

UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE
INVERSOR TRIFÁSICO ORIENTADO A REDES DE DISTRIBUCIÓN

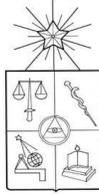
MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL
ELECTRICISTA

ANDRÉS RAMÓN VARGAS SERRANO

PROFESOR GUÍA:
RODRIGO ERNESTO PALMA BEHNKE

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
OSCAR EDUARDO MOYA ARAVENA
GUILLERMO ANDRÉS JIMENEZ ESTÉVEZ

SANTIAGO DE CHILE
ABRIL DE 2010



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE
INVERSOR TRIFÁSICO ORIENTADO A REDES DE DISTRIBUCIÓN

ANDRÉS RAMÓN VARGAS SERRANO

COMISIÓN EXAMINADORA	CALIFICACIONES		
	Nota (Nº)	Nota (Letras)	Firma
PROFESOR GUÍA: Sr. RODRIGO PALMA	:
PROFESOR CO-GUÍA: Sr. OSCAR MOYA	:
PROFESOR INTEGRANTE: Sr. GUILLERMO JIMÉNEZ	:
NOTA FINAL EXAMEN DE TÍTULO	:

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

SANTIAGO DE CHILE
2010

RESUMEN DE LA MEMORIA
PARA OPTAR AL TÍTULO
DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA
POR: ANDRÉS RAMÓN VARGAS SERRANO
FECHA: 30 DE ABRIL DE 2010
PROF. GUÍA: Sr. RODRIGO PALMA BEHNKE

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE INVERSOR TRIFÁSICO ORIENTADO A REDES DE DISTRIBUCIÓN

En años recientes ha proliferado la instalación de generadores distribuidos alrededor del mundo, particularmente en Europa. La tendencia hasta hace poco había sido limitar a un mínimo la influencia de los generadores distribuidos sobre la red. Sin embargo, se discute actualmente los posibles beneficios de que colaboren activamente en mejorar la calidad de suministro. Ya se han observado pasos concretos en algunos países para poner esto en práctica.

En ese contexto, el presente trabajo de título tiene como objetivo diseñar e implementar un inversor trifásico para operar en baja tensión con capacidad de trabajar en isla y de sincronizarse a la red controlando su inyección de potencia activa y reactiva. El equipo creado se aplicará en una pequeña red aislada que recibirá aportes de potencia desde múltiples pequeños generadores. Su fuente de energía será un banco de baterías que absorberá energía en horas de alta generación renovable o baja demanda, y la entregará cuando sea requerida. El módulo cumplirá además un rol preponderante en el control de tensión y la estabilización de la red.

Los primeros capítulos de esta memoria explican los conceptos de generador virtual, micro-red y sistema de almacenamiento de energía en baterías, y dan una revisión del estado del arte en estructuras de inversores y sus métodos de control. Se fundamenta luego la solución adoptada y se exponen las pruebas de operar un equipo prototipo conectado a la red y en isla.

La solución realizada en esta memoria emplea un puente inversor acoplado a la red mediante un filtro LC y un transformador. Para el puente inversor se usa un módulo de IGBTs comercial con una arquitectura convencional de tres brazos.

Para los controladores se aplica un método de control PI sincrónico desacoplado para el control de potencia y se implementan dos modos de operación; esclavo, controlando potencia activa y reactiva, y maestro, fijando frecuencia y controlando tensión. Se aborda en detalle la programación del microcontrolador y la electrónica para sensores y actuadores.

Se realiza una simulación detallada de los distintos modos de operación, y se construye un equipo prototipo de potencia reducida con el que se demuestra el funcionamiento de los modos de operación y controladores diseñados. Los resultados experimentales indican una eficiencia cercana al 95%, con distorsión armónica de corriente dentro de los límites aceptados por las normas.

Entre los puntos de posibles desarrollos para continuar esta línea de trabajo se encuentran: incorporar un manejo avanzado de la reserva de energía con estimador de carga para el banco de baterías; agregar una etapa reguladora de tensión continua; o adaptar el sistema para poder efectuar compensación de desequilibrios en la red. Además, puede estudiarse la aplicación del diseño creado a inversores para otras aplicaciones.

A mi familia

Agradecimientos

En primer lugar agradezco a mi familia, por su apoyo e interés permanente. En especial a mi padre, Sergio, por sus valiosos aportes a la redacción de esta memoria.

Agradezco a mi profesor guía Rodrigo Palma por su apoyo durante mi carrera y en el desarrollo de este proyecto.

Al equipo GeVi, particularmente a la profesora Doris Sáez, Claudio Vergara, Eduardo Aranda y Ernesto Bianchi, quienes fueron una ayuda fundamental.

Este trabajo se valió mucho de la experiencia de profesionales egresados de la facultad que respondieron con buena disposición todas mis consultas; Claudio Alarcón, Felipe Mira, Ian Pelissier, Isao Parra, Manuel Vargas y Patricio Mendoza. Mis agradecimientos a ellos. Agradezco también al profesor César Silva de la Universidad Técnica Federico Santa María por orientarme al inicio de este proyecto.

A Felipe Larraín, Ignacio Polanco, y Manuel Toledo por compartir sus conocimientos acerca de microcontroladores y su uso en inversores.

A Paola Silva por su buena voluntad para hacer los múltiples trámites de compras y reembolsos que requirió esta memoria.

A mis compañeros de oficina y amigos, Vannia, Germán, José Miguel, Diego, Jacqueline, Jaime, Cristián, y todos quienes me acompañaron durante este año en la universidad.

A mis amigos Hansel, Javier, José Antonio y José Tomás; a Rosario; y a mi entrenador, Pedro, por asegurarme distracción todas las semanas, y mantenerme en buen estado físico y mental.

Índice general

Resumen de la memoria	v
Agradecimientos	viii
Índice de figuras	xii
Índice de tablas	xv
Abreviaturas.....	xvi
1. Introducción	1
1.1 Motivación.....	1
1.2 Alcances	2
1.3 Objetivos.....	3
1.4 Estructura del trabajo	4
2. Integración de pequeños generadores	5
2.1 Generador virtual.....	5
2.2 Micro-red	6
2.3 Almacenamiento de energía en una micro-red	7
3. Estructuras de inversores	8
3.1 Convertidor de fuente de tensión.....	8
3.2 Filtro.....	9
3.3 Acoplamiento a la red.....	10
4. Controladores de control para inversores	12
4.1 Controlador de bajo nivel - Modulación	13
Modulación por histéresis	13
Modulación basada en una portadora.....	14
Modulación SVPWM.....	16
4.2 Controlador de nivel medio – Seguimiento de tensión o potencia	17
4.3 Controlador de alto nivel - Modos de operación	18

