controlador propuesto frente a diversas situaciones. En primer lugar se analizan los transitorios frente a un escalón en la referencia de corriente para los casos de carga balanceada y desbalanceada. Luego, con una referencia de corriente constante se evalúa la respuesta de los controladores frente a perturbaciones producidas en la carga. Los parámetros de simulación son dados en la tabla 5.1.

Tabla 5.1: Parámetros de simulación.

Parámetro	Valor
Tensión de entrada, V_{in}	50V
Carga resistiva total sobre el bus (balanceado), R_{Lt}	288 Ω
Carga resistiva sobre V_{C1} (desbalance), R_{L1}	108 Ω
Carga resistiva sobre V_{C2} (desbalance), R_{L2}	180 Ω

Respuesta transitoria frente a un escalón en la referencia de corriente

Una característica necesaria para el control de esta topología es la capacidad de seguir rápidamente cambios abruptos en la referencia para satisfacer las demandas de seguimiento de máxima potencia. Por ende, se simuló la respuesta al escalón en la referencia de corriente utilizando el controlador PI diseñado previamente. En la Fig. 5.4a se muestran los transitorios ante un cambio en la amplitud de referencia de 4 A a 6 A con carga balanceada ($S3 = off$). Como puede verse, el

transitorio del controlador tarda en alcanzar el estado estable aproximadamente 8 ms, presentando un sobrepaso con respecto al valor final de alrededor del 10 %. Estas características dinámicas del transitorio coinciden con lo obtenido en la Fig. 3.5, en base al diseño del controlador PI implementado.

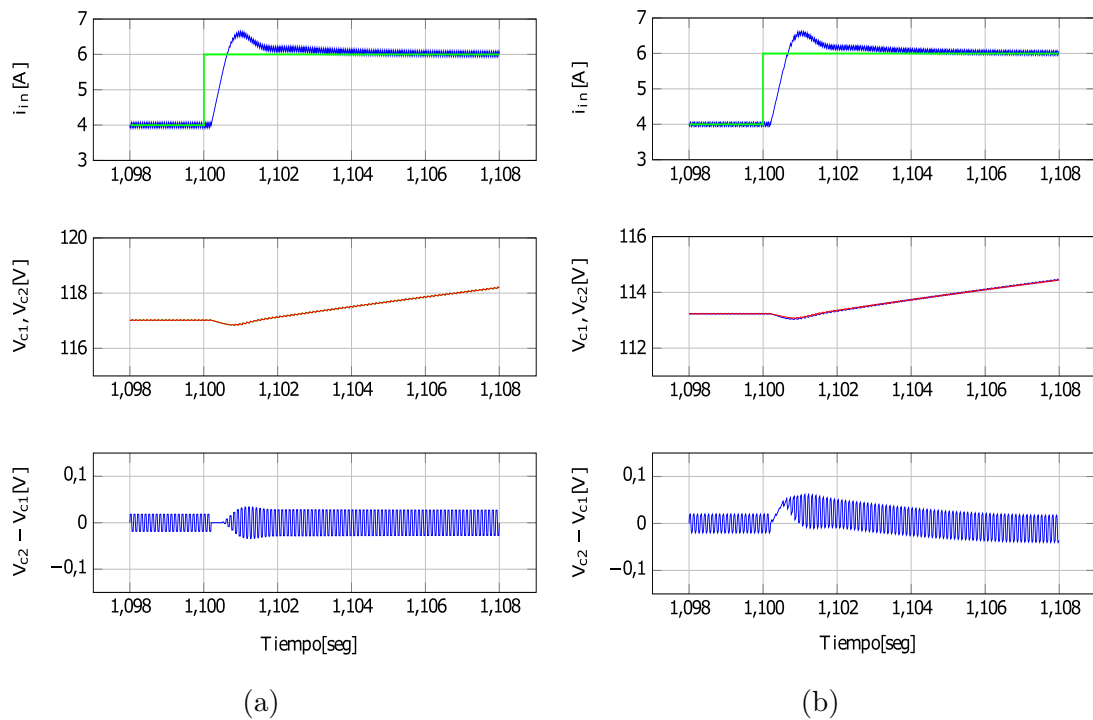


Figura 5.4: Resultado simulación NL5. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 4A$ con salto de amplitud positivo de $2A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); **(a)** Carga balanceada ($R_{L1} = 288\Omega$); **(b)** Carga desbalanceada ($R_{L1} = 108\Omega$, $R_{L2} = 180\Omega$).

Con respecto al desbalance de tensión, el valor promedio de la diferencia entre las tensiones permanece constante e igual a cero debido a que la carga no posee conexión al punto medio del bus de continua.

Manteniendo las mismas condiciones que en la simulación anterior, en la Fig. 5.4b, es posible observar un transitorio de desbalance debido a que se aplicó, en este caso, un desbalance de carga en el bus ($S3 = on$). Este transitorio presenta un pico máximo de 50 mV, logrando establecerse su valor medio en aproximadamente 8 ms. Por otro lado, el transitorio de corriente resulta idéntico al caso balanceado presentando una respuesta dinámica rápida.

Respuesta transitoria frente a un escalón en la carga.

La capacidad para mantener la potencia de entrada constante mientras se presentan variaciones en la carga es necesaria para garantizar que la fuente renovable esté siempre en el punto máximo de potencia ante distintas condiciones de carga. Con el fin de verificar la eficacia de los controladores en el seguimiento de potencia de entrada y balance de tensión frente a un desequilibrio de carga, se comandó un desbalance en la carga ($S\beta = on$) del 40 % ($R_{L1} = 108 \Omega$, $R_{L2} = 180 \Omega$) con una referencia de corriente de entrada (i_{ref}) fija de 6 A. En la Fig. 5.5a se muestra el comportamiento del controlador PI diseñado en estas circunstancias.

Aunque el controlador logra el balance de tensión en estado estacionario, el mismo presenta un transitorio con una duración alrededor de los 40 ms para recuperarse del cambio brusco de carga. También, con respecto al balance de tensión, la oscilación producida tiene un sobrepaso de 0,5 V que representan un 0,18 % con respecto a la tensión nominal del bus.

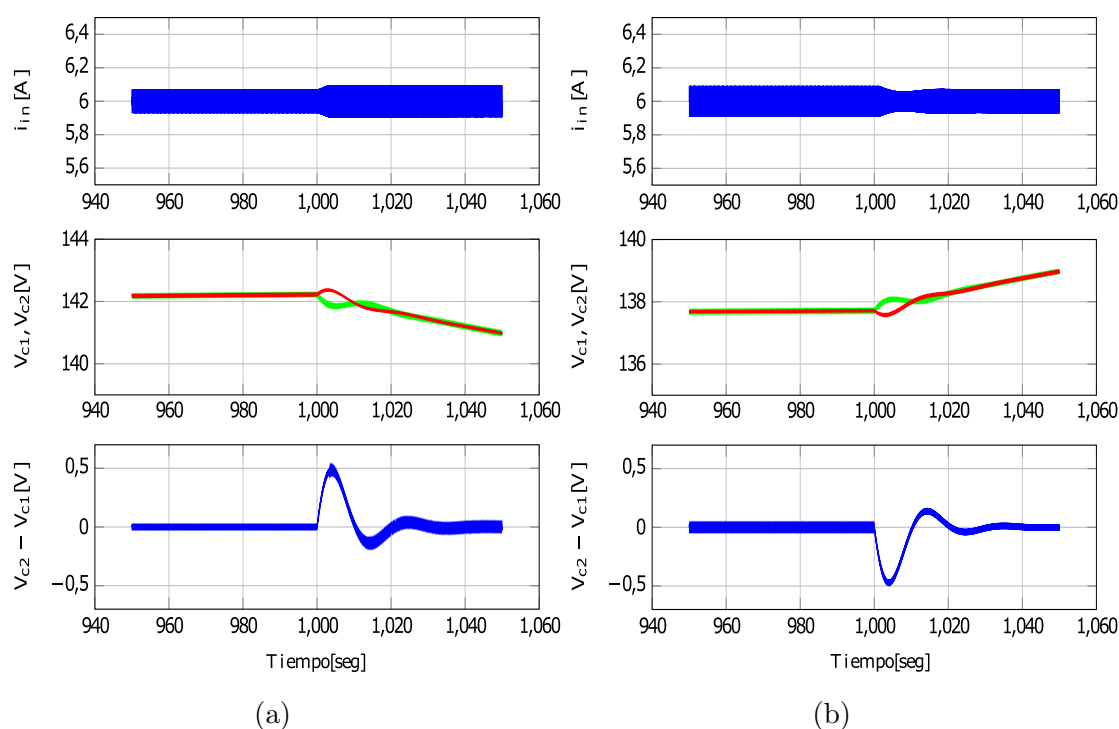


Figura 5.5: Resultado simulación NL5. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); (a) Transición carga balanceada a desbalanceada (escalón de carga +40 %); (b) Transición carga desbalanceada a balanceada (escalón de carga -40 %).

En cuanto al seguimiento de la corriente de entrada se puede notar que ante el cambio producido el controlador no se ve perturbado frente a esta situación, lo que indica un buen desacople entre los objetivos de control.

Se simuló también el caso inverso, es decir, tomando como condición inicial la carga desbalanceada se produjo ahora un balance de carga ($S3 = off$), con una corriente de entrada fija en 6A y se observaron los transitorios correspondientes. Como puede verse en la Fig. 5.5b, el balance de tensión de los condensadores presenta un transitorio con la misma duración que en la Fig. 5.5a con la salvedad de que en este caso la polaridad del sobrepico presenta el signo opuesto al obtenido en el caso anterior.

5.1.3. Análisis de Sensibilidad

Una característica importante que debe presentar el sistema de control implementado es el rechazo frente a perturbaciones que puedan alterar su comportamiento. Con este propósito, en este apartado, se evaluará mediante simulación el desempeño del controlador de corriente ante variaciones en la tensión de entrada (V_{in}), definida como una entrada de perturbación a nuestro sistema.

Para llevar a cabo esta simulación se configuró la fuente de tensión de entrada ($V9$) en 60V y se fijó una referencia de corriente: $i_{ref} = 3A$. Luego, con el sistema controlando se fue disminuyendo la tensión de entrada gradualmente con escalones de $-5V$ y se observó el comportamiento de la regulación de corriente ante tal perturbación. Dicha simulación se realizó tanto para el caso de carga balanceada ($S3 = off$) como desbalanceada ($S3 = on$).

En la Fig. 5.6, se muestran las tensiones de los capacitores V_{C1} y V_{C2} , y la corriente de entrada i_{in} resultantes de la simulación para los casos de carga balanceada y desbalanceada, respectivamente. De aquí, podemos ver que para ambas situaciones de carga el valor promedio de la corriente no presenta variaciones con respecto a su valor de referencia. Sin embargo, el ripple de corriente presente disminuye a medida que la tensión de los capacitores se reduce en forma escalonada producto de las variaciones en V_{in} , lo cual es congruente con lo obtenido en 2.7, donde se puede apreciar que el ripple de corriente sobre el inductor es directamente proporcional a la tensión del bus.

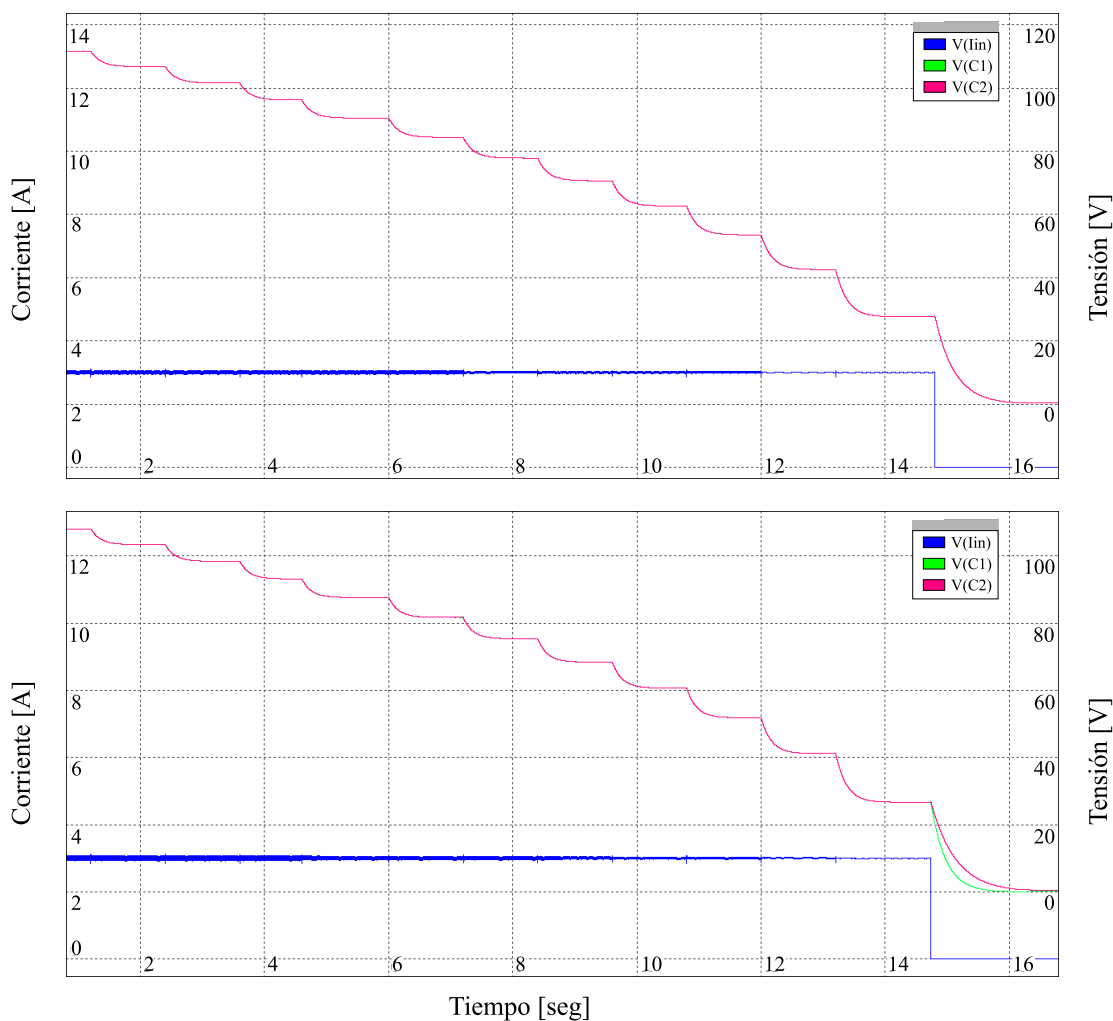


Figura 5.6: Respuesta simulación NL5. - Sensibilidad control de corriente frente a perturbaciones en la entrada V_{in} . - (De arriba hacia abajo) Simulación con carga balanceada; Simulación con carga desbalanceada.

5.1.4. Análisis en Régimen Permanente

Una vez extinguida la respuesta transitoria, la salida del sistema se estabilizará en un valor determinado; la diferencia de este valor con el de la señal de referencia es lo que denominamos error en régimen permanente o estacionario. Para lograr la máxima exactitud en el seguimiento de potencia y balance de tensión del bus de c.c. los controladores deben asegurar que el error mencionado sea el mínimo o nulo. En esta sección se analizará la respuesta en régimen permanente del sistema

controlado con el compensador PI diseñado, para los casos de carga balanceada y desbalanceada.

Con el objetivo de lograr condiciones de simulación en régimen permanente similares a las experimentales, se introdujeron para este análisis generadores de ruido en el sensado de la corriente i_{in} y las tensiones V_{C1} y V_{C2} . En la Fig. 5.7 se muestra el circuito de simulación implementado con ruido en el sensado.

