UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Repositorio Digital USM **https://repositorio.usm.cl**

Departamento de Ingeniería Eléctrica Ingeniería Civil Eléctrica

2016-11

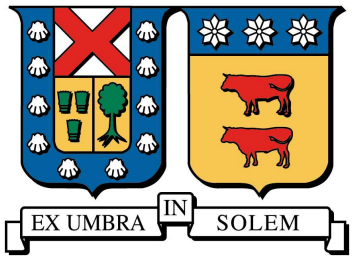
IMPLEMENTACIÓN DE UN EMULADOR DE BANCO DE BATERÍAS EN TIEMPO REAL MEDIANTE USO DE CONVERTIDORES ESTÁTICOS AC/DC Y PLATAFORMAS DIGITALES DE CONTROL

LÓPEZ MUÑOZ, DIEGO IGNACIO

http://hdl.handle.net/11673/21326

Repositorio Digital USM, UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
SANTIAGO - CHILE



IMPLEMENTACIÓN DE UN EMULADOR DE BANCO DE BATERÍAS EN TIEMPO REAL MEDIANTE USO DE CONVERTIDORES ESTÁTICOS AC/DC Y PLATAFORMAS DIGITALES DE CONTROL

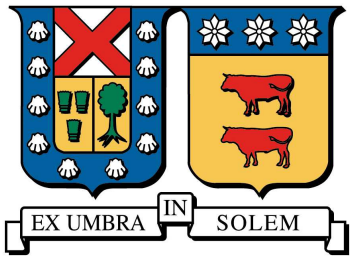
DIEGO IGNACIO LÓPEZ MUÑOZ

MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

PROFESORES GUÍAS: **Sr. ANDRÉS MORA.**
Sr. ANTONIO SÁNCHEZ.

NOVIEMBRE 2016

UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
SANTIAGO - CHILE



IMPLEMENTACIÓN DE UN EMULADOR DE BANCO DE BATERÍAS EN TIEMPO REAL MEDIANTE USO DE CONVERTIDORES ESTÁTICOS AC/DC Y PLATAFORMAS DIGITALES DE CONTROL

DIEGO IGNACIO LÓPEZ MUÑOZ

MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

PROFESORES GUÍAS:	**Sr. ANDRÉS MORA.**
	Sr. ANTONIO SÁNCHEZ.
CORREFERENTE:	**Sr. ROBERTO CÁRDENAS.**

NOVIEMBRE 2016

Material de referencia, su uso no involucra responsabilidad del autor o de la Institución

Agradecimientos

De forma resumida quiero darles las infinitas gracias a las siguientes personas:

Primero que todo quiero agradecer a mi núcleo familiar. A mis padres, Ricardo y Mónica, por ser el pilar fundamental de mi crecimiento como persona. Todo lo que soy es gracias a ustedes. A mis hermanos Aníbal y Fabiola por la compañía y apoyo mutuo durante esta hermosa etapa de nuestras vidas.

Le agradezco enormemente a mi tío José Manuel y a mis primos Astrid, Natalia, Ignacio y Francisco por darnos la acogida en su casa junto a mis hermanos y por creer en nosotros.

También quiero agradecer a mis profesores guías: al Sr. Andrés Mora por ofrecerme el tema de Memoria y por toda la ayuda recibida (conocimientos, consejos, buena onda,...) durante el desarrollo del trabajo. Al Sr. Roberto Cárdenas por acogerme y brindarme su ayuda en el laboratorio de la Universidad de Chile. Y al Sr. Antonio Sánchez por su buena voluntad al querer participar de este trabajo.

A los compañeros del Laboratorio de la Universidad de Chile, gracias por la ayuda, conocimientos, buena onda y amabilidad que siempre me brindaron.

A mis amigos de la Universidad, por el apoyo mutuo en esta etapa de la vida, por brindar sus conocimientos y por los gratos momentos vividos, les deseo todo el éxito.

A mis mejores amigos Wilson, Danilo, Joaquín y Luis por las muchas cosas que hemos vivido y por entregarme su apoyo en todo momento, siempre podrán contar conmigo.

Finalmente y para no alargarme tanto, quiero agradecer a la gran cantidad de personas que he conocido y me han acompañado durante este proceso, entregando su apoyo, consejo y buenas vibras. Tíos, primos, hermano, amigos, profesores.

Resumen

En la actualidad, los bancos de baterías han tenido un importante aumento en aplicaciones de sistemas de potencia, ya que se han ido incorporando como parte de las centrales de generación ERNC para alisar su intermitencia en la generación. Dentro de este marco, toma relevancia el buen modelado de las baterías para preveer su comportamiento y protección del sistema en su conjunto.

Este trabajo tiene como objetivo implementar un emulador que represente el comportamiento de la tensión en terminales de una batería, particularmente en el caso cuando ocurre la conexión de carga en sus terminales. Se determina un circuito equivalente para la emulación, el cual representa la operación en condiciones de estado de carga y temperatura fijas, pero fácilmente adaptable a nuevas condiciones.

El circuito emulador se consigue a través de un circuito rectificador de frente activo (AFE) controlado mediante plataformas digitales de control DSP+FPGA, que permite realizar el control de la tensión DC de acuerdo al modelo de la batería escogido. El control contempla un lazo de control en cascada para la tensión DC, con un lazo de control interno de corriente de línea, junto con un lazo de seguimiento de fase (PLL).

Se entregan resultados del diseño de tres bancos de baterías, $100V$, $300V$ y $450V$, realizando mediciones de sus perfil de tensión al conectar y desconectar carga en sus terminales.

Palabras claves: Batería, AFE, SPWM, PLL, DSP, FPGA, PI, Tiempo Discreto.

Abstract

At present, the battery banks have had a significant increase in power system applications, as they have been incorporated as part of the generation plants NCRE to smooth intermittency in generation. Within this framework, it becomes relevant good modeling to predict battery behavior and system protection as a whole.

This work aims to implement an emulator that represents the behavior of the terminal voltage of a battery, particularly in the case when the load connection terminals occurs. An equivalent circuit for emulation, which represents the operation conditions fixed of state of load and temperature, but easily adaptable to new conditions is determined.

The circuit emulator is achieved through a rectifier circuit active front end (AFE) controlled by digital control platforms DSP + FPGA, which allows control of the DC voltage according to the battery model chosen. The control includes a cascade control loop for the DC voltage with internal loop line current control, along with a phase locked loop (PLL).

Design results three battery, 100V, 300V and 450V are delivered, making measurements of its voltage profiles when connecting and disconnecting load terminals.

Key words: Battery, AFE, SPWM, PLL, DSP, FPGA, PI, Discrete Time.

Glosario

SoC	Estado de Carga.
SoH	Estado de Salud.
EIS	Espectroscopía de Impedancia Electroquímica.
DSP	Procesador Digital de Señales.
FPGA	Arreglo de Compuertas Programables en Campo.
ADC	Convertidor Análogo-Digital.
DAC	Convertidor Digital-Análogo.
PEC	Conector de Expansión de Periféricos.
MEC	Conector de Expansión de Memoria.
PCB	Placa de Circuito Impreso.
ZOH	Retentor de Orden Cero.
PLL	Lazo de Seguimiento de Fase.
SPWM	Modulación por Ancho de Pulso Sinusoidal.
AFE	Frente Activo.
PFC	Corrección del Factor de Potencia.
VSC	Convertidor Fuente de Tensión.
CSC	Convertidor Fuente de Corriente.
IGBT	Transistor Bipolar de Puerta Aislada.
AC	Corriente Alterna.
DC	Corriente Directa.
LVK	Ley de Tensiones de Kirchhoff.

Índice general

1. Introducción **1**

2. Revisión Bibliográfica **3**

2.1. Banco de Baterías 3

2.1.1. Características Generales 3

2.1.2. Variables Relevantes 4

2.1.3. Enfoques y Modelos para la representación de un banco de baterías . . 5

2.1.4. Modelo Escogido Para Implementación 7

2.2. Convertidor Estático AC-DC 11

2.2.1. Clasificación y Características de Convertidores Trifásicos 11

2.2.1.1. Rectificadores 11

2.2.1.2. Inversores 12

2.2.2. Topologías de Convertidores Evaluadas Para el Emulador 13

2.2.2.1. Rectificador no Controlado con Convertidor DC-DC 14

2.2.2.2. Rectificador de Frente Activo 18

2.2.3. Modulación por Ancho de Pulso 21

2.2.3.1. Limitaciones 24

2.3. Consideraciones de Control en Tiempo Discreto 26

2.3.1. Características del Control Digital 26

2.3.2. Tranformada Z 27

2.3.3. Control en Lazo cerrado 29

2.3.4. Controlador PI 30

2.3.5. Esquema Antienrollamiento de los Controladores 31

3. Diseño del Control **33**

3.1. Control de Corriente de Línea . . . 33
3.1.1. Planta . . . 33
3.1.2. Ajuste de Controlador . . . 35
3.2. Control de Tensión DC . . . 36
3.2.1. Planta . . . 36
3.2.2. Ajuste de Controlador . . . 38
3.3. Control de Lazo de Seguimiento de Fase . . . 39
3.3.1. Planta . . . 39
3.3.2. Ajuste de Controlador . . . 41
3.4. Emulador Banco de Baterías . . . 42

4. Implementación y Resultados **44**
4.1. Características del Hardware del Sistema . . . 44
4.1.1. Circuito de Potencia . . . 45
4.1.1.1. Convertidor Estático AC/DC . . . 45
4.1.2. Plataforma Digital de Control . . . 47
4.1.2.1. Procesador Digital de Señales . . . 47
4.1.2.2. Tarjeta Basada en FPGA . . . 49
4.1.2.3. Tarjeta de Emisión de Pulsos de Disparo . . . 49
4.1.2.4. Tarjeta de Comunicación HPI . . . 50
4.2. Resultados . . . 51
4.2.1. Modelo de Batería de 100V . . . 53
4.2.2. Modelo de Batería de 300V . . . 54
4.2.3. Modelo de Batería de 450V . . . 55

5. Conclusiones **57**

Bibliografía **59**

Anexos **62**
A. Transformación de Magnitudes Trifásicas a Otros Sistemas de Coordenadas . . . 63
A.1. Transformación de Clarke . . . 64
A.2. Transformación de Park . . . 65
B. Resultados Adicionales . . . 68

B.1. Modelo de Batería de 100V 69
B.2. Modelo de Batería de 300V 70
B.3. Modelo de Batería de 450V 70

Índice de tablas

4.1. Parámetros del circuito eléctrico equivalente de una celda de $LiFePO_4$ 53

Índice de figuras

2.1. Modelos eléctricos para un banco de baterías 8
2.2. Ensayos a una celda de $LiFePO_4$ 8
2.3. Circuito eléctrico equivalente de una celda de $LiFePO_4$. 10
2.4. Clasificación general de rectificadores de tensión [9]. 12
2.5. Clasificación general de inversores de tensión [11]. 13
2.6. Circuito de potencia de rectificador no controlado y convertidor DC-DC 14
2.7. Funcionamiento del convertidor dc-dc buck-boost 16
2.8. Circuito de potencia del rectificador AFE. 19
2.9. Circuito equivalente por fase del rectificador AFE. 20
2.10. Modulación PWM 22
2.11. Modos de operación del convertidor AFE 25
2.12. Diagrama esquemático de un sistema de control computacional. 26
2.13. Mapeo de puntos del plano s en el plano z. 28
2.14. Diagrama de bloques de un lazo cerrado de control digital. 29
2.15. Estructura antienrollamiento en tiempo continuo para controlador 32

3.1. Diagrama de bloques del lazo de control de corriente de línea. 35
3.2. Características dinámicas del lazo de corriente 36
3.3. Diagrama de bloques del lazo de control de tensión DC. 37
3.4. Controlador de tensión con prealimentación y esquema antienrrollamiento. . . . 38
3.5. Diagrama de bloques del control en cascada para el rectificado AFE. 38
3.6. Características dinámicas del lazo de tensión 39
3.7. Diagrama de bloques del lazo de seguimiento de fase. 41
3.8. Características dinámicas del lazo de seguimiento de fase 42
3.9. Emulador Banco de Baterías. 43

4.1. Diagrama de bloques del “hardware” para la implementación del sistema. . . . 45
4.2. Convertidor utilizado en la implementación del emulador de baterías. 45
4.3. Circuitos de medición 47
4.4. Plataforma digital 48
4.5. Características dinámicas del control digital implementado 52
4.6. Conexión de carga en batería de 100V 54
4.7. Desconexión de carga en batería de 100V 54
4.8. Conexión de carga en batería de 300V 55
4.9. Desconexión de carga en batería de 300V 55
4.10. Conexión de carga en batería de 450V 56
4.11. Desconexión de carga en batería de 450V 56

5.1. Sistema de referencia estático trifásico. Secuencia positiva. 64
5.2. Sistemas de referencia $\alpha - \beta$ y trifásico de secuencia directa. 65
5.3. Sistemas de referencia $d - q$ y trifásico de secuencia directa. 66
5.4. Características dinámicas del lazo de tensión con nuevo AB 68
5.5. Conexión de carga en batería de 100V con nuevo AB en control 69
5.6. Desconexión de carga en batería de 100V con nuevo AB en control 69
5.7. Conexión de carga en batería de 300V con nuevo AB en control 70
5.8. Desconexión de carga en batería de 300V con nuevo AB en control 70
5.9. Conexión de carga en batería de 450V con nuevo AB en control 71
5.10. Desconexión de carga en batería de 450V con nuevo AB en control 71

Capítulo 1

Introducción

Para hacer frente a la intermitencia en la generación de las centrales de energía renovable, una de las soluciones es el almacenamiento de energía, donde el principal método para lograrlo es mediante bancos de baterías de grandes capacidades. Este nuevo campo de aplicación para baterías, en la incorporación a los grandes SEP's, ha llevado a buscar formas de modelamiento mas precisas para estas, de manera de prever con mayor exactitud su comportamiento y adaptación a los sistemas, buscando la seguridad y protección del conjunto.

Las baterías tienen un comportamiento no-lineal y dependen de muchos factores, tales como las características químicas de los materiales que la conforman, la temperatura, el perfil de carga/descarga, tiempo que lleva en funcionamiento, etc., por lo que aún siguen siendo elementos difíciles de controlar debido a la gran complejidad de las reacciones electroquímicas que rigen su comportamiento.

De acuerdo a la característica que se desea estudiar en las baterías, existen varios enfoques para realizar su modelamiento, entre los que destacan los modelos electroquímicos, estocásticos, heurísticos y mediante circuitos eléctricos. Son estos últimos en los que se profundizará en este trabajo de memoria, ya que el objetivo es representar el comportamiento de las variables eléctricas de una batería en sus terminales. De acuerdo a esto, se realiza la elección de un circuito equivalente que mejor represente su comportamiento interno, el cual considera una operación en particular de la batería con estado de carga y temperatura de operación fija.

Para llevar a cabo la emulación del banco de baterías se analizan dos sistemas que combinan el uso de convertidores AC-DC, los cuales entregan la posibilidad de realizar el control de la tensión continua para poder “cargar” el modelo escogido del banco de baterías.

El esquema circuital escogido para la emulación se muestra en la Figura 2.8, el cual cuenta con un convertidor controlado de dos niveles que se encargará de controlar la tensión DC, a través de un esquema de modulación por ancho de pulso PWM, mediante el disparo de los IGBT’s.

El diseño para el control del convertidor se basa en un control en cascada con un lazo interno de la corriente de línea y un lazo externo de la tension DC. Además se incorpora un tercer lazo de control para determinar el ángulo de las tensiones de la red trifásica (PLL). De acuerdo a las plantas de los distintos lazos de control, basta el uso de controladores PI, ya que entregan resultados satisfactorios respecto al interés de este trabajo.

Los métodos propuestos son validados de forma experimental, utilizando un banco de pruebas que consta de una plataforma digital de control (DSP + FPGA), en la cual se cargará el código del control y el modelo del banco de batería en lenguaje de programación C. Todos los elementos se disponen en el Laboratorio de Investigación de Electrónica de Potencia del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile.

Capítulo 2

Revisión Bibliográfica

En el presente capítulo se entrega el marco teórico necesario que se debe conocer para desarrollar el tema de la presente memoria. Se abordan las características principales de los bancos de baterías, los enfoques existentes para su modelamiento y se escoge el modelo eléctrico mas adecuado para realizar su implementación. Luego se describen las características principales de los convertidores AC-DC, evaluando dos configuraciones circuitales para realizar la representación de la batería, escogiendo la más adecuada de ellas. Finalmente, se describen las características del trabajo en tiempo discreto y control digital, y se detalla el tipo de controlador a utilizar en la implementación del sistema.

2.1. Banco de Baterías

2.1.1. Características Generales

Un banco de batería o acumulador de energía puede ser definido como un reservorio capaz de entregar energía eléctrica a un circuito exterior a expensas de la energía química contenida en las sustancias internas que lo conforman (baterías primarias), si el acumulador admite el proceso inverso, es decir, es capaz de acumular energía química en las sustancias que contiene a costas de la energía eléctrica suministrada desde el exterior, se dice entonces que el acumulador es reversible (baterías secundarias)[1].

De la definición anterior se desprende que dentro de todo acumulador debe haber una unidad básica de generación/absorción de energía eléctrica, que recibe el nombre de celda electroquímica. Una celda electroquímica, desde el punto de vista físico, está compuesta por tres elementos básicos: un electrodo negativo, llamado ánodo, el cual entrega electrones al circuito externo; un electrodo positivo, llamado cátodo, el que recibe los electrones del circuito externo y un electrolito, el cual proporciona el medio para la transferencia de iones y carga entre ambos electrodos. Las sustancias activas de ambos polos generalmente pueden ser un metal puro, algún óxido u otra sustancia. El electrolito corresponde a una solución compuesta por algún ácido, hidróxido o sal disuelta en un solvente, el que generalmente es agua. Una característica distintiva del electrolito, además de ser capaz de conducir iones entre ambos electrodos, es que debe ser un aislante eléctrico, ya que de lo contrario se generaría un proceso de auto descarga del acumulador acompañado de un corto circuito interno entre ambos electrodos [2]. De esta forma, un banco de batería estará compuesto de un arreglo de celdas en serie y paralelo, según la capacidad y tensión deseadas.

En el mercado existen una gran cantidad de tecnologías de acumuladores, lo que caracteriza a un tipo de otro es la naturaleza de las sustancias activas que componen sus celdas, entregando en cada caso distintas características de interés que varían en cuanto a densidad de energía, energía específica, ciclos de vida, niveles de tensión en terminales, entre otras. Los principales tipos de tecnologías disponibles en el mercado son: plomo-ácido, níquel-cadmio, níquel metal hidruro, alcalinas recargables, ion litio e ion litio polímero.

2.1.2. Variables Relevantes

Un acumulador presenta varias características que brindan información acerca de él, las que pueden dividirse en tres grupos principales: el primero corresponde a magnitudes físicas directamente medibles, entre las que se encuentran la tensión, la corriente, la temperatura y la densidad del electrólito; el segundo corresponde a las características que deben ser determinadas en base a pruebas de laboratorio, tales como la capacidad, la resistencia interna y la respuesta en frecuencia, y el tercero corresponde a indicadores que sólo pueden ser estimados en base a otras magnitudes del acumulador pertenecientes a los dos grupos anteriores, estos son el estado de carga y el estado de salud (SoC y SoH, por sus siglas en inglés, respectivamente).

De estos parámetros cabe destacar los siguientes puntos:

- La tensión de circuito abierto en terminales de la batería esta directamente relacionada con el estado de carga en que se encuentre el acumulador.
- Tanto la corriente como la tensión deben mantenerse dentro de cierto rango de trabajo para proteger y salvaguardar la composición de las celdas, evitando que sufran daño permanente y disminución de su vida útil
- La temperatura es la magnitud que mas influye en el desempeño de un acumulador, ya que afecta a algunos parámetros relevantes, como son el SoC, el SoH, la resistencia interna, la capacidad, entre otros.

2.1.3. Enfoques y Modelos para la representación de un banco de baterías

A pesar de que los acumuladores son un elemento ampliamente utilizado en un gran número de aplicaciones de alta y baja potencia, aún siguen siendo elementos difíciles de controlar debido a que las reacciones electroquímicas que rigen su comportamiento son de gran complejidad. Por esto se hace necesario su modelamiento para controlar en algún grado el desempeño de la batería y prever su evolución, tanto en el corto como en el largo plazo, bajo diferentes condiciones de trabajo [1].