5. Diseño del inversor para Huatacondo	21
5.1 Topología	24
Puente inversor	24
Transformador y tensión del banco de baterías	25
Filtro	27
Transformadores de corriente	29
5.2 Controlador de bajo nivel	34
5.3 Controlador de nivel medio	35
Controlador Para operación como unidad maestro.....	35
Controlador para operación Como unidad esclavo.....	35
5.4 Controlador de alto nivel	42
Estados de operación.....	42
Determinación de referencias	43
Proceso de sincronización.....	44
Detección de pérdida de generador maestro	45
5.5 Protecciones	46
Protecciones automáticas.....	46
Protecciones programadas	46
5.6 Medición y procesamiento de variables	47
Sensores.....	47
Cálculo de amplitud, frecuencia y vector de sincronización	47
Cálculo del ángulo de la tensión	52
Cálculo de corrientes en ejes rotatorios	53
Filtrado de las variables transformadas	54
5.7 Diagramas de flujo del microcontrolador	55
5.8 Circuitos electrónicos.....	64
Fuentes de alimentación.....	65
Adaptación de pulsos para el módulo inversor.....	65
Adaptación de señales de fallas.....	66
Adaptación de señales para contactores y ventiladores.....	67
Adaptación de transformadores de corriente DE efecto Hall a DSC	69

Adaptación de transformador de corriente tradicional a DSC	70
Adaptación de TP a DSC.....	71
Adaptación de la tensión en baterías a DSC.....	72
Referencia de tensión y conexión de circuitos hacia la placa del DSC	73
6. Pruebas y validación en laboratorio	75
6.1 Descripción de montaje	75
6.2 Sincronización y conexión a la red	78
6.3 Cambio automático esclavo-maestro	80
6.4 Toma y rechazo de carga en modo maestro	83
6.5 Rectas de estatismo en modo maestro.....	86
6.6 Rectas de estatismo en modo esclavo	88
6.7 Alimentación de carga desequilibrada.....	90
6.8 Distorsión armónica de corriente en conexión a la red	91
6.9 Eficiencia.....	92
7. Conclusiones.....	93
Trabajo futuro.....	94
8. Referencias	96
9. Anexos	99
A. Contenido del CD	99
B. Cálculo del seno y el coseno mediante transformación de Clarke	100
C. Discretización del filtro pasa bajos.....	102

Índice de figuras

Figura 1: Fotografía del poblado de Huatacondo y mapa de su ubicación.....	2
Figura 2: Arquitectura de comunicaciones de un generador virtual (en base a referencia [3]).	6
Figura 3: Separación en tres bloques de la estructura de un inversor.	8
Figura 4: Puente inversor de IGBT mononivel de tres brazos.....	9
Figura 5: Estructura genérica de controladores de un inversor.	12
Figura 6: Obtención de disparos y forma de onda de la tensión de salida en una modulación por histéresis (en base a referencia [16]).	14
Figura 7: Obtención de disparos y forma de onda de la tensión de salida en una modulación SPWM.	15
Figura 8: Vectores de tensión de salida en una modulación SVPWM (en base a referencia [16])....	17
Figura 9: Diagrama del equipo inversor diseñado.....	23
Figura 10: Circuito equivalente para el conjunto formado por un transformador de corriente y su adaptador de señal.	29
Figura 11: Circuito equivalente simplificado deducido a partir de la Figura 10.....	29
Figura 12: Dimensiones normalizadas de los núcleos de transformadores (obtenida de referencia [28]).....	30
Figura 13: Fotografía de los transformadores de corriente construidos.	33
Figura 14: Respuesta en frecuencia comparada para el filtro LCL real, y el modelo empleado para la programación del controlador	36
Figura 15: Circuito equivalente empleado para modelar el comportamiento del inversor.....	37
Figura 16: Diagrama del controlador sincrónico PI desacoplado	41
Figura 17: Diagrama de estados para el inversor.	43
Figura 18: Esquema de ajuste de referencias para el controlador de alto nivel mediante rectas de estatismo.	44
Figura 19: Algoritmo de lazo abierto para la obtención de un vector de sincronización.....	50
Figura 20: Diagrama de bloques del algoritmo de adaptación de frecuencia.	52
Figura 21: Algoritmo para el cálculo de las corrientes en ejes rotatorios dq.	53
Figura 22: Rutina de inicialización del DSC.	55
Figura 23: Subrutina de la rutina principal (Figura 22) para aguardar interrupciones y ejecutar las acciones correspondientes a cada tipo de interrupción.....	56
Figura 24: Subrutina de la de la Figura 23 para interrupción por falla.	57

Figura 25: Subrutina para el apagado del inversor. Puede provenir de la Figura 24, la Figura 26, o la Figura 28.	58
Figura 26: Subrutina de la Figura 23 para interrupción PWM y rutina de control.....	59
Figura 27: Subrutina de la Figura 26 para operación en modo maestro.	60
Figura 28: Subrutina de la Figura 23 para interrupción por entrada de datos desde red de comunicaciones externa.	61
Figura 29: Subrutina para encender el inversor como maestro energizando la red. Proviene de la Figura 28.	62
Figura 30: Rutina de encendido del inversor. Proviene de la Figura 29 o de la Figura 31.	62
Figura 31: Subrutina de la de la Figura 23 para activar el proceso de sincronización.....	63
Figura 32: Subrutina de la de la Figura 23 ante comando de operar en modo maestro.	63
Figura 33: Subrutina de la de la Figura 23 ante comando de operar en modo esclavo.....	63
Figura 34: Circuito de adaptación de señales de pulsos.	65
Figura 35: Circuito de adaptación de señales de salida del módulo inversor para el DSC.	66
Figura 36: Placa para la adaptación de pulsos de disparo para el módulo inversor, y de las señales de error y sobretensión para el DSC.	67
Figura 37: Circuito para la operación de los ventiladores y los contactores del circuito de carga lenta.	68
Figura 38: Placa para la alimentación de los ventiladores y de los contactores del circuito de carga lenta y de acoplamiento a la red.	68
Figura 39: Circuito de adaptación de la salida de TC efecto Hall a DSC.	69
Figura 40: Placa para el circuito de adaptación de la señal entregada por los sensores de corriente integrados en el módulo inversor.	69
Figura 41: Circuito de adaptación de la señal de un TC tradicional al DSC.	70
Figura 42: Placa para la adaptación de las señales de los transformadores de corriente tradicionales al DSC.....	71
Figura 43: Circuito de adaptación de tensión de TP a entrada análoga de DSC.	71
Figura 44: Placa para la adaptación de las señales de los seis transformadores de potencial al DSC.	72
Figura 45: Circuito de adaptación de tensión en baterías a DSC.	73
Figura 46: Placa donde se genera una referencia de 5 [V], se recibe la tensión de las baterías y se adapta la señal para el DSC.	73
Figura 47: Placa para la conexión de los circuitos hacia el DSC.....	74
Figura 48: Fotografía de los circuitos de medición y control en el montaje de pruebas.	76
Figura 49: Fotografía del montaje de laboratorio.	76
Figura 50: Diagrama del montaje empleado para las pruebas.	77
Figura 51: Interfaz para el control del inversor desde un computador.	78
Figura 52: Forma de onda de la corriente de salida del inversor para sus tres fases al momento de sincronizarse con la red.....	79
Figura 53: Evolución del valor medio de tensión fase-neutro y de la frecuencia de salida del inversor al desconectar la red y comenzar a operar en modo maestro.	81