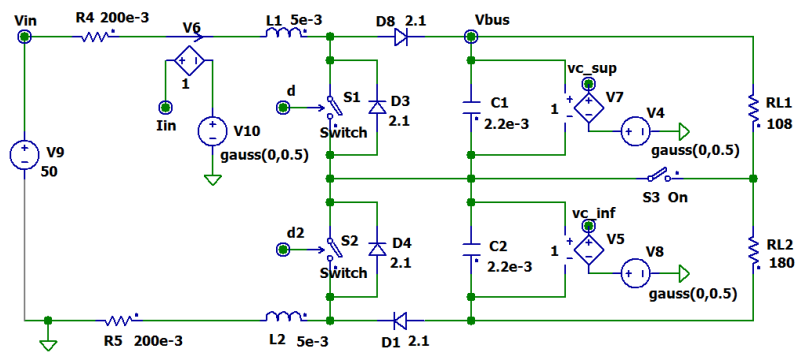


Figura 5.7: Modelo circuital NL5 con ruido en el sensado.

Como se muestra en el circuito de simulación, para llevar a cabo esto, se agregaron sobre las fuentes de sensado $V5$, $V6$ y $V7$ los generadores de tensión $V8$, $V10$ y $V4$ respectivamente, los cuales simulan ruido aleatorio con distribución normal gaussiana con valor medio cero y desviación estándar de $0,5\text{ V}$.

Bajo estas condiciones, la Fig. 5.8a muestra los resultados de simulación en régimen permanente en el caso de carga balanceada ($S3 = off$). Como es posible observar, tanto el error de corriente como el de desbalance de tensión presentan un valor promedio igual a cero, lo cual denota gran exactitud para ambos objetivos de control aún en condiciones desfavorables.

Por último, se repitió la simulación anterior pero aplicando un desbalance en la carga ($S3 = on$). En la Fig. 5.8b se muestran los resultados de la simulación dando, al igual que el caso anterior, un error promedio nulo al seguimiento de corriente de entrada y desbalance de tensión del bus lo que implica el buen desempeño del controlador frente a la perturbación provocada.

Utilizando como base los resultados de simulación mostrados, a continuación se mostrarán los resultados experimentales y se harán comparaciones y un análisis de las diferencias encontradas.

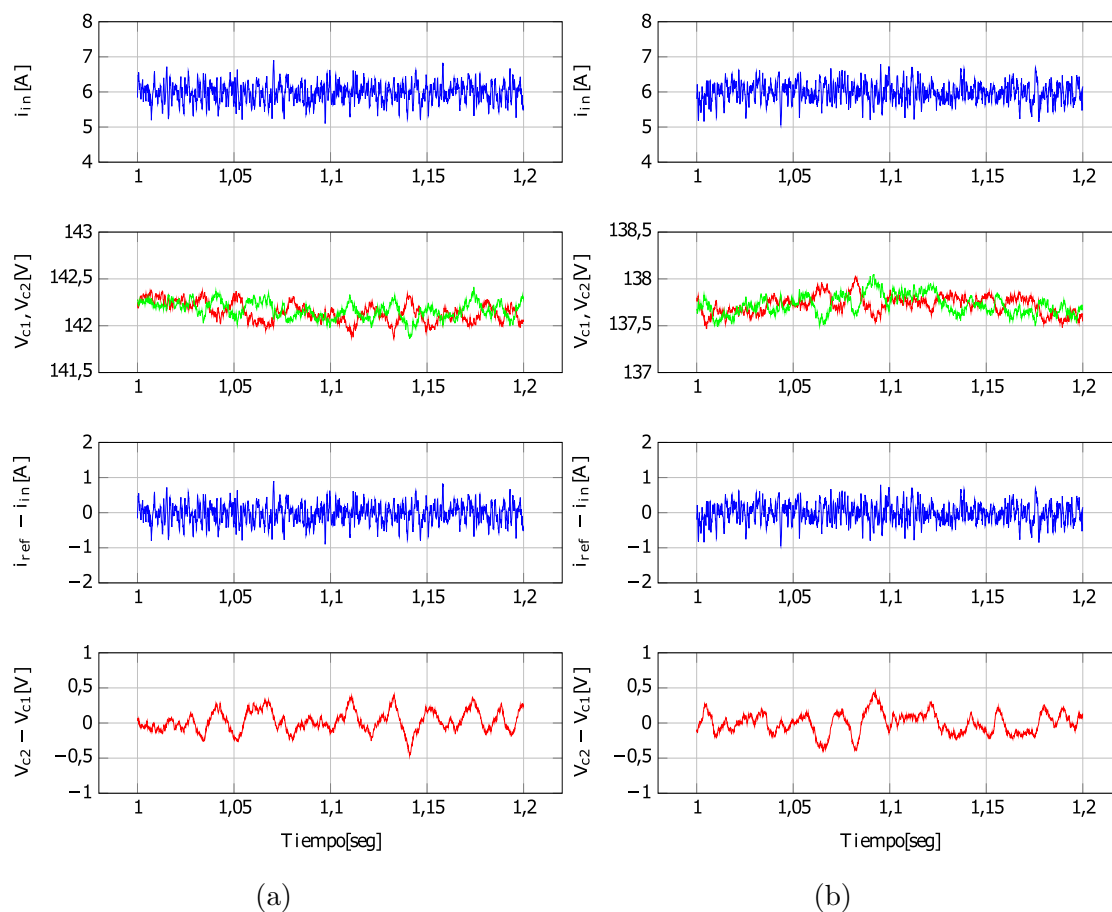


Figura 5.8: Resultado simulación NL5. - Errores en régimen permanente. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Error de corriente ($i_{ref} - i_{in}$); Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); **(a)** Carga balanceada ($R_{L1} = 288\Omega$); **(b)** Carga desbalanceada ($R_{L1} = 108\Omega$, $R_{L2} = 180\Omega$).

5.2. Resultados Experimentales

Si bien las simulaciones son un punto de partida para poder conocer como se comportará el conjunto de sistema y controles, para poder realmente validarlo se deben realizar pruebas experimentales. De esta manera se obtendrán resultados para las mismas pruebas efectuadas en las simulaciones, pero en este caso existirán parámetros no modelados que generarán diferencias observables, que serán analizadas.

5.2.1. Ensayos en baja potencia

Para llevar a cabo las mediciones en baja potencia se construyó un banco de pruebas como se muestra en la Fig. 5.9.

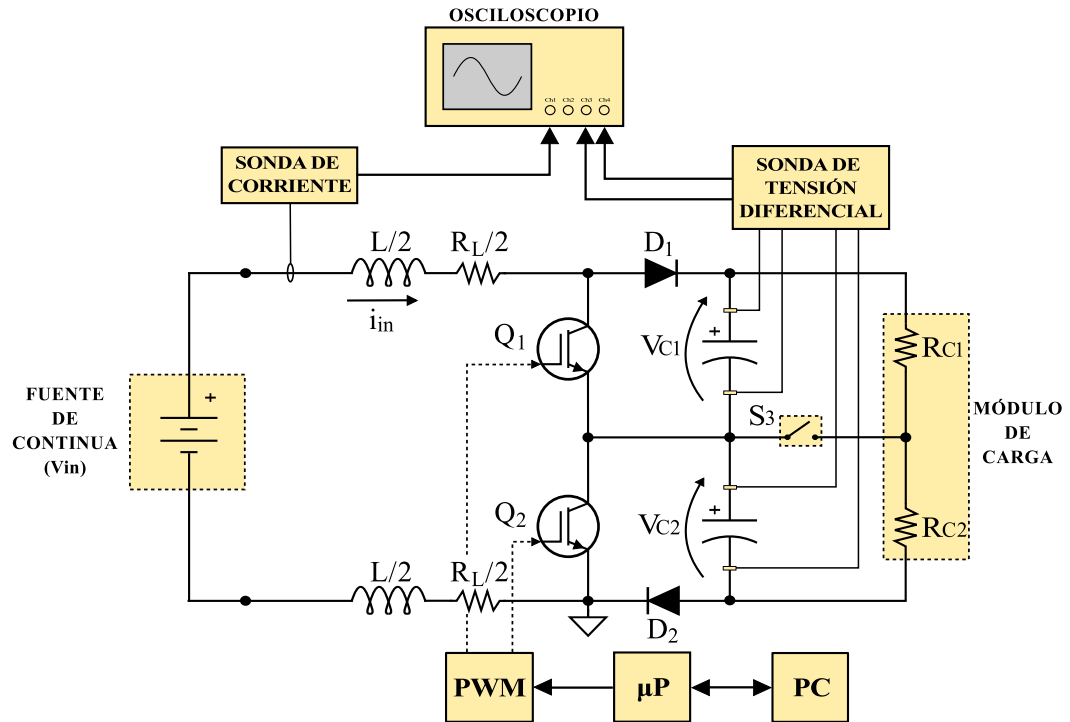


Figura 5.9: Esquema del banco de mediciones utilizado para las pruebas experimentales de baja potencia.

Para determinar el desempeño estático y dinámico del prototipo con los respectivos controladores se midió la corriente de entrada i_{in} y las tensiones sobre los capacitores electrolíticos del bus de continua, V_{C1} y V_{C2} .

Las señales de corriente y tensión obtenidas con las respectivas sondas fueron registradas en un osciloscopio digital, del cual se extrajeron todas las imágenes que se verán en esta sección.

El instrumental utilizado para las pruebas fue:

- Fuente de alimentación C.C. programable *Twintex TPW-6015* (60 V/15 A).
- Osciloscopio digital *Tektronix MSO4034B* con una ancho de banda de 350 MHz y frecuencia de muestreo de 2,5 GS/s.
- Sonda de corriente *Tektronix TPC303* en conjunto con el amplificador *Tektronix TCPA300*, que acondiciona la señal y la envía al osciloscopio.

- Sondeas de tensión diferencial *Tektronix P5205*, con un ancho de banda de hasta 100 MHz. Tensión diferencial máxima de 1300 V y tensión de modo común a tierra máxima de 600 V (*tensiones absolutas = DC + AC_{pk}*). Las sondas se ajustaron para entregar al osciloscopio una señal proporcional con una relación 1:50 respecto de la tensión medida.

A pesar de haberlas calibrado correctamente, las sondas de tensión utilizadas introdujeron errores de medición. Por lo tanto, en todas las mediciones realizadas fueron considerados los siguientes offset de error:

$$CH3 = -2,2\text{ V} \quad ; \quad CH4 = +0,8\text{ V}$$

Al igual que en las simulaciones, para analizar la respuesta transitoria del sistema para ambos objetivos de control se utilizó una fuente de C.C. programable regulada en una tensión fija de 50 V. Por otra parte, se utilizó una carga desbalanceada con una relación 1:1.4.

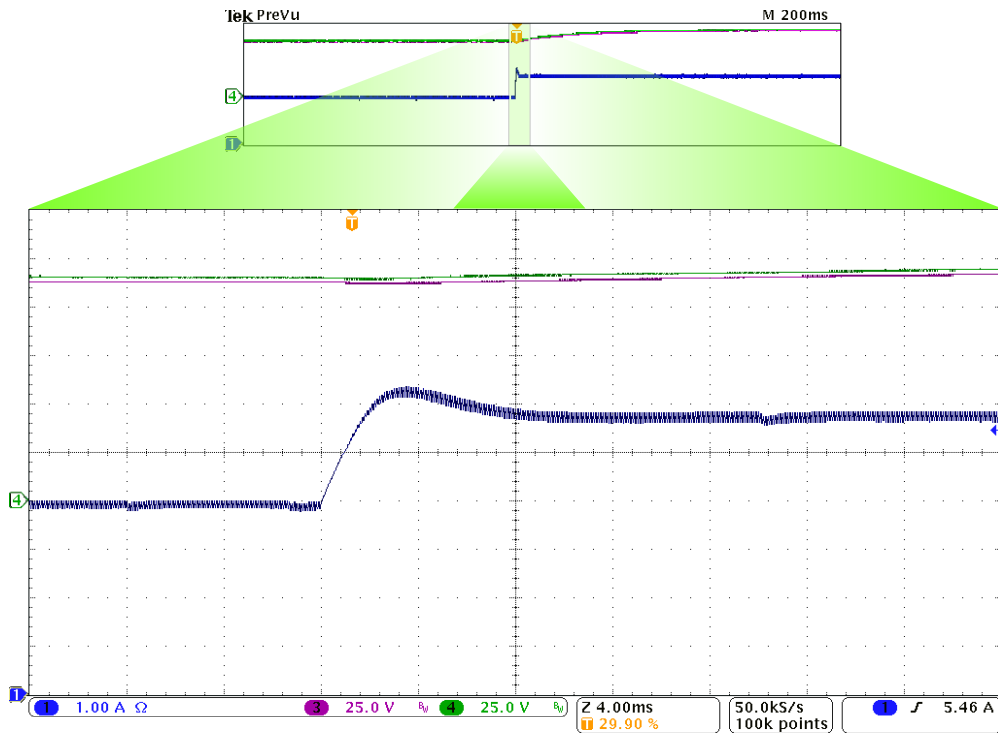
5.2.2. Análisis de Transitorios

Con el objetivo de verificar el comportamiento del control en régimen transitorio, se aplicó un escalón en la referencia de corriente y se observó la respuesta al escalón en el osciloscopio. Luego, se provocó un desbalance en la carga y se observó el efecto sobre las variables controladas.

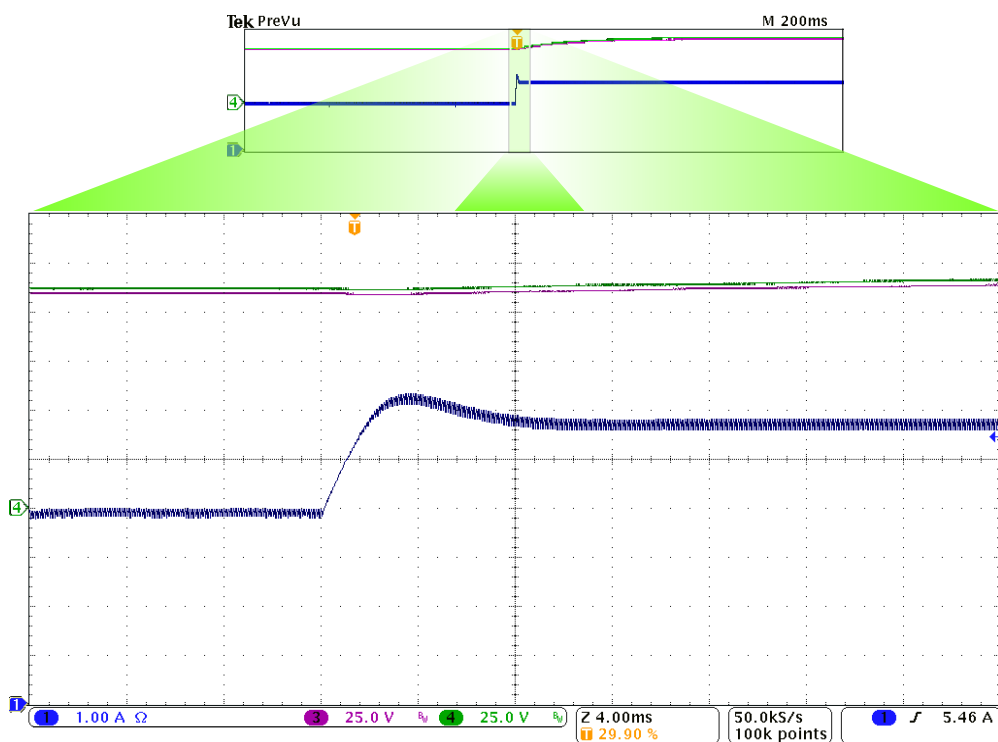
Respuesta transitoria frente a un escalón en la referencia de corriente

Se comandó a través de la interfaz de usuario un escalón positivo en la referencia de corriente i_{ref} del 50 % del valor actual ($i_{inicial} = 4\text{ A}$, $i_{final} = 6\text{ A}$) para los casos de carga balanceada ($S3 = off$) y carga desbalanceada ($S3 = on$).

En la Fig. 5.10a se muestra una ampliación de las capturas tomadas en el osciloscopio en el caso de carga balanceada ($S3 = off$). En el Canal 1 se muestra la corriente de entrada i_{in} , en la cual se observa un salto de corriente de 4 A a 6 A. Los Canales 3 y 4 por su parte, muestran las tensiones de los capacitores (V_{C1} y V_{C2} , respectivamente) del bus de continua. Como puede observarse, el control de corriente presentó un tiempo de establecimiento de aproximadamente 8,8 ms presentando un sobrepaso que ronda alrededor del 10 % con respecto al valor final.