Las baterías tienen un comportamiento no-lineal y dependen de muchos factores, tales como las características químicas de los materiales que la conforman, la temperatura, el perfil de carga/descarga, tiempo que lleva en funcionamiento, etc. Modelar el comportamiento de las baterías se puede lograr utilizando diferentes enfoques y técnicas a través de softwares de simulación. Los modelos más preciso y con resultados más fiables aumentan la complejidad de todo el sistema y también el tiempo de las simulaciones. Para fines de diseño óptimos se debe compensar entre precisión y complejidad. [3] [4].

Los modelos de las baterías pueden ser divididos en las siguientes cuatro categorías [1] [3] [4]:

- **Modelos electroquímicos:** se basan en reacciones químicas y procesos termodinámicos que ocurren dentro del acumulador. Debido a esto, son los modelos más precisos, ya

que la modelación es a escala microscópica. Sin embargo, estos modelos son descritos por ecuaciones diferenciales no lineales acopladas, por lo cual las simulaciones necesitan bastante tiempo de ejecución haciéndolos inapropiados para aplicaciones en sistemas de control en tiempo real. Además, solo son aplicables al tipo de tecnología en particular de las celdas.

- **Modelos estocásticos:** este enfoque basa su desarrollo en cadenas de Markov en tiempo discreto, en el que la probabilidad de que ocurra un evento (ejemplo un proceso de carga/descarga del acumulador) depende del evento inmediatamente anterior, es decir, este tipo de proceso estocástico "almacena" el ultimo evento, condicionando las posibilidades de los eventos futuros. Son menos descriptivos, pero más intuitivos en comparación con los modelos electroquímicos.

- **Modelos heurísticos:** utilizan algunas técnicas heurísticas y fórmulas empíricas para modelar las características específicas de las baterías. Los más comunes son: la ecuación de Peukert, que expresa la relación no lineal existente entre la capacidad del acumulador y la tasa de corriente de descarga; la modelación de la eficiencia del acumulador, que da cuenta de la relación entre el tiempo de vida de la batería con distintas distribuciones de corriente, y el modelo de Weibull, que dice relación con un método estadístico para modelar el comportamiento del acumulador en el estado de descarga.

- **Modelos de circuitos eléctricos:** se basan en el traslado de los procesos internos del acumulador al dominio eléctrico AC o DC. Esto por medio de modelos que utilizan una combinación de resistencias, capacitancias, fuentes de tensión y fuentes de corriente. Este enfoque resulta ser el más adecuado cuando se desea simular computacionalmente la batería junto al sistema del cual forma parte, ya que ofrece un excelente compromiso entre complejidad y precisión, y brinda la posibilidad de analizar diversas tecnologías de acumuladores por medio de software de simulación eléctrica. Otra ventaja de este enfoque es que al utilizar características de impedancia se tiene cierta información del estado general del acumulador, debido a que ésta es dependiente del estado de carga (SoC), estado de salud (SoH), temperatura, entre otras.

2.1.4. Modelo Escogido Para Implementación

La emulación del banco de baterías busca representar el estado transitorio y estacionario del perfil de tensión en sus terminales bajo distintos grados de carga, de acuerdo a esto, se hará uso de un modelo de circuito eléctrico que mejor represente esta característica.

Las baterías, en su forma más simple, pueden ser modeladas con una fuente de tensión constante en serie con una resistencia, una fuente de tensión controlada o un condensador de gran capacidad. Estos modelos son muy simplificados y son principalmente para investigar el rendimiento del circuito conectado a ellos en lugar de la evaluación de sí mismos. Por ejemplo, la fuente de tensión DC en serie con una resistencia es válida sólo para fines muy limitados, tales como condiciones en estado estacionario y cantidades muy cortas de tiempo, ya que este modelo no puede considerar la dinámica de la descarga de la batería. Otros modelos, aunque teniendo en cuenta más efectos, todavía no son capaces de describir el comportamiento transitorio ante perfiles de descarga en forma de impulsos [3] [4].

En general, los modelos de circuitos eléctricos se pueden clasificar principalmente en tres categorías, (ver Figura 2.1): (a) modelos basados en Thevenin (b) modelos basados en impedancia y (c) los modelos basados en tiempo de vida [3].

Los modelos basados en impedancia constituyen una categoría muy importante, describen el comportamiento dinámico de las baterías con precisión, lo que conlleva bastantes beneficios para los sistemas de manejo de la batería. Utilizan el hecho de que las características de la impedancia proporcionan alguna información que depende de diferentes factores, tales como: SoC, temperatura, ciclo de vida, corriente de carga/descarga, etc. El método que se utiliza para la medición de los espectros de impedancia se llama Espectroscopía de Impedancia Electroquímica (EIS, por sus siglas en inglés), que puede ser utilizado para cualquier sistema electroquímico tales como celdas de combustible, condensadores electroquímicos, ultra condensadores, baterías, etc. [3]. Esta medición se realiza principalmente mediante la aplicación de una pequeña señal sinusoidal de corriente o tensión al sistema, monitoriando la respuesta para diferentes frecuencias. La razón de la elección de pequeña amplitud es para mantener el sistema en la región lineal, por lo tanto, la respuesta tendrá la misma forma de onda, pero probablemente con diferente amplitud y ángulo de fase. Usando las señales de entrada y salida se calcula la impedancia

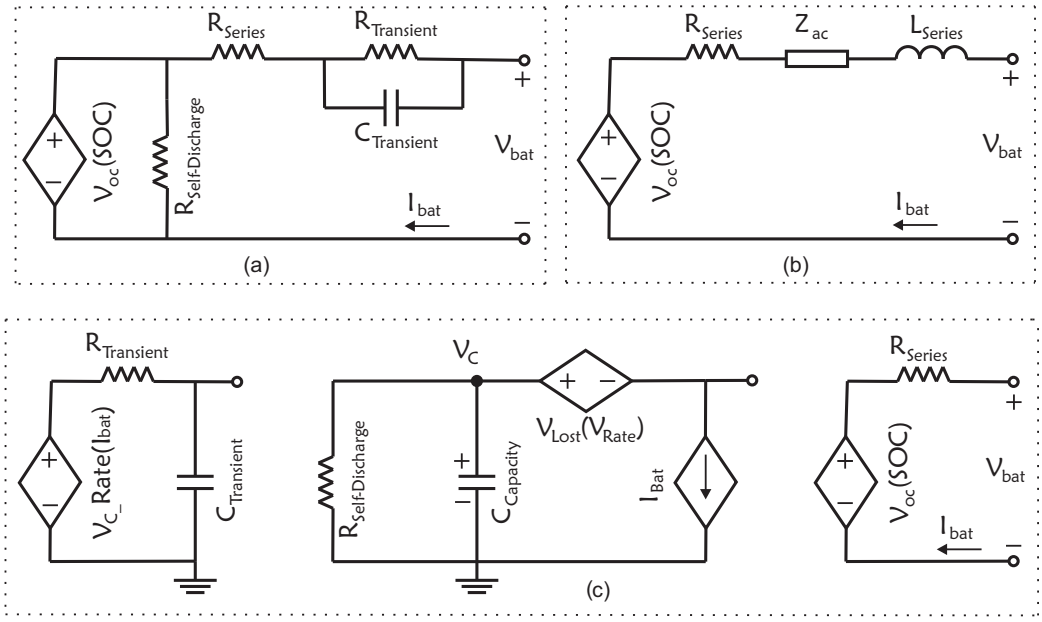


Figura 2.1: Modelos eléctricos para un banco de baterías. (a) Basado en Thevenin, (b) basado en impedancia y (c) basado en tiempo de vida [3].

y se representa gráficamente para diferentes frecuencias. Un ejemplo de éste ensayo se muestra en la Figura 2.2(a), donde en el eje horizontal se ubica la parte real de la impedancia, y en el eje vertical la parte imaginaria, apreciándose la característica capacitiva de la celda (parte imaginaria negativa).

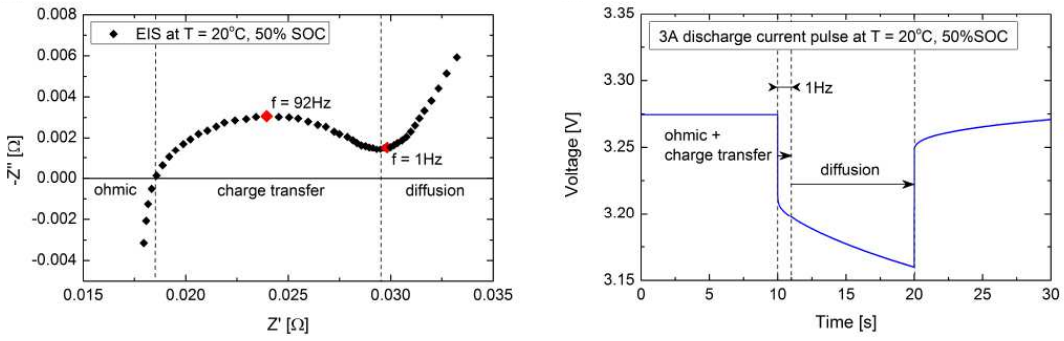


Figura 2.2: Ensayos a una celda de $LiFePO_4$. (a) Diagrama de Nyquist del espectro de impedancia. (b) Respuesta de tension a un pulso de corriente de $3A$, $20°C$ y SoC de $50\,\%$.

Con la aplicación de señales de diferentes frecuencias algunas reacciones no sufren cambios

importantes, mientras que otras se atenúan en ciertas regiones. Esto entrega la posibilidad de modelar las diferentes reacciones y los parámetros dentro de la batería con diferentes elementos eléctricos para formar un circuito interno visto desde los terminales.

En [5] se realizan los ensayos a una celda de litio-ferrofosfato ($LiFePO_4$), de tensión nominal de $3,3V$, para obtener su circuito equivalente. Los datos se obtuvieron con pruebas en el dominio de la frecuencia (EIS) y el dominio del tiempo (pruebas de escalón de corriente) con el fin de relacionarlas entre sí. Los dos requisitos principales para la identificación del modelo fueron: (i) flexibilidad suficiente para permitir una gran variabilidad de los parámetros y (ii) un método sencillo y práctico para la estimación de los parámetros.

Según muestra la Figura 2.2, se identifican dos fenómenos dentro de la celda:

- Los procesos con constantes de tiempo muy rápidas, que son modelados como una resistencia eléctrica que posee una parte óhmica y una parte de polarización. La resistencia óhmica se compone principalmente de la resistencia del electrodo, la resistencia del electrolito y la resistencia de contacto electrodo-electrolito, mientras que la resistencia de polarización depende de la polarización química y concentración del electrolito.

- El proceso de difusión de los electrones en el electrolito, que representa la dinámica del modelo. Una representación eficaz de este proceso mediante un circuito equivalente es el llamado elemento Z_{ARC} [6], el cual se compone de un número x de ramas de resistencia y condensador en paralelo ($R//C$) conectados en serie. El orden del modelo (que corresponde al número de ramas $R//C$) se determinó minimizando la función de pérdidas en el espacio de estados, evaluando modelos entre primer y quinto orden. De esta forma, el modelo óptimo es el de segundo orden, ampliamente usado en varios estudios [7] [8].

De esta manera, en la Figura 2.3, se presenta el circuito eléctrico equivalente que modela a una celda, el cual se puede homologar a un modelo de banco de baterías de mayor capacidad conectando en serie y/o paralelo un arreglo determinado de celdas. V_{OC} representa la tensión de vacío de la celda.

La estimación de los parámetros a partir de las mediciones de EIS, propuesta en [5], se

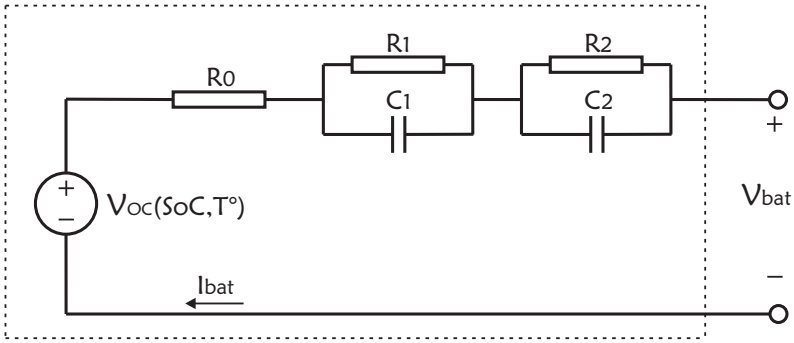


Figura 2.3: Circuito eléctrico equivalente de una celda de $LiFePO_4$.

realizó de la siguiente forma: R_0 se estima como la parte real de la impedancia para la frecuencia en la que la parte imaginaria alcanza su valor mínimo, obtenida en el intervalo de 0 a $5Hz$ (esta frecuencia está indicada con un punto rojo en el ensayo presentado en la Figura 2.2(a)), y τ_1 (donde $\tau_i = R_i C_i$) como la constante de tiempo para la misma frecuencia. τ_2 se estimó como la constante de tiempo en la prueba de frecuencia mas baja, realizada a $50mHz$. Estas estimaciones fueron complementadas con las pruebas de escalón de corriente para determinar los valores de los elementos en el caso particular ensayado.

Cabe destacar que la magnitud de cada componente no es fija y se ven afectados principalmente por el SoC y la temperatura de trabajo de la batería, por lo tanto, deben ser modificados para el caso de interés particular que se desea representar.

Las ecuaciones en tiempo continuo que gobiernan el modelo son las siguientes:

$$V_{bat}(s) = V_{OC} - I_{bat}(s) \cdot R_0 - V_{RC1}(s) - V_{RC2}(s) \quad (2.1)$$

$$V_{RCi}(s) = \frac{R_i \cdot I_{bat}(s)}{R_i C_i \cdot s + 1} \quad (2.2)$$

2.2. Convertidor Estático AC-DC

El fundamento de la electrónica de potencia es la conmutación de dispositivos semiconductores que toman valores “on-off”, ya sea de manera forzada o por conmutación natural según los elementos semiconductores que estén involucrados.

Un convertidor estático de potencia es un sistema que permite convertir un voltaje de entrada, con una frecuencia y amplitud fija, en señales de frecuencia y magnitud ajustables sin la necesidad de elementos rotativos. La acción del convertidor permite maniobrar de forma dinámica el flujo de energía, mejorando la calidad y eficiencia del sistema. Puede estar conformado por distintos bloques, principalmente por uno que convierte corriente alterna a corriente continua (AC y DC, por sus siglas en inglés respectivamente), comúnmente llamado rectificador y otro que convierte de DC a AC, llamado inversor.

2.2.1. Clasificación y Características de Convertidores Trifásicos

Para la implementación del emulador del banco de baterías se dispone de una red trifásica de amplitud variable, obtenida a través de un autotransformador que se conecta a la red trifásica domiciliaria ($380V_{rms}$, $50Hz$), por lo cual, es necesario el uso de un convertidor AC-DC que permita obtener una tensión del enlace DC controlada, la que emulará el perfil de tensión del banco de baterías. A continuación se da una clasificación de los convertidores trifásicos de acuerdo a los fines de interés de este trabajo.

2.2.1.1. Rectificadores

Los rectificadores pueden ser clasificados según su tipo de trabajo en alta o baja frecuencia de conmutación, según el esquema de la Figura 2.4. Los de baja frecuencia o conmutación natural están compuestos por diodos o tiristores. Estos últimos permiten el control del flujo de energía a la carga. La principal desventaja de estos convertidores es la generación de armónicos en la corriente y consumo de potencia reactiva inductiva de la red [9].

Por otro lado, los convertidores de alta frecuencia o con corrección de factor de potencia (PFC, por sus siglas en inglés) utilizan interruptores de control de potencia, como transistores

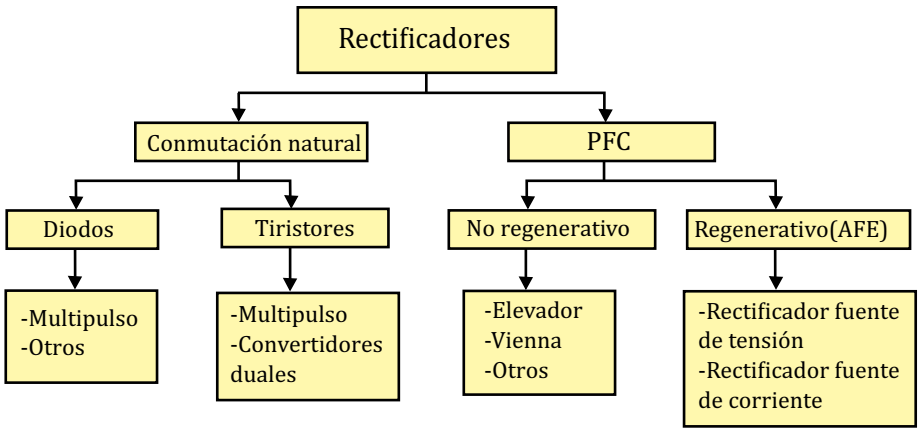


Figura 2.4: Clasificación general de rectificadores de tensión [9].

bipolares de puerta aislada (IGBT's), tiristores GTO's, MOSFET's o tiristores integrados de puerta controlada (IGCT's), los que cambian activamente la forma de onda de la corriente de entrada, lo que reduce la distorsión. Estos circuitos reducen los armónicos y por lo tanto mejoran el factor de potencia. Los convertidores de alta frecuencia a su vez se subdividen en dos grupos, los no regenerativos que solo permiten el flujo de potencia desde el lado AC al lado DC y los regenerativos que permiten el flujo en ambos sentidos.

Las principales características de un convertidor AC-DC son: capacidad de mantener una tensión fija en el enlace DC, buen factor de potencia y bajo contenido armónico.

La presencia de componentes armónicas es indeseado en la red eléctrica, ya que entre otras desventajas están: distorsión de la onda sinusoidal; aumento de las pérdidas de la red eléctrica, al aumentar la magnitud de la corriente ($I \cdot R^2$); disminución de la vida útil de equipos, al aumentar su temperatura de trabajo, y reducciones del factor de potencia, al aportar en el consumo de reactivos.

2.2.1.2. Inversores

Los inversores de voltaje se pueden clasificar según la Figura 2.5. Aquí se distinguen dos grandes grupos según el método de conversión: los de conversión directa (AC a AC) y los de conversión indirecta (AC a DC y DC a AC) [10].

La conversión directa no presenta dispositivos de almacenamiento de energía, de tal manera

que traspasa la energía completamente desde la fuente hacia la carga. Ejemplos de este tipo de conversión son los cicloconversores y el convertidor matricial, utilizados entre otras aplicaciones, en la industria minera y en la incorporación de energías renovables a la red eléctrica, llegando a niveles de potencia del orden de los megawatt.

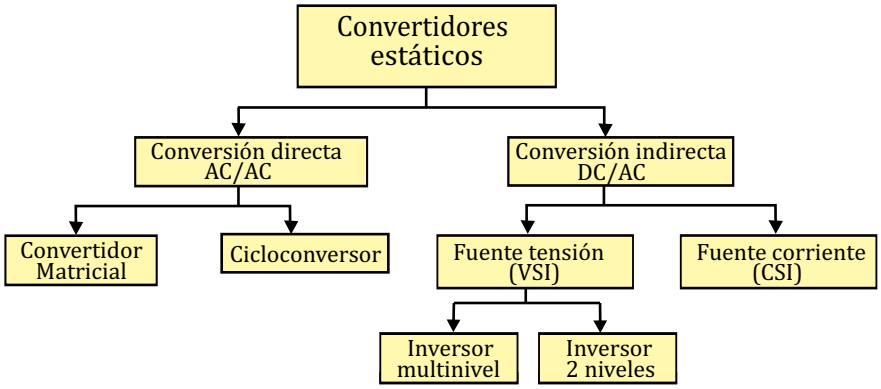


Figura 2.5: Clasificación general de inversores de tensión [11].

La conversión indirecta tiene por característica poseer algún tipo de dispositivo que almacena energía. De acuerdo a la forma en que ésta es almacenada se clasifican en: convertidor fuente de tensión y convertidor fuente de corriente (VSC y CSC, por sus siglas en inglés respectivamente), los cuales utilizan como elementos que almacenan energía condensadores e inductores respectivamente. Dentro de los VSC se encuentran dos clasificaciones: los inversores de dos niveles, formados por seis elementos de conmutación que pueden ser MOSFET's, IGBT's o GTO's, dependiendo de la potencia y frecuencia de conmutación deseada, y las topologías multinivel, que se clasifican según el tipo y la cantidad de fuentes de alimentación continua que son necesarias para su operación.

2.2.2. Topologías de Convertidores Evaluadas Para el Emulador

Para llevar a cabo la exigencia que conlleva la implementación del emulador de banco de batería (Control de tensión DC del convertidor), se estudian las características de las configuraciones "rectificador no controlado con convertidor DC-DC" y "rectificador de frente activo", escogiéndose la mas adecuada:

2.2.2.1. Rectificador no Controlado con Convertidor DC-DC

El sistema con rectificador no controlado y convertidor DC-DC reductor-elevador ("buck-boost") se presenta en la Figura 2.6.