Figura 54: Tensión en la salida del inversor al desconectar la red y pasar de operar en modo esclavo a modo maestro.	82
Figura 55: Corriente de salida del inversor al desconectar la red y pasar de operar en modo esclavo a modo maestro.	82
Figura 56: Tensión RMS de salida del inversor al variar la carga. Se muestra la toma de carga para 4 casos y el desprendimiento de carga para uno de ellos.	84
Figura 57: Forma de onda de tensión para cada fase durante la conexión de carga en la prueba 285	
Figura 58: Forma de onda de corriente para cada fase durante la conexión de carga en la prueba 2.	85
Figura 59: Evolución de la frecuencia y la potencia activa en la prueba de carga resistiva.	87
Figura 60: Evolución de la tensión y la potencia reactiva en la prueba de carga reactiva.	87
Figura 61: Inyección de potencia activa en la prueba de rectas de estadismo en modo esclavo, junto a la referencia de frecuencia y al resultado de la misma prueba en una simulación.	89
Figura 62: Inyección de potencia reactiva en la prueba de rectas de estadismo en modo esclavo, junto a la referencia de tensión y al resultado de la misma prueba en una simulación.	89
Figura 63: Distorsión armónica de tensión en función de la corriente de salida.	91

Índice de tablas

Tabla 1: Resumen de alternativas comunes para las componentes de un inversor.....	11
Tabla 2: Resumen de alternativas comunes para los controladores de un inversor.	20
Tabla 3: Alternativas escogidas para las componentes físicas y de control del inversor.	21
Tabla 4: Características técnicas del módulo inversor.....	24
Tabla 5: Constantes de diseño para los transformadores de corriente.....	32
Tabla 6: Configuración del inversor y condiciones en la red para la prueba de sincronización.....	78
Tabla 7: Configuración del inversor y condiciones de la red para la prueba de cambio de modo de operación automático por desconexión de la red.....	80
Tabla 8: Configuración del inversor y cargas para las pruebas de toma y rechazo de carga.	83
Tabla 9: Condiciones sobre la carga para las pruebas de toma y rechazo de carga.	83
Tabla 10: Configuración del inversor y características de las cargas usadas en las pruebas de rectas de estatismo para operación en modo esclavo.....	86
Tabla 11: Valores de frecuencia esperados de acuerdo a rectas de estatismo, y medidos experimentalmente para la prueba con carga resistiva.	86
Tabla 12: Valores esperados de tensión de acuerdo a rectas de estatismo, y medidos experimentalmente para la prueba con carga reactiva.....	88
Tabla 13: Configuración del inversor, y estado de la red durante la prueba de rectas de estatismo en modo esclavo.	88
Tabla 14: Configuración del inversor y características de las cargas usadas en las pruebas de rectas de estatismo para operación en modo esclavo.....	90
Tabla 15: Desequilibrio de tensión causado por cargas desequilibradas para cuatro casos.	90
Tabla 16: Eficiencia global e incremental del inversor para las pruebas de rectas de estatismo resistivo, y toma y rechazo de carga en modo maestro.....	92

Abreviaturas

ADC	: Convertidor de señal análoga a digital (del inglés: <i>Analog-to-Digital Converter</i>)
BESS	: Sistema de almacenamiento de energía en baterías (<i>Battery Energy Storage System</i>)
CSC	: Convertidor de fuente de corriente (<i>Current Source Converter</i>)
DSC	: Controlador digital de señales (<i>Digital Signal Controller</i>)
GD	: Generación distribuida
GTO	: Tiristor de apagado por compuerta (<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>)
IEC	: Comisión electrotécnica internacional (<i>International Electrotechnical Commission</i>)
IEEE	: Instituto de ingenieros electricistas y electrónicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
IGBT	: Transistor bipolar de compuerta aislada (<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>)
IGCT	: Tiristor controlado por puerta integrada (<i>Integrated Gate-Commutated Thyristor</i>)
MOSFET	: Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
PI	: Controlador proporcional integrador
PID	: Controlador proporcional integrador y derivador
PLL	: Lazo de seguimiento de fase (<i>Phase-Locked Loop</i>)
PWM	: Modulación por ancho de pulsos (<i>Pulse-Width Modulation</i>)
RMS	: Valor cuadrático medio, o efectivo, de una variable (<i>Root Mean Square</i>)
SIL	: Conectores con una hilera de pines (<i>Single-In-Line</i>)
SPLL	: PLL por software
SPWM	: Modulación PWM sinusoidal
STATCOM	: Compensador estático de reactivos avanzado (<i>Static Compensator</i>)
SVPWM	: Modulación PWM por vectores de espacio (<i>Space Vector PWM</i>)
TC	: Transformador de corriente
THD	: Distorsión armónica total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
TP	: Transformador de potencial
UPS	: Fuente de alimentación ininterrumpida (<i>Uninterruptible Power Supply</i>)
VDE	: Asociación de electrotecnia, electrónica y tecnologías de la información (del alemán: <i>Verband Deutscher Elektrotechniker</i>)
VSC	: Convertidor de fuente de tensión (<i>Voltage Source Converter</i>)

Capítulo 1

Introducción

1.1 Motivación

Chile presenta características de geografía y densidad poblacional que han determinado la existencia de múltiples poblados con red eléctrica propia, aislada de los sistemas eléctricos interconectados. En muchos casos de redes aisladas la fuente de energía eléctrica es una central micro hidráulica, o un grupo electrógeno. Ambas opciones son capaces de entregar energía eléctrica en forma continuada, pero presentan los inconvenientes de requerir un flujo de agua suficiente en el caso hidráulico, y tener un alto costo de generación en el caso de un grupo electrógeno.

La instalación de celdas fotovoltaicas o turbinas eólicas es una alternativa que ha tomado fuerza en los últimos años gracias a una disminución generalizada de precios acompañada de avances tecnológicos importantes en todas las etapas de la generación. El problema de generar electricidad a partir del sol o del viento es que son fuentes intermitentes y requieren un sistema de almacenamiento o un respaldo con generación de mayor costo para una operación continuada.

Es común encontrar zonas con fuerte radiación solar o viento y sin un curso de agua adecuado para la instalación de una central micro hidráulica. Tal es el caso de Huatacondo, un pequeño poblado de 75 habitantes situado a 230 kilómetros al sureste de Iquique, a 2.400 metros sobre el nivel del mar. Huatacondo actualmente recibe su energía eléctrica desde un generador diesel cuya operación está limitada a horas de la tarde y noche.

Este trabajo se inserta en un proyecto de energización sustentable para el pueblo de Huatacondo que desarrolla la Universidad de Chile a través de su iniciativa GeVi en conjunto con la compañía Doña Inés de Collahuasi y Schneider Electric.

El objetivo del proyecto es lograr una provisión ininterrumpida de electricidad a un costo de operación reducido en Huatacondo, aprovechando los recursos energéticos locales. Para esto se implementará una red con aportes energéticos de un generador diesel con apoyo de biomasa, de paneles fotovoltaicos, y de turbinas eólicas. Buscando sacar máximo provecho a las fuentes de energía disponibles, se ha determinado la instalación de un sistema de almacenamiento de energía en baterías con una potencia de 36 [kW] y capacidad del orden de las centenas de kWh.