(a)



(b)

Figura 5.10: Capturas osciloscopio. - Corriente de entrada $i_{in} = 4A$ con salto de amplitud positivo de $2A$. - a) Carga balanceada; b) Carga desbalanceada (40%). - **Canal 1:** i_{in} ; **Canal 3 y 4:** V_{C1} y V_{C2} .

Se replicó la misma medición anterior para el caso donde la carga se encuentra desbalanceada ($S\mathcal{S} = on$).

Puede verse de la Fig. 5.10b, perteneciente al caso de carga desbalanceada, que con respecto al cambio en i_{ref} (Canal 1), el controlador presenta un transitorio idéntico al caso de carga balanceada demorando 8,8ms en alcanzar el estado estable y tomando un valor máximo de sobreoscilación del 10 % con respecto al valor final. En ambas situaciones de carga se observa un ripple de corriente que coincide con el obtenido en las simulaciones, y el cual es propio de los convertidores de c.c. a c.c.

También, se puede observar que para ambos casos el desbalance de tensión entre C_1 y C_2 se mantiene constante frente al cambio abrupto en la corriente lo que indica un buen desacople entre los objetivos de control.

Los resultados obtenidos poseen las siguientes diferencias con las simulaciones:

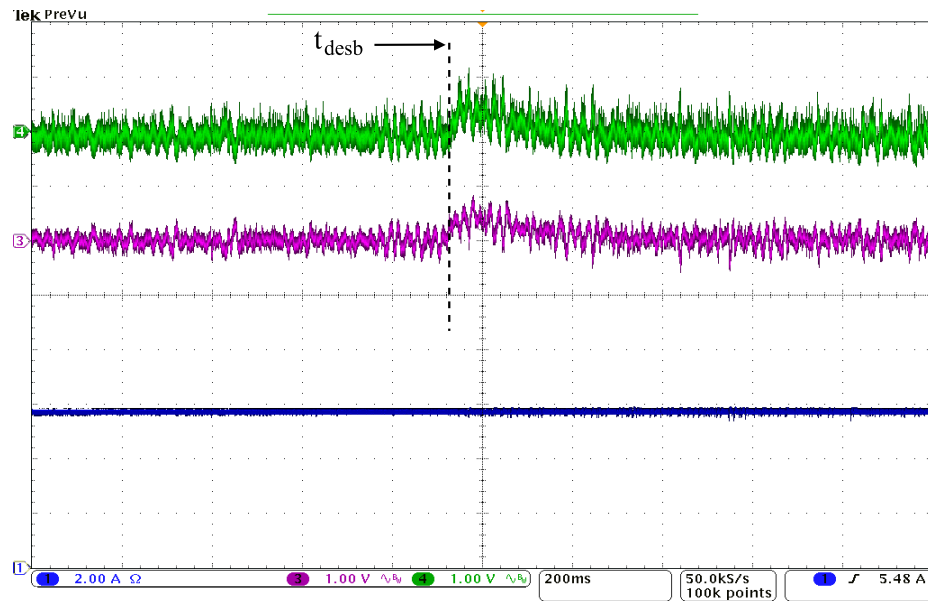
1. El transitorio de corriente presenta un tiempo de establecimiento $800 \mu s$ mayor que el obtenido en las simulaciones. Si bien esta diferencia no es notable, se cree que esto puede deberse a los retardos introducidos en las adquisiciones de las variables.
2. También con respecto al transitorio de corriente, se observa que el valor final no alcanza los 6 A como en las simulaciones, sino que este se establece en 5,8 A presentando un error del 3,33 %. Esto puede deberse al error introducido en las rectas de calibración implementadas para los ADC.
3. No se obtuvieron imágenes de la respuesta transitoria del control de desbalance frente a la perturbación provocada en la corriente de entrada, como se logró en las simulaciones, debido a que el ruido presente en la medición de tensión resultó ser de mayor amplitud que las desviaciones en la tensión de desbalance.

Respuesta transitoria frente a un escalón en la carga

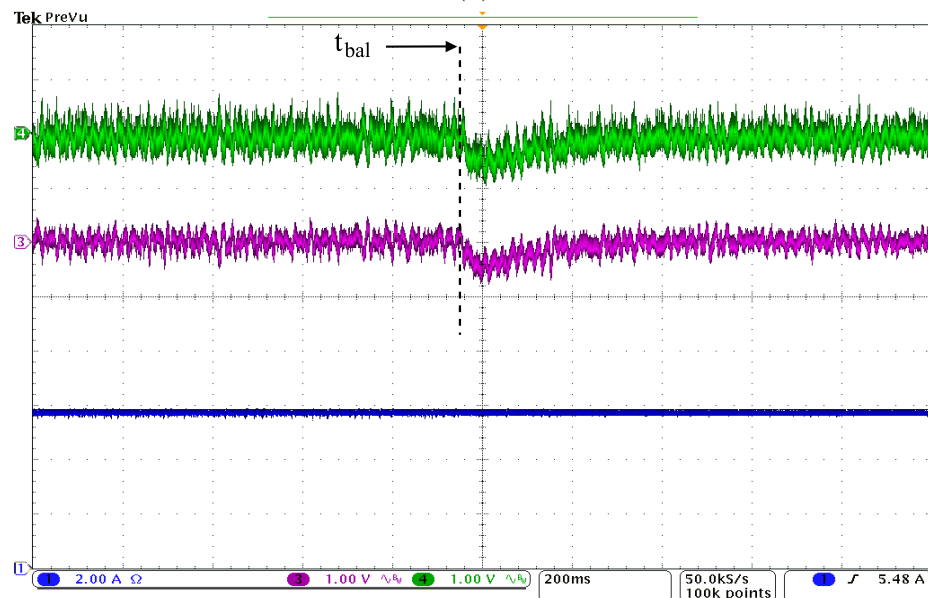
De manera análoga a como se realizó la simulación pertinente, en este ensayo se fija una corriente de referencia constante comandada mediante la interfaz de usuario y se provoca un escalón de carga a través de la llave S3 pasando de carga balanceada a desbalanceada y viceversa.

El caso en el cual se conmuta de carga balanceada a desbalanceada se puede ver en la Fig. 5.11a; en el Canal 1 se muestra la corriente de entrada i_{in} con

un valor constante de aproximadamente 6 A, los Canales 3 y 4 representan las tensiones de los capacitores, V_{C1} y V_{C2} respectivamente, acopladas en alterna de manera de poder visualizar claramente los cambios en dichas tensiones. Además, se indica en la misma el momento en el cual se aplica el desbalance (t_{desb}).



(a)



(b)

Figura 5.11: Capturas osciloscopio. - a) Escalón de carga (0 a +40%): $R_{C1} = 108\Omega$, $R_{C2} = 180\Omega$; b) Escalón de carga (+40 a 0%): $R_{Lt} = 288\Omega$. - **Canal 1**: i_{in} ; **Canal 3 y 4**: V_{C1} y V_{C2} .

Se puede ver, que a tal efecto, aparece un sobrepico positivo similar en las tensiones de ambos capacitores. Esto indica la acción del control de desbalance PI diseñado para neutralizar rápidamente el fenómeno producido, manteniendo el balance de tensión en el bus. Con respecto a la corriente de entrada se observa que no sufre ningún tipo de perturbación lo cual reafirma el buen desacople entre los objetivos de control visto en las simulaciones.

En la Fig. 5.11b, se pasó de una carga desbalanceada a balanceada en el instante indicado en la imagen como t_{bal} . En este caso, como se muestra en los Canales 3 y 4, la perturbación en la carga produce un sobrepico negativo en las tensiones de los capacitores manteniendo el balance de tensión. Con esto, se valida la buena performance del control de desbalance aún cuando se producen perturbaciones en la carga. En el Canal 1 se muestra la corriente, la cual no presenta variaciones perceptibles.

En cuanto a los transitorios de la tensión de desbalance, no se pudieron observar como en las simulaciones dado que su amplitud resultó menor que el nivel de ruido presente en la medición de tensión sobre la carga.

5.2.3. Prueba de Sensibilidad

Con el objetivo de evaluar el comportamiento del sistema y el control frente a las perturbaciones, en este caso se analizará si se producen desviaciones en el seguimiento de corriente ante variaciones en la tensión de entrada (V_{in}), la cual se define como una entrada de perturbación a nuestro sistema.

Para llevar a cabo esta prueba se configuró una tensión inicial de 60 V en la fuente de tensión continua y se fijó la referencia de corriente en: $i_{ref} = 3\text{ A}$. Luego, con el sistema controlando se fue disminuyendo la tensión de entrada gradualmente de a escalones de 5 V y se verificó que la regulación de corriente no se vea afectada ante tal perturbación. Para analizar este comportamiento abarcando todas las situaciones posibles, se realizó tanto para el caso de carga balanceada ($S3 = off$) como desbalanceada ($S3 = on$).

De la Fig. 5.12 en el Canal 1, se muestra la corriente de entrada i_{in} mientras que en los Canales 3 y 4, se muestran las tensiones de los capacitores V_{C1} y V_{C2} respectivamente. En ella se pueden observar los dos casos posibles, es decir las pruebas resultantes con carga balanceada y desbalanceada.

Podemos ver de la figura que la corriente para ambos casos no presenta variación alguna con respecto a su valor de referencia. Sin embargo, el ripple de

corriente presente va disminuyendo a medida que la tensión de entrada se reduce en forma escalonada. Estos resultados coinciden con lo obtenido a través de las simulaciones.

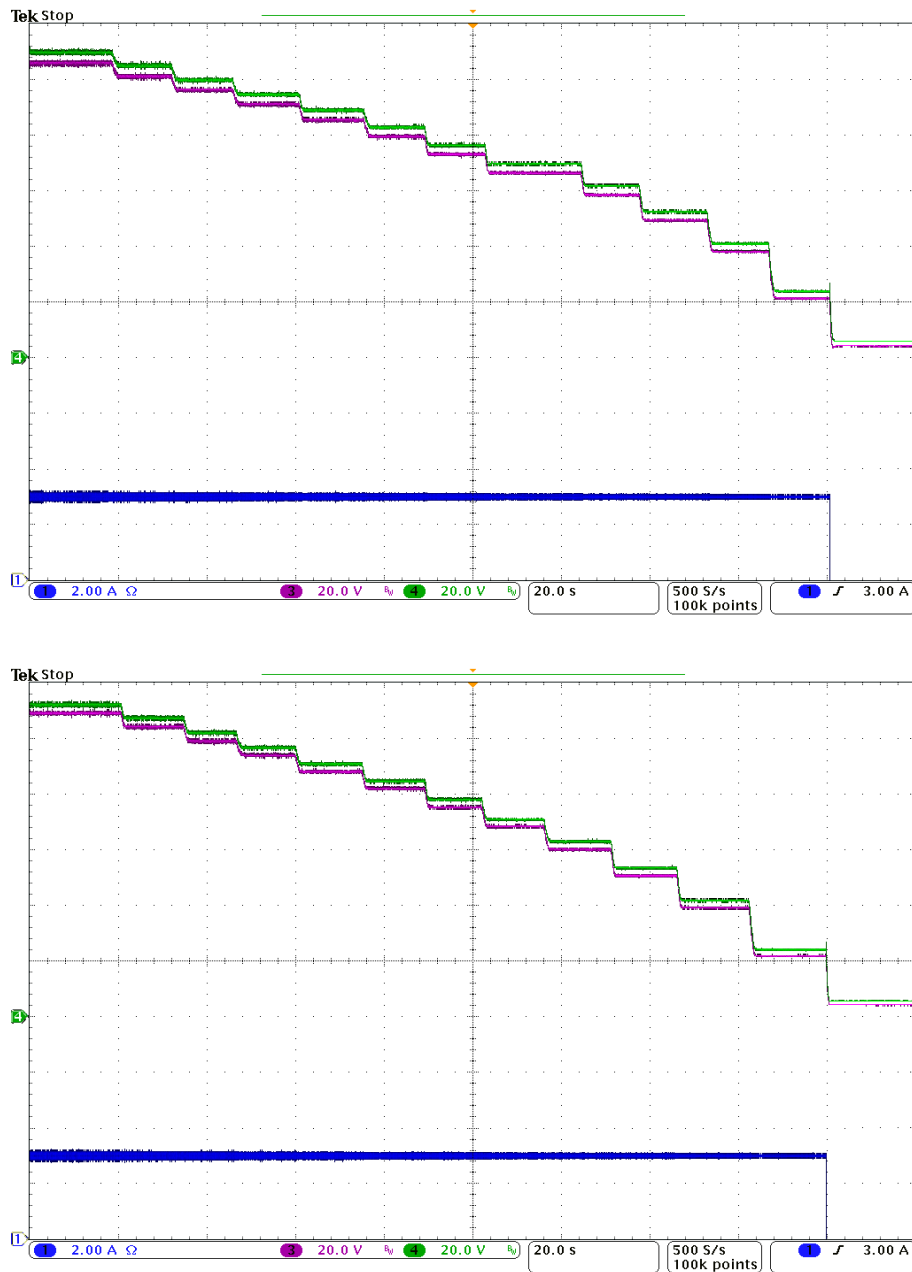


Figura 5.12: Capturas osciloscopio. - Sensibilidad control de corriente frente a perturbaciones en la entrada V_{in} . - (De arriba hacia abajo) Carga balanceada; Carga desbalanceada. - **Canal 1:** i_{in} ; **Canal 3 y 4:** V_{C1} y V_{C2} .

5.2.4. Análisis en Régimen Permanente

De forma de analizar el error de corriente y el desbalance de tensión en régimen permanente se realizaron las pruebas en las mismas condiciones que en las simulaciones. Por ende, se configuró la fuente de continua en 50 V y una referencia de corriente: $i_{ref} = 6$ A.

En las Figs. 5.13a y 5.13b se muestran los resultados obtenidos para el caso de carga balanceada y desbalanceada, respectivamente. Como es posible observar en ambos casos, se obtuvo un error promedio de 0,3 A con respecto a la referencia de corriente, lo que equivale a un error de corriente e_i del 5 %.

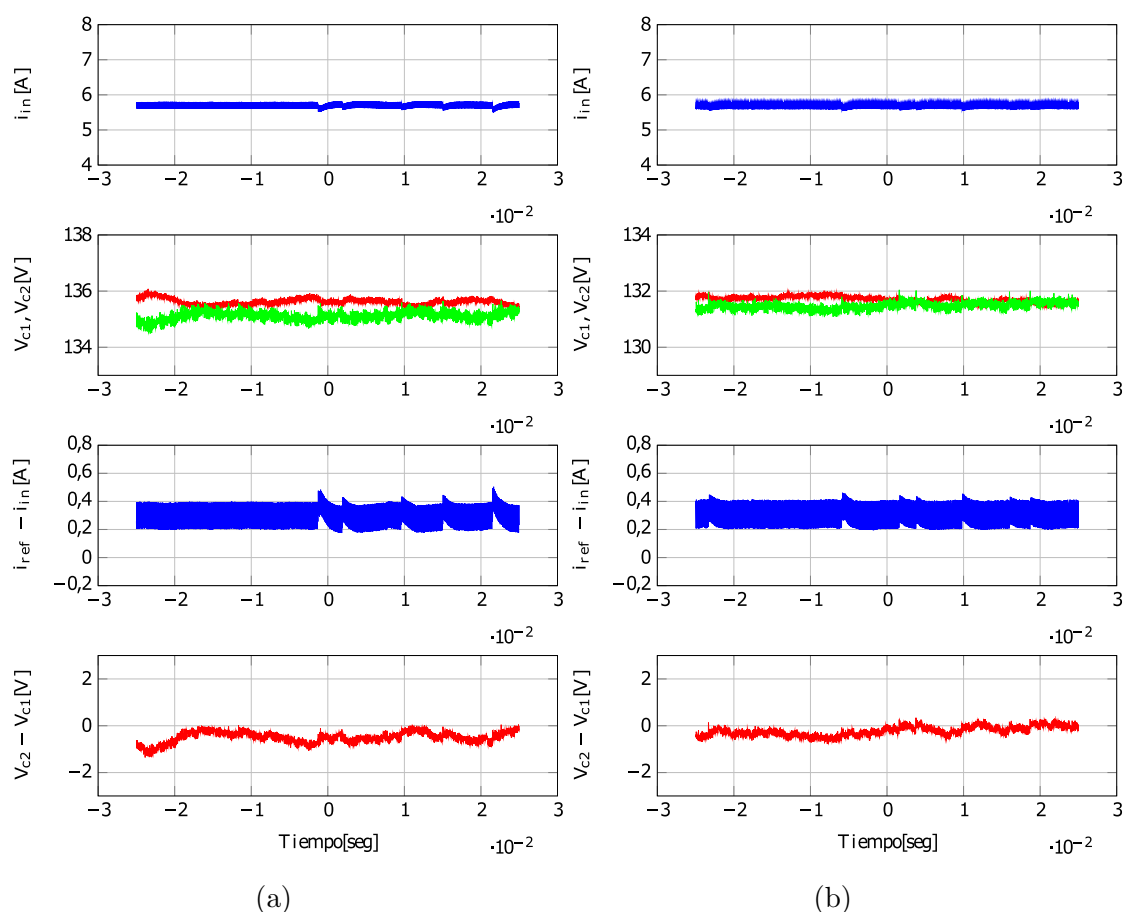


Figura 5.13: Resultado prueba experimental. - Errores en régimen permanente. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6$ A; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Error de corriente ($i_{ref} - i_{in}$); Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$). **(a)** Carga balanceada: $R_{Lt} = 288\Omega$; **(b)** Carga desbalanceada: $R_{L1} = 108\Omega$, $R_{L2} = 180\Omega$.