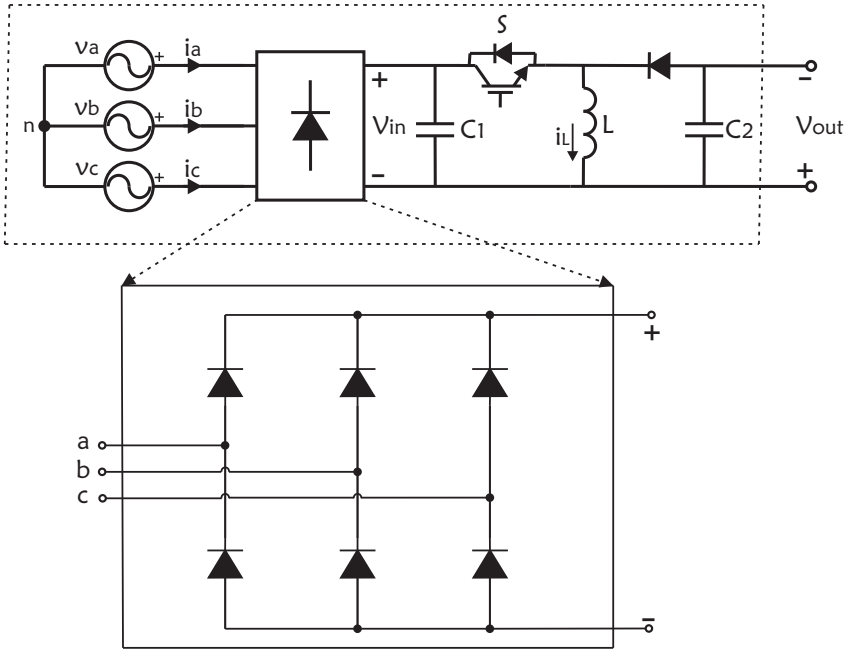


Figura 2.6: Circuito de potencia de rectificador no controlado y convertidor DC-DC reductor-elevador.

Esta configuración esta compuesta por dos etapas. A la entrada utiliza un rectificador trifásico de diodos no controlado ($B6U$), y a la salida se conecta un convertidor DC-DC reductor-elevador, el que puede disminuir o aumentar la tensión DC que recibe del rectificador.

El rectificador está compuesto por tres piernas idénticas y un banco de condensadores en el enlace DC, usado como filtro de la tensión. Cada una de estas piernas representa una fase de alimentación (a, b o c) y se compone de dos diodos, siendo el punto medio, el punto de conexión de cada fase. El convertidor DC-DC está compuesto de un dispositivo semiconductor, tal como un MOSFET, IGBT o tiristor, usado como interruptor controlable, una inductancia, un diodo y un condensador, usado como filtro de la tensión de salida. Mediante modulación por ancho de pulso aplicada al semiconductor es posible controlar y regular la tensión de salida. Las frecuencias de conmutación típicas se encuentran en el rango de $1kHz$ a $1MHz$, de acuerdo a

la velocidad del dispositivo semiconductor usado [13] [14].

Modelo Matemático

Para los siguientes desarrollos matemáticos se supone: los dispositivos semiconductores se consideran interruptores ideales (sin pérdidas y caídas de tensión), la fuente de alimentación trifásica es balanceada y los componentes pasivos no poseen pérdidas.

La tensión DC de entrada al convertidor es rectificada por el puente de diodos. Considerando una tensión fase-neutro máxima V_m y al condensador C_1 de gran capacidad, la tensión máxima del enlace DC, V_{in}, queda definida aproximadamente como:

$$V_{in} \approx \sqrt{3} V_m \tag{2.3}$$

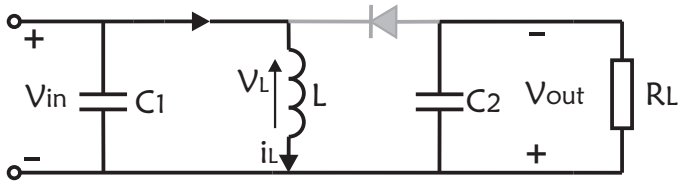
Al colocar un condensador C_1 suficientemente grande se impide que la tensión baje de nivel y que permanezca constante al valor máximo de la tensión de línea de la red.

El convertidor buck-boost posee dos modos de operación dados por el encendido y apagado del interruptor S, con una frecuencia de conmutación del ciclo de trabajo $f_s = 1/T$. Se define la razón de funcionamiento o ciclo de trabajo como $D = t_{on}/T$, donde t_{on} es el intervalo de tiempo en que el interruptor esta encendido, siendo $0 < D < 1$ [12].

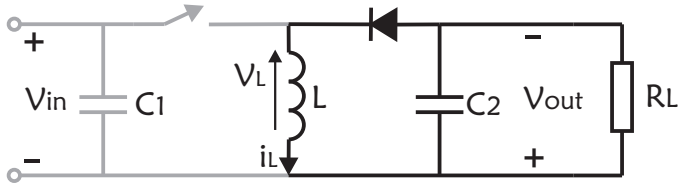
Durante el intervalo de tiempo $0 < t \leq DT$, el interruptor esta encendido y el diodo apagado, como se aprecia en la Figura 2.7(a). La tensión a través del diodo es aproximadamente $-(V_{in} + V_{out})$, encontrándose en polarización inversa. La tensión en el inductor es V_{in}, que provoca un aumento lineal de la corriente i_L, con una pendiente V_{in}/L. Durante el intervalo de tiempo $DT < t \leq T$, el interruptor esta apagado y el diodo encendido, como se aprecia en la Figura 2.7(b). La tensión en el inductor es $-V_{out}$, que provoca una reducción lineal de la corriente i_L, con una pendiente $-V_{out}/L$. La tensión a través del interruptor es aproximadamente $V_{in} + V_{out}$. En el instante $t = T$, el interruptor se vuelve a activar y comienza el nuevo ciclo.

Cuando el interruptor se encuentra encendido, la corriente por el inductor es:

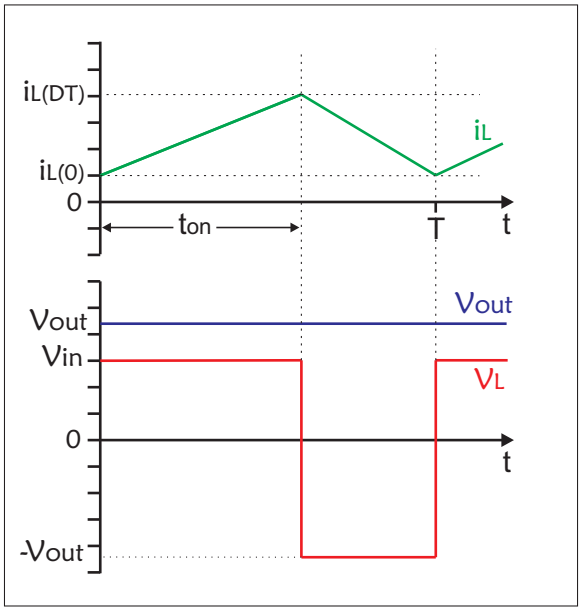
$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_L \, dt + i_L(0) = \frac{V_{in}}{L} t + i_L(0) \tag{2.4}$$



(a)



(b)



(c)

Figura 2.7: Funcionamiento del convertidor dc-dc buck-boost. (a) Interruptor encendido, (b) interruptor apagado y (c) formas de onda.

donde $i_L(0)$ es la corriente inicial del inductor en el tiempo $t = 0$. El valor máximo de corriente llega a $i_L(DT) = \frac{V_{in}}{L}DT + i_L(0)$, siendo la variación de la corriente en este intervalo igual a:

$$\Delta i_L = i_L(DT) - i_L(0) = \frac{V_{in}}{L}DT \tag{2.5}$$

De manera análoga, para el instante en que el interruptor esta apagado, la corriente por el

inductor es:

$$i_L(t) = \frac{1}{L}\int_{DT}^{t} v_L\, dt + i_L(DT) = \frac{-V_{out}}{L}(t - DT) + \frac{V_{in}}{L}DT + i_L(0) \tag{2.6}$$

con una variación de la corriente en este intervalo igual a:

$$\Delta i_L = i_L(DT) - i_L(T) = \frac{V_{out}}{L}(1 - D)T \tag{2.7}$$

Por simetría en estado estacionario, Figura 2.7(c), las variaciones de la corriente en ambos intervalos debe ser igual, obteniéndose la función de tranferencia del convertidor:

$$\frac{V_{in}}{L}DT = \frac{V_{out}}{L}(1 - D)T \tag{2.8}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \tag{2.9}$$

Se observa de esta forma que la tensión de salida solo depende de la tensión de entrada y del valor del ciclo de trabajo del interruptor.

La gran desventaja de esta configuración es que el rectificador puente de diodos solo permite el flujo de potencia en una dirección y en el caso que se trabaje en modo re-generativo, la energía que provenga desde la salida hacia la entrada deberá ser disipada en una resistencia que se conecte en paralelo al condensador C_1 a través de un interruptor controlado o “chopper”.

Modelo de la Red

Ambas configuraciones para el diseño del sistema disponen de la misma red trifásica de alimentación equilibrada y balanceada. Las tensiones y corrientes de fase de la red quedan

definidas como:

$$v_a = V_m cos(\omega t) \tag{2.10}$$

$$v_b = V_m cos(\omega t - 2\pi/3) \tag{2.11}$$

$$v_c = V_m cos(\omega t - 4\pi/3) \tag{2.12}$$

$$i_a = I_m cos(\omega t + \varphi) \tag{2.13}$$

$$i_b = I_m cos(\omega t + \varphi - 2\pi/3) \tag{2.14}$$

$$i_c = I_m cos(\omega t + \varphi - 4\pi/3) \tag{2.15}$$

Aplicando la Transformación de Clarke (Anexo A.1) al sistema de tensiones trifásico, se establece el denominado vector espacial compuesto de una componente real y una imaginaria para el caso particular donde el eje de la fase a coincide con el eje real α del vector:

$$\mathbf{v}_s = v_\alpha + jv_\beta = \frac{2}{3}(v_a(t) + v_b(t)e^{(j2\pi/3)} + v_c(t)e^{(j4\pi/3)}) \tag{2.16}$$

Luego, aplicando un cambio de referencia a este vector a un sistema de coordenadas sincrónico, Transformación de Park (Anexo A.2), que gira a la velocidad angular de la red, se elimina la componente temporal estableciéndose un fasor complejo fijo $\mathbf{v}_{dq}$:

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{v}_s e^{-j\theta} = v_d + jv_q \tag{2.17}$$

donde $\theta = \omega t + \theta_0$, con ω la velocidad angular de la red y θ_0 la condición inicial del ángulo. Dadas estas cantidades estacionarias se facilita el diseño del control del sistema utilizando controladores lineales, lo que será abordado en el siguiente Capítulo.

2.2.2.2. Rectificador de Frente Activo

El sistema con rectificador de frente activo (AFE, por sus siglas en inglés) se presenta en la Figura 2.8.

El rectificador AFE utiliza un convertidor trifásico fuente de tensión de dos niveles. Está compuesto por tres piernas idénticas más un enlace DC, compuesto por un condensador o una fuente

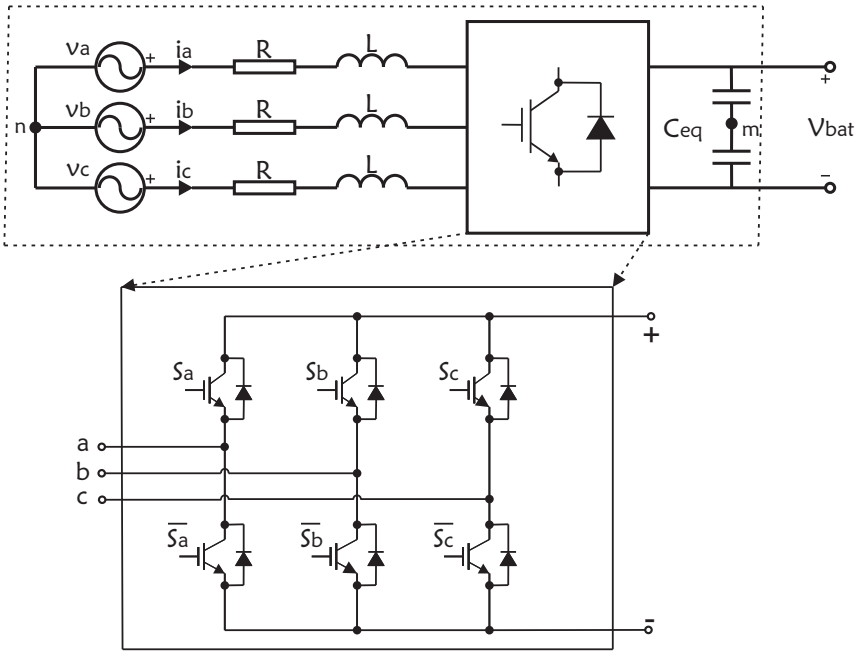


Figura 2.8: Circuito de potencia del rectificador AFE.

de tensión DC, según se utilice como rectificador o inversor respectivamente. Cada una de estas piernas representa una fase de alimentación (a, b y c), y se compone de dos IGBT's, con diodos en anti paralelo, los que deben trabajan de manera complementaria para evitar el cortocircuito de la fuente DC. Cada par transistor-diodo opera en los estados de corte o saturación, comportándose como un interruptor bidireccional, pero con apagado por corriente en caso que el IGBT se encuentre en estado de no conducción. A partir del estado de los interruptores, los terminales de salida de cada rama toman los valores de tensión $V_{dc}/2$ o $-V_{dc}/2$ con respecto al terminal central del enlace DC (m) (ver punto m en la Figura 2.8). La secuencia de conmutación que siguen los interruptores viene impuesta por un proceso previo de modulación, que será el que determine las características de la señal de salida, entre ellas: forma, amplitud, frecuencia y contenido armónico [15].

Modelo Matemático

Asumiendo que los semiconductores son ideales y que cada pierna trabaja de manera perfectamente complementaria, las tensiones de fases a la salida del convertidor dependen únicamente de los estado de conmutación de cada pierna y la tensión del enlace de corriente continua V_{dc},

definidas como:

$$v_{Ci} = S_i \frac{V_{dc}}{2} \tag{2.18}$$

donde $S_i = \{-1, 1\}$ representan los pulsos de disparo de los interruptores de cada pierna: -1 cuando el interruptor inferior conduce y el superior no conduce, y 1 cuando ocurre el caso contrario.

Haciendo LVK en cada fase (Figura 2.9), despreciando la resistencia R de la red, se obtienen las siguientes relaciones:

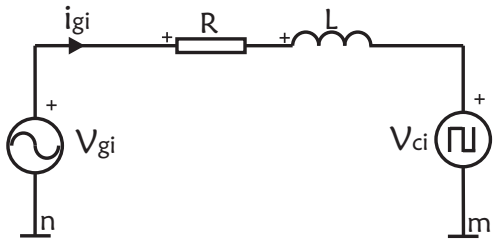


Figura 2.9: Circuito equivalente por fase del rectificador AFE.

$$v_{ga}(t) = L\frac{di_{ga}}{dt} + v_{Ca}(t) + v_{mn}(t) \tag{2.19}$$

$$v_{gb}(t) = L\frac{di_{gb}}{dt} + v_{Cb}(t) + v_{mn}(t) \tag{2.20}$$

$$v_{gc}(t) = L\frac{di_{gc}}{dt} + v_{Cc}(t) + v_{mn}(t) \tag{2.21}$$

luego, aplicando la relación de fasor espacial de la ecuación 2.16 se obtiene lo siguiente:

$$\mathbf{v}_{gs} = L\frac{d\mathbf{i}_{gs}}{dt} + \mathbf{v}_{cs} \tag{2.22}$$

donde:

- $\mathbf{v}_{gs}$: fasor espacial de las tensiones de red.
- $\mathbf{i}_{gs}$: fasor espacial de las corrientes de linea.
- $\mathbf{v}_{cs}$: fasor espacial de las tensiones generadas por el convertidor.

En la implementación del emulador de banco de batería se busca la representación del perfil de tensión solo para un proceso de descarga, sin embargo, el funcionamiento general de las baterías implica una acumulación de carga en su interior, es decir, admiten un flujo de potencia en ambos sentidos, por lo tanto, para la emulación se opta por la elección del rectificador de frente activo, debido a la ventaja en el uso del convertidor tanto como rectificador e inversor.

2.2.3. Modulación por Ancho de Pulso

Actualmente existe gran variedad de técnicas de modulación utilizadas en el control de inversores trifásicos, una técnica empleada que deriva sus bases del área de las telecomunicaciones es la modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Dentro de esta técnica se han propuesto diversos algoritmos de modulación, cada uno pretendiendo mejorar alguna característica dentro del proceso, por ejemplo: las pérdidas por conmutación, la eficiencia de la conversión o el contenido armónico presente en la onda de salida.

Existen dos enfoques para la implementación de la técnica PWM [15]:

- PWM basada en portadora (CB-PWM).
- PWM basada en vectores espaciales (SV-PWM).

En el desarrollo de este trabajo de memoria se opta por la técnica PWM basada en portadora, debido a su simpleza y a que entrega los resultados adecuados. Para ilustrar el principio de funcionamiento de esta técnica, obsérvese el diagrama de la Figura 2.10(a), que corresponde a la fase a del convertidor trifásico. En la Figura las señales de activación de los interruptores superior e inferior, Sa y $\overline{Sa}$ respectivamente, se obtienen mediante la comparación entre las amplitudes de una señal de alta frecuencia denominada *portadora* y una señal de baja frecuencia denominada *moduladora* o *de referencia*. Para la obtención de las señales Sa y $\overline{Sa}$ es suficiente un único proceso de comparación puesto que estas son complementarias. Al considerar el convertidor trifásico son necesarios tres procesos de comparación simultáneos, uno para cada fase, generándose las señales lógicas Sa, Sb y Sc. El objetivo fundamental de la PWM es lograr que la información de amplitud de la señal moduladora esté contenida en el valor fundamental del tren de pulsos generado.

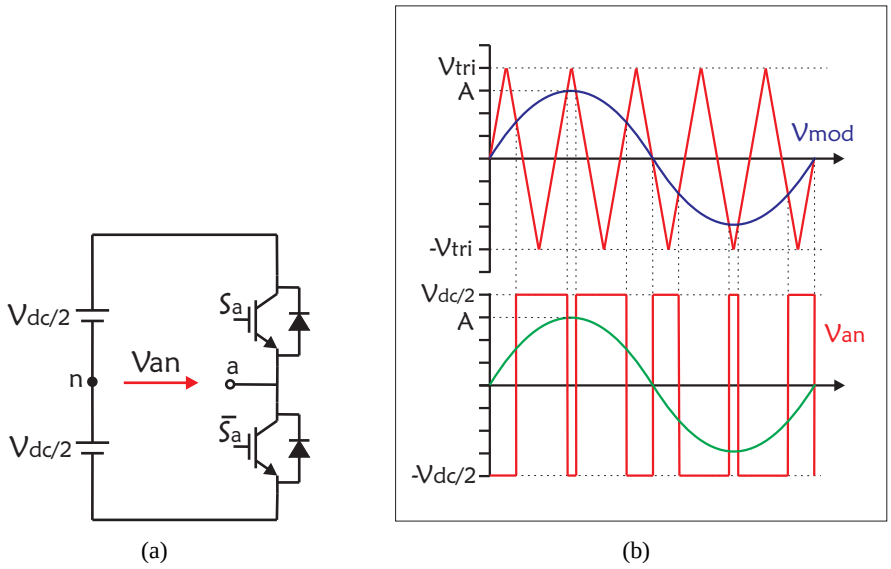


Figura 2.10: Modulación PWM. (a) Pierna de una fase del convertidor y (b) generación del tren de pulsos.

Para entregar una mayor claridad a esta técnica se definen breve mente los siguientes parámetros:

- **La señal portadora:** generalmente es periódica y su frecuencia esta determinada por diversos criterios, tales como: el nivel de pérdidas por conmutación permitido, la velocidad de conmutación de los dispositivos semiconductores de la etapa de potencia, las regulaciones de compatibilidad electromagnética vigentes, entre otras. La forma más común de la señal portadora es la triangular, sin embargo, otras variantes conocidas son: la diente de sierra con pendiente positiva, la diente de sierra con pendiente negativa y versiones aleatorias que varían entre las tres anteriores.