El sistema de almacenamiento de energía en baterías compensará las fluctuaciones de las fuentes variables de energía. Éste se cargará en caso de presentarse excedentes en la generación desde fuentes renovables y apoyará el funcionamiento de la red regulando tensión y frecuencia.

Esta memoria abarca el diseño y construcción de un prototipo para el inversor del sistema de almacenamiento de energía en baterías, que conectará el banco de baterías con la red eléctrica de Huatacondo. La decisión de hacer un desarrollo local para el inversor gravita en la inexistencia de una alternativa comercial lo suficientemente flexible para satisfacer todos los requerimientos del proyecto [1].



Figura 1: Fotografía del poblado de Huatacondo y mapa de su ubicación

1.2 Alcances

En este trabajo de memoria se lleva a cabo el diseño y la implementación de un prototipo de inversor trifásico para el sistema de almacenamiento de energía en baterías de Huatacondo. Se busca desarrollar un equipo autónomo, simple y robusto, con el foco puesto en su interacción con otras unidades de generación.

Se construye un equipo prototipo de potencia reducida que sirve de base para un modelo final. La construcción e instalación del dispositivo definitivo en el poblado de Huatacondo no es abordada en este trabajo.

Este trabajo no profundiza en el sistema de comunicaciones que ha de existir entre el inversor y el controlador central de la red. Sólo se detalla el tipo de control que puede ejercerse sobre el inversor, dejando abierta la posibilidad de implementar cualquier protocolo.

No se realiza un estudio de viabilidad económica del inversor ni del sistema de almacenamiento de energía en baterías.

El inversor no integra un manejo avanzado del banco de baterías. Es decir, la operación del inversor responde a las condiciones de la red, independiente del estado de carga de las baterías. Las baterías se protegen mediante un apagado automático del inversor al traspasar los límites de tensión aceptables. Operaciones de mayor complejidad pueden ser realizadas por algún equipo adicional con control sobre el inversor.

1.3 Objetivos

El objetivo general de la memoria de título es aportar a la investigación y el desarrollo de tecnologías de microrredes inteligentes con múltiples fuentes de energía, mediante el diseño y construcción de un inversor trifásico para operar en una micro-red.

Los objetivos específicos son los siguientes:

1. Disponer de una visión del estado del arte en inversores para redes eléctricas trifásicas en baja tensión.
2. Diseñar y construir los circuitos de medición y control para implementar un inversor usando un puente inversor comercial.
3. Desarrollar el equipo cumpliendo las especificaciones definidas para apoyar el funcionamiento de la red de Huatacondo. A continuación, se mencionan las funcionalidades más relevantes esperadas para el equipo:
 - Seguimiento de consignas de potencia activa y reactiva, o de tensión y frecuencia.
 - Regulación de frecuencia y tensión en la red mediante el control de la inyección de potencia activa y reactiva.
 - Operación en forma aislada, o en conjunto con otros inversores o generadores sincrónicos, alimentando una red previamente apagada, o sincronizándose con un sistema ya energizado.
 - Interacción con red de comunicaciones y actualización remota de valores para sus consignas.
 - Operación conjunta con otros equipos sin requerir coordinación central.
 - Respuesta a contingencias empleando sólo información local.
 - Protección automática de sus componentes.

1.4 Estructura del trabajo

En el Capítulo 2 se aborda brevemente la visión que busca aplicar el proyecto de electrificación de Huatacondo. Se comienza por explicar el concepto de microredes inteligentes y de integrar medios de generación distribuidos en un esquema de control común. El capítulo termina por referirse a la función de un sistema de almacenamiento de energía en baterías.

Los capítulos 3 y 4 dan una noción del estado del arte en estructuras y controladores para inversores. Se repasan las alternativas más comunes para inversores trifásicos de salida sinusoidal que alimentan cargas aisladas o se conectan a una red.

El Capítulo 5 muestra el diseño y selección de las componentes físicas y circuitos del inversor, y una explicación detallada de los controladores usados.

El Capítulo 6 expone los resultados de pruebas sobre un prototipo instalado en un laboratorio.

Finalmente, en el Capítulo 7 se concluye acerca del trabajo realizado en esta memoria de título, y se presentan los trabajos futuros asociados.

Capítulo 2

Integración de pequeños generadores

Este trabajo se encuentra inserto en un proyecto de electrificación rural cuyo objetivo es implementar una micro-red con generadores operando en un esquema de generador virtual. En particular, esta memoria aborda la implementación de un sistema de almacenamiento de energía en baterías para dicho proyecto.

Los conceptos mencionados son explicados en este capítulo.

2.1 Generador virtual

Un generador virtual es un grupo de generadores distribuidos en operación conjunta, que pueden participar como un único agente en el mercado [2]. Una operación coordinada a modo de generador virtual presenta muchas ventajas de índole económica y técnica frente a la alternativa de un control autónomo de cada generador. Entre ellas destaca el aprovechamiento de las sinergias entre fuentes de energía diversas para contrarrestar la intermitencia de los energéticos primarios (en caso que estos sean no controlables), y la reducción de algunos problemas asociados a la generación distribuida (GD), tales como las congestiones.

La Figura 2 muestra la arquitectura de comunicaciones básica para un generador virtual. Se observa un centro de control que hace de intermediario entre el conjunto de generadores y el operador de la red, con lo que el generador virtual se transforma en un único actor desde el punto de vista de la operación global.



Figura 2: Arquitectura de comunicaciones de un generador virtual (en base a referencia [3]).

2.2 Micro-red

Una micro-red es un sistema de energía integrado que consiste en cargas interconectadas y fuentes de energía distribuidas, que como sistema integrado puede operar en paralelo con la red, o en forma aislada [4].

Algunas propiedades que caracterizan una micro-red son la cercanía entre consumos y generadores, la capacidad de controlar la generación y en alguna medida la demanda, y la habilidad de optimizar el funcionamiento de la red de distribución.

Una micro-red aporta valor agregado a la red principalmente por los siguientes factores [4]:

- Se reduce el costo de la energía y la volatilidad de precios. Esto se presenta gracias a una disminución de pérdidas y a una mayor gama de fuentes de generación disponibles.
- Mejora la confiabilidad y calidad del suministro eléctrico, por la mayor inteligencia de la red de distribución, la existencia de fuentes dentro de ella y la capacidad de aislarse en caso de perturbaciones externas.

- Permite manejar la intermitencia de fuentes de energía renovables gracias a la complementariedad entre diversas fuentes renovables y fósiles.
- Posibilita diferenciar nuevos servicios a los que pueden acceder los clientes, tales como una contratación de un cierto nivel de confiabilidad o calidad de suministro, o la habilitación de nuevos mercados como el de los “electrones verdes”.
- Permite ahorrar o retardar inversiones en infraestructura al mejorar el aprovechamiento de la red de distribución gracias al mayor control que se tiene sobre ella.

Las micro-redes y los generadores virtuales son aplicaciones de redes inteligentes que se relacionan entre sí y en ocasiones se traslapan. Los generadores de una micro-red pueden ser operador en forma centralizada, constituyendo un generador virtual. Asimismo, un generador virtual que es capaz de alimentar una carga en forma aislada a la red representa una micro-red.