Luego, en lo que respecta al desbalance de tensión entre los capacitores que

componen el bus de c.c. se observa que el módulo del error presenta un valor promedio de aproximadamente 0,5 V, resultando de esta manera para las diferentes situaciones de carga un error de tensión e_v de alrededor del 0,38 %.

5.2.5. Potenciales Fuentes de Error

Al comparar los resultados experimentales con los obtenidos en la simulaciones correspondientes se observan diferencias, las cuales se deben en gran medida al ruido introducido al sistema y que no pudo ser totalmente mitigado con las técnicas aplicadas.

Otra fuente de error existente en el proyecto fue introducida en el momento en que se realizaron las rectas de regresión lineal para los resultados obtenidos por los ADC, ya que estos presentaban una dispersión considerable. Si bien se ajustaron de la mejor manera posible, quedó un error remanente sobre todo para el caso de la corriente.

Sin embargo, los resultados indican que el controlador PI implementado tiene un desempeño aceptable frente a cambios en la corriente de referencia i_{ref} y frente a cambios abruptos en la carga que se le presenta al sistema.

5.2.6. Prueba en Alta Potencia

Banco de Mediciones

En este ensayo el convertidor fue alimentado por un rectificador trifásico conectado a la red mediante un autotransformador trifásico de salida variable, con el propósito de poder variar manualmente la amplitud de tensión alterna que alimenta al puente. El esquema de conexión utilizado para esta prueba se muestra en la Fig. 5.14.

El instrumental utilizado fue el mismo que el de los ensayos en baja potencia, con el agregado del autotransformador trifásico de salida variable (ó *Variacs*) del fabricante *Varitrans*.

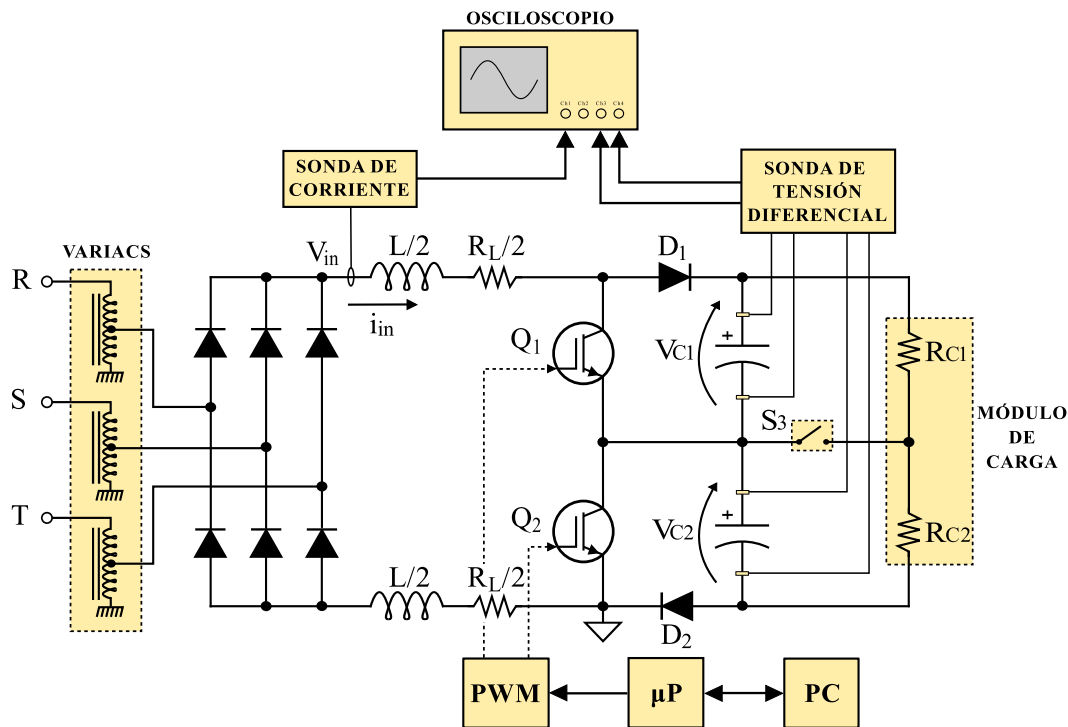


Figura 5.14: Esquema del banco de mediciones utilizado para las pruebas experimentales en alta potencia.

Como se ha mencionado en el Capítulo 2, el sistema fue diseñado para operar a una potencia máxima aproximada de 10 KW. Sin embargo, tanto el Variac como la carga resistiva disponibles no son capaces de manejar tal magnitud de potencia.

Se utilizó una carga resistiva como se muestra en la Fig. 5.15. Vemos que R_{C1} y R_{C2} presentan un valor de $108\ \Omega$ y $180\ \Omega$ respectivamente, logrando un desequilibrio de carga del 40 % para el caso en el que $S3 = on$, y además están conformadas por dos ramas en paralelo lo cual permite una mejor distribución de la potencia. La máxima potencia que puede manejar la carga configurada de ese modo, considerando la tensión nominal del bus ($V_{bus}=1000\text{ V}$), es:

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{(V_{bus})^2}{R_{C1} + R_{C2}} = 3472,2\text{ W}$$

Por otro lado, el autotransformador trifásico soporta una corriente máxima de 10 A_{rms} por bobina. Por lo que se realizó la experiencia considerando una corriente de entrada máxima i_{in} de 9 A .

Además, para no exponer los componentes que conforman el bus de c.c. a condiciones de operación límite se consideró para la experiencia una tensión de

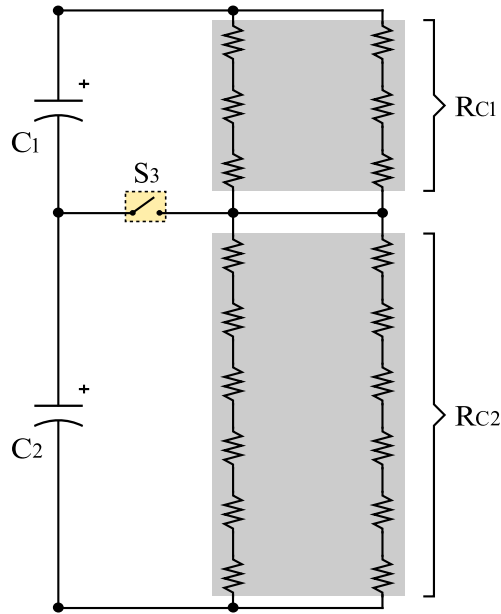


Figura 5.15: Configuración módulo de carga.

bus máxima de 800 V. Esta tensión aplicada sobre la resistencia de carga total ($R_{C1} + R_{C2} = 288\Omega$) resulta en una potencia de salida:

$$P_{out} = 2222,22 \text{ W}$$

Considerando el caso ideal de conservación de potencia ($P_{in} = P_{out}$), se calculó la tensión de entrada necesaria para estas condiciones como:

$$V_{in} = \frac{P_{out}}{i_{in}} \simeq 247 \text{ V}$$

Por lo tanto, para la realización de esta experiencia se reguló el Variac de manera de obtener una tensión rectificadora $V_{in} \simeq 247 \text{ V}$ y se configuró a través de la UI una referencia de corriente: $i_{ref} = 9 \text{ A}$.

Resultados en Régimen Permanente

La Fig. 5.16 muestra la forma de onda de la corriente de entrada (Canal 1) y las tensiones en los capacitores del bus (Canales 3 y 4) ante el caso de carga desbalanceada ($S3 = on$).

Se puede apreciar que la corriente se establece en un valor promedio de aproximadamente 8,4 A. Esto indica, con respecto a la referencia de 9 A, un error

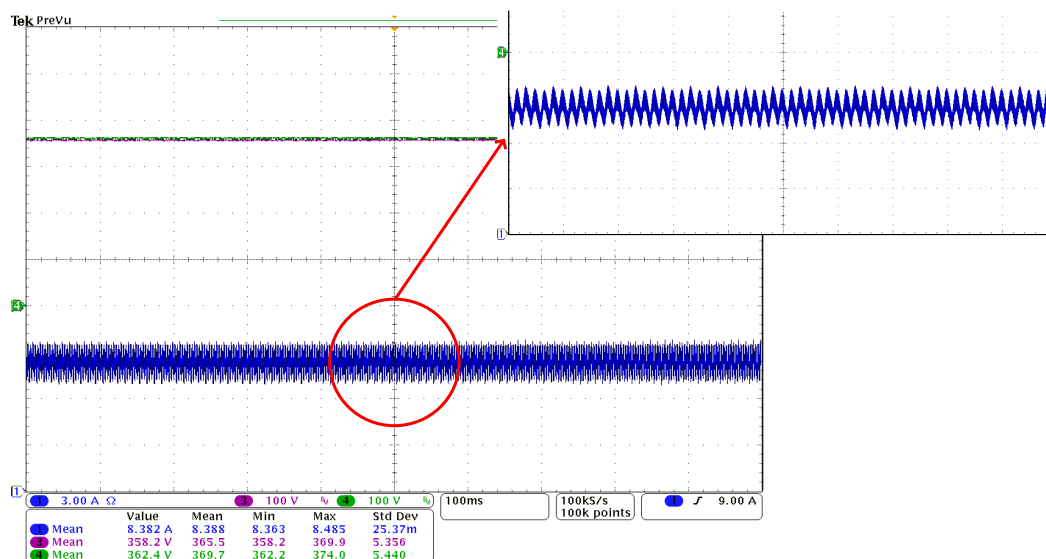


Figura 5.16: Captura osciloscopio. - Control PI. - Prueba a máxima potencia.
Canal 1: i_{in} ; **Canal 3 y 4:** V_{C1} y V_{C2} .

de corriente del 6,66 %, lo cual se asemeja a lo obtenido en los ensayos en baja potencia.

Luego, aplicando las correcciones pertinentes sobre los Canales 3 y 4 (pág. 88), las tensiones sobre los capacitores del bus resultan:

$$V_{C1} = 365,5 + 2,2 \text{ V} = 367,7 \text{ V}$$

$$V_{C2} = 369,7 - 0,8 \text{ V} = 368,9 \text{ V}$$

Se alcanzó de esta manera una tensión en el bus de c.c. de 736,6 V, logrando una potencia total de salida:

$$P_{out} = \frac{(V_{C1})^2}{R_{C1}} + \frac{(V_{C2})^2}{R_{C2}} = 2007,9 \text{ W}$$

Dando esto como resultado una eficiencia del 96,77 % producto de los 67 W de pérdidas en el sistema. Se calcularon las pérdidas teóricas en estas condiciones de operación (Tabla 2.4), las cuales fueron coherentes con las obtenidas experimentalmente, dado que no fueron consideradas la sobreelevación de temperatura en los inductores, capacitores, etc.

En lo que respecta al control de desbalance del bus de c.c. se obtuvo un error de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$) en régimen permanente de 1,2 V. Esto representa un desbalance en el bus del 0,32 %, lo cual corrobora lo obtenido en baja potencia.

También, como se muestra en la sección aumentada de la Fig. 5.16, se obtuvo un ripple de corriente: $\Delta i_L = 2,4 \text{ A}$, con un período de 3,3 ms (300 Hz), lo cual es congruente al período de ripple ($T_R = T_L / p$) que se obtiene al rectificar una señal trifásica con un puente de diodos de seis fases ($p = 6$).

Capítulo 6

Conclusiones

Se diseñó y construyó un Rectificador Boost de 3 Niveles (ó 3LBR) utilizando un módulo IGBT y diodos fast-recovery como llaves de conmutación. El prototipo fue desarrollado en el Laboratorio de Instrumentación y Control de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata. Se aprovechó la disponibilidad de componentes sobrantes de otros proyectos, con lo que se logró reducir considerablemente no solo los tiempos involucrados en la construcción y verificación, sino también el costo del mismo.

El sistema fue diseñado para operar a una potencia nominal de 10 KW. El análisis y diseño térmico realizado para condiciones nominales de operación resultaron en un desempeño robusto del sistema utilizando disipadores de fabricación nacional. Sin embargo, las pruebas se llevaron a cabo a una potencia máxima aproximada del 20 % de la potencia nominal, por lo que aún debe evaluarse el desempeño en condiciones nominales.

Se halló un modelo desacoplado del sistema, en base al cual se diseñaron e implementaron controladores independientes del tipo PI que garantizan el seguimiento del punto de máxima potencia y el balance de tensión en el bus de continua. Finalmente, se programó el firmware del microcontrolador donde se implementaron los algoritmos de control. Para el control del convertidor se utilizó una estrategia del tipo PWM, aprovechando las características del microcontrolador utilizado.

Mediante la utilización del simulador NL5 se pudo prever el comportamiento del prototipo y analizar las formas de onda de las variables controladas. Además permitió analizar las limitaciones de los controles diseñados y por ende evaluar su desempeño.

La validación experimental del convertidor fue contrastada con los resultados obtenidos a través de las simulaciones. Se evaluó entonces el desempeño de los controladores en régimen transitorio frente a un escalón producido en la referencia de corriente y en el módulo de carga, logrando en ambos casos una respuesta dinámica que neutraliza rápidamente los fenómenos producidos. En régimen permanente, el sistema alcanza el estado estable en corriente y consigue un desbalance de tensión cercano a cero y relativamente pequeño tomando en cuenta la magnitud de las tensiones de los capacitores del banco.

Si bien existen pequeñas desviaciones con respecto a los resultados obtenidos en las simulaciones esto se debe en gran medida a que no se ingresaron fuentes de error en la simulación, tales como ruido en los sensores, no linealidades en los componentes, impedancias distribuidas en los cables, entre otras.

Durante las pruebas a máxima potencia, se midió el rendimiento del sistema, el cual resultó ser del 96,77 %. Esto concuerda con los valores previstos para las pérdidas en esas condiciones de operación, validando de este modo el diseño efectuado.

6.0.7. Trabajos Futuros

Este trabajo final de grado representa un punto de partida para la continuidad del estudio y desarrollo de los sistemas de extracción de energía proveniente de recursos renovables. Como primera medida se sugiere el diseño y fabricación de un PCB que reúna las placas utilizadas en este proyecto en una sola, logrando de esta manera una reducción en el espacio físico requerido y minimizar las distancias de los conductores evitando efectos de EMI y reduciendo el ruido en los sensores. A su vez se propone incluir un sensor de tensión en la entrada al sistema de manera de no tener que ingresar por teclado y la línea de comandos la tensión de alimentación. Con esta medida se podría implementar un lazo de control *feed-forward* logrando un mejor rechazo a la perturbación introducida por el ripple generado en el rectificador. Finalmente debería evaluarse al sistema en condiciones nominales de trabajo para comprobar el diseño térmico y su robustez.