  La aparición de armónicos en las fases del convertidor estarán ubicados en paquetes centrados en la frecuencia de la señal portadora y múltiplos de esta, por ello es necesario realizar un diseño para una frecuencia lo mas alta posible.

- **La señal moduladora:** contiene la información de amplitud, frecuencia y fase deseadas en los terminales del convertidor, y por esta razón se conoce también como señal de referencia. Su forma puede tomar diversos perfiles, en el caso de este trabajo debido a la conexión directa a la red eléctrica, se utilizan señales sinusoidales con la misma

frecuencia de la red.

- **El índice de modulación de frecuencia (m_f):** es la razón entre la frecuencia de la señal portadora (f_p) y la frecuencia de la señal moduladora (f_m), $m_f = f_p/f_m$. El valor que pueda tomar m_f debe ser seleccionado cuidadosamente, ya que si bien un alto índice permite ubicar a los armónicos indeseables en frecuencias altas, facilitando el diseño de filtros, esto genera una gran cantidad de conmutaciones de los dispositivos semiconductores, incrementando las pérdidas por conmutación.

- **El índice de modulación de amplitud (m_a):** representa el nivel de utilización del bus de DC. Generalmente se define como la amplitud de la señal moduladora, normalizada con respecto a la amplitud máxima de la portadora, $m_a = \frac{A}{\hat{V_{tri}}} = \frac{A}{V_{dc}/2}$. De acuerdo al valor del índice de modulación de amplitud se pueden definir dos modos de operación: el modo de operación lineal, donde el pico de la señal moduladora es menor o igual al pico de la señal portadora ($m_a \leq 1$), y el modo no lineal, donde el pico de la señal moduladora es mayor al pico de la señal portadora ($m_a > 1$), esta condición es conocida como sobremodulación. Cuando la amplitud del voltaje de referencia supera el nivel $\frac{V_{dc}}{2}$ las intersecciones entre portadora y moduladora desaparecen, y los pulsos generados en la comparación permanecen en un único nivel durante aquellos ciclos de portadora en que no ocurren intersecciones. Esto conlleva la aparición de armónicos indeseados de frecuencia cercana a la fundamental en la tensión de salida.

  En este trabajo se utiliza modulación lineal, evitando la sobremodulación a través de un bloque de saturación de la tensión de fase del convertidor en el control de corriente.

En la Figura 2.10(b) se presenta un ejemplo de la generación del tren de pulsos en la técnica PWM. Definiéndose un nivel positivo cuando la señal moduladora es mayor a la señal portadora y negativo en caso contrario. La señal verde representa la onda fundamental.

En general, la PWM con señal moduladora sinusoidal o SPWM es una técnica simple que garantiza buenos resultados en todas las condiciones de trabajo, incluida la sobremodulación, y presenta un buen desempeño armónico. Este buen desempeño se debe a que su frecuencia de conmutación constante genera un espectro de frecuencias definido, con componentes en alta frecuencia (armónicos del orden de la señal portadora y múltiplo de esta) y con reducción de

armónicos de bajo orden.

2.2.3.1. Limitaciones

Tensión DC mínima

Para un funcionamiento adecuado del convertidor la tensión DC debe poseer un valor mínimo para no producir distorsión en la forma de onda de la corriente. Además, para un correcto control los diodos deben quedar polarizados negativamente de manera que se mantengan bloqueados.

Debido al uso de PWM sinusoidal, la tensión de referencia máxima para tener modulación lineal es $\frac{V_{dc}}{2}$, por lo tanto, si se considera la conexión de una fuente trifásica, de amplitud de tensión de fase máxima V_m, directamente en los terminales del convertidor, la tensión DC mínima debe cumplir lo siguiente:

$$V_m = \frac{V_{dc}}{2} \tag{2.23}$$

$$\Rightarrow V_{dc_{min}} > 2V_m \tag{2.24}$$

lo que a su vez permite realizar el bloqueo de los diodos de acuerdo a la expresión 2.3.

Inductancia de línea máxima

El valor de la inductancia de línea, del esquema de la Figura 2.9, influirá en el funcionamiento del convertidor a la hora de definir la tensión DC mínima a controlar. De acuerdo a esto, estableciendo que el caso de mayor influencia es cuando el convertidor opera como un condensador con factor de potencia cero, según el diagrama fasorial de la Figura 2.11(a), la expresión para definir la tensión DC mínima queda de la siguiente forma:

$$V_{dc_{min}} > 2(V_m + \omega L I_m) \tag{2.25}$$

donde se puede despejar el valor de inductancia máxima:

$$L_{max} < \frac{\frac{V_{dc_{min}}}{2} - V_m}{\omega I_m} \tag{2.26}$$

Figura 2.11: Modos de operación del convertidor AFE. (a) Operación como condensador con $FP = 0$ y (b) operación como rectificador con $FP = 1$ visto desde la red.

Sin embargo, el control realizado en este trabajo contempla una operación con $i_q \approx 0$, por lo tanto, la influencia de la inductancia será solo a través de la corriente i_d, con un factor de potencia $FP \approx 1$, según lo mostrado en la Figura 2.11(b):

$$L_{max} < \frac{\sqrt{\frac{V_{dc_{min}}^2}{4} - V_m^2}}{\omega I_m} \tag{2.27}$$

Desatacar además que la inductancia actuará como filtro de la corriente de línea, dándole un mayor o menor rizado dependiendo si su valor es menor o mayor respectivamente.

Tiempo muerto

En cada pierna del convertidor sólo debe trabajar uno de los dos IGBT's para así evitar cortocircuitar la fuente de tensión continua. La conmutación de estos elementos no se efectúa de manera instantánea, pudiendo coincidir la operación de ambos durante un pequeño lapso de tiempo entre el encendido y apagado. Por esta razón se incorpora un tiempo muerto o de retardo, comúnmente de $2\mu s$, durante el cual a ninguno de los IGBT's se envían señales de activación. El sistema se vuelve más seguro, pero genera una fuente de distorsión adicional que afecta el valor real de las variables manejadas por el sistema de control, incorporando armónicos no deseados en la tensión de salida del conversor, desviándose con ello de la tensión de referencia [16]. Dado que esto se repite una y otra vez para cada operación de conmutación, sus efectos negativos pueden llegar a ser significativos en convertidores que operan a frecuencias de conmutación altas.

2.3. Consideraciones de Control en Tiempo Discreto

2.3.1. Características del Control Digital

Prácticamente todos los sistemas de control que se aplican hoy en día se basan en control digital o computacional. Tales sistemas pueden verse como aproximaciones de los sistemas de control analógico, pero con un desempeño menor.

Un diagrama esquemático de un sistema de control computacional se muestra en la Figura 2.12. El sistema contiene esencialmente cinco partes: el proceso, los convertidores A-D (análogo-digital) y D-A, el algoritmo de control, y el reloj. Su funcionamiento es controlado por el reloj. Los tiempos en que las señales medidas son convertidas a forma digital se llaman los instantes de muestreo; el tiempo entre muestreos sucesivos se llama el periodo de muestreo y se denota por h. Normalmente se utiliza un muestreo periódico, pero hay, por supuesto, muchas otras posibilidades, por ejemplo, es posible muestrear cuando las señales de salida han cambiado su valor o también es posible utilizar diferentes periodos de muestreo para diferentes bloques en un sistema, esto se denomina muestreo de tasas múltiples [17].

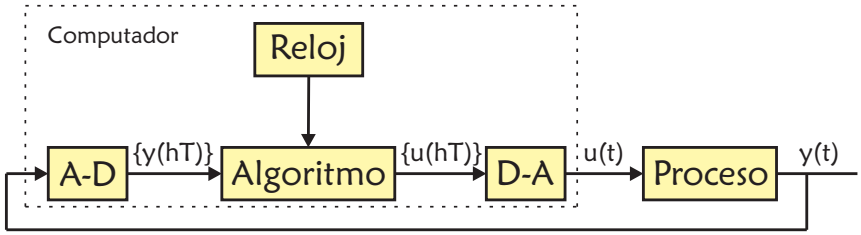


Figura 2.12: Diagrama esquemático de un sistema de control computacional.

El muestreo es una propiedad fundamental de los sistemas de control computacional, debido a la naturaleza de tiempo discreto que estos poseen. La señal de tiempo continuo se convierte en una secuencia de números, $y(kh)$ (donde $k \in Z$ y h es el periodo de muestreo), que se procesa por el computador digital, el cual entrega una nueva secuencia de números, $u(kh)$, que se convierte en una señal continua en el tiempo y se aplica al proceso. El proceso de conversión de una secuencia de números en una señal continua en el tiempo se denomina reconstrucción de la señal.

2.3.2. Tranformada Z

Una herramienta comúnmente utilizada para el análisis y síntesis de sistemas de control en tiempo discreto es la *transformada Z*. El rol de la transformada Z en sistemas de tiempo discreto es similar al de la transformada de $Laplace$ en sistemas de tiempo continuo, utilizando como operador la letra z.

La definición más simple del operador z es la de un paso adelante en el tiempo, de esta manera:

$$zX(z) \Leftrightarrow x(t+h) \tag{2.28}$$

o el valor que tendrá la función $x(t)$ en el siguiente instante de muestreo.

La transformada Z de una función en el tiempo $x(t)$, donde t es positivo, o de una secuencia de valores $x(kh)$, donde k toma valores cero o enteros positivos, es definida por la siguiente expresión:

$$X(z) = Z[x(t)] = Z[x(kh)] = \sum_{k=0}^{\infty} x(kh)z^{-k} \tag{2.29}$$

$$x(t) = x(kh) = Z^{-1}[X(z)] = \frac{1}{2\pi\rho}\oint z^{k-1}X(z)dz \tag{2.30}$$

donde el límite de integración es un círculo con centro en el origen y de radio ρ.

El término z^{-k} en esta serie indica la posición en el tiempo en el cual la amplitud $x(kh)$ ocurre.

De la teoría de los sistemas lineales [18], se sabe que un sistema lineal puede representarse a través de una ecuación diferencial, y por ende a través de una fracción polinomial en función del operador s. Pues bien, también es posible representar al sistema lineal como una ecuación en diferencias y por ende a través de una fracción polinomial en función del operador z:

$$\begin{aligned} &b_n y(t+nh) + b_{n-1}y(t+[n-1]h) + ... + b_0 y(t) \\ &\qquad = a_m u(t+mh) + a_{m-1}u(t+[m-1]h) + ... + a_0 u(t) \\ &\Rightarrow b_n z^n Y(z) + b_{n-1}z^{n-1}Y(z) + ... + b_0 Y(z) \\ &\qquad = a_m z^m U(z) + a_{m-1}z^{m-1}U(z) + ... + a_0 U(z) \end{aligned}$$

$$\Rightarrow H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{a_m z^m + a_{m-1} z^{m-1} + ... + a_0}{b_n z^n + b_{n-1} z^{n-1} + ... + b_0} \tag{2.31}$$

Al igual que en el caso de tiempo continuo, para que la función tenga sentido m debe ser menor que n, de otro modo querría decir que las entradas futuras del sistema tienen efecto en las salidas actuales.

Otra similitud al caso de tiempo continuo, es que al poder expresarse el sistema en forma de una fracción polinomial se mantiene la idea de que la estabilidad del sistema depende de la ubicación de los polos (o raíces del denominador) de $H(z)$, los que pueden ser reales y/o imaginarios complejos conjugados. Sin embargo, es importante tener en cuenta que un polo ubicado en un lugar específico tiene distintas interpretaciones en el plano s y en el plano z [17]. El mapeo de puntos desde el plano s al plano z se realiza considerando al operador z como un retardo en el plano s, según la siguiente relación:

$$z = e^{hs} = e^{h\mathrm{Re}(s)}[cos(h\mathrm{Im}(s)) \pm jsen(h\mathrm{Im}(s))] \tag{2.32}$$

Algunos ejemplos se muestran en la Figura 2.13, donde a su vez se establece que la zona de ubicación de los polos en el plano z, que hará la función de transferencia estable, es el círculo unitario centrado en el origen.

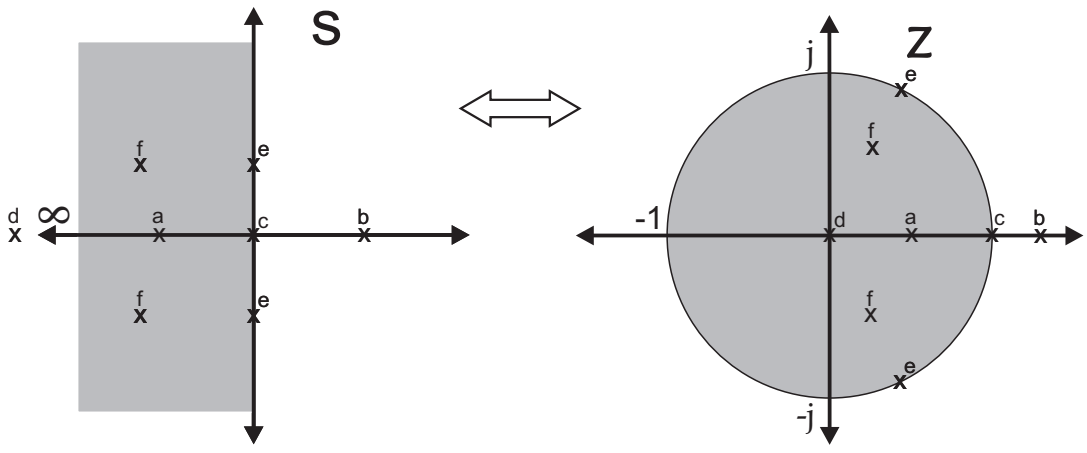


Figura 2.13: Mapeo de puntos del plano s en el plano z.

2.3.3. Control en Lazo cerrado

Un sistema de control puede tener varios componentes. Para mostrar las funciones de cada componente en la ingeniería de control, por lo general se usa una representación denominada diagrama de bloques. En la Figura 2.14 se muestra el diagrama de bloques de un sistema de control digital en lazo cerrado de estructura similares a los implementados en esta memoria, teniendo en cuenta la utilización de la variable s para describir las funciones de transferencia en tiempo continuo y la variable z para describir al controlador digital.

En un sistema de control en lazo cerrado se alimenta al controlador con la señal de error $E(z)$, que es la diferencia entre la señal de referencia $R(z)$ y la señal de realimentación $Y(z)$, con el fin de reducir el error y llevar la salida del sistema al valor deseado. El término control en lazo cerrado siempre implica el uso de una acción de control realimentado para reducir el error del sistema [18].

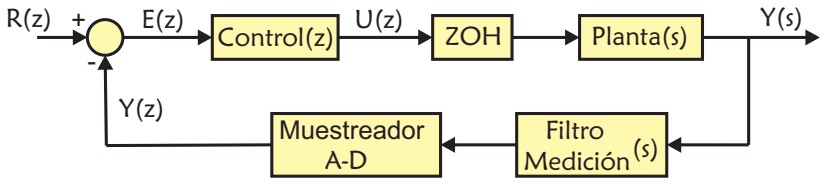


Figura 2.14: Diagrama de bloques de un lazo cerrado de control digital.

Una ventaja del sistema de control en lazo cerrado es que el uso de la realimentación vuelve la respuesta del sistema relativamente insensible a las perturbaciones externas y a las variaciones internas en los parámetros del sistema. De esta forma, es posible usar componentes relativamente poco precisos y baratos para obtener el control adecuado de una planta determinada, mientras que hacer eso es imposible en el caso de un sistema en lazo abierto.

Por otra parte, la estabilidad es un gran problema en el sistema de control en lazo cerrado, que puede conducir a corregir errores en exceso llegando a producir oscilaciones de amplitud constante o cambiante.

2.3.4. Controlador PI

La estructura de las plantas involucradas en los modelos presentes en este trabajo permiten el uso de controladores lineales para realizar los lazos de control del sistema. Los controladores lineales más utilizados son el controlador P (proporcional), el controlador PI (proporcional-integral) y el controlador PID (proporcional-integral-derivativo). La decisión de usar uno u otro se determina de acuerdo al orden de la planta y restricciones presentes en el sistema. De esta manera se establece que el controlador PI es el adecuado para realizar el control, ya que entrega las características necesarias para las variables a controlar.

El controlador PI se caracteriza por una función de transferencia en tiempo continuo del tipo:

$$C_{PI}(s) = k\frac{s+f}{s} \tag{2.33}$$

donde k es la ganancia del controlador y f es el cero de la función de transferencia del controlador. Mediante la aproximación de retentor de orden cero ("zero order hold" o ZOH, por sus siglas en inglés), la cual mantiene constante la salida del controlador por un instante de muestreo h [21], es posible expresar la función de transferencia del control PI en el plano discreto:

$$C_{PI}(z) = k(1+\frac{f\cdot h}{2})\frac{z+\frac{\frac{f\cdot h}{2}-1}{\frac{f\cdot h}{2}+1}}{z-1} = k_z\frac{z-f_z}{z-1} \tag{2.34}$$

En este trabajo para expresar las funciones de transferencia en el plano discreto se utiliza el método de discretización *ZOH* aplicado con el comando *c2d* de MATLAB® .

Se aprecia que la estructura del controlador tiene dos grados de libertad, k_z y f_z, es decir, parámetros que se pueden ajustar de manera completamente arbitraria, afectando la localización de los polos en lazo cerrado y modificando así las características de la respuesta del sistema controlado, como por ejemplo: la velocidad de seguimiento de la referencia, la magnitud y duración de las oscilaciones, y la capacidad de compensar perturbaciones.

Para la elección de los parámetros de los controladores se utiliza el método *Lugar de Raíces* ("Root-Locus") mediante el comando *rltool* del control toolbox de MATLAB® . Este método resulta muy útil debido a que indica la forma en la que deben modificarse los polos y ceros en

lazo abierto para que la respuesta cumpla las especificaciones de comportamiento del sistema. Este método es particularmente conveniente para obtener resultados aproximados con mucha rapidez y a su vez verificar la estabilidad de los lazos de control a través de la respuesta a escalón y la visualización de la ubicación de los polos de la función de transferencia del lazo cerrado.

2.3.5. Esquema Antienrollamiento de los Controladores

En la mayoría de los casos, las actuaciones de los sistemas de control deben limitarse debido a restricciones físicas impuestas en la implementación del sistema. Estas limitaciones reales deben aplicarse a la salida de los controladores con el fin de evitar problemas en el sistema, lo que genera efectos no lineales que no se consideran a la hora de diseñar los controladores. El problema más recurrente es el de la saturación en magnitud de alguna variable, por ejemplo, la máxima corriente de línea para elevar la tensión DC de un convertidor está limitada por las protecciones del sistema y la capacidad de los conductores.

El problema surge al tratar de "informar" al controlador que se ha aplicado una saturación y que debe dejar de modificar la señal actuación, ya que ha alcanzado su máximo valor. Si esta acción no se realiza el controlador seguiría variando su actuación, y más importante aún, en el caso de controladores con algún tipo de integración, seguiría acumulando error, lo que provocaría que la salida sobrepase largamente la referencia, y dependiendo de la planta y el controlador, se pueden ocasionar una serie de oscilaciones e incluso llevar al sistema a la inestabilidad. Las estructuras anti-enrollamiento "informan" al controlador sobre el estado real de la actuación aplicada, de manera de evitar que el error acumulado siga aumentando una vez que se ha llegado a la actuación máxima.

La estructura de anti-enrollamiento utilizada en este trabajo se muestra en la Figura 2.15, la que permite enfrentar exitósamente todo tipo de saturaciones y es aplicable a casi cualquier estructura de controlador [19]. En esta Figura, $C(s)$ corresponde a la función de transferencia del controlador sin antienrollamiento y $C(\infty)$ corresponde al módulo de la función de transferencia del controlador evaluado con $s \to \infty$. A pesar de que la estructura se ve muy diferente a la del clásico lazo de control, si se elimina la saturación y se aplica el álgebra de bloques ambas estructuras son completamente equivalentes.

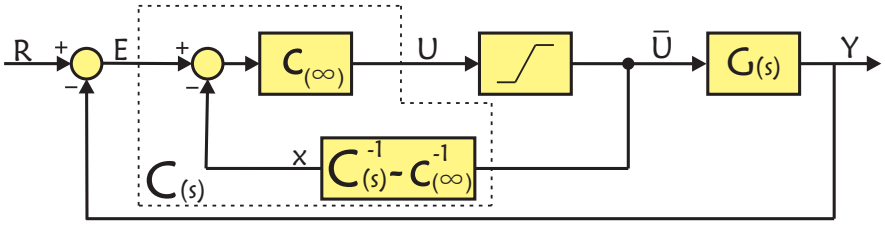


Figura 2.15: Estructura antienrollamiento en tiempo continuo para controlador. Con planta G(s) y controlador C(s).