2.3 Almacenamiento de energía en una micro-red

Los sistemas de almacenamiento de energía son aplicables a pequeñas redes eléctricas aisladas en que se busca aprovechar excedentes de generación no controlable y minimizar la capacidad de generación necesaria para abastecer un consumo dado.

La forma más común de almacenamiento de energía a pequeña escala son las baterías. Las baterías pueden distribuirse entre los inversores presentes en una red, o agruparse en uno o varios sistemas de almacenamiento de energía en baterías (BESS, del inglés: *Battery Energy Storage System*). Los sistemas BESS consisten en bancos de baterías conectados a una red eléctrica de corriente alterna mediante inversores, en que la capacidad de almacenamiento es relevante en relación a la potencia de salida.

Un sistema BESS opera cargando sus baterías en momentos de excesiva generación, o bajo precio de la energía, y entrega energía a la red cuando es requerido.

Al tener un centro BESS es posible eliminar las baterías de los inversores conectados a fuentes de generación. Esto mejora la eficiencia de la conversión entre la fuente primaria de energía y la tensión alterna, y permite optimizar la operación de las baterías.

Otras prestaciones de los sistemas BESS incluyen compensación de reactivos, provisión de reserva en giro, control de frecuencia, recorte de demanda punta y funcionamiento como fuente de alimentación ininterrumpida (UPS, del inglés: *Uninterruptible Power Supply*) [5].

Los BESS pueden ayudar a disminuir el costo de la provisión de energía, exista o no generación desde fuentes renovables. En [6] se estudia el uso de un BESS para apoyar a un generador diesel, mejorando la calidad de suministro eléctrico y aumentando la eficiencia del sistema al operar al generador siempre en su punto óptimo.

Capítulo 3

Estructuras de inversores

El presente trabajo trata acerca del diseño y construcción de un inversor para un sistema BESS. Este capítulo expone el estado del arte en estructuras de inversores.

Las componentes básicas para un inversor trifásico acoplado a la red son el convertidor de tensión (VSC, del inglés: *Voltage Source Converter*), el filtro, y la interfaz de acoplamiento a la red. La Figura 3 muestra el diagrama de un inversor en base a estas tres componentes. En el presente capítulo se explica el funcionamiento y las opciones más comunes para cada una de ellas.

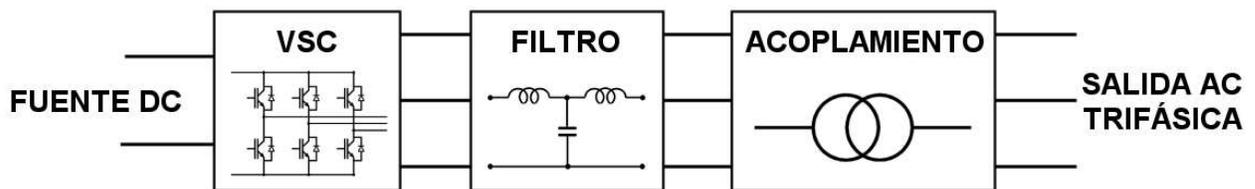


Figura 3: Separación en tres bloques de la estructura de un inversor.

3.1 Convertidor de fuente de tensión

El VSC transforma la tensión continua de la fuente en una tensión alterna monofásica o polifásica. Se tienen diversas opciones para el VSC. En el caso trifásico, por su simplicidad, la arquitectura más usada es la de tipo mononivel de tres brazos. Otras topologías mononivel permiten prescindir del transformador de acoplamiento y compensar desequilibrios. Un estudio de las tres configuraciones más comunes puede verse en [7].

Las arquitecturas multinivel son considerablemente más complejas, pero logran disminuir la distorsión armónica de la corriente de salida, y mejorar la eficiencia. En [8] se explican y comparan las estructuras típicas. Los inversores multinivel son usados principalmente en aplicaciones de alta potencia, donde se vuelve inevitable el uso de varios niveles para alcanzar las tensiones requeridas.

Los conmutadores del VSC pueden ser del tipo GTO, IGBT, IGCT o incluso MOSFET. Sin embargo, dado el nivel de desarrollo de la tecnología, la tendencia actual es a aplicar IGBT usando diodos para conducción inversa. En la Figura 4 se representa un puente inversor con IGBT y diodos.

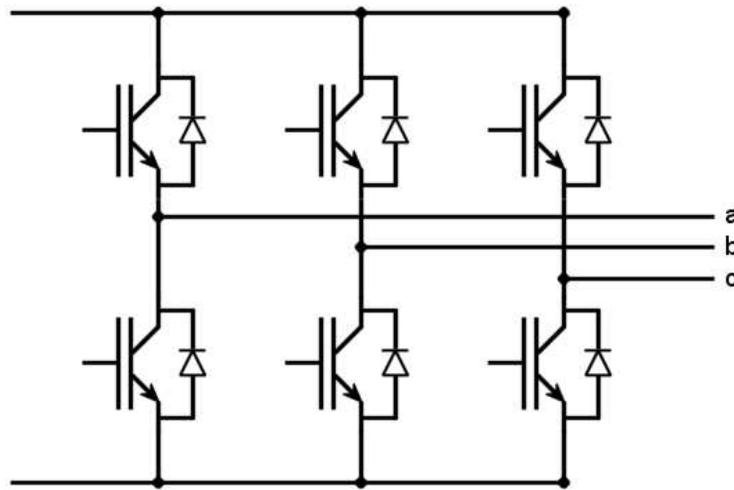


Figura 4: Puente inversor de IGBT mononivel de tres brazos

Existen también inversores que hacen uso de un convertidor de corriente (CSC, del inglés: *Current Source Converter*) en lugar del convertidor de tensión, pero estos son poco comunes y en general son más ineficientes [9].

3.2 Filtro

Para la conexión de un inversor a la red se requiere la existencia de un filtro que transforme la tensión pulsativa de salida en una corriente suavizada sinusoidal.

Las características de un determinado filtro inciden en un mayor o menor contenido armónico de la corriente de salida. Además, el esquema de control de un inversor puede depender del filtro usado [10].

Los tipos de filtro usados generalmente son el filtro L, el LC, y el LCL. Un análisis de cada uno de ellos aplicados a un inversor puede verse en [11]. Un filtro L es la alternativa más simple, pero con peores prestaciones. El filtro LCL en cambio consigue la mejor atenuación, pero presenta el inconveniente de resonar a ciertas frecuencias, y de requerir en ocasiones un controlador más complejo.

3.3 Acoplamiento a la red

Respecto al acoplamiento a la red, existen dos opciones: conexión directa o a través de un transformador.

Una conexión sin transformador tiene la ventaja de ser más económica y menos aparatosa, además de ser más eficiente. Sin embargo, para aplicarla se requiere una fuente de elevada tensión o una etapa de conversión de tensión que introduce pérdidas. Otra desventaja importante es la inyección corriente continua a la red al existir una capacidad parásita a tierra en el lado DC. De hecho, no puede aplicarse una conexión sin transformador a una topología de tres brazos simple pues se superaría con creces los límites de inyección de corriente continua establecidos por el estándar VDE 0126 [12].