Referencias

- [1] L. Chang and H. Kojabadi, “Review of interconnection standards for distributed power generation,” in *Power Engineering 2002 Large Engineering Systems Conference on, LESCOPE 02*, 2002, pp. 36 – 40.
- [2] M. Dai, “Control of power converters for distributed generation applications,” Ph.D. dissertation, Ohio State University, 2005.
- [3] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galván, R. C. Portillo-Guisado, M. M. Prats, J. I. León, and N. Moreno-Alfonso, “Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey,” *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, 2006.
- [4] W. Hu, Z. Chen, Y. Wang, and Z. Wang, “Flicker mitigation by active power control of variable-speed wind turbines with full-scale back-to-back power converters,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 3, pp. 640–649, Sept 2009.
- [5] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740–788, 2015.
- [6] V. Yaramasu and B. Wu, “Three-level boost converter based medium voltage megawatt PMSG wind energy conversion systems,” in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, Sept 2011, pp. 561–567.
- [7] V. Yaramasu, B. Wu, and J. Chen, “Model-predictive control of grid-tied four-level diode-clamped inverters for high-power wind energy conversion systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2861–2873, June 2014.
- [8] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, “Review of Three-Phase PWM AC-AC Converter Topologies,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 4988–5006, Nov 2011.
- [9] J. W. Kolar and T. Friedli, “The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems - Part I,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 176–198, Jan 2013.
- [10] M. G. Judewicz, S. A. González, N. I. Echeverria, J. Fischer, and D. Carrica, “Generalized Predictive Current Control (GPCC) for Grid-Tie Three-Phase Inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 7, pp. 4475–4484, Jul. 2016.

Apéndice A

Modelo de Estados

En este apartado se hallará un modelo de estados del rectificador 3LB en base a los modelos dinámicos de la corriente de entrada y el desbalance del bus planteados en el Capítulo 1. También, se agregará al modelo la dinámica de la tensión total del bus.

Inicialmente, se define una nueva variable de control que corresponde a la suma de corrientes en C_1 y C_2 como:

$$i_s(t) = i_{C_1}(t) + i_{C_2}(t) \quad (\text{A.1})$$

siendo,

$$i_{C_1}(t) = i_{in}(t)(1 - d_1(t)) \quad (\text{A.2})$$

é

$$i_{C_2}(t) = i_{in}(t)(1 - d_2(t)) \quad (\text{A.3})$$

donde d_1 y d_2 son los ciclos de trabajo de Q_1 y Q_2 , respectivamente, y representan las entradas al sistema.

$$\vec{u} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Por lo tanto, reemplazando en A.1 con lo obtenido en A.2 y A.3, se obtiene la variable de control i_s promediada como:

$$i_s(t) = i_{in}(t)[2 - (d_1(t) + d_2(t))] \quad (\text{A.5})$$

Luego, de la Fig. 1.8, se puede plantear el modelo dinámico de la tensión total del bus con respecto a la suma de corrientes i_s , resultando:

$$i_s(t) - I_{P1} - I_{P2} = C_1 \frac{dV_{C1}(t)}{dt} + C_2 \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \quad (\text{A.6})$$

Considerando capacitores idénticos, es decir, $C_1 = C_2 = C$, y reordenando, A.6 puede simplificarse a:

$$i_s(t) - I_{P1} - I_{P2} = C \left(\frac{dV_{C1}(t)}{dt} + \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \right) \quad (\text{A.7})$$

Podemos introducir ahora a la tensión total del bus, la cual se define como:

$$V_{sum} = V_{C1} + V_{C2} \quad (\text{A.8})$$

Con esta definición y reemplazando en A.7, el modelo de la suma de tensiones en el bus resulta:

$$i_s(t) - I_{P1} - I_{P2} = C \frac{dV_{sum}(t)}{dt} \quad (\text{A.9})$$

De esta manera, incorporando el modelo de la tensión suma del bus, podemos redefinir las variables de estado del sistema como:

$$\begin{aligned} i_{in} &\Leftrightarrow X_1 \\ V_{desb} &\Leftrightarrow X_2 \\ V_{sum} &\Leftrightarrow X_3 \end{aligned}$$

Con esta asignación de variables se reescriben las ecuaciones 1.10, 1.15 y A.9, obteniendo:

$$V_{in} - v_c = R_L \cdot X_1 + L \cdot \dot{X}_1 \quad (\text{A.10})$$

$$i_c - i_p = C \cdot \dot{X}_2 \quad (\text{A.11})$$

$$i_s - I_{P1} - I_{P2} = C \cdot \dot{X}_3 \quad (\text{A.12})$$

donde: $\dot{X}_1 = \frac{di_{in}(t)}{dt}$, $\dot{X}_2 = \frac{dV_{desb}(t)}{dt}$ y $\dot{X}_3 = \frac{dV_{sum}(t)}{dt}$.

Luego, volviendo a 1.6 y desarrollando obtenemos:

$$\begin{aligned} v_c(t) &= V_{C1}(t) - V_{C1}(t) \cdot d_1(t) + V_{C2}(t) - V_{C2}(t) \cdot d_2(t) \\ &= V_{C1}(t) + V_{C2}(t) - V_{C1}(t) \cdot d_1(t) - V_{C2}(t) \cdot d_2(t) \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

donde: $V_{C1}(t) + V_{C2}(t) = X_3$, por lo tanto

$$v_c(t) = X_3 - V_{C1}(t) \cdot d_1(t) - V_{C2}(t) \cdot d_2(t) \quad (\text{A.14})$$

A fin de poder expresar A.14 en términos de las variables de estado y las entradas al sistema, despejamos V_{C1} de 1.14 y A.8,

$$V_{C1}(t) = V_{sum}(t) - V_{C2}(t) \quad (\text{A.15})$$

$$V_{C1}(t) = V_{desb}(t) + V_{C2}(t) \quad (\text{A.16})$$

sumando miembro a miembro A.15 y A.16 resulta:

$$V_{C1}(t) = \frac{V_{sum}(t) + V_{desb}(t)}{2} = \frac{X_3 + X_2}{2} \quad (\text{A.17})$$

de la misma forma podemos expresar V_{C2} como:

$$V_{C2}(t) = \frac{V_{sum}(t) - V_{desb}(t)}{2} = \frac{X_3 - X_2}{2} \quad (\text{A.18})$$

De esta manera introduciendo A.17 y A.18 en A.14 se obtiene:

$$v_c(t) = X_3 - \frac{d_1}{2}(X_3 + X_2) - \frac{d_2}{2}(X_3 - X_2) \quad (\text{A.19})$$

Al igual que la variable de control $v_c(t)$, las variables $i_c(t)$ (1.7) e $i_s(t)$ (A.5) también pueden expresarse en función de las variables de control y entradas del sistema.

$$i_c(t) = X_1(d_2 - d_1) \quad (\text{A.20})$$

$$i_s(t) = X_1[2 - (d_1 + d_2)] \quad (\text{A.21})$$

Reemplazando en A.10, A.11 y A.12 con las definiciones obtenidas en A.19, A.20 y A.21 se pueden expresar las ecuaciones de estado del sistema que describen el comportamiento del mismo.

$$L \cdot \dot{X}_1 = V_{in} - \left[X_3 - \frac{d_1}{2}(X_3 + X_2) - \frac{d_2}{2}(X_3 - X_2) \right] - R_L \cdot X_1 \quad (\text{A.22})$$

$$C \cdot \dot{X}_2 = X_1(d_2 - d_1) - i_p \quad (\text{A.23})$$

$$C \cdot \dot{X}_3 = X_1[2 - (d_1 + d_2)] - I_{P1} - I_{P2} \quad (\text{A.24})$$

Finalmente, podemos representar el modelo matricial de estados promediado del sistema como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{X_3+X_2}{2L} & \frac{X_3-X_2}{2L} \\ -\frac{X_1}{C} & \frac{X_1}{C} \\ -\frac{X_1}{C} & -\frac{X_1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{P1} \\ I_{P2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

Apéndice B

Control Predictivo Generalizado del 3LBR

Debido a la versatilidad que presenta el prototipo desarrollado, el mismo nos permite bajo la misma estructura implementar y validar otras estrategias de control diferentes al control PI diseñado en este proyecto. Por lo tanto, en este apéndice se presentará un controlador predictivo generalizado (GPC) y se validará de la misma manera que se hizo con el controlador PI.

B.1. Controlador GPC

El *GPC*, o *Generalized Predictive Control* por sus siglas en inglés, es un tipo de estrategia de Control Predictivo basado en Modelo que, sin restricciones, da lugar a una ley de control con coeficientes constantes. El mismo, se basa en un modelo de función transferencia tanto de la planta como de las perturbaciones. El modelo de perturbación actúa como la inclusión de un observador, lo que mejora el rechazo a perturbaciones del lazo de control. Además, utiliza una función de costo cuadrática que incluye un término que pesa la variación de la señal de control que afecta a la dinámica de control.

El proceso de diseño del GPC incluye la descripción del modelo del sistema, el cual se utiliza para predecir la trayectoria de la variable controlada en un horizonte de predicción elegido, y la selección de la función de costo que permite determinar la entrada de control óptima de acuerdo con los términos de optimización elegidos. Este proceso, propiamente dicho, no es llevado a cabo en este trabajo ya que el mismo se desarrolla detalladamente en ¹⁰.

Las funciones de transferencia discretas resultantes para ambos controladores GPC, correspondientes al seguimiento de la corriente de entrada y el desbalance de tensión del bus de c.c. pueden verse en (B.1) y (B.2), respectivamente.

$$G_{ci}(z^{-1}) = \frac{N_{1i} - N_{2i} \cdot z^{-1}}{1 - D_{1i} \cdot z^{-1} + D_{2i} \cdot z^{-2}} \quad (\text{B.1})$$

$$G_{cv}(z^{-1}) = \frac{N_{1v} - N_{2v} \cdot z^{-1}}{1 - D_{1v} \cdot z^{-1} + D_{2v} \cdot z^{-2}} \quad (\text{B.2})$$

Ambos controladores utilizan como entrada el error de corriente e_i y el error de desbalance del bus e_v , al igual que los controladores clásicos tipo PI explicados en la sección 3.1.

En (B.3) se observa el algoritmo de control resultante para el control de corriente y en (B.4) el algoritmo correspondiente al control de desbalance. Los índices k y $k - 1$ representan a la muestra actual y a la muestra anterior, respectivamente.

$$v_c = N_{1i} \cdot e_i[k] + N_{2i} \cdot e_i[k - 1] + D_{1i} \cdot v_c[k - 1] + D_{2i} \cdot v_c[k - 2] \quad (\text{B.3})$$

$$i_c = N_{1v} \cdot e_v[k] + N_{2v} \cdot e_v[k - 1] + D_{1v} \cdot i_c[k - 1] + D_{2v} \cdot i_c[k - 2] \quad (\text{B.4})$$

En la Tabla B.1, se pueden ver los coeficientes utilizados para los controladores tipo GPC.

Tabla B.1: Coeficientes de Controladores v_c y i_c .

Parámetro	Valor
N_{1i}	19.01
N_{2i}	-17.1
D_{1i}	1.318
D_{2i}	-0.3176
N_{1v}	4.029
N_{2v}	-3.636
D_{1v}	1.331
D_{2v}	-0.3306

B.2. Simulaciones

En esta sección, de igual manera que para el análisis de los controladores PI, se verán las simulaciones para las distintas evaluaciones de los controladores GPC llevadas a cabo en el simulador *NL5*.

Tanto para el análisis de los transitorios, como para la sensibilidad y el análisis en régimen permanente se ha utilizado el mismo circuito que se utilizó para los controles PI, el cual se observa en la Fig. 5.2, con la diferencia de que se deshabilitó dicho bloque de control y se habilitó el bloque de control GPC.

B.2.1. Análisis de Transitorios

De la misma forma que con el controlador PI, en esta sección se llevan a cabo simulaciones con el fin de estudiar el desempeño del GPC frente a cambios en la referencia de corriente y en la carga. A su vez, los parámetros de la simulación son los mismos que se observan en la Tabla 5.1.

Respuesta transitoria frente a un escalón en la referencia de corriente

En esta simulación se ingresó un escalón de 2 A en la referencia de corriente. En la Fig. B.1a se puede ver el escalón de corriente cuando la carga está configurada en modo balanceado. El tiempo que le toma a la corriente alcanzar el valor de i_{ref} es de aproximadamente 6 ms, presentando un sobrepaso con respecto al valor

final del 25 %. A su vez puede observarse que $V_{C2} - V_{C1}$ no se ve afectada ya que la carga no posee conexión al punto medio del bus de c.c.

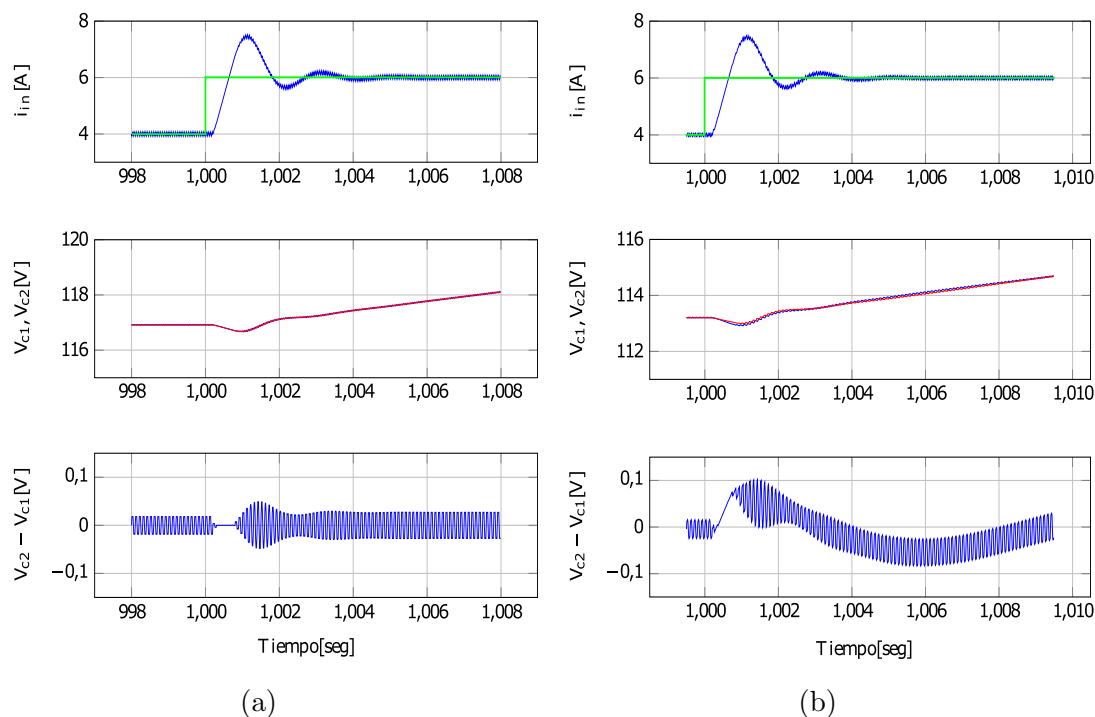


Figura B.1: Resultado simulación NL5. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 4A$ con salto de amplitud positivo de $2A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); **(a)** Carga balanceada ($R_{Lt} = 288\Omega$); **(b)** Carga desbalanceada ($R_{L1} = 108\Omega$, $R_{L2} = 180\Omega$).

Luego, en la Fig. B.1b se analiza el mismo cambio en la referencia de corriente, con la salvedad de que ahora la carga se encuentra desbalanceada. Se puede notar que el transitorio de corriente es el mismo que para el caso balanceado, con la gran diferencia de que, en este caso, el control de desbalance de tensión sufre una perturbación frente al escalón aplicado en la referencia de corriente. Este transitorio presenta un pico máximo de 100 mV, logrando establecerse su valor medio en aproximadamente 10 ms.

Respuesta transitoria frente a un escalón en la carga.

En este ensayo se mantiene la corriente de referencia constante y se simula un cambio en la carga de manera de validar el comportamiento del control de desbalance y el desacople con el control de corriente.

En la Fig. B.2a se observa el caso cuando la carga pasa de un estado balanceado a desbalanceado, aplicando un escalón de carga del 40 %. Aquí, el desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$) presenta un transitorio que se extingue a los 50 ms con un pico máximo de 0,4 V.