El control del rectificador AFE considera un control en cascada, con un lazo interno para el control de la corriente de línea y un lazo externo para el control de la tensión DC, que será la salida del lazo control y representará la tensión del banco de baterías. Esta configuración impone para su correcto funcionamiento que el lazo de corriente debe ser, por lo menos, tres veces más rápido que el lazo de tensión.

Capítulo 3

Diseño del Control

Para llevar a cabo el control de la tensión DC del sistema de la Figura 2.8, con el fin de modelar una batería, es necesario realizar la implementación de tres lazos de control: un control principal en cascada, con un lazo interno de control de corriente de línea y un lazo externo para el control de la tensión DC, y un lazo de control secundario de seguimiento de fase para obtener el ángulo de giro de las tensiones de la red.

En este Capítulo se describe la obtención de la planta de cada lazo de control junto con el respectivo ajuste de los controladores.

3.1. Control de Corriente de Línea

3.1.1. Planta

Llevando la Ecuación 2.22 a un sistema de referencia que gira a la velocidad sincrónica de la red, donde el eje d coincide con el eje real del fasor espacial, queda la siguiente expresión:

$$\mathbf{v}_{dq} = L\frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} + j\omega L\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{v}_{Cdq} \tag{3.1}$$

Trabajar con este cambio matemático permite ver magnitudes trifásicas, que varían sinusoidalmente en el tiempo, como constantes, lo que permite utilizar esquemas de control mas sencillos.

Separando ejes real e imaginario de 3.1, y reordenando las expresiones se tiene:

$$v_d = L\frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + v_{Cd} \tag{3.2}$$

$$v_q = L\frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + v_{Cq} \tag{3.3}$$

$$\Rightarrow L\frac{di_d}{dt} = \underbrace{-v_{Cd}}_{\text{Actuación}} + \underbrace{v_d + \omega i_q}_{\text{Perturbación}} \tag{3.4}$$

$$\Rightarrow L\frac{di_q}{dt} = \underbrace{-v_{Cq}}_{\text{Actuación}} + \underbrace{v_q - \omega i_d}_{\text{Perturbación}} \tag{3.5}$$

lo que permite obtener la función de transferencia en tiempo continuo de ambas coordenadas de corriente, donde la actuación está dada por la tensión del eje respectivo generada a la salida del convertidor:

$$\Rightarrow G_{i_d}(s) = \frac{id}{v_{Cd}} = -\frac{1}{L \cdot s} \tag{3.6}$$

$$\Rightarrow G_{i_q}(s) = \frac{iq}{v_{Cq}} = -\frac{1}{L \cdot s} \tag{3.7}$$

La planta es de tipo integrativa e idéntica en ambos ejes, donde el signo negativo de la ganancia indica que para un aumento de la corriente, I_d o I_q, se debe diminuir v_{Cd} o v_{Cq} a la salida del convertidor respectivamente, y viceversa, de acuerdo a la referencia establecida en la Figura 2.9.

En tiempo discreto, utilizando la transformada Z, para una frecuencia de muestreo de $5[kHz]$, una inductancia $L = 5mH$ y mediante el método de discretización "zero-order hold" (ZOH) de MATLAB® , la función de transferencia de la planta para el control de corriente queda de la siguiente forma:

$$G_i(z) = -\frac{h}{L(z-1)} = -\frac{0,04}{z-1} \tag{3.8}$$

Además, por efecto propio del control digital se debe incorporar un retardo en el lazo de control que se genera en la actualización de la variable de actuación, la que se realiza al comienzo del siguiente periodo de muestreo. Por tal razón, el retardo considerado es de un periodo de muestreo, h.

En la Figura 3.1 se presenta el diagrama de bloques del lazo interno del control de la corriente de línea en el eje d, el cual es análogo para el eje q.

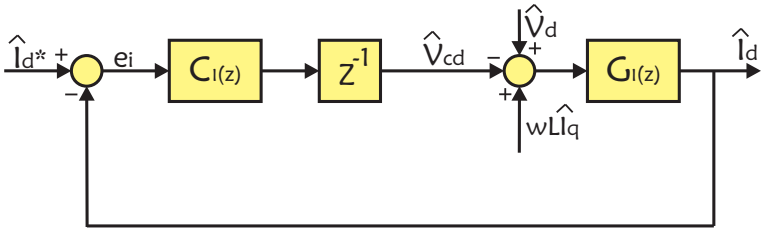


Figura 3.1: Diagrama de bloques del lazo de control de corriente de línea.

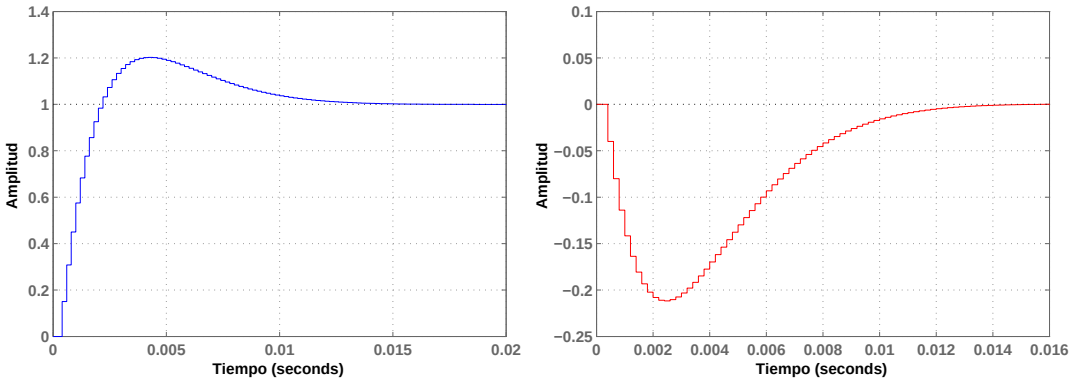
3.1.2. Ajuste de Controlador

El ajuste de los parámetros del controlador se realiza empleando la herramienta Lugar de Raíces de MATLAB® , considerando una frecuencia de muestreo de $5kHz$. A su vez, este método sirve para comprobar la estabilidad del control, verificando que los polos de la función de transferencia del lazo cerrado se ubiquen dentro del círculo unitario centrado en el origen del plano z [17], lo que además se demuestra en la respuesta escalón estable obtenida para cada lazo.

Se tuvo cuidado en que el ancho de banda del lazo cerrado no fuera demasiado elevado para que el ruido en las mediciones no sea notorio. La función de transferencia para el controlador PI de corriente es la siguiente:

$$C_i(z) = -3,76\frac{z-0,952}{z-1} \tag{3.9}$$

En esta condición, la función de transferencia del lazo cerrado queda con un ancho de banda $AB = 198,94Hz$ y amortiguamiento $\zeta = 0,907$. En la Figura 3.2 se presenta la respuesta escalón y rechazo de perturbación del lazo.



(a) (b)

Figura 3.2: Características dinámicas del lazo de corriente. (a) Respuesta escalón y (b) rechazo de perturbación.

3.2. Control de Tensión DC

3.2.1. Planta

Realizando flujo de potencia en el sistema de la Figura 2.8, despreciando las pérdidas en la impedancia de línea y en la conmutación de los transistores del convertidor, se tiene:

$$P_g = P_c + P_{load} \tag{3.10}$$

donde:

- $P_g = \frac{3}{2}\hat{V}_d\hat{I}_d$, es la potencia activa entregada por la red en variables del sistema de referencia sincrónico. Considerando además una corriente $I_q = 0$ controlada por el lazo de control de corriente en el eje q.
- $P_c = \frac{1}{2}C\frac{dV_{dc}^2}{dt}$, es la potencia almacenada en el condensador del enlace DC.
- P_{load}, es la potencia consumida por una carga que se conecta en los terminales del enlace DC.

Reemplazando:

$$\Rightarrow \frac{3}{2}\hat{V}_d\hat{I}_d = \frac{1}{2}C\frac{dV_{dc}^2}{dt} + P_{load} \tag{3.11}$$

ecuación que es no lineal respecto a V_{dc}. Se determina una nueva variable, $W = V_{dc}^2$, que permite linealizar la ecuación, obteniéndose la función de transferencia de la planta para el control de tensión DC en tiempo continuo, donde la variable de actuación será la corriente de línea en eje directo (d):

$$\frac{1}{2}C\frac{dW}{dt} = \underbrace{\frac{3}{2}\hat{V}_d\hat{I}_d}_{\text{Actuación}} - \underbrace{P_{load}}_{\text{Perturbación}} \tag{3.12}$$

$$\Rightarrow G_V(s) = \frac{W}{\hat{I}_d} = \frac{3 \cdot \hat{V}_d}{C \cdot s} \tag{3.13}$$

Al igual que para el lazo de corriente, la planta es de tipo integrativa, pero por otro lado, el signo de la ganancia es positivo, lo que indica que para un aumento de la tensión DC se debe aumentar la corriente I_d desde la fuente, y viceversa.

Observando la estructura de la planta, se aprecia que su magnitud depende de la tensión en eje d aplicada desde la red, lo que provoca que la elección de los parámetros del controlador sea dependiente de la tensión aplicada desde el autotransformador trifásico.

Al igual que para la corriente, se discretiza la planta de la tensión utilizando la transformada Z, con una frecuencia de muestreo de $5kHz$, un condensador de $1500\mu F$ y mediante el método de discretización *ZOH* de MATLAB® :

$$G_V(z) = \frac{3 \cdot h}{C(z-1)}\hat{V}_d = \frac{0,4}{z-1}\hat{V}_d \tag{3.14}$$

En la Figura 3.3 se presenta el diagrama de bloques del lazo externo de control de la tensión DC, donde se agrega la función de transferencia del lazo interno de control de la corriente, $H_i(z)$.

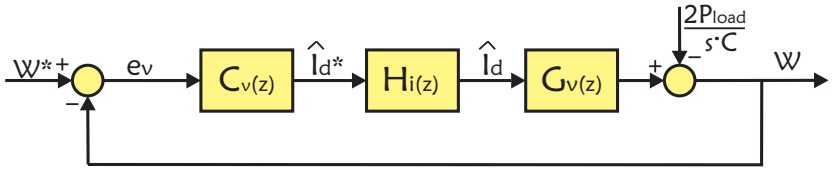


Figura 3.3: Diagrama de bloques del lazo de control de tensión DC.

El perfil de tensión de un banco de baterías, mostrado en la Figura 2.2(b), demuestra que el control debe responder rápidamente (casi de forma instantánea) al cambio producido en la tensión luego de la conexión de un escalón de carga en terminales. Como método propuesto en este trabajo para aumentar la rapidez, es realizar una prealimentación en el bloque del controlador, esquema mostrado en la Figura 3.4, prealimentando la variable de actuación $\hat{I}_d$ al realizar una equivalencia entre la potencia de entrada y la de salida (carga conectada en el enlace DC mas pérdidas del convertidor), $\hat{I}_{dpre} = \hat{I}_d(P_{load}) + \hat{I}_d(P_{perd})$. Más detalles de esta relación se presentarán en la Sección 4.2, donde además se entregan los resultados con y sin prealimentación, observándose la gran ventaja del método propuesto.

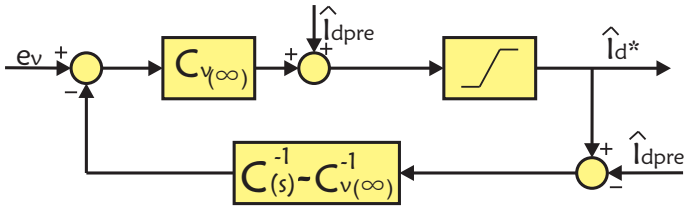


Figura 3.4: Controlador de tensión con prealimentación y esquema antienrrollamiento.

Con la definición y generación de ambos lazos de control es posible generar el esquema para el control en cascada del sistema, el cual se muestra en la Figura 3.5.

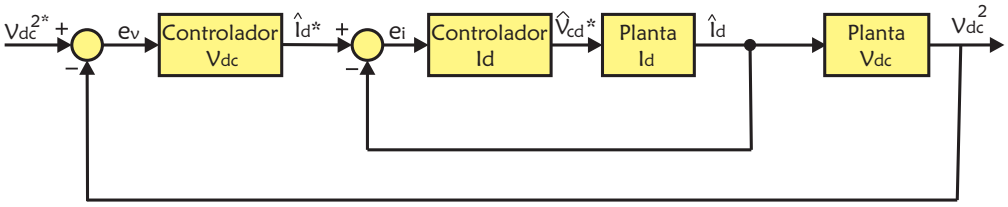


Figura 3.5: Diagrama de bloques del control en cascada para el rectificado AFE.

3.2.2. Ajuste de Controlador

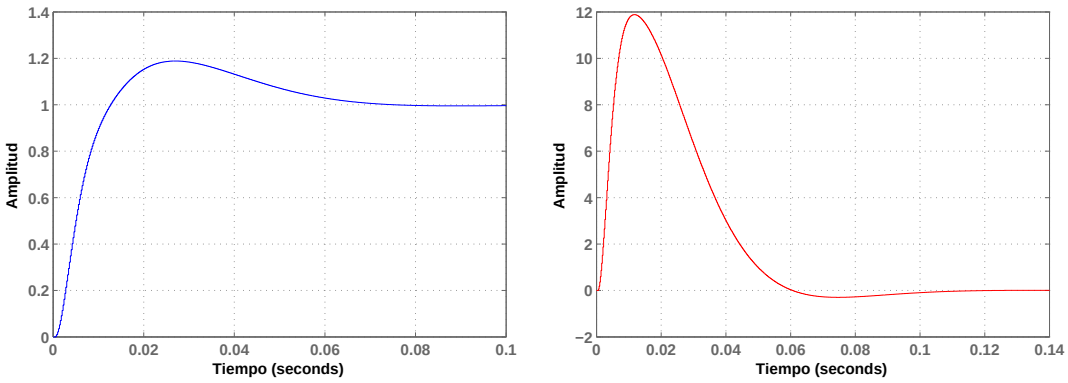
Además de la planta propia del control de tensión se debe considerar la función de transferencia del lazo de corriente, $H_i(z)$, para la sintonización del controlador, según muestra el esquema de la Figura 3.3. Por otro lado, debido a la presencia del parámetro $\hat{V}_d$ en la planta de tensión, la ganancia del controlador se dividirá por dicho parámetro para que la sintonización

del controlador sea única, independiente de nivel de tensión aplicado.

El ajuste de los parámetros del controlador se realiza empleando la herramienta Lugar de Raíces de MATLAB® , considerando una frecuencia de muestreo de $5kHz$. La función de transferencia para el controlador PI de tensión es la siguiente:

$$C_V(z) = \frac{0,059}{\hat{V}_d} \cdot \frac{z - 0,9895}{z - 1} \tag{3.15}$$

En esta condición, la función de transferencia del lazo cerrado queda con un ancho de banda $AB = 38,9Hz$ y amortiguamiento $\zeta = 0,745$. En la Figura 3.6 se presenta la respuesta escalón y rechazo de perturbación del lazo.



(a) (b)

Figura 3.6: Características dinámicas del lazo de tensión. (a) Respuesta escalón y (b) rechazo de perturbación.

3.3. Control de Lazo de Seguimiento de Fase

3.3.1. Planta

El lazo de seguimiento de fase o “phase locked loop” (PLL, por sus siglas en inglés) es un esquema de control de lazo cerrado que permite estimar el ángulo de un vector de tensiones de frecuencia desconocida.

Es necesario implementarlo para conocer el ángulo de referencia de las tensiones de la red

trifásica y así poder realizar el cambio a coordenadas sincrónicas, necesario para los lazos de control anteriormente descritos.

Tomando el vector espacial definido en la ecuación 2.16, $\mathbf{v}_s = v_{gs}e^{j\theta}$, se realiza la Transformación de Park utilizando el angulo $\hat{\theta}$ estimado por el PLL. Expresión que queda convenientemente expresada de la siguiente forma:

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{v}_{gs}e^{-j\hat{\theta}} = v_{gs}cos(\theta - \hat{\theta}) + jv_{gs}sin(\theta - \hat{\theta}) \tag{3.16}$$

Cuando el ángulo estimado $\hat{\theta}$ converge al ángulo real θ, la tensión en eje q es cero, $v_q = v_{gs}sin(\theta - \hat{\theta}) = 0$, lo que servirá como consigna para el control del esquema PLL a utilizar. Por otro lado, para diferencias pequeñas de ángulo se puede utilizar la aproximación de la función sinusoidal, $sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$, obteniéndose la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} v_q &\approx v_{gs}\Delta\theta \quad / \cdot \frac{1}{v_{gs}} \\ \Rightarrow \parallel v_q \parallel &\approx \Delta\theta \end{aligned} \tag{3.17}$$

De esta manera se establece que la consigna de control haciendo $\parallel v_q \parallel = 0$, es similar a hacer $\Delta\theta = 0$.

El diagrama de bloques del lazo de control del PLL se presenta en la Figura 3.7, donde se observa que el error de entrada en el controlador PI corresponde a la componente v_q normalizada de las tensiones medidas de la red. El PI intentará anular la diferencia angular $\Delta\theta$, entregando como actuación una señal de frecuencia ω, que se igualará a la frecuencia de la red cuando el error sea cero. La planta del lazo corresponde a un integrador, que en tiempo discreto, utilizando la transformada Z, para una frecuencia de muestreo de $5kHz$ y mediante el método de discretización *ZOH* de MATLAB® , queda de la siguiente forma:

$$G_{PLL}(z) = \frac{h}{z-1} = \frac{0,0002}{z-1} \tag{3.18}$$

Cabe destacar que la normalización de la tensión v_q permite la operación del lazo cerrado independiente de la magnitud de la tensión de red aplicada, sin tener que modificar los parámetros del controlador PI. Además, para hacer más rápido este control se prealimenta la variable

de actuación, ya que se conoce a priori la frecuencia angular de la red eléctrica, $\omega = 100\pi \frac{rad}{s}$.

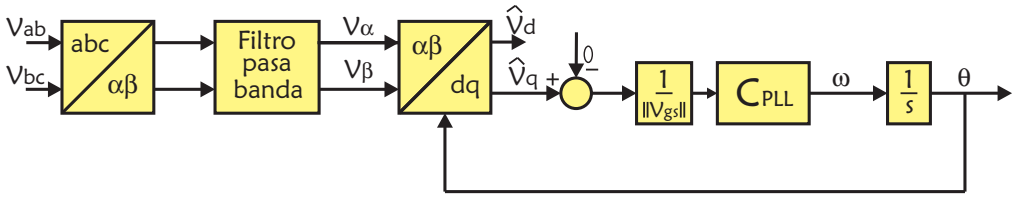


Figura 3.7: Diagrama de bloques del lazo de seguimiento de fase.

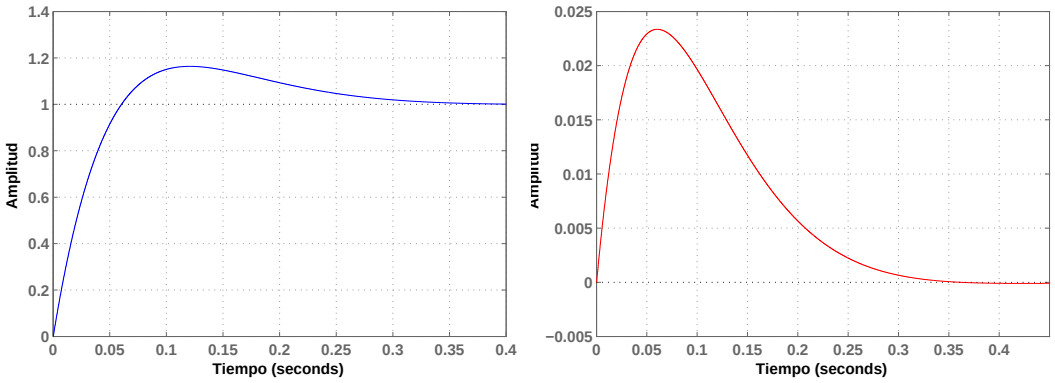
Para mejorar la acción del PLL y el funcionamiento del control implementado a partir de él, se le da una mayor robustez al esquema agregando un filtro pasabanda multivariable, propuesto en [20], para la medición de las señales de tensión de la red, esto con el fin de detectar solo la secuencia positiva fundamental de dichas mediciones, luego de percatarse que estas poseían armónicas, "offset" y ruidos indeseados.