Una conexión a través de un transformador presenta las ventajas de actuar de filtro pasa bajos, eliminar los armónicos de secuencia cero (conexión delta o estrella levantada primaria), separar galvánicamente la fuente continua de la red, y ser apta para todas las topologías. Los inconvenientes van por el lado de un mayor costo, peso y eventualmente mayores pérdidas [13].

La Tabla 1 resume las alternativas más comunes para cada una de las componentes de un inversor, detallando sus fortalezas y debilidades.

	ALTERNATIVAS	FORTALEZAS	DEBILIDADES	
VSC	Mononivel [7] [12]	Tres Brazos	Simple Permite compensar desbalances en sistemas trifásicos de tres conductores	No apto para compensar desbalances en sistemas con conexión de neutro Requiere transformador por inyección elevada de corriente continua
		Anclado	Simple al emplea un VSC de tres brazos, con neutro conectado a un punto medio en el bus DC Permite controlar inyección de corriente continua Apta para compensar desbalances	Complejidad al requerir controlar el nivel de tensión en el neutro
		Cuatro Brazos	Emplea un solo nivel de tensión DC Permite compensación de desbalances y controlar inyección de CC	Complejidad en el manejo de sus 8 conmutadores
	Multinivel [8]	Cascada	Bajo contenido armónico de salida Simple	Requiere múltiples fuentes de tensión continua, o alternativamente una gran cantidad de transformadores
		Anclado	Bajo contenido armónico de salida Puede operar desde una única fuente de tensión continua	Complejidad en el control al requerir un monitoreo de la tensión de una cantidad de condensadores que se relaciona cuadráticamente con el número de niveles Pérdidas en diodos de anclaje se relacionan también cuadráticamente con el número de niveles
		Volante	Bajo contenido armónico de salida No usa diodos de anclaje	Es la más compleja de las estructuras en cuanto a su control
Filtro [11]	L	No resuena	Baja atenuación	
	LC	Buen comportamiento en redes débiles (de alta impedancia)	Resonancia Entrega inherente de reactivos No se justifica en redes fuertes	
	LCL	Fuerte atenuación permite emplear una baja frecuencia de conmutación Baja entrega de reactivos	Resonancia Puede ser necesario considerar la dinámica más compleja de este filtro en el controlador [10]	
Acoplamiento	Transformador [13]	Transformador actúa de filtro Elimina componentes de secuencia cero e inyección de corriente continua Apta para todas las topologías	Aparatoso Costoso Pérdidas en el transformador	
	Directo [12]	Eficiente Económico	No apto para todas las topologías Requiere elevada tensión continua o etapa de conversión DC-DC Inyección de corriente continua	

Tabla 1: Resumen de alternativas comunes para las componentes de un inversor.

Capítulo 4

Controladores de control para inversores

En el controlador de un inversor con capacidad de acoplamiento a la red pueden distinguirse tres niveles:

1. Controlador de bajo nivel: Es el encargado de llevar las señales de referencia de tensión o corriente instantáneas a pulsos de disparo para los conmutadores. Este se acoge a una determinada forma de modulación.
2. Controlador de nivel medio: Determina las referencias de tensión o corriente instantáneas, de acuerdo a las referencias que entrega el controlador de alto nivel y al estado de operación del equipo.
3. Controlador de alto nivel: Determina referencias de potencia, corriente, o compensación armónica, de acuerdo al estado de operación de la red y a información adicional de interés.

Esta descomposición es una simplificación que puede aplicarse a gran parte de los casos, y a los controladores más comúnmente usados. La Figura 5 muestra los tres niveles de controladores y sus señales de entrada y salida.

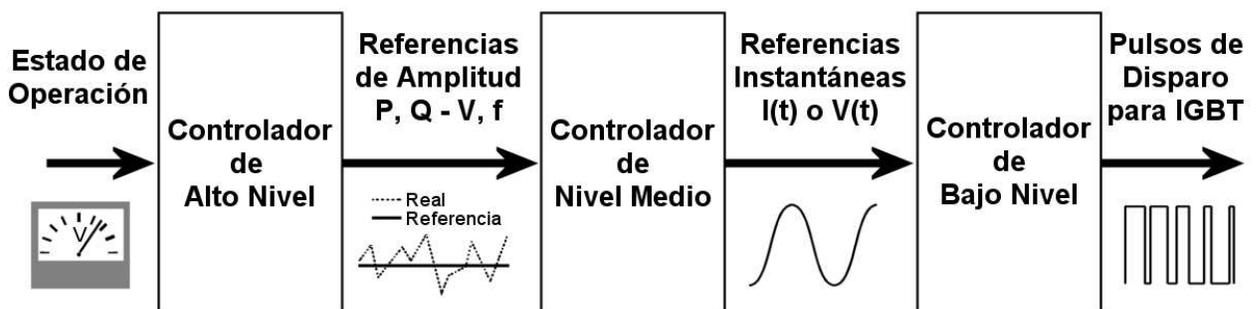


Figura 5: Estructura genérica de controladores de un inversor.

En este capítulo se revisan las alternativas de controladores más comunes para cada uno de los tres niveles.

4.1 Controlador de bajo nivel - Modulación

El controlador de bajo nivel es el encargado de originar una tensión alterna mediante el encendido y apagado de conmutadores que conectan cada salida a un determinado nivel de tensión.

El estado del arte actual en inversores está dado por el uso de modulación por ancho de pulso (PWM, del inglés: *Pulse Width Modulation*), o un esquema multipulso [14].

Un sistema multipulso puede aplicarse en el caso de una topología multinivel, y se basa en el uso de conmutadores operados a frecuencia industrial. Las salidas cuadradas de los diferentes niveles se suman desfasados para originar una tensión sinusoidal escalonada.

Debido a la baja frecuencia de conmutación empleada, las pérdidas por este concepto son leves. El mayor problema de un sistema multipulso es la complejidad de la estructura de transformadores que se requiere [15], y la generación de armónicos de baja frecuencia.

En el caso de un puente inversor de un solo nivel se aplica una modulación por ancho de pulso. Se revisan a continuación las técnicas PWM más comunes [16][17].

Existen formas de modulación de lazo abierto y de lazo cerrado. Las de lazo abierto buscan generar una determinada forma de onda de tensión a la salida del inversor. Para esto basta conocer la tensión en el bus de corriente continua. Las de lazo cerrado en cambio regulan la corriente de salida instantánea para seguir una referencia.

Las técnicas de modulación dependen de la topología en uso, pero con ciertas variaciones las más comunes son tres, referidos al caso de un inversor de tres brazos de un nivel:

- Lazo cerrado
 - Modulación por histéresis
- Lazo abierto:
 - Modulación basada en una portadora
 - Modulación por vectores de espacio, o SVPWM (del inglés: *Space Vector Pulse-Width Modulation*).

MODULACIÓN POR HISTÉRESIS

La modulación por histéresis es la forma de modulación más sencilla. Pertenece al grupo de los llamados Controladores de Estructura Variable. La técnica consiste en permitir a la corriente de salida oscilar dentro de un rango predefinido de error respecto a la referencia. Las conmutaciones ocurren al alcanzarse el borde de dicho rango.

La Figura 6 grafica el principio de operación de la modulación por histéresis. Se muestra la forma de onda de la corriente real y de referencia, y de la tensión de salida.