Al igual que el caso anterior, en la Fig. B.2b la corriente de referencia se fija en 6 A y a pesar de realizar un paso de carga desbalanceada a balanceada podemos ver que los valores son los mismos que se obtuvieron previamente. Es decir, no se presentan cambios en los transitorios de la tensión de desbalance, con la excepción de que los picos del transitorio poseen signo opuesto al caso anterior, lo cual se dio también con el control PI implementado.

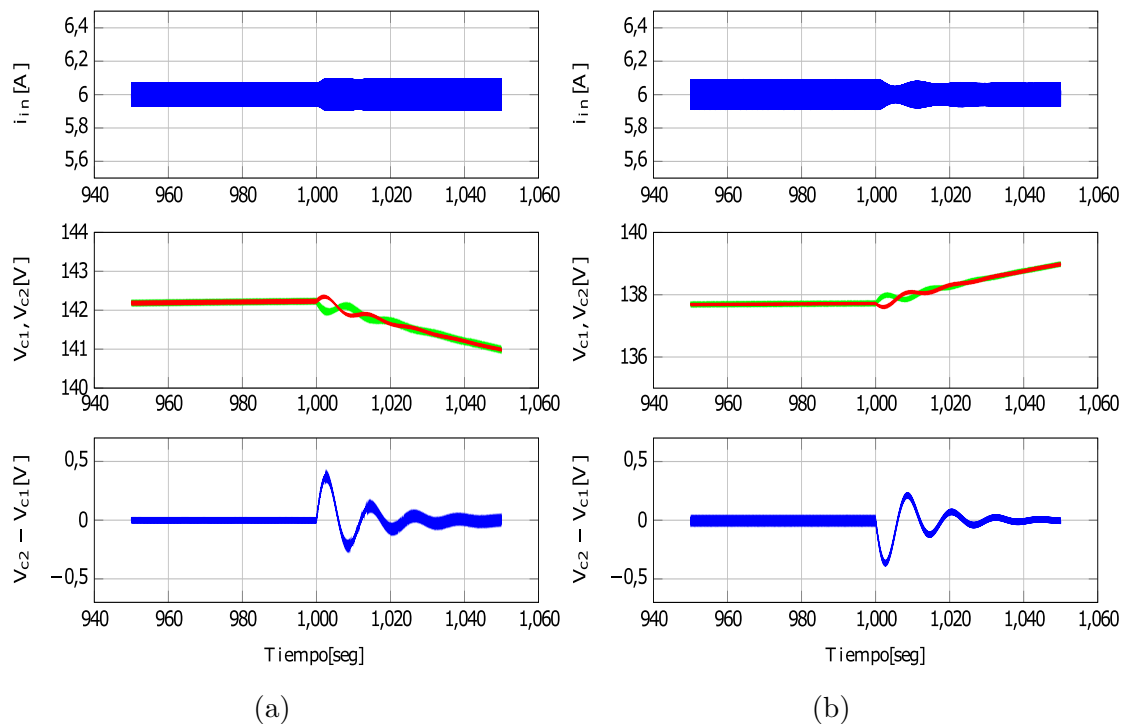


Figura B.2: Resultado simulación NL5. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); (a) Transición carga balanceada a desbalanceada (escalón de carga +40 %); (b) Transición carga desbalanceada a balanceada (escalón de carga -40 %).

B.2.2. Simulación de Sensibilidad

Para llevar a cabo esta simulación se configuró la fuente de tensión de entrada en 60 V y se fijó una referencia de corriente: $i_{ref} = 3 A$. Luego, con el sistema

controlando se fue disminuyendo la tensión de entrada gradualmente de a escalones de 5 V y se observó el comportamiento de la regulación de corriente ante tal perturbación. Dicha simulación se realizó tanto para el caso de carga balanceada como desbalanceada.

En la Fig. 5.6, se muestran las tensiones de los capacitores V_{C1} y V_{C2} , y la corriente de entrada i_{in} resultantes de la simulación para los casos de carga balanceada y desbalanceada, respectivamente.

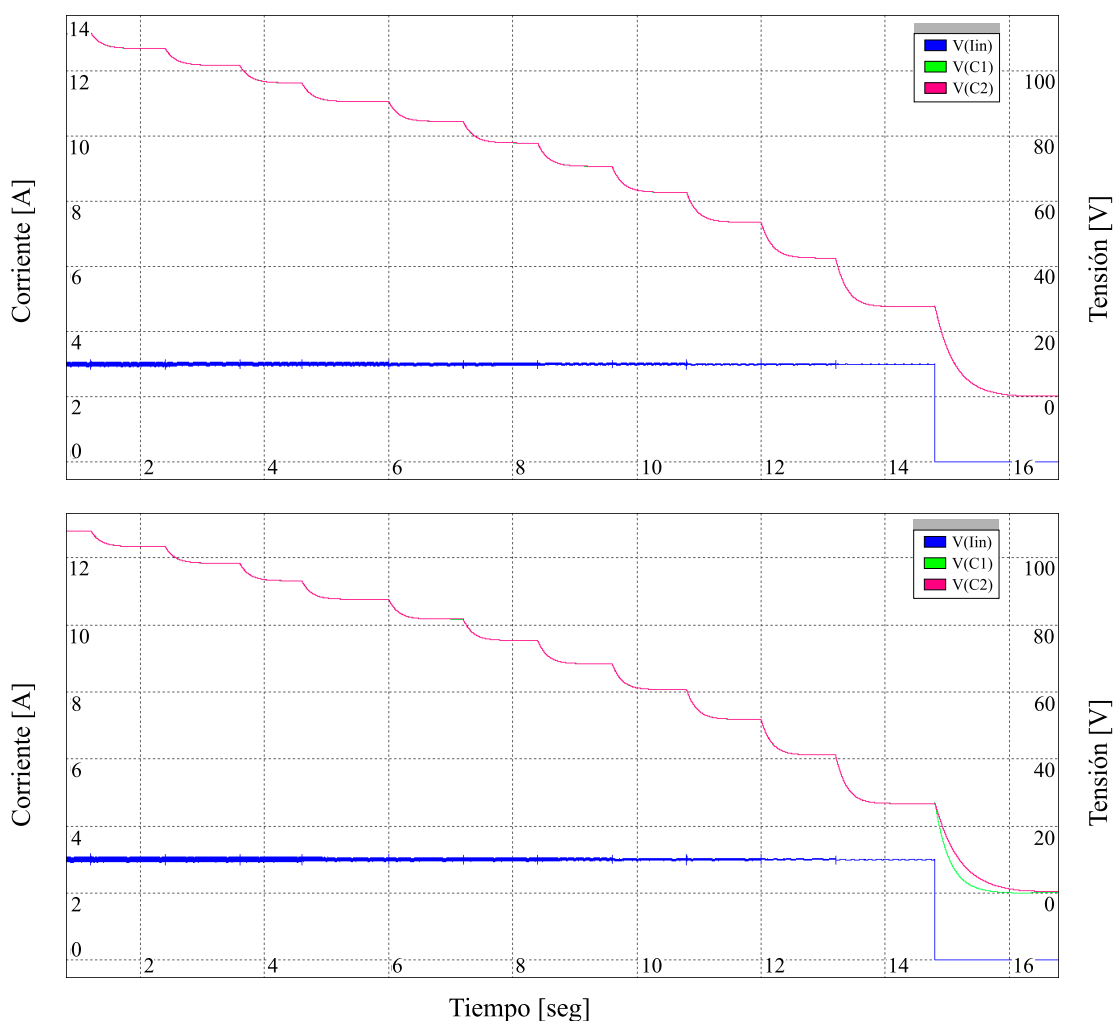


Figura B.3: Respuesta simulación NL5. - Sensibilidad control de corriente frente a perturbaciones en la entrada V_{in} . - (De arriba hacia abajo) Simulación con carga balanceada; Simulación con carga desbalanceada.

De aquí, podemos ver que para ambos situaciones de carga el valor promedio de la corriente no presenta variaciones con respecto a su valor de referencia. Sin

embargo, el ripple de corriente presente disminuye a medida que la tensión de los capacitores se reduce en forma escalonada producto de las variaciones en la tensión de entrada.

B.2.3. Análisis en Régimen Permanente

Para el análisis en régimen permanente, es necesario esperar a que finalicen los transitorios y de esta manera poder evaluar si existe error con respecto a las referencias impuestas. En esta sección se analizará la respuesta en régimen permanente del sistema controlado con el compensador GPC, para los casos de carga balanceada y desbalanceada como se muestra en la Fig. B.4.

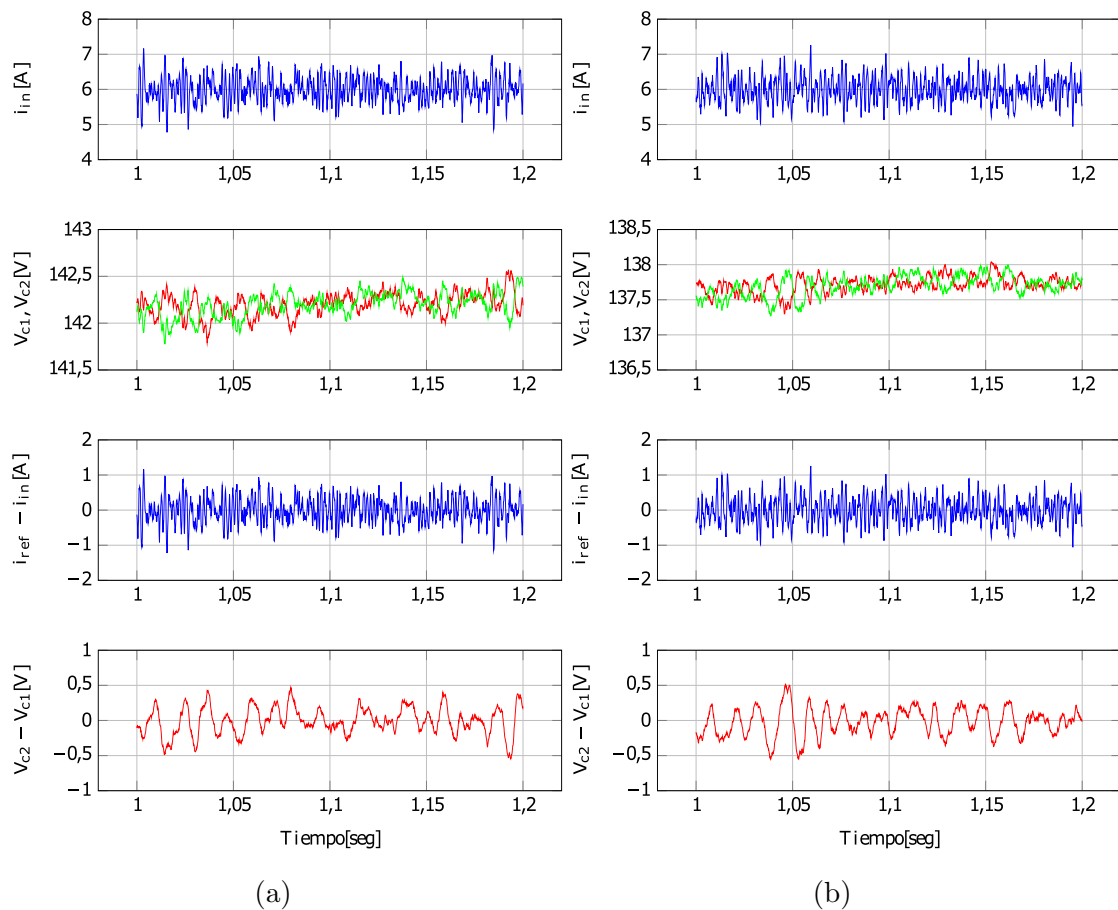


Figura B.4: Resultado simulación NL5. - Errores en régimen permanente. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6A$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Error de corriente ($i_{ref} - i_{in}$); Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$); (a) Carga balanceada ($R_{Lt} = 288\Omega$); (b) Carga desbalanceada ($R_{L1} = 108\Omega$, $R_{L2} = 180\Omega$).

Para tal caso, se utilizó el circuito de simulación de la Fig. 5.7 donde se fija una tensión: $V_{in} = 50 \text{ V}$, una corriente de referencia: $i_{ref} = 6 \text{ A}$, y una referencia para el desbalance de tensión del bus de 0 V . También, se introdujeron para este análisis generadores de ruido en el sensado de la corriente i_{in} y las tensiones del bus V_{C1} y V_{C2} , con el objetivo de lograr condiciones de simulación similares a las experimentales.

Bajo estas condiciones, las Figs. B.4a y B.4b, correspondientes a los casos de carga balanceada y desbalanceada respectivamente, muestran que tanto el error de corriente como el de desbalance de tensión presentan un valor promedio igual a cero, con desviaciones de $\pm 0,5 \text{ V}$ para la tensión de desbalance y $\pm 1 \text{ A}$ para el error de corriente.

Utilizando como base los resultados de simulación mostrados, a continuación se mostrarán los resultados experimentales y se harán comparaciones y un análisis de las diferencias encontradas.

B.3. Pruebas Experimentales

Una vez obtenidos los resultados de las simulaciones, se procedió a realizar las mismas pruebas pero en este caso de forma experimental de manera de poder contrastar lo obtenido en las simulaciones. Para realizar el análisis de transitorios, la prueba de sensibilidad y el análisis en régimen permanente se utilizó el banco de mediciones de la Fig. 5.9. En tanto que para la prueba en alta potencia se usó el banco de mediciones de la Fig. 5.14

B.3.1. Análisis de Transitorios

Con el objetivo de verificar el comportamiento del control en régimen transitorio, se realizaron pruebas experimentales sobre el prototipo implementado emulando las diferentes situaciones simuladas en la sección precedente. Se comienza aplicando un escalón en la referencia de corriente y se observa el comportamiento transitorio del controlador frente a este cambio contrastándolo con su respectiva simulación. Luego, se provoca un desbalance en la carga y se verifica que la respuesta a esta perturbación se asemeje a lo experimentado en el simulador NL5.

Respuesta transitoria frente a un escalón en la referencia de corriente

En la Fig. B.5 se muestra una ampliación de las capturas tomadas en el osciloscopio en el caso de carga balanceada ($S3 = off$). En el Canal 1 se muestra la corriente de entrada i_{in} , en la cual se observa un salto de corriente de 4 A a 6 A. Los Canales 3 y 4 por su parte, muestran las tensiones de los capacitores (V_{C1} y V_{C2} , respectivamente) del bus de c.c. Como puede observarse, el seguimiento de corriente logró un tiempo de establecimiento de aproximadamente 10 ms presentando un sobrepaso que ronda alrededor del 25 % con respecto al valor final.

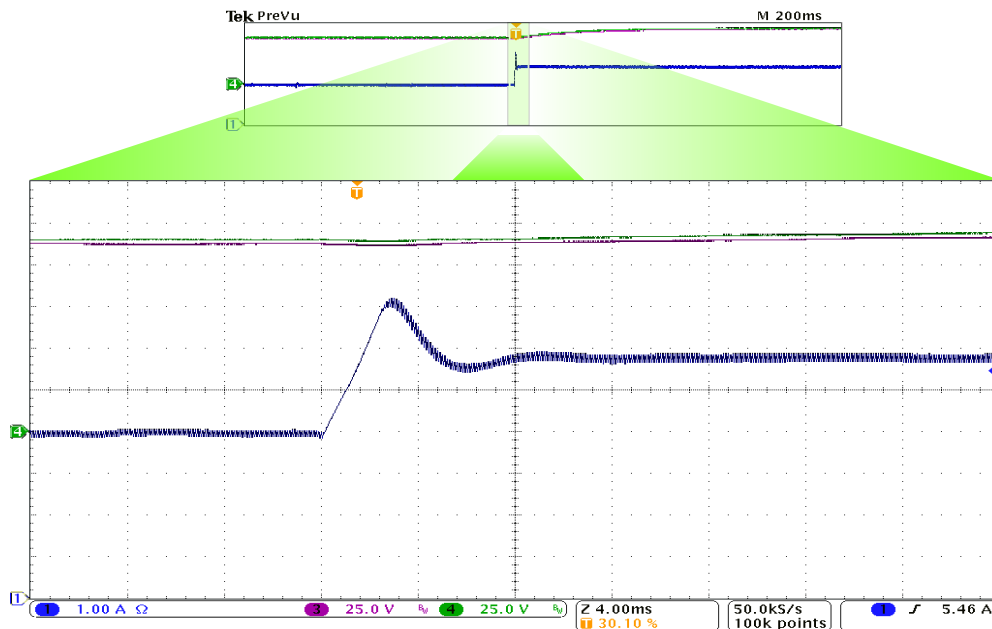


Figura B.5: Capturas osciloscopio. – Corriente de entrada $i_{in} = 4A$ con salto de amplitud positivo de $2A$. – Carga balanceada. – **Canal 1:** i_{in} ; **Canal 3 y 4:** V_{C1} y V_{C2} .