3.3.2. Ajuste de Controlador

Al igual que los lazos de control anteriores, el ajuste de los parámetros del controlador se realiza empleando la herramienta Lugar de Raíces de MATLAB® , considerando una frecuencia de muestreo de $5kHz$. La función de transferencia para el controlador PI del PLL es la siguiente:

$$C_{PLL}(z) = 30\frac{z - 0,998}{z - 1} \tag{3.19}$$

En esta condición, la función de transferencia del lazo cerrado queda con un ancho de banda $AB = 6,26Hz$ y amortiguamiento $\zeta = 0,865$. En la Figura 3.8 se presenta la respuesta escalón y rechazo de perturbación del lazo.



(a) (b)

Figura 3.8: Características dinámicas del lazo de seguimiento de fase. (a) Respuesta escalón y (b) rechazo de perturbación.

3.4. Emulador Banco de Baterías

Luego de haber establecido la descripción y ajuste de los lazos de control necesarios para generar el modelo del banco de baterías, se desprende que para la implementación son necesarias las siguientes mediciones:

- 3 señales de tensión: 2 tensiones línea-línea, v_{ab} y v_{bc}, y la tensión del enlace DC, V_{dc}.
- 3 corrientes: 2 corrientes de línea, i_a e i_b, y la corriente de salida del enlace DC, I_{bat}.

Finalmente, se presenta el esquema de la Figura 3.9, donde se describen las acciones a realizar para llevar a cabo el control de la tensión DC del sistema y representar así el comportamiento del banco de baterías.

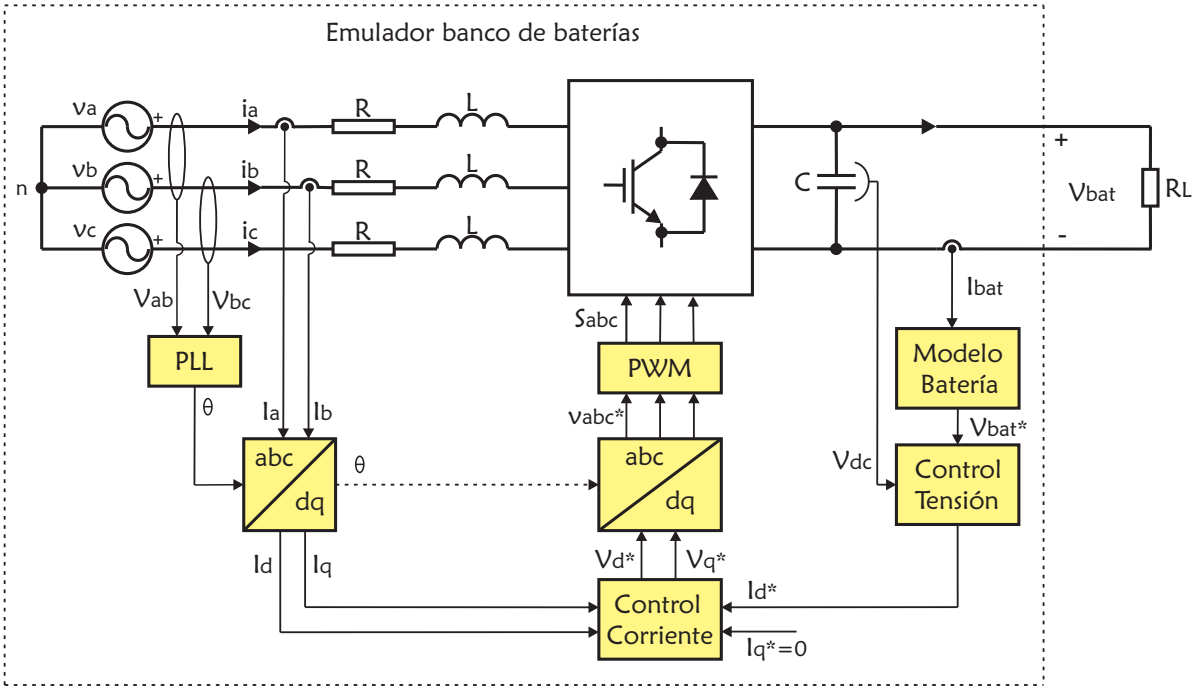


Figura 3.9: Emulador Banco de Baterías.

Capítulo 4

Implementación y Resultados

Para comprobar experimentalmente la estrategia de control propuesta en el Capítulo 3, se construyó el sistema experimental, entre otros elementos, con una fuente de tensión trifásica, las inductancias de línea, el convertidor trifásico de dos niveles, los circuitos de medición, un computador y las plataformas digitales para controlar los pulsos de disparo de los IGBT's.

En este Capítulo se detallarán las principales características del banco de pruebas utilizado, así como también el manejo de su plataforma de control digital, entregándose finalmente los resultados obtenidos.

Los resultados no buscan representar solo un caso particular del banco de baterías, sino que buscan la posibilidad ser adaptados a distintos modelos, según el interés particular que se desee evaluar.

4.1. Características del Hardware del Sistema

En la Figura 4.1 se presenta un esquema de la conexión física de los bloques del sistema que representan el emulador del banco de batería. A grandes rasgos se divide en el circuito de potencia y el sistema de control digital.

A continuación se realiza una descripción mas detallada de cada parte.

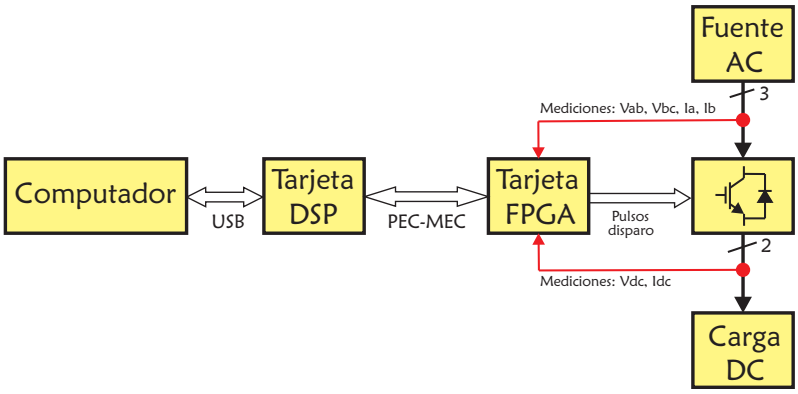


Figura 4.1: Diagrama de bloques del “hardware” para la implementación del sistema.

4.1.1. Circuito de Potencia

4.1.1.1. Convertidor Estático AC/DC

En la Figura 4.2 se presenta el convertidor trifásico de dos niveles utilizado para la implementación, el cual está diseñado en una placa de circuito impreso (PCB).

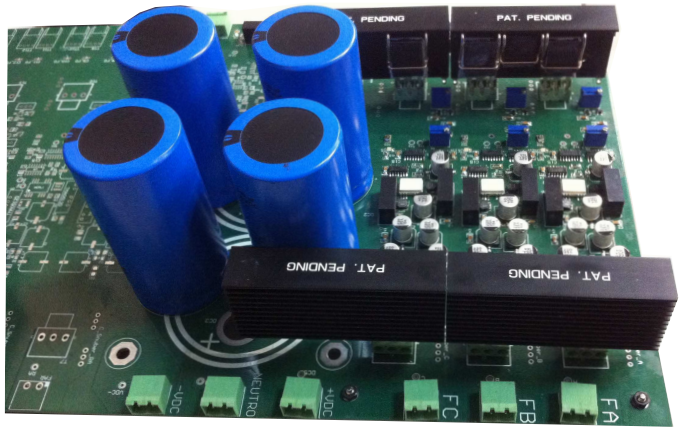


Figura 4.2: Convertidor utilizado en la implementación del emulador de baterías.

La placa cuenta con siete piernas, pero para el propósito de este trabajo solo se utilizan tres. Además del circuito de potencia trae incorporado lo siguiente:

- Receptores de fibra óptica para la llegada de los pulsos de disparo.
- Circuitos de generación de tiempo muerto.

- Componente multiplexor para elección de tiempo muerto mediante “software” o “hardware”, e incorporación de protección (anulación de pulsos de disparo) mediante “software”.

Los IGBT´s usados en el convertidor son de $1200V/21A$, modelo IRG4PH40UD, fabricado por la firma International Rectifier. El tiempo muerto se ajusta por “hardware” en $2\mu s$. Los pulsos de activación provienen de la tarjeta FPGA por medio de una interfaz de fibra óptica.

Otros componentes del circuito de potencia que se conectan al convertidor, según se observa en la Figura 2.8, son:

Autotransformador trifásico

Fuente de alimentación del sistema. Fabricante Metrel, potencia nominal de $11,7kVA$, tensión primaria nominal de $400V$, tensión secundaria de $0-450V$ y con conexión *Yyn*.

Inductor de linea

Utilizado como filtro para la corriente de línea. Fabricante ITEC, inductancia de $5mH$ y corriente nominal de $15A$.

Condensador enlace DC

Se conecta directo en la placa del convertidor, en la cual es posible realizar diferentes configuraciones en serie o paralelo. Fabricante CDE, tipo 382LX. La capacitancia equivalente utilizada es de $1500\mu F$, alcanzando una tensión máxima de $800V$.

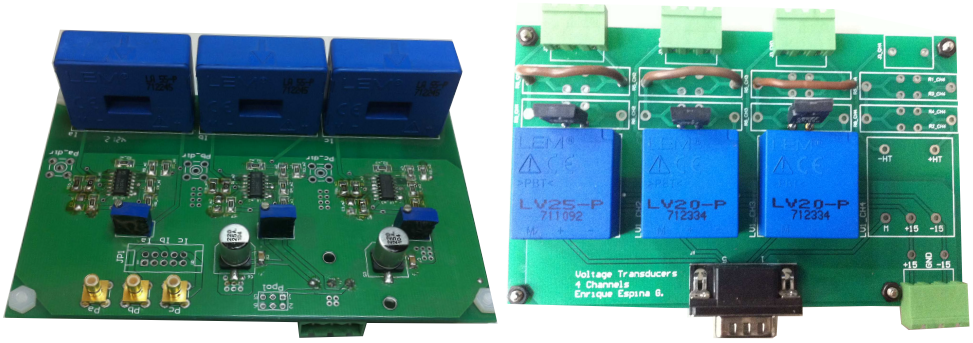
Circuitos de Medición

Según lo descrito en el Capítulo 3, son necesarias seis mediciones, tres de tensión y tres de corrientes:

- **Medición de corriente:** En la figura 4.3(a) se presenta el circuito de medición de corriente. Cuenta con un filtro de salida y transductores de corriente Marca LEM, tipo LA55-P. La medición se envía en tensión hacia los convertidores análogo/digital. Permiten medir hasta una amplitud de corriente máxima de $25A$.
- **Medición de tensión:** En la figura 4.3(b) se presenta el circuito de medición de tensión. Cuenta con una resistencia de baja inductancia de entrada y transductores de tensión

Marca LEM, tipo LV20-P. La medición se envía en corriente hacia los convertidores análogo/digital. Permiten medir hasta una amplitud de tensión máxima de $560V$.

Ambos circuitos de medición realizan las mediciones de forma análoga, las cuales son discretizadas a la frecuencia de muestreo de $5kHz$.



(a) (b)

Figura 4.3: Circuitos de medición. (a) Corriente y (b) tensión.

4.1.2. Plataforma Digital de Control

A continuación se describirá la plataforma digital para llevar a cabo el control del convertidor AC/DC. A grandes rasgos la plataforma está compuesta por cuatro tarjetas diferentes, las que se muestran en la Figura 4.4. Se entrega una breve descripción de cada una de ellas [22].

- Tarjeta de procesamiento digital de señales (DSP).
- Tarjeta de periféricos basada en FPGA.
- Tarjeta de emisión de pulsos de disparo (FO).
- Tarjeta de Comunicación HPI.

4.1.2.1. Procesador Digital de Señales

Un procesador DSP (por sus siglas en inglés) es en esencia un Microprocesador especialmente diseñado para realizar funciones matemáticas a gran velocidad.

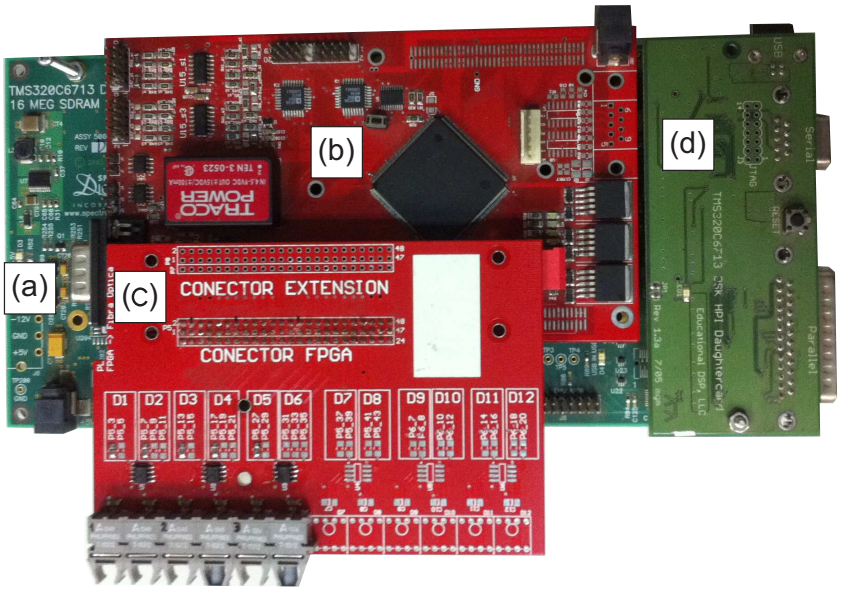


Figura 4.4: Plataforma digital. (a) Tarjeta DSP, (b) Tarjeta FPGA , (c) Tarjeta FO y (d) Tarjeta HPI.

Como todos los Microprocesadores un DSP realiza las tareas de manera secuencial, es decir, una después de otra, las que se programan en algún lenguaje estructurado, tradicionalmente C.

La tarjeta de procesamiento principal es fabricada por la empresa Spectrum Digital, y se basa en el DSP de Texas Instrument TMS320C6713. Como el resto de la línea 67XX de Texas Instrument, el 6713 es un DSP de 32-bits de punto flotante con múltiples ALUs (Unidades Aritméticas Lógicas). Algunas de las características más importantes son:

- 4 ALUs de punto flotante.
- 2 ALUs de punto fijo.
- Frecuencia de reloj de 225MHz.
- 4 niveles de interrupción externa.
- Bus externo de memoria de 32-bits para datos y 20-bits de dirección.
- 2 buses seriales.
- 2 Timers internos de 32-bits.

Es en esta tarjeta donde se lleva a cabo el control del sistema, creando el código en lenguaje de programación C y cargándolo a través del "software" *CODE COMPOSER STUDIO* V5 (CCS). La comunicación computador-DSP es realizada por una tarjeta de comunicación HPI ("Host Processor Interface"), la que permite tener acceso directamente a variables internas del DSP, logrando modificar la operación de la plataforma digital o adquirir variables intermedias.

Este DSP está pensado principalmente en el procesamiento de audio, por lo que no cuenta con periférico adecuados para el manejo de accionamientos eléctricos. Es por esto que se debe utilizar con una segunda tarjeta, basada en un arreglo de compuertas programadas en campo (FPGA, por sus siglas en inglés), que permite el manejo de una completa gama de periféricos detallados a continuación.

4.1.2.2. Tarjeta Basada en FPGA

El dispositivo principal de esta tarjeta es un dispositivo semiconductor FPGA ("Field Programmable Gate Array") fabricada por Xilinx de la familia Spartan 3, modelo XC3S400. Esta tarjeta está configurada para la incorporación de periféricos al DSP, siendo las principales funciones:

- Conversores Análogo/Digital (ADC), para muestrear las señales de interés.
- Timers, para envío de interrupciones hacia la DSP, orden de medición de los ADC y generación de la señal portadora en los módulos PWM.
- Módulos PWM, para generación de pulsos de disparo de los IGBT.

La comunicación hacia la DSP se realiza mediante el conector de expansión de periférico (PEC) y el conector de expansión de memoria (MEC).

4.1.2.3. Tarjeta de Emisión de Pulsos de Disparo

Es una tarjeta adaptada para la emisión de los pulsos de disparo hacia los IGBT's del convertidor mediante comunicación por fibra óptica. Se conecta a los pines de salida de los módulos PWM de la tarjeta FPGA.

4.1.2.4. Tarjeta de Comunicación HPI

La tarjeta de comunicación DSK6713HPI de Educational DSP permite la lectura y escritura de datos en el DSP desde un computador a través de MATLAB® . Si bien esto es posible desde otros ambientes como CCS, la comunicación a través del HPI es mucho más robusta, lo que permite trabajar con convertidores de potencia de manera segura.

4.2. Resultados

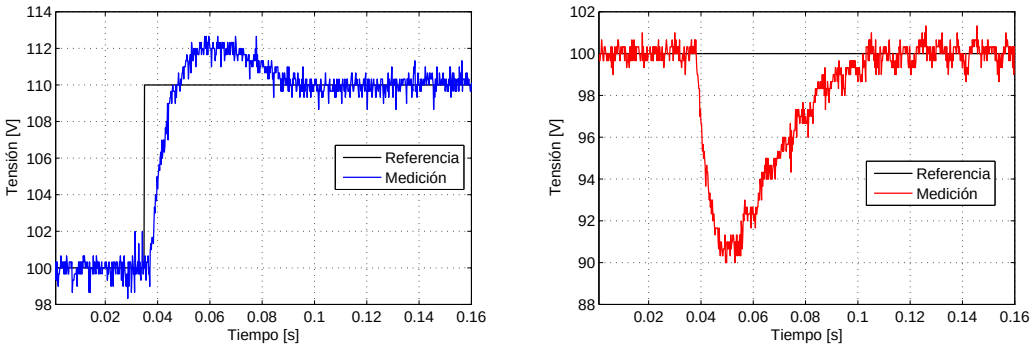
La emulación del banco de batería se basa en el buen seguimiento del perfil de tensión, para el modelo escogido en el Capítulo 2.1, en estado transitorio y estacionario luego de la aplicación de un escalón de carga. Según esto, el mayor desafío radica en los primeros instantes luego de hacer la conexión de la carga en terminales, ya que se produce un cambio brusco en la referencia a seguir, según se aprecia en la Figura 2.2. Por lo tanto, los ensayos realizados se concentran en representar este desafío de control.

Como se mencionó anteriormente, la frecuencia de muestreo es de $5kHz$, la que define la razón de rapidez de medición de los ADC y la frecuencia de la señal portadora para la modulación PWM. Con esta consideración se consigue la actualización de las variables de actuación de manera sincrónica, evitando posibles problemas técnicos como son la aparición de pulsos erróneos hacia los IGBT's, propios del trabajo en tiempo discreto. La restricción en la elección de este valor de frecuencia fue el limite de temperatura que podían alcanzar los disipadores de calor de los IGBT's.

El desarrollo del control y de la programación de la plataforma DSP+FPGA para la representación del emulador de batería se realizo a través del software CCS en lenguaje de programación C, el cual se entrega en el Disco Compacto adjunto de este trabajo. Mediante el entorno MATLAB® es posible tener acceso directo hacia el DSP, donde se llevan a cabo las instrucciones para la iniciación de la plataforma y el comienzo del programa.

Para comprobar la correcta implementación del sistema de control se realizan pruebas de pequeña señal, respuesta al escalón y rechazo de perturbación, al lazo de control de tensión externo. Los resultados se presentan en la Figura 4.5.

Para la respuesta al escalón se realiza un cambio en la referencia, es decir, en la tensión del enlace DC, de un valor de $100V$ a $110V$ apreciándose el buen seguimiento de la señal. El rechazo a la perturbación se lleva a cabo luego de hacer una conexión de carga en el enlace DC, controlando una tensión fija de $100V$, según se definió en la Ecuación 3.12. Comparando estas respuestas con las obtenidas en la sintonización de los controladores en la Figura 3.6, se aprecia la similitud proporcional en cuanto a amplitud alcanzada y tiempo de asentamiento de la señal de control, lo que comprueba la correcta implementación de sistema.



(a) (b)

Figura 4.5: Características dinámicas del control digital implementado. (a) Respuesta escalón y (b) rechazo de perturbación.