Esta técnica, al ser de lazo cerrado, tiene algunas ventajas:

- Presenta una alta precisión en el seguimiento de una corriente de referencia.
- Ofrece protección contra corrientes elevadas y sobrecarga.
- Exhibe un excelente comportamiento dinámico.
- Se compensa automáticamente en caso de ocurrir cambios de parámetros en la red.

Pese a esto, es una técnica poco usada actualmente por sus importantes desventajas:

- Introduce armónicos dispersos en el espectro de frecuencia. Esto vuelve difícil filtrarlos e impide cumplir con normas.
- Al no tener un control sobre la frecuencia de conmutación, las pérdidas por este concepto son muy variables.

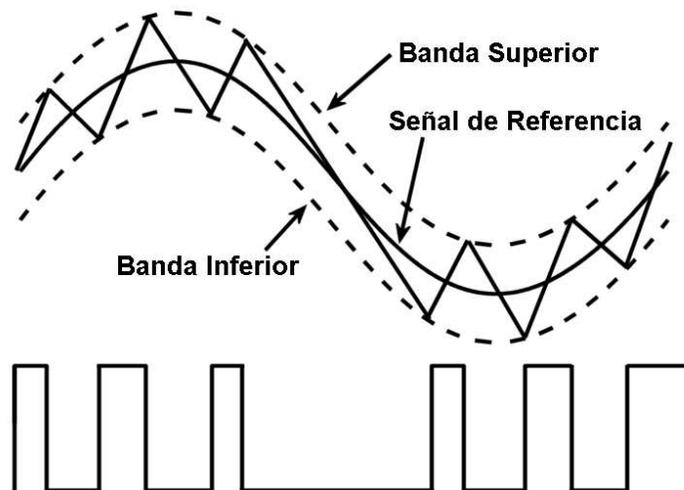


Figura 6: Obtención de disparos y forma de onda de la tensión de salida en una modulación por histéresis (en base a referencia [16]).

Existen implementaciones de esta técnica que superan algunas de estas desventajas (e.g. al limitar la frecuencia), pero empeoran el comportamiento de alguna u otra forma.

MODULACIÓN BASADA EN UNA PORTADORA

La modulación basada en una portadora es la forma de modulación vigente más sencilla. Se refiere a la técnica de usar una onda sinusoidal pura (SPWM, del inglés: *Sinusoidal Pulse-Width Modulation*) o sinusoidal distorsionada como señal moduladora, que se compara con una onda triangular para entregar las señales de disparo.

En la sección superior de la Figura 7 se muestra la forma de obtener los pulsos de disparo a partir de una moduladora y una portadora. La parte inferior muestra la tensión de salida de una fase, y su componente fundamental, que se encuentra montada sobre una componente continua de valor $V_{cc}/2$. Al tomar la tensión entre dos fases se elimina la componente continua.

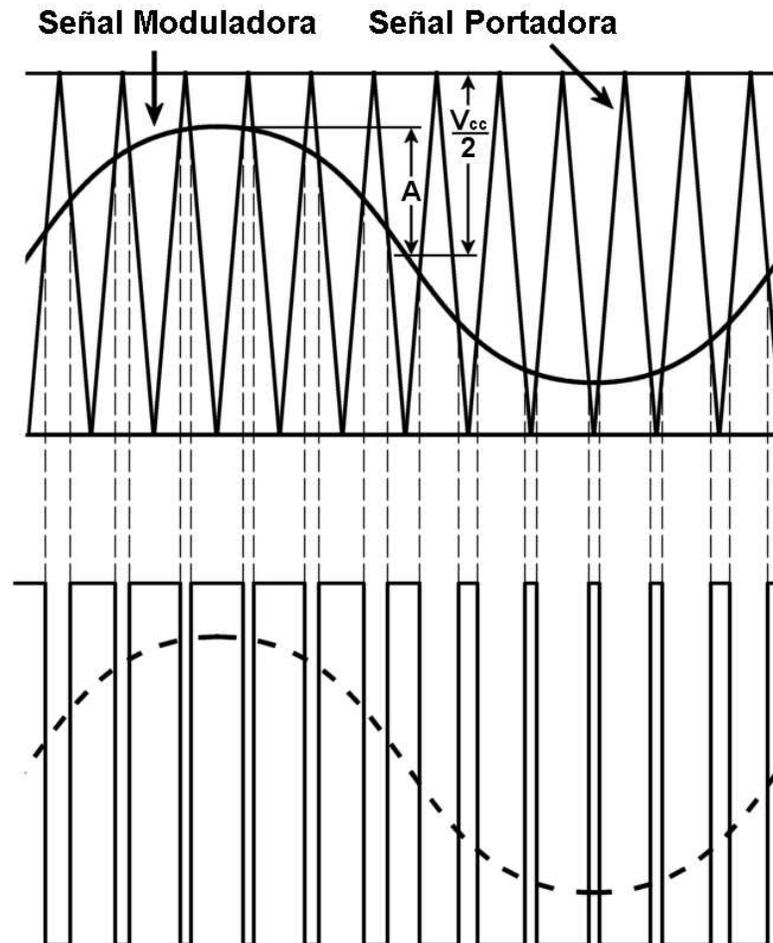


Figura 7: Obtención de disparos y forma de onda de la tensión de salida en una modulación SPWM.

Para esta técnica de modulación se define la razón de modulación M , que corresponde al cociente entre la amplitud de la señal moduladora, y la mitad de la tensión de entrada continua:

$$M = \frac{A}{V_{cc}/2} \quad 4.1.1$$

En la modulación SPWM existe un rango de operación lineal en que un aumento en la razón de modulación acarrea un aumento proporcional en la tensión de salida. Saliéndose de esta zona aparecen armónicos de bajo orden en la salida.

Entre los puntos favorables de esta técnica se encuentra que consigue una eliminación de armónicos de orden menor o igual a $2p-1$, donde p es el número de pulsos por medio ciclo fundamental.

Si la señal moduladora es una senoide a frecuencia fundamental pura se tienen los siguientes inconvenientes:

- Existe un bajo aprovechamiento de la tensión continua al tener un rango de operación lineal limitado a una razón de modulación menor a 1.
- Se tiene una mayor distorsión armónica a la salida respecto a otras técnicas.
- Las pérdidas por conmutación son elevadas.

Mejoras a este algoritmo son posibles al sumar a la senoide de referencia una tercera armónica u otra distorsión que permita extender el rango de operación con comportamiento lineal y disminuir el contenido armónico y las pérdidas. Esta modificación sólo es posible para inversores acoplados mediante un transformador, o con carga conectada en delta. Existen tres alternativas comunes agregando una tercera armónica de tensión a la tensión de referencia[17]:

1. Sumar una tercera armónica con amplitud de $1/4$ veces la referencia fundamental. Esto minimiza el contenido armónico de la salida, con un comportamiento idéntico a la modulación SVPWM. La razón de modulación máxima es de 1,12.
2. Sumar una tercera armónica con amplitud de $1/6$ veces la referencia fundamental. Esto maximiza el rango de operación lineal, es decir, mejora el aprovechamiento de la tensión continua. Es posible llegar a una razón de modulación de 1,15.
3. Saturar la señal de referencia para cada fase durante 60° a partir de un ángulo entre 0 y 60° . De acuerdo a la corriente de salida y el ángulo usado, puede conseguirse una reducción de hasta un 50% en las pérdidas por conmutación.

MODULACIÓN SVPWM

La modulación SVPWM puede visualizarse como una adaptación digital de la técnica de modulación basada en una portadora. En ella se interpreta cada estado de los conmutadores como un vector, y se calcula qué estados de conmutación deben aplicarse para obtener como promedio la amplitud y fase del fasor de referencia.

El método consiste en conmutar para cada ciclo entre los dos estados adyacentes a la tensión fasorial de referencia, y un estado nulo. Esto se hace de tal forma que la suma vectorial de los estados ponderados por su duración equivalga a la tensión de referencia.

Los conmutadores de cada brazo de un puente inversor de tres brazos actúan en forma complementaria, luego existen ocho estados posibles determinados por la posición de cada conmutador.

La Figura 8 muestra la proyección de cada uno de estos estados al plano d-q. Se observan 6 vectores no-nulos, y dos nulos. Cada estado se describe por el estado del conmutador superior de cada

brazo. La tensión U_{salida} se obtiene al aplicar el estado U_{60} por un tiempo T_1 , y el estado U_0 por un tiempo T_2 . Durante el período de conmutación restante se aplica el estado 0_{000} o 0_{111} .

Tal como se explicó, la modulación basada en una portadora se puede ajustar para tener igual comportamiento a este tipo de modulación.

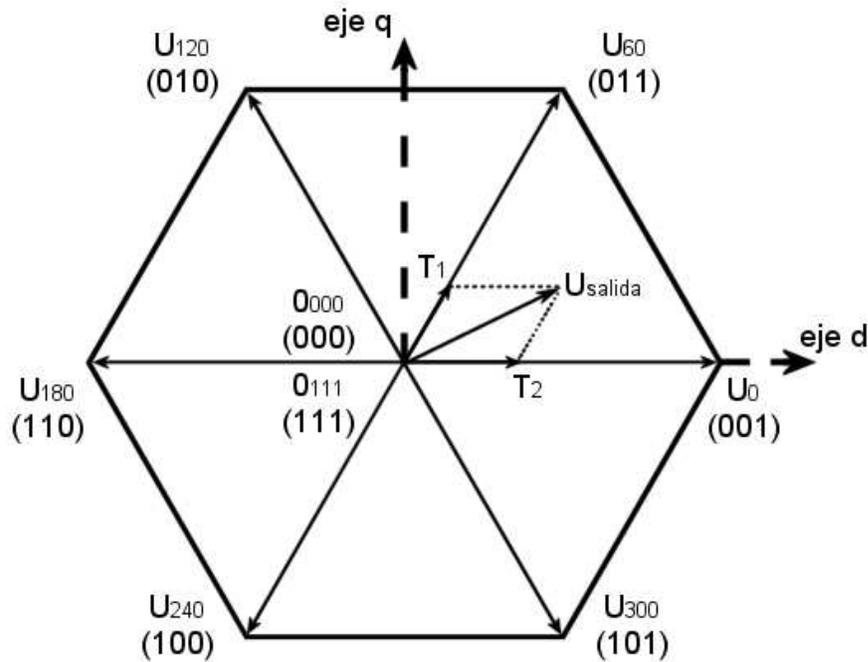


Figura 8: Vectores de tensión de salida en una modulación SVPWM (en base a referencia [16]).

4.2 Controlador de nivel medio – Seguimiento de tensión o potencia

Un equipo inversor es capaz de funcionar siguiendo una referencia de amplitud de tensión y frecuencia de salida, o una referencia de amplitud de corriente inyectada, y desfase de esta respecto a la tensión. En el caso de una referencia de corriente, se trabaja en general con una descomposición en potencia activa y reactiva.

El controlador de nivel medio lleva las referencias de amplitud a referencias instantáneas alternas de tensión para el controlador de bajo nivel. Esto aplica para una modulación SPWM o SVPWM. La modulación por histéresis trabaja con referencia instantáneas de corriente, luego puede recibir directamente como entrada la amplitud y desfase de la corriente de referencia sin necesidad de un controlador de nivel medio.

Cuando la entrada es una referencia de amplitud de tensión y frecuencia, el inversor aplica una frecuencia constante y ajusta la amplitud de la señal moduladora para conseguir el nivel de tensión deseado. Para el ajuste de amplitud en general basta un controlador PI que actúe sobre la amplitud de la señal de referencia instantánea de salida. Este esquema, que llamaremos modo maestro, es aplicable para casos en que el inversor puede imponer la frecuencia de la red.

Cuando un inversor se conecta a una red en que no impone frecuencia, su controlador de nivel medio recibe como entrada la amplitud de la corriente y desfase, o equivalentemente potencia activa y reactiva que se desea inyectar. A esta situación la denominaremos operación en modo esclavo. En ella el inversor ajusta la amplitud y fase respecto a la red de la tensión de referencia para lograr una inyección controlada de potencia. Existen diversas técnicas de control aplicables, algunas de las cuales se mencionan a continuación [18].

Los métodos digitales de control de inversores acoplados a la red pueden separarse en dos grupos; lineales y no lineales.

Los métodos no lineales incluyen los de control por linealización de la retroalimentación, control pasivo, y control basado en Lyapunov. Estos consideran el comportamiento dinámico de los lados DC y AC. Dada su alta complejidad, implementarlos sólo se justifica en caso de tener un lado DC con una dinámica relevante.

Otro subconjunto de algoritmos no lineales incluye los algoritmos basados en redes neuronales y lógica difusa. Estos son poco usados puesto que los modelos de los inversores son ampliamente conocidos, y las no linealidades en su comportamiento son despreciables.

Si bien los controladores no lineales entregan un buen comportamiento, son los lineales los más usados por lo simple que resulta su diseño e implementación. Estos pueden ser implementados en ejes estacionarios o rotatorios (d-q).

Algunas alternativas de controladores lineales son el control PI sincrónico o estacionario, el control por retroalimentación de estado, el control predictivo, el control por establecimiento finito (deadbeat), y el control repetitivo. Estos se explican en [18].

El esquema de control más común es el control PI sincrónico. En el Capítulo 5.3 se explica una variante de este método para el control desacoplado de potencia activa y reactiva.

4.3 Controlador de alto nivel - Modos de operación

De acuerdo a lo explicado en la sección anterior, cada inversor puede seguir referencias de tensión y frecuencia, o de potencia activa y potencia reactiva, en los llamados modo maestro y modo esclavo respectivamente. El controlador de alto nivel calcula estas referencias de potencia o tensión y frecuencia en función del estado de operación del inversor y de la red.

El modo de operación maestro aplica en los casos que el inversor puede imponer la frecuencia de la red. Esto se da cuando se opera en forma aislada o en paralelo con otros generadores de capacidad menor al inversor. En el caso de una red que se encuentra alimentada exclusivamente por inversores, y en que no existen elementos de inercia relevantes, es necesario que uno de los inversores opere como unidad maestro [19][20][21].

El modo de operación esclavo se emplea al conectarse a