Una vez analizado el caso balanceado, se replicó la misma medición anterior para el caso donde la carga se encuentra desbalanceada ($S3 = on$).

Puede verse en la Fig. B.6, perteneciente al caso de carga desbalanceada, que con respecto al cambio en i_{ref} (Canal 1), el controlador presenta un transitorio idéntico al caso de carga balanceada demorando 10 ms en alcanzar el estado estable y tomando un valor máximo de sobrepico del 25 %.

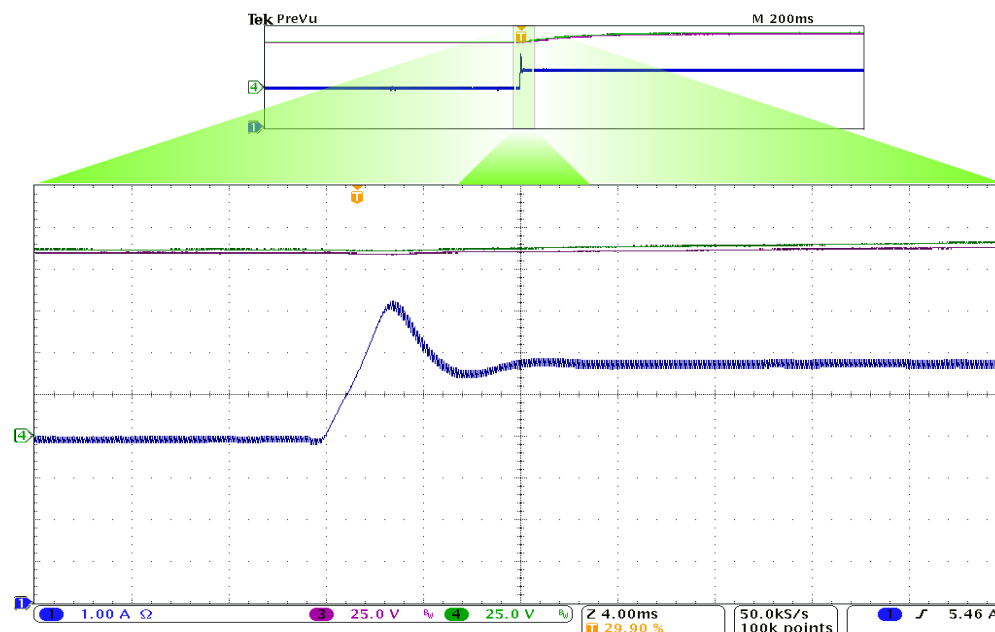


Figura B.6: Capturas osciloscopio. – Corriente de entrada $i_{in} = 4A$ con salto de amplitud positivo de $2A$. – Carga desbalanceada. – **Canal 1:** i_{in} ; **Canal 3 y 4:** V_{C1} y V_{C2} .

No se obtuvieron imágenes de la respuesta transitoria del control de desbalance frente a la perturbación provocada en la corriente de entrada, como se logró en las simulaciones, debido a que esta resultó ser menor en amplitud que el ruido presente en la medición de tensión en la carga.

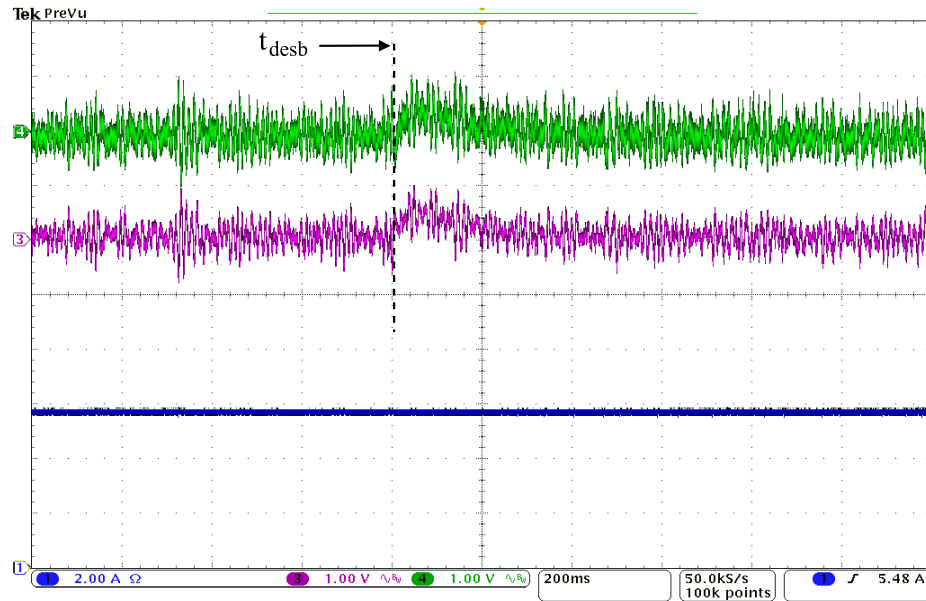
Respuesta transitoria frente a un escalón en la carga

En este ensayo se mantuvo la corriente de entrada i_{in} constante y se efectuó un cambio abrupto en la carga pasando de un estado balanceado a otro desbalanceado, y viceversa, mediante la conmutación de la llave $S3$. En el Canal 1 se muestra la corriente sensada i_{in} , mientras que los Canales 3 y 4 muestran las tensiones de los capacitores C_1 y C_2 respectivamente, acopladas en alterna.

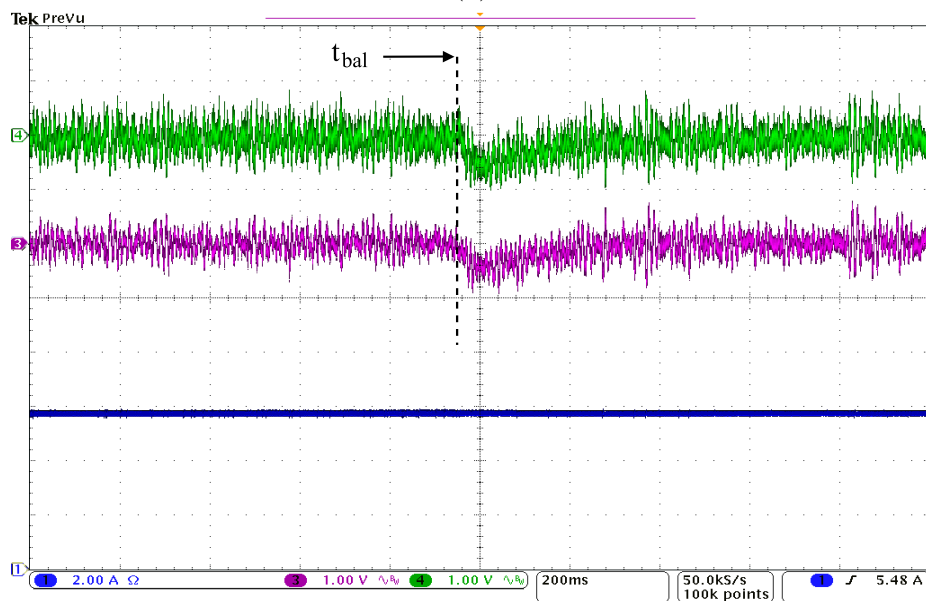
La Fig. B.7a muestra un sobrepico de tensión en ambos capacitores al momento de causar un desbalance en la carga. La corriente se mantiene inalterada frente a dicho cambio, lo que indica un buen desacople entre los controladores.

A continuación se conmutó de estado la llave $S3$ para pasar de carga desbalanceada a balanceada. En la Fig. B.7b puede verse que no existen variaciones en la corriente frente a esta perturbación.

En cuanto a los transitorios de la tensión de desbalance, no se pudieron observar como en las simulaciones dado que su amplitud resultó menor que el nivel de ruido presente en la medición de tensión sobre la carga.



(a)



(b)

Figura B.7: Capturas osciloscopio. - a) Escalón de carga (0 a +40 %): $R_{C1} = 108\Omega$, $R_{C2} = 180\Omega$; b) Escalón de carga (+40 a 0 %): $R_{Lt} = 288\Omega$. - **Canal 1:** i_{in} ; **Canal 3 y 4:** V_{C1} y V_{C2} .

B.3.2. Prueba de Sensibilidad

Con esta prueba se evaluó el desempeño de los controladores frente a las perturbaciones, en especial cuando se modifica la tensión que alimenta al sistema. En la Fig. B.8 se muestran los resultados obtenidos.

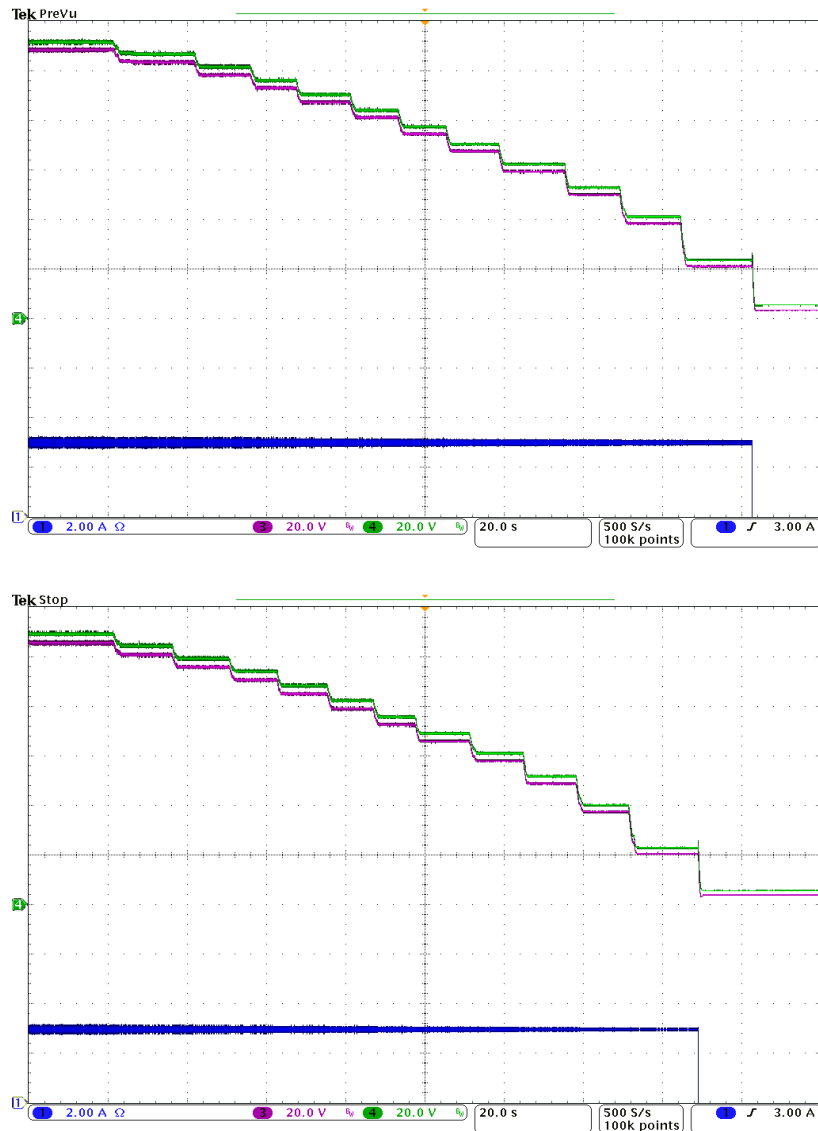


Figura B.8: Capturas osciloscópicas. - Sensibilidad control de corriente frente a perturbaciones en la entrada V_{in} . - (De arriba hacia abajo) Carga balanceada; Carga desbalanceada. - **Canal 1:** i_{in} ; **Canal 3 y 4:** V_{C1} y V_{C2} .

Se configuró una tensión inicial: $V_{in} = 60\text{ V}$, y una referencia de corriente:

$i_{ref} = 3 \text{ A}$. Luego, con el sistema controlando se fue disminuyendo la tensión de entrada gradualmente de a escalones de 5 V y se verificó que la regulación de corriente no se vea afectada ante tal perturbación.

En la Fig. B.8 se muestra que la corriente de entrada, tanto en el caso balanceado como desbalanceado, no sufre ninguna modificación respecto de su valor de referencia, aunque si se observa que su ripple disminuye conforme decrece la tensión de alimentación.

B.3.3. Análisis en Régimen Permanente

Se analizará el error de corriente e_i en régimen permanente asignando una $i_{ref} = 6 \text{ A}$, y se evaluará también el error en el desbalance de tensión e_v .

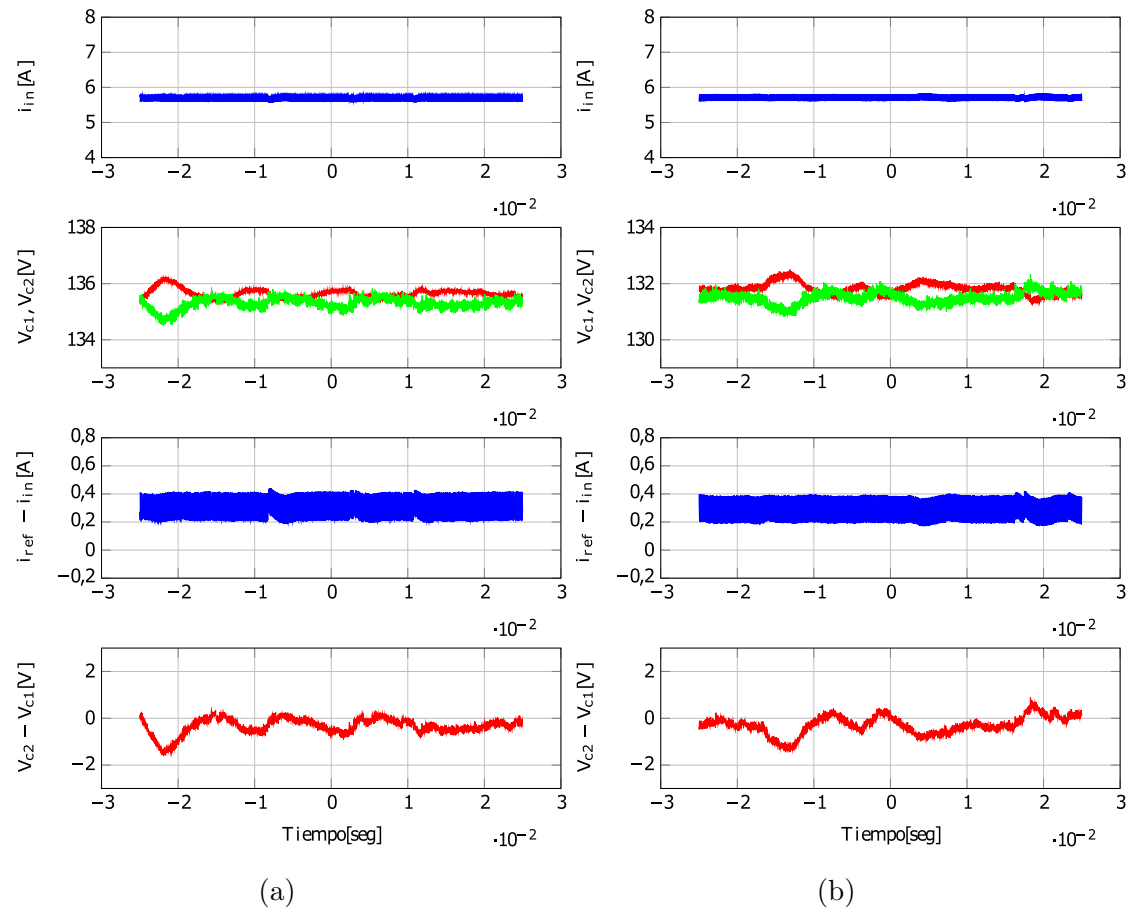


Figura B.9: Resultado prueba experimental. - Errores en régimen permanente. - (De arriba hacia abajo) Corriente de entrada $i_{in} = 6 \text{ A}$; Tensiones V_{C1} y V_{C2} ; Error de corriente ($i_{ref} - i_{in}$); Desbalance de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$). (a) Carga balanceada: $R_{Lt} = 288 \Omega$; (b) Carga desbalanceada: $R_{L1} = 108 \Omega$, $R_{L2} = 180 \Omega$.