La prealimentación al control de tensión en la variable de actuación $\hat{I}_d$, mencionada en la Sección 3.2, se realiza para compensar de manera rápida la aparición de la perturbación en el control luego de hacer la conexión de una carga en el enlace DC. Esta se realiza llevando el valor de la carga conectada junto a las pérdidas del convertidor a un valor equivalente de corriente en el eje d. Expresión que se muestra a continuación:

$$\hat{I}_{dpre} = \hat{I}_d(P_{load}) + \hat{I}_d(P_{perd}) = \frac{P_{load}}{1,5\hat{V}_d} + \frac{P_{perd}(\hat{I}_d(P_{load}))}{1,5\hat{V}_d} \tag{4.1}$$

donde el equivalente de la corriente $\hat{I}_d$ debida a la carga conectada es fácil de estimar, al conocer las mediciones de corriente y tensión del enlace DC, y la tensión aplicada desde el autotransformador. Por otro lado, las pérdidas de potencia del convertidor no se conocen de forma directa, por lo que deben ser estimadas, considerándose producto de las pérdidas dinámicas debidas a la conmutación de los interruptores y de las pérdidas por conducción [23]. La función de pérdidas es dependiente principalmente de la tensión DC, la frecuencia de conmutación, las caídas de tensión en los interruptores y la corriente de carga, siendo las tres primeras prácticamente constantes para los modelos diseñados. La estimación se realiza estableciendo una relación lineal entre la corriente $\hat{I}_d$ debida a la carga y la potencia de pérdidas, para una potencia de salida constante. Se considera esta aproximación debido a que entrega los mejores resultados en el control y se puede obtener de manera simple de acuerdo a las posibilidades que entregan las mediciones realizadas.

Para el diseño de la batería a representar se debe hacer la elección de los valores de cada elemento del circuito eléctrico equivalente de una celda de $LiFePO_4$ de la Figura 2.3. Las magnitudes varían principalmente debido al estado de carga y temperatura de la celda, sin embargo, al realizar la representación de la batería en un breve periodo de tiempo ($< 1s$), los parámetros se consideran constantes durante los ensayos. Para los modelos diseñados se utilizan los valores de la Tabla 4.1, obtenidos de [5], considerando un estado de carga del $70\,\%$ y temperatura de $20°C$.

Tabla 4.1: Parámetros del circuito eléctrico equivalente de una celda de $LiFePO_4$

V_{nom}	V_{min}	R_0	R_1	R_2	τ_1	τ_2
$3,3V$	$2,3V$	$0,03\Omega$	$0,007\Omega$	$0,08\Omega$	$4s$	$90s$

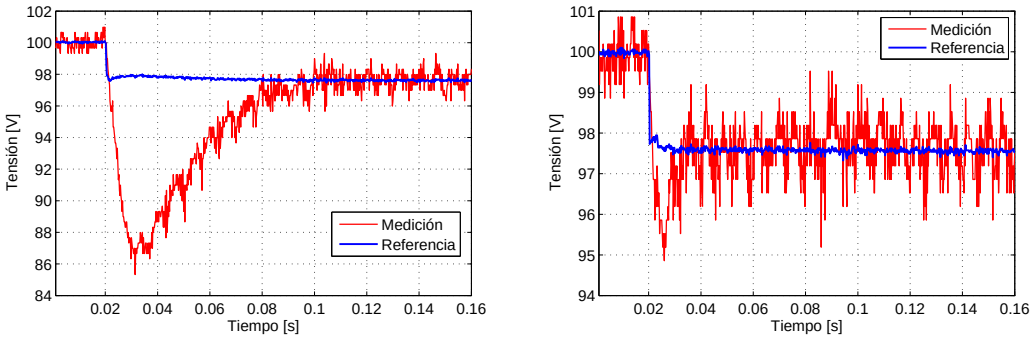
Cabe destacar que la tensión mínima definida para la celda, V_{min}, restringe el valor de tensión usada desde la fuente trifásica en el sistema, ya que se debe cumplir el bloqueo de conducción de los diodos de cada interruptor del convertidor. Además señalar que la función de transferencia del circuito equivalente es discretizada mediante el método *ZOH*.

A continuación se presentan los resultados obtenidos para tres modelos diseñados de bancos de baterías, considerando un diseño posible de hasta $560V$ tomando en cuenta la restricción impuesta por el circuito de medición de tensión. En el Anexo B se entregan resultados adicionales obtenidos al variar algunos parámetros del sistema de control.

4.2.1. Modelo de Batería de 100V

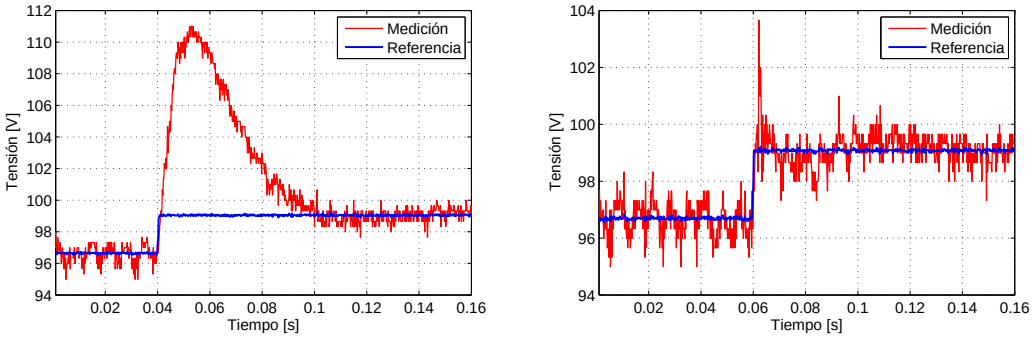
Para alcanzar la tensión de vacío de $100V$ de este modelo se considera la conexión de 30 celdas en serie. Los elementos resistivos tendrán un valor de $R_0 = 0,9$, $R_1 = 0,21$ y $R_2 = 2,4\Omega$, y las constantes de tiempo ($\tau = RC$) no tendrán cambios, ya que la conexión en serie no afecta la dinámica de las ramas $R//C$ ($R_{bat} = 30 \cdot R_{celda}$ y $C_{bat} = C_{celda}/30$). La tensión mínima del modelo es de $69V$, por lo que la amplitud de la tensión de fase aplicada desde el autotransformador debe ser menor a $34,5V$.

En la Figura 4.6 y 4.7 se presentan los primeros ensayos realizados, emulando la conexión y desconexión de una carga en los terminales de la batería, respectivamente. El escalón de carga fue de $0,25kW$ aproximadamente.



(a) (b)

Figura 4.6: Conexión de carga en batería de $100V$. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.



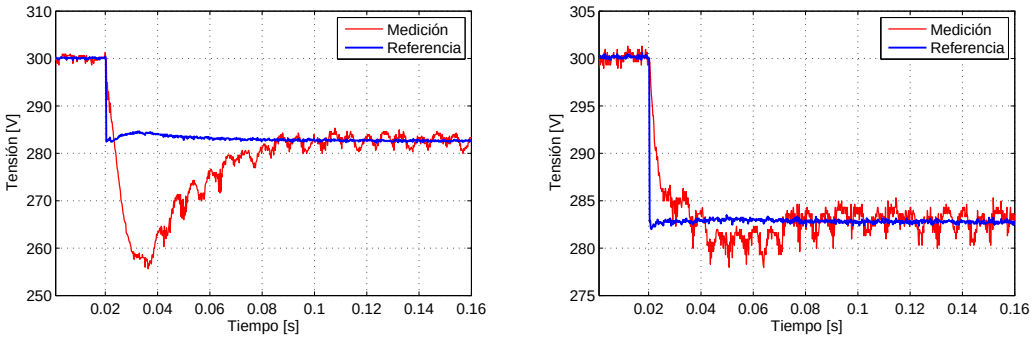
(a) (b)

Figura 4.7: Desconexión de carga en batería de $100V$. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.

4.2.2. Modelo de Batería de 300V

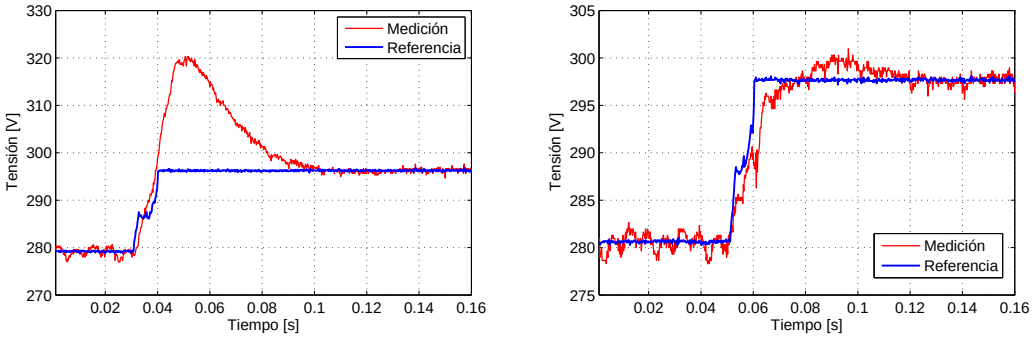
Para alcanzar la tensión de vacío de $300V$ de este modelo se considera la conexión de 90 celdas en serie. Los elementos resistivos tendrán un valor de $R_0 = 2,7$, $R_1 = 0,63$ y $R_2 = 7,2\Omega$, y como el caso anterior, las constantes de tiempo no cambian. La tensión mínima del modelo es de $207V$, por lo que la amplitud de la tensión de fase aplicada desde el autotransformador debe ser menor a $103,5V$.

En las Figuras 4.8 y 4.9 se presenta la conexión y desconexión de una carga en los terminales de la batería, respectivamente. El escalón de carga fue de $2kW$ aproximadamente.



(a) (b)

Figura 4.8: Conexión de carga en batería de $300V$. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.



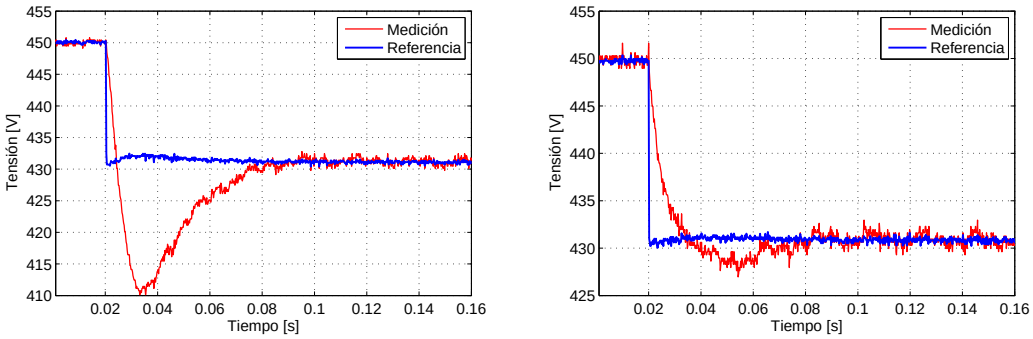
(a) (b)

Figura 4.9: Desconexión de carga en batería de $300V$. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.

4.2.3. Modelo de Batería de 450V

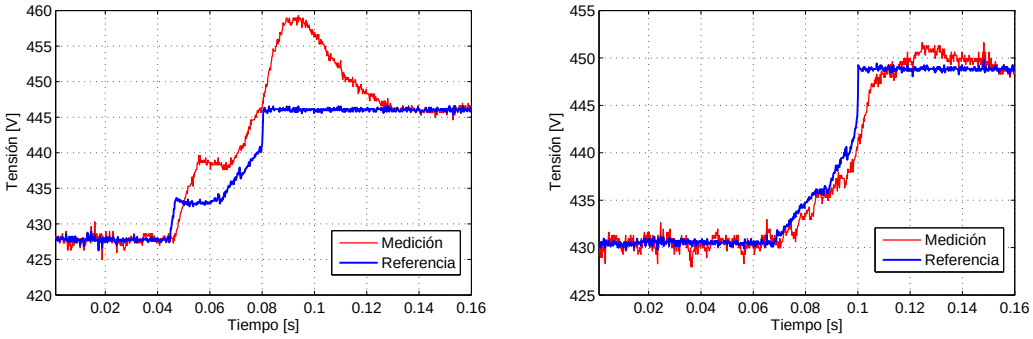
Para alcanzar la tensión de vacío de $450V$ de este modelo se considera la conexión de 136 celdas en serie. Los elementos resistivos tendrán un valor de $R_0 = 4,08$, $R_1 = 0,952$ y $R_2 = 10,88\Omega$, y como los casos anteriores, las constantes de tiempo no cambian. La tensión mínima del modelo es de $313V$, por lo que la amplitud de la tensión de fase aplicada desde el autotransformador debe ser menor a $156,5V$.

En las Figuras 4.10 y 4.11 se presenta la conexión y desconexión de una carga en los terminales de la batería, respectivamente. El escalón de carga fue de $2,2kW$ aproximadamente.



(a) (b)

Figura 4.10: Conexión de carga en batería de $450V$. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.



(a) (b)

Figura 4.11: Desconexión de carga en batería de $450V$. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.

En los tres modelos se muestra la respuesta con y sin prealimentación, apreciándose de forma notoria la ventaja del método utilizado para mejorar la rapidez del control y seguimiento de la referencia. Los ensayos de desconexión de carga no fueron del todo ideales, ya que el interruptor de la carga no permitía realizar la apertura de forma instantánea.

Cabe señalar que la magnitud del escalón de carga de los ensayos está limitado por las capacidades del hardware del sistema, siendo lo más crítico el valor de la corriente de línea que soportan las inductancias y los conductores, y la capacidad nominal del banco de cargas.

Capítulo 5

Conclusiones

La emulación del banco de batería trae consigo un desafío principal que es representar el perfil de tensión en sus terminales en el momento de realizar una conexión de carga, según se mostró en la Figura 2.2, donde la tensión sufre un cambio brusco debido a las características internas de la batería. Para la representación de dicho perfil se utilizó el circuito equivalente de la Figura 2.3, el cual fue objeto de estudio en varios trabajos [3] [4] [5] y es el que representa de mejor manera la tensión tanto en estado transitorio como estacionario.

El esquema eléctrico utilizado para la implementación, Figura 2.8, entrega las garantías necesarias para realizar la representación, permitiendo un control adecuado de la tensión DC y entregando la posibilidad de trabajar tanto en modo de carga como descarga de una batería.

El control para el emulador del banco de baterías requiere, en tiempo real, entre otras acciones: medir y filtrar señales digitales, realizar transformaciones de coordenadas, ejecutar la función de transferencia del circuito equivalente de la batería, ejecutar lazos de control por medio de controladores PI, entregar el tren de pulsos generado por PWM y realizar otros cálculos matemáticos. Para esto se utiliza el DSP TMS320C6713 de la firma Texas Instruments, junto a la tarjeta basada en FPGA modelo XC3S400 de la firma Xilinx, que incorpora periféricos. El desempeño de esta plataforma de control se evalúa satisfactoriamente para esta aplicación, con una frecuencia de trabajo de $5kHz$.

Para la implementación se tuvo especial atención en la realización del lazo de seguimiento

de fase (PLL), incorporándole una mayor robustez al agregar un filtro pasabanda multivariable en la medición de las tensiónes de la red, esto luego de que las variables de control se vieran afectadas por la aparición de armónicas indeseadas, provenientes de pequeñas variaciones en las mediciones debidas a los ajuste de offset y ganancia.

Según los resultados obtenidos, el control diseñado mediante controladores PI no entrega las respuestas adecuadas en los primeros instantes de seguimiento de la referencia (Figuras 4.6(a), 4.8(a) y 4.10(a)), pero si para estado estacionario, sin embargo, esto es mejorado notablemente con el método propuesto para la prealimentación de la variable de actuación $\hat{I}_d$ del control de tensión, aportando una mayor "rapidez" al control (Figuras 4.6(b), 4.8(b) y 4.10(b)). Se aprecia que la señal medida alcanza la referencia en un tiempo aproximado de $40ms$. Dentro de esta propuesta se debió realizar la estimación de las pérdidas en el convertidor, las cuales no eran conocidas a priori, por lo que se realizó una estimación basada solo en las variables medidas del sistema, respondiendo de buena manera para los tres modelos diseñados.

Por otro lado, los resultados obtenidos solo son aceptables para una condición en particular de trabajo de la batería, ya que los parámetros del circuito equivalente cambiarán para otras condiciones de operación de estado de carga y temperatura.

Como trabajos futuros y mejoras en la representación de un banco de baterías, a través del esquema con rectificador AFE, se plantea lo siguiente:

- Utilizar otro método de modulación para el control del convertidor que entregue mejores beneficios, por ejemplo la modulación vectorial (SVPWM), que disminuye las pérdidas del convertidor y mejora el contenido armónico de las señales alternas de salida.
- Mejorar la estimación de las pérdidas del convertidor para obtener resultados más precisos en el seguimiento de la señal de referencia.
- Implementar un modelo más completo del banco de baterías que permita la variación de los parámetros del circuito equivalente de acuerdo a las condiciones de trabajo que se quieran representar, tales como la dependencia del estado de carga (SoC) o la temperatura de operación.

Bibliografía

[1] CLAUDIO BURGOS. *Estimación del estado de carga para un banco de baterías basado en modelación difusa y filtro extendido de kalman*. Memoria Ing. Civil Electricista, Universidad de Chile. Santiago, Chile. 2013.

[2] D. LINDEN AND T. B. REDDY. *Handook of Batteries*. Third ed. Estados Unidos, McGraw-Hill, 2001.

[3] A. SHAFIEI, A. MOMENI AND S. S. WILLIAMSON. *Battery Modeling Approaches and Management Techniques for Plug-in Hybrid Electric Vehicles*. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp 1-5, 2011.

[4] K. M. TSANG, W. L. CHAN, Y. K. WONG AND L. SUN. *Lithium-ion Battery Models for Computer Simulation*, IEEE International Conference on Automation and Logistics, pp 98-102, 2010.

[5] C. BIRKL AND D. HOWEY. *Model identification and parameter estimation for LiFePO4 batteries*. IET Hybrid and Electric Vehicles Conference (HEVC), 2013.

[6] E. BARSOUKOV AND J. R. MACDONALD. *Impedance Spectroscopy - Theory, Experiment, and Applications*. Second ed. Estados Unidos, Wiley Interscience, 2005.

[7] MIN CHEN AND GABRIEL A. RINCÓN-MORA. *Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I-V Performance*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 21, No. 2, pp 504-511. June 2006.

[8] R. IGLESIAS, A. LAGO, A. NOGUEIRAS, C. MARTÍNEZ-PEÑALVER, J. MARCOS, C. QUITANS, M.J. MOURE Y M.D. VALDÉS. *Modelado y Simulación de una Ba-*

tería de Ion-Litio Comercial Multicelda. [En línea] ResearchGate. España. Jun. 2013. <https://www.researchgate.net/publication/> [Consulta: 26 de agosto de 2016].

[9] J. RODRÍGUEZ, J. DIXON, J. ESPINOZA, J. PONTT AND P. LEZANA. *PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, pp 5-22. February 2005.

[10] J. HERNÁNDEZ. *Incorporación de efectos no lineales en el algoritmo de Control Predictivo de Corriente para Convertidores Fuente de Tensión*. Memoria Ing. Civil Electricista, UTFSM. Valparaíso, Chile. Nov. 2014.

[11] A. MORA. *Control de un Motor de Inducción Alimentado por un Convertidor Multicelda en Condiciones de Falla*. Tesis para optar al grado de Magister en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica, UTFSM. Valparaíso, Chile. Nov. 2010.

[12] M. KAZIMIERCZUK. *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. First ed. Estados Unidos, Wiley, 2008.

[13] R. ERICKSON. *DC-DC power converters*. Article in Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Colorado Boulder, CO, pp. 80309-0425.

[14] M. KABALO, B. BLUNIER, D. BOUQUAIN AND A. MIRAQUI. *State-of-the-Art of DC-DC Converters for Fuel Cell Vehicles*. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). Mar. 2011.

[15] D. LÓPEZ, G. CAMACHO, J. DÍAZ Y C. GAVIRIA. *Modulación PWM Aplicada a Inversores Trifásicos Dentro del Esquema de Accionamientos Eléctricos AC*. Universidad del Cauca. Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones (FIET). Área de Tulcán Cr 3 3N 100. Popayán, Cauca. 2007.

[16] SEUNG-GI JEONG AND MIN-HO PARK. *The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, No. 2, pp 108-114. April 1991.

[17] K. ÅSTRÖM AND B. WITTENMARK. *Computer-Controlled Systems*. Third ed. China, Pentrice Hall, 1997.

[18] K. OGATA. *Ingeniería de control moderna*. Fifth ed. España, Pearson, 2010.

[19] G. GOODWIN, S. GRAEBE AND M. SALGADO. *Control System Design*. ISBN: 0139586539: Pentrice Hall, 2000.

[20] MOHAMED CHOUKRI BENHABIB AND SHAHROKH SAADATE. *A New Robust Experimentally Validated Phase Locked Loop for Power Electronic Control*. EPE Journal, Vol. 15, No. 3, pp 36-48. August 2005.

[21] ROBERTO CÁRDENAS. *Diseño Analógico de Controladores Digitales*. Apuntes del curso de Control Digital. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Magallanes. Chile.

[22] PABLO LEZANA. *Manejo de la Plataforma Digital DSP+FPGA para el control de Accionamientos*. Dpto. Ingeniería Eléctrica, UTFSM. Valparaíso, Chile. Versión 9 de junio de 2015.

[23] M. BIERHOFF AND F. FUCHS. *Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters Based on Analytical Derivation*. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp 2836-2842. Germany, june 2004.

Anexos

A. Transformación de Magnitudes Trifásicas a Otros Sistemas de Coordenadas

Las magnitudes trifásicas equilibradas de tensión e intensidad, de línea o fase, quedan perfectamente definidas si se conoce la amplitud V_m, en el caso de tensiones, y la frecuencia angular ω, cuyo valor se considera constante en el tiempo:

$$\begin{pmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_m cos(\theta) \\ V_m cos(\theta - 2\pi/3) \\ V_m cos(\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} \tag{5.1}$$

Con este sistema se puede conformar un vector que gira a la frecuencia fundamental realizando una trayectoria circular. Dicho vector recibe el nombre de *vector espacial*, es cual es definido por la siguiente expresión:

$$\mathbf{v}_s = k(v_a(t) + v_b(t)e^{(j2\pi/3)} + v_c(t)e^{(j4\pi/3)}) \tag{5.2}$$

donde k puede tomar un valor conveniente para la simplificación de algunos cálculos, los más usados son: 1, $2/3$ o $\sqrt{2/3}$. Para el desarrollo de la presente memoria se utilizó el valor $k = 2/3$.

Este vector se puede descomponer/proyectar en diferentes sistemas de referencia, siendo el más común el sistema estático de tres ejes separados en $120°$. Bajo estas condiciones se habla de un sistema de referencia trifásico o sistema $a - b - c$.

Se define el ángulo θ, como el ángulo recorrido por el vector:

$$\theta = \int \omega dt \tag{5.3}$$

En régimen permanente, a velocidad angular constante, el ángulo queda determinado como:

$$\theta = \omega t + \theta_0 \tag{5.4}$$

La Figura 5.1 muestra un ejemplo de descomposición del vector giratorio $\vec{v_s}$ en coordenadas $a-b-c$, para un instante dado.

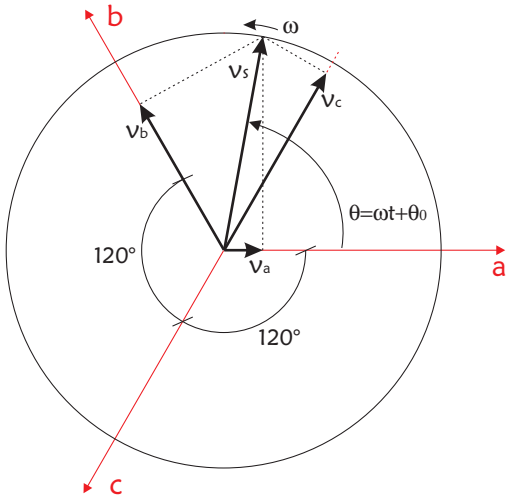


Figura 5.1: Sistema de referencia estático trifásico. Secuencia positiva.

A continuación se describirán y analizarán las ventajas e inconvenientes de dos alternativas propuestas de descomposición-proyección que permitirán expresar las magnitudes eléctricas de un sistema trifásico en un sistema de referencia bifásico ortogonal, la *Transformación de Clarke* y la *Transformación de Park*. Además cabe destacar que las distintas transformaciones consideran un sistema trifásico sin neutro, como fue el sistema real utilizado en la implementación del emulador de banco de batería.

A.1. Transformación de Clarke

El sistema de variables trifásicas puede ser descompuesto/proyectado en un sistema de referencia ortogonal y estacionario (inmóvil) llamado $\alpha-\beta$ o estacionario. La principal ventaja respecto al sistema de referencia trifásico es la reducción del número de variables del problema, simplificándose tanto los modelos como sus cálculos asociados. La Figura 5.2 muestra la descomposición del vector $\mathbf{v}_s$ en un sistema de referencia $\alpha-\beta$.

Matemáticamente, la Transformación de Clarke es un cambio de base, que se realiza mediante una transformación matricial.

Los desarrollos posteriores estarán referidos a una variable vectorial genérica x, pudiendo

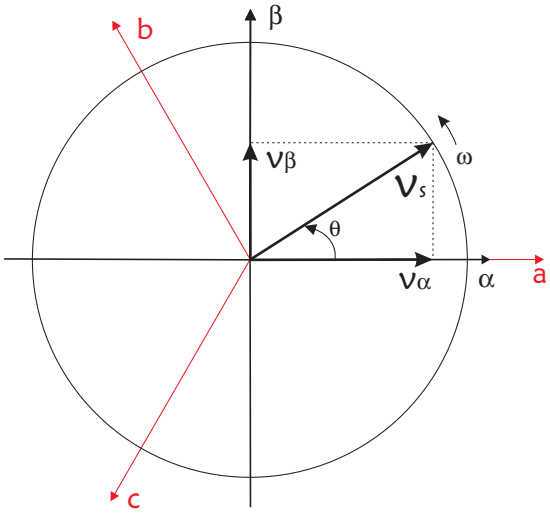


Figura 5.2: Sistemas de referencia $\alpha - \beta$ y trifásico de secuencia directa.

ser tanto tensiones como intensidades. La transformación se realiza alineando el eje a con el α, la cual se presenta en la expresión 5.5, mientras que la transformación inversa en la expresión 5.6.

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & 1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \tag{5.5}$$

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \tag{5.6}$$

A.2. Transformación de Park

La Transformación de Park permite expresar las magnitudes trifásicas en un sistema de referencia ortogonal y giratorio (móvil). También es conocida como transformación $d - q$ o síncrona. Si bien la Transformación de Clarke permite reducir el número de variables, Park permite además ver magnitudes trifásicas que varían sinusoidalmente en el tiempo como constantes, siempre y cuando la frecuencia de la señal coincida con la frecuencia de giro de los ejes de referencia $d - q$. Naturalmente, es más fácil trabajar con valores de magnitudes constantes que con variaciones sinusoidales. No obstante, si las magnitudes contienen armónicos, las mag-

nitudes transformadas se verán variables en el tiempo, ya que contiene frecuencias distintas y en general superiores a la fundamental.

Esta transformación dará pié a la realización de los lazos de control desarrollados en la presente memoria. Sin embargo, se presenta la complejidad adicional a la hora de realizar la transformación debido a la necesidad de conocer el ángulo de la señal alterna en todo instante de tiempo. Para ello hay diversas técnicas de cálculo, en este trabajo se propone realizar un lazo de seguimiento de fase (PLL, por sus siglas en inglés) cuya técnica se discute en el Capítulo 3.

La Figura 5.3 muestra una de las posibles relaciones gráficas existentes entre un sistema de referencia $a-b-c$ y un sistema de referencia $d-q$. En ella, el vector $\mathbf{v}_s$ gira a la misma velocidad angular que el sistema de referencia $d-q$. De esta forma se verá invariante en el tiempo, ya que gira solidariamente con el nuevo sistema de referencia. Se puede elegir libremente la proyección de $\mathbf{v}_s$ tanto en componente d como q, seleccionando un ángulo θ_s determinado mediante la consigna de control del PLL.

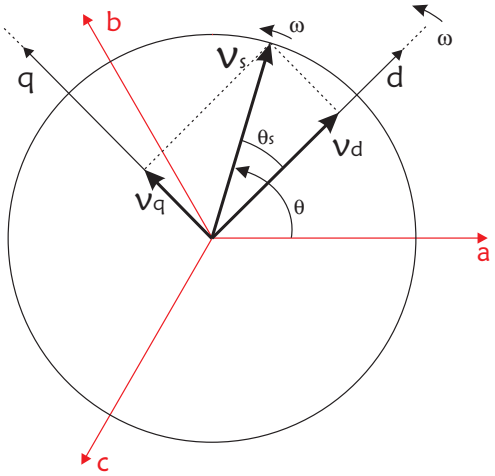


Figura 5.3: Sistemas de referencia $d-q$ y trifásico de secuencia directa.

La expresión 5.7 permite realizar la transformación de magnitudes trifásicas a magnitudes expresada en coordenadas $d-q$ y 5.8 la transformada inversa. Como se mencionó anteriormente se requiere el conocimiento en todo instante de tiempo del ángulo θ, considerándose de tal

manera que el eje de referencia d se alinea con el eje de la fase a.

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} cos(\theta) & cos(\theta - 2\pi/3) & cos(\theta + 2\pi/3) \\ -sen(\theta) & -sen(\theta - 2\pi/3) & -sen(\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \tag{5.7}$$

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} cos(\theta) & -sen(\theta) \\ cos(\theta - 2\pi/3) & -sen(\theta - 2\pi/3) \\ cos(\theta + 2\pi/3) & -sen(\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} \tag{5.8}$$

Por último, también es posible realizar directamente las transformaciones de coordenadas $d - q$ a $\alpha - \beta$ y viceversa, mediante las expresiones 5.9 y 5.10, respectivamente, en las cuales se considera el eje de referencia d alineado con el eje α.

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} cos(\theta) & -sen(\theta) \\ sen(\theta) & cos(\theta) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} \tag{5.9}$$

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} cos(\theta) & sen(\theta) \\ -sen(\theta) & cos(\theta) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \tag{5.10}$$

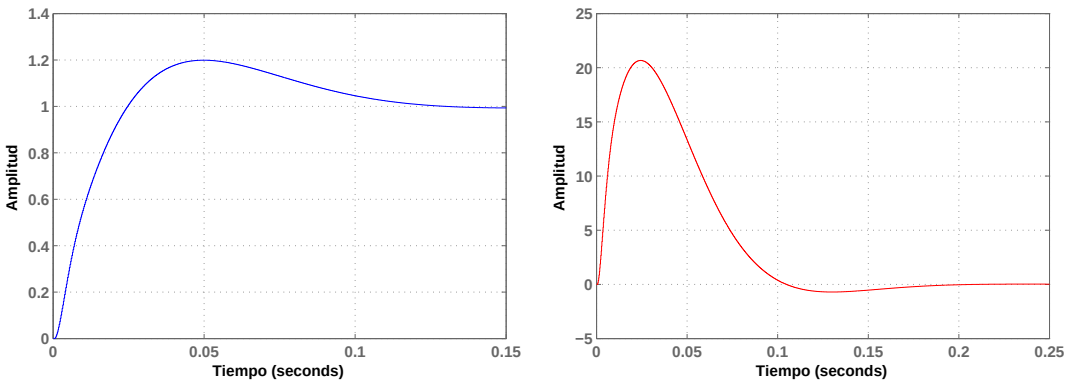
B. Resultados Adicionales

De manera adicional a los resultados presentados en el Capítulo 4.2, se entregarán los resultados obtenidos luego de variar los ajustes del controlador de tensión DC del lazo de control externo.

De forma análoga a como se realizo con los demás controladores, el nuevo ajuste de los parámetros se realiza empleando la herramienta Lugar de Raíces de MATLAB® , considerando una frecuencia de muestreo de $5kHz$. La nueva función de transferencia para el controlador PI es la siguiente:

$$C_V(z) = \frac{0,032}{\hat{V}_d}\frac{z-0,994}{z-1} \tag{5.11}$$

lo que en definitiva provoca una disminución del ancho de banda de la función de transferencia del lazo cerrado, quedando con un valor de $AB = 15,5Hz$ y con un amortiguamiento de $\zeta = 0,733$. En la Figura 5.4 se presenta la respuesta escalón y rechazo de perturbación para la nueva condición del lazo.



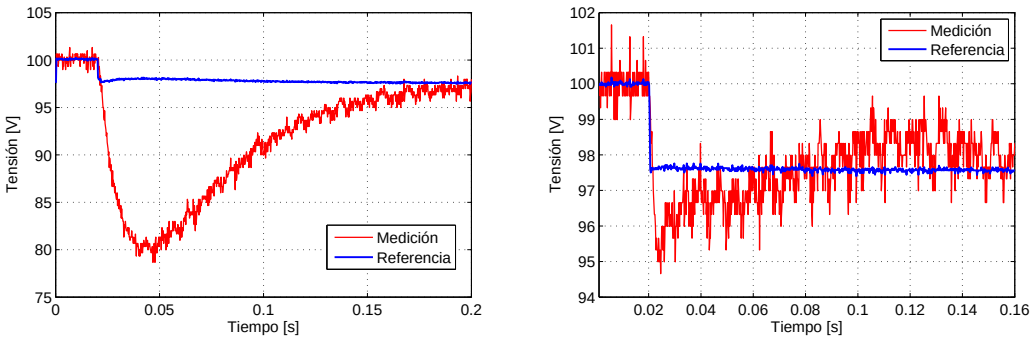
(a) (b)

Figura 5.4: Características dinámicas del lazo de tensión con nuevo AB. (a) Respuesta escalón y (b) rechazo de perturbación.

A continuación se presentan los resultados obtenidos para las mismas condiciones de los tres modelos diseñados de banco de batería.

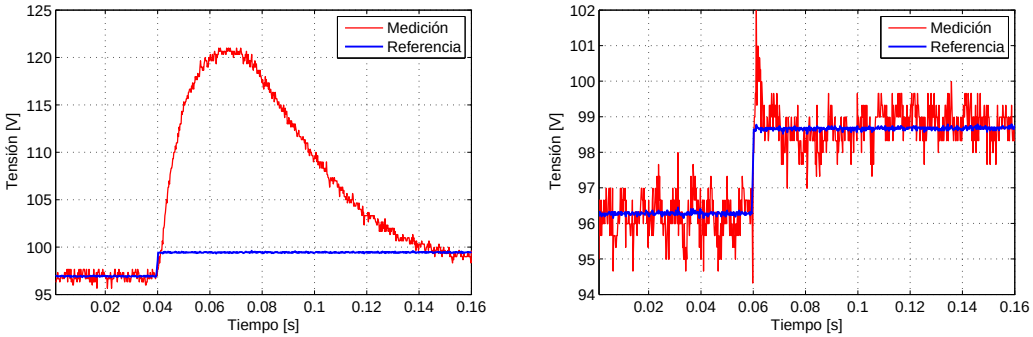
B.1. Modelo de Batería de 100V

En la Figura 5.5 y 5.6 se presentan los ensayos realizados, emulando la conexión y desconexión de una carga de $0,25kW$ en los terminales de la batería, respectivamente.



(a) (b)

Figura 5.5: Conexión de carga en batería de $100V$ con nuevo AB en control. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.

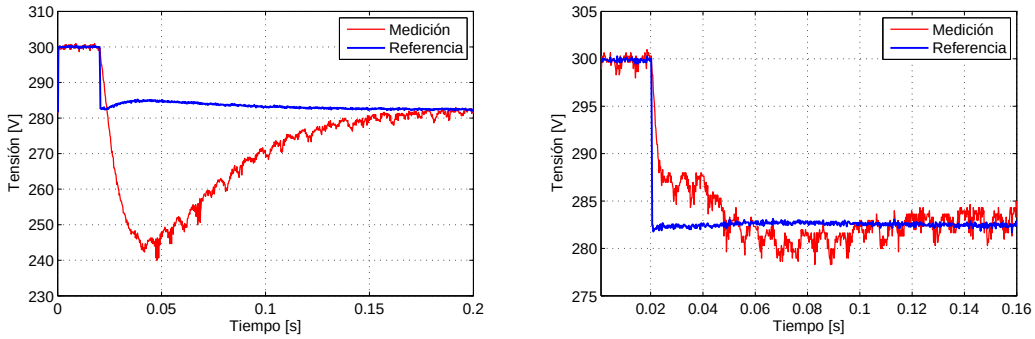


(a) (b)

Figura 5.6: Desconexión de carga en batería de $100V$ con nuevo AB en control. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.

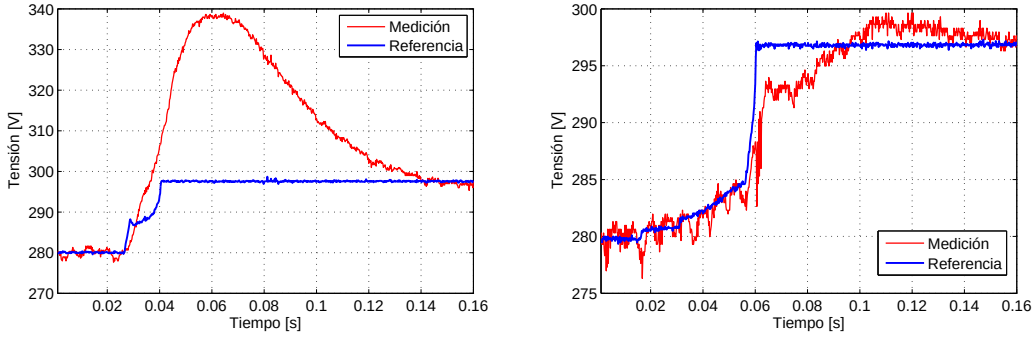
B.2. Modelo de Batería de 300V

En las Figuras 5.7 y 5.8 se presenta la conexión y desconexión de una carga de $2kW$ en los terminales de la batería, respectivamente.



(a) (b)

Figura 5.7: Conexión de carga en batería de $300V$ con nuevo AB en control. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.



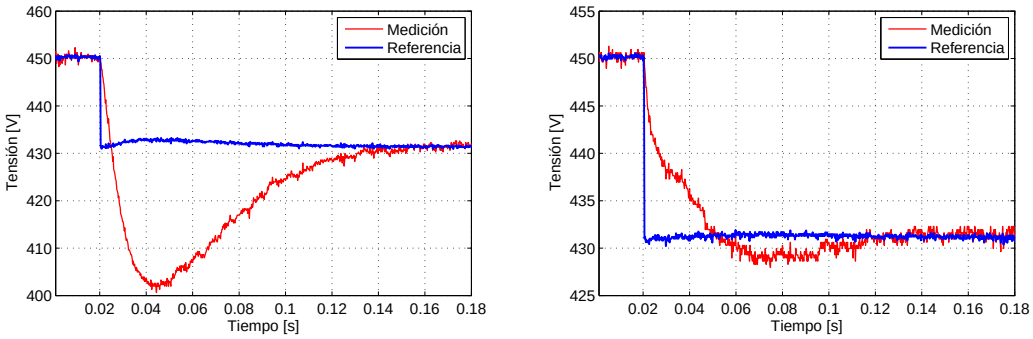
(a) (b)

Figura 5.8: Desconexión de carga en batería de $300V$ con nuevo AB en control. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.

B.3. Modelo de Batería de 450V

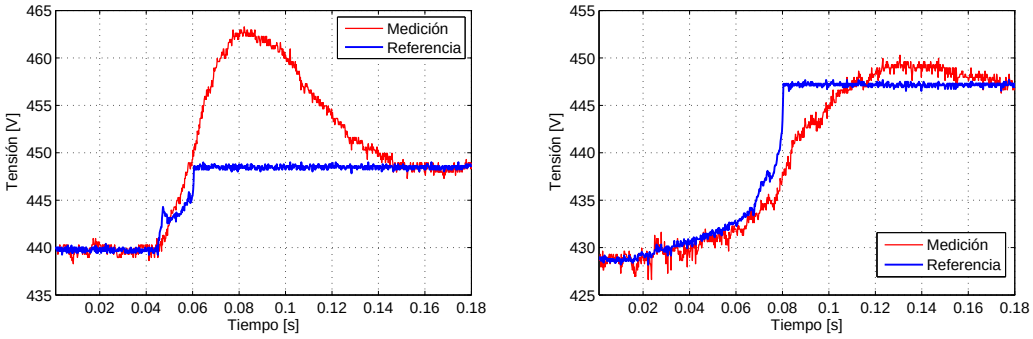
En las Figuras 5.9 y 5.10 se presenta la conexión y desconexión de una carga de $2,2kW$ en los terminales de la batería, respectivamente.

Al igual que los resultados entregados en el Capítulo 4.2, los ensayos de desconexión de



(a) (b)

Figura 5.9: Conexión de carga en batería de $450V$ con nuevo AB en control. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.



(a) (b)

Figura 5.10: Desconexión de carga en batería de $450V$ con nuevo AB en control. (a) Sin prealimentación y (b) con prealimentación.

carga no fueron del todo ideales, ya que el interruptor de la carga no permitía realizar la desconexión de forma instantánea.

La modificación del AB en un lazo de control esta relacionado inversamente con el tiempo de respuesta de dicho lazo. En este caso, la disminución del AB a menos de la mitad del dispuesto para los resultados originales trae consigo el aumento a más del doble en el tiempo de asentamiento de la variable de control, lo que empeora los resultados obtenidos.

Otro aspecto importante a destacar con la disminución del AB es la disminución del ruido y distorsión en la señal de medición de la tensión, el cual se aprecia levemente en los resultados.