En las Figs. B.9a y B.9b se muestran los resultados obtenidos para el caso de carga balanceada y desbalanceada, respectivamente.

En ambos casos, se obtuvo un error promedio de 0,3 A con respecto a la referencia de corriente, lo que equivale a un error de corriente e_i del 5 %.

Luego, con respecto al desbalance de tensión, se observa que el módulo del error presenta un valor promedio de aproximadamente 0,5 V, resultando de esta manera para las diferentes situaciones de carga un error de tensión e_v de alrededor del 0,38 %.

B.3.4. Prueba en Alta Potencia

Al igual que para los controles tipo PI, se desea analizar como se comportan los controladores GPC cuando se quiere probar al sistema en alta potencia, queriendo alcanzar una potencia máxima de aproximadamente 2,2 KW.

En el Canal 1, de la Fig. B.10, se puede observar que la corriente i_{in} que se programó en 9 A alcanza un valor medio de 8,3 A, resultando un error de corriente menor al 7 %. También, se puede ver en la sección aumentada del Canal 1 que el ripple pico a pico de la corriente alcanza los 3 A con un período 300 Hz que coincide con la frecuencia de los pulsos de V_{in} .

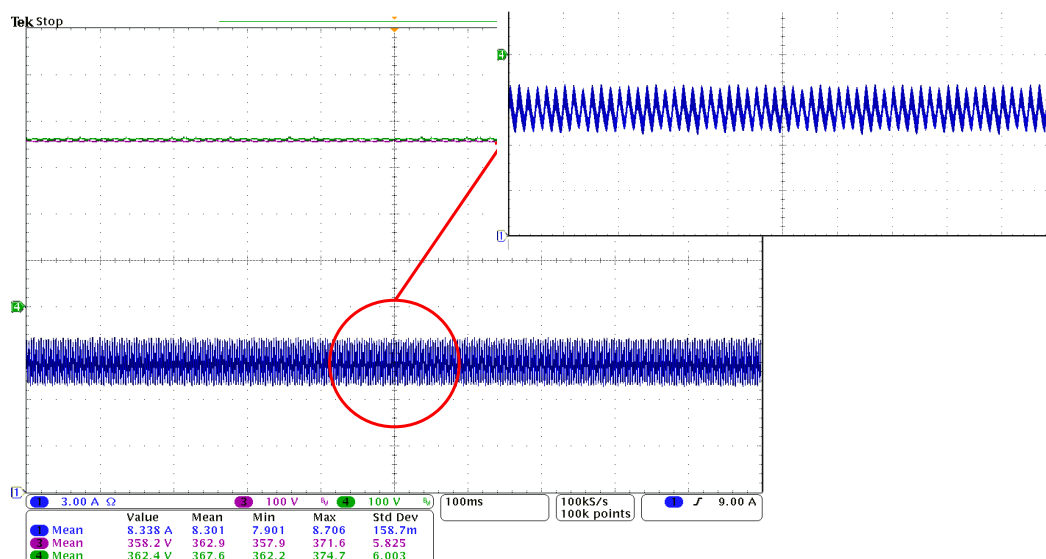


Figura B.10: Captura osciloscópica. - Control GPC. - Prueba a máxima potencia. **Canal 1:** i_{in} ; **Canal 3 y 4:** V_{C1} y V_{C2} .

Luego, aplicando las correcciones pertinentes sobre los Canales 3 y 4 (pág. 88), las tensiones sobre los capacitores del bus resultan:

$$V_{C1} = 362,9 + 2,2 \text{ V} = 365,1 \text{ V}$$

$$V_{C2} = 367,6 - 0,8 \text{ V} = 366,8 \text{ V}$$

Se alcanzó de esta manera una tensión en el bus de c.c. de 731,9 V, logrando una potencia total de salida:

$$P_{out} = 1981,7 \text{ W}$$

Dando esto como resultado una eficiencia del 96,66 % producto de los 68,4 W de pérdidas en el sistema.

En lo que respecta al control de desbalance del bus de continua, se obtuvo un error de tensión ($V_{C2} - V_{C1}$) en régimen permanente de 1,7 V. Esto representa un desbalance en el bus del 0,46 %, lo cual se asemeja a lo obtenido en baja potencia.

Apéndice C

Código

C.1. Código Firmware

C.1.1. Sources

control.c

```
1
2 /*
3  * control.c
4  */
5 // standard c library includes
6 #include <stdio.h>
7
8 // fsl includes
9 #include "fsl_bitaccess.h"
10 #include "fsl_debug_console.h"
11
12 // local includes
13 #include "control.h"
14 #include "oscf.h"
15 // #include "oscq.h"
16 #include "LIC_board.h"
17 #include "adc.h"
18
19 extern float vbus;
20 extern bool fault;
21 extern bool ocp_fault;
22 extern bool ovp_fault;
23 extern float VBUS_OVP_UP_LIMIT;
24 extern float CURRENT_OCP_UP_LIMIT;
25 extern float vc1, vc2;
26 extern float curr;
27 extern float PWM1, PWM2;
28 extern float ISET;
29 extern float VIN;
```

```

30 extern float vc_gain;
31 extern float ic_gain;
32 extern float alfa, beta;
33 extern float vc, ic;
34 extern float gama, delta, epsi, tita, ffv, auxi;
35
36 bool sat1 = false;
37 bool sat2 = false;
38 bool sat3 = false;
39 bool sat4 = false;
40 extern bool pi_en, gpc_en, pwm_en;
41
42 // -----
43 // Helper local functions
44 // -----
45
46 static Oscillator osc;
47
48 // Default ctl functions to verify timing and preemption of routines
49 static void ctl_default_fast_frame(void)
50 {
51     // do nothing
52
53     for (uint16_t i = 0; i <= 200; i++) {
54         asm("nop");
55     }
56 }
57
58
59 void run_protections(void)
60 {
61     vbus_ovp(); // proteccion de sobre-tension
62     ocp();      // proteccion de sobre-corriente
63 }
64
65 void ocp(void)
66 {
67     static uint32_t count = 0;
68     if ((curr) > CURRENT_OCP_UP_LIMIT) // Over Current Protection (OCP↔
69     {
70
71         if (fault == false)
72         {
73             inv_disable(INV_FTM);
74         }
75         fault = true;
76         ocp_fault = true;
77     }
78     if (ocp_fault == true)
79     {
80         count++;
81         if (count == 1000)
82         {

```

```

83     FAULT.TOGGLE();
84     count = 0;
85     }
86 }
87 }
88
89 void vbus_ovp(void)
90 {
91     static uint32_t count = 0;
92     if ((vbus) > VBUS_OVP_UP_LIMIT)           // Over Voltage Protection (OVP↔
93     {
94         if (fault == false){
95             inv_disable(INV_FTM);
96         }
97         fault = true;
98         ovp_fault = true;
99     }
100    if (ovp_fault == true)
101    {
102        count++;
103        if (count == 500)
104        {
105            FAULT.TOGGLE();
106            count = 0;
107        }
108    }
109 }
110
111 void clear_fault(void)
112 {
113     fault = false;
114     FAULT.ENABLE();
115     PRINTF("\x1b[2J");           //clear-screen
116 }
117
118 void ctl_fast_frame(void)
119 {
120
121     static float VIN_1 = 0.0f; static float refv = 0.0f;
122     static float vc_1 = 0.0f; static float vc_2 = 0.0f;
123     static float ei_1 = 0.0f; static float ic_1 = 0.0f;
124     static float ic_2 = 0.0f; static float ev_1 = 0.0f;
125     static float refi = 0.0f; static float ei = 0.0f;
126     static float ev = 0.0f; static float xf[3];
127
128     refi = ISET;           // corriente de referencia
129     refv = 0.0f;         // tension de referencia (desbalance)
130
131     ei = refi - curr;     // error de corriente
132     ev = refv - (vc1 - vc2); // error de desbalance
133
134     ffv = VIN;
135

```

```

136     if (pi_en == true && gpc_en == false && pwm_en == true) // Por default ←
137         {
138             // Se puede cambiar de control mientras esta el PWM activo
139             //CONTROL PI
140             vc = vc_gain * (K1i * ei + K2i * ei_1) + vc_1; // control de ←
141                 corriente (PI)
142
143             if (curr > 0.25f * refi)
144                 {
145                     ic = ic_gain * (K1v * ev + K2v * ev_1) + ic_1; // control de ←
146                         desbalance (PI)
147                 }
148             else
149                 {
150                     ic = 0.0f;
151                 }
152         }
153     else if (pi_en == false && gpc_en == true && pwm_en == true)
154     {
155         //CONTROL GPC
156         vc = vc_gain * (N1i * ei + N2i * ei_1) + D1i * vc_1 + D2i * vc_2; ←
157             // control de corriente (GPC)
158
159         if (curr > 0.25f * refi)
160             {
161                 ic = ic_gain * (N1v * ev + N2v * ev_1) + D1v * ic_1 + D2v * ic_2;←
162                 // control de desbalance (GPC)
163             }
164         else
165             {
166                 ic = 0.0f;
167             }
168     }
169     else
170     {
171         vc = 0.0f;
172         ic = 0.0f;
173     }
174
175 // PWM PARA AMBOS CONTROLES
176
177     epsi = (vc - ffv);
178     tita = ic * vc2;
179     auxi = (vc1 + vc2);
180     gama = epsi / auxi;
181     delta = tita / (curr * auxi);
182
183     alfa = 1.0f + gama - delta; //PWM CON ESTADOS FICTICIOS
184     beta = alfa + ic/(curr); //PWM CON ESTADOS FICTICIOS
185
186 // En estas variables se guarda el valor de muestra anterior

```

```

185
186     VIN_1 = VIN;
187     vc_2 = vc_1;
188     vc_1 = vc;
189     ic_2 = ic_1;
190     ic_1 = ic;
191     ei_1 = ei;
192     ev_1 = ev;
193
194     PWM1 = beta;
195     PWM2 = alfa;
196     duty_update();
197
198 }
199
200 // -----
201 // User interface, API
202 // -----
203
204 void ctl_init(void)
205 {
206     // Initialize controller variables
207     float x0[2] = {1.0, 0.0};
208
209     oscf_init(&osc, x0, 50.0, 100.0);
210
211     // initialize adc
212     adc_init();
213
214     // initialize inverter and rectifier
215     inv_init();
216
217     inv_disable(INV_FTM);
218
219     printf("INFO: Control framework initialized.\r\n");
220 }
221
222 // -----
223 // Control interrupt handlers
224 // -----
225
226 void FAST_FRAME_IRQHandler(void);
227
228 void FAST_FRAME_IRQHandler(void)
229 {
230     // toggle debug pin to measure timing
231     PTA->PTOR = 1U << 11U;
232     // use bit band macros for speed
233     if (BITBAND_ACCESS32(&INV_FTM->SC, FTM_SC_TOF_SHIFT))
234     {
235         // Acknowledge interrupt by clearing the overflow bit
236         BITBAND_ACCESS32(&INV_FTM->SC, FTM_SC_TOF_SHIFT) = 0U;
237         // toggle debug pin to measure timing
238         PTA->PTOR = 1U << 10U;

```

```
239     // start conversions and wait for it to finish
240     adc_start_adc0_conversions();
241     PTA->PTOR = 1U << 10U;
242
243     run_protections();
244
245     // execute fast frame
246     ctl_fast_frame();
247
248 }
249 // toggle debug pin to measure timing
250 PTA->PTOR = 1U << 11U;
251 }
```

C.2. Códigos Simulación

C.2.1. C-Code PI

```
1
2 /* Control PI */
3
4 /* Global variables */
5
6     double refi = 0, refv = 0;
7     double vc_1 = 0, vc_2 = 0;
8     double ei_1 = 0, ic_1 = 0;
9     double ic_2 = 0, ev_1 = 0;
10    double vin_1 = 0;
11
12 /* Initialization code */
13
14 init()
15 {
16 }
17
18 /* Main code */
19
20 main()
21 {
22     double K1i = 25.5;
23     double K2i = -24.5;
24
25     double K1v = 5.61;
26     double K2v = -5.39;
27
28     double ei = 0;
29     double ev = 0;
30
31     double vc = 0;
32     double ic = 0;
33     double ffv = 0;
```



```

34
35     refi = 6.0;
36     refv = 0.0;
37
38     ei = refi - x1;
39     ev = refv - (x2-x3);
40
41     ffv = 50.0;
42
43     vc = K1i*ei + K2i*ei_1 + vc_1; //(control corriente PI)
44
45     if (x1 > 0.25 * refi)
46     {
47         ic = 0.1 * (K1v*ev + K2v*ev_1) + ic_1; //(control desbalance PI)
48     }
49     else
50     {
51         ic = 0.0;
52     }
53
54     y1 = (vc-ffv)/(x2+x3)+1.0-ic*x3/(x1*(x2+x3));
55     y2 = y1 + ic/(x1);
56
57     y1 = 2* y1 - 1;
58     y2 = 2* y2 - 1;
59
60     if (y1 > 1.0)
61     y1 = 1.0;
62     if (y1 < -1.0)
63     y1 = -1.0;
64     if (y2 > 1.0)
65     y2 = 1.0;
66     if (y2 < -1.0)
67     y2 = -1.0;
68
69     vc_2 = vc_1;
70     vc_1 = vc;
71     ic_2 = ic_1;
72     ic_1 = ic;
73     ei_1 = ei;
74     ev_1 = ev;
75 }

```

C.2.2. C-Code GPC

```

1
2 /* Control GPC */
3
4 /* Global variables */
5
6 double refi = 0, refv = 0;
7 double vc_1 = 0, vc_2 = 0;

```

```

8     double ei_1 = 0, ic_1 = 0;
9     double ic_2 = 0, ev_1 = 0;
10    double vin_1 = 0;
11
12    /* Initialization code */
13
14    init ()
15    {
16    }
17
18    /* Main code */
19
20    main()
21    {
22        double N1i = 19.01;
23        double N2i = -17.1;
24        double D1i = 1.318;
25        double D2i = -0.3176;
26
27        double N1v = 4.029;
28        double N2v = -3.636;
29        double D1v = 1.331;
30        double D2v = -0.3306;
31
32        double ei = 0;
33        double ev = 0;
34
35        double vc = 0;
36        double ic = 0;
37        double ffv = 0;
38
39        refi = 6.0;
40        refv = 0.0;
41
42        ei = refi - x1;
43        ev = refv - (x2-x3);
44
45        ffv = 50.0;
46
47        vc = N1i*ei + N2i*ei_1 + D1i*vc_1 + D2i*vc_2; //(control corriente GPC)
48
49        if (x1 > 0.25 * refi)
50        {
51            ic = 0.1 * (N1v*ev + N2v*ev_1) + D1v*ic_1 + D2v*ic_2; //(control ←
                    desbalance GPC)
52        }
53        else
54        {
55            ic = 0.0;
56        }
57
58        y1 = (vc-ffv)/(x2+x3)+1.0-ic*x3/(x1*(x2+x3));
59        y2 = y1 + ic/(x1);
60

```

```
61     y1 = 2*y1 - 1;
62     y2 = 2*y2 - 1;
63
64     if (y1 > 1.0)
65         y1 = 1.0;
66     if (y1 < -1.0)
67         y1 = -1.0;
68     if (y2 > 1.0)
69         y2 = 1.0;
70     if (y2 < -1.0)
71         y2 = -1.0;
72
73     vc_2 = vc_1;
74     vc_1 = vc;
75     ic_2 = ic_1;
76     ic_1 = ic;
77     ei_1 = ei;
78     ev_1 = ev;
79 }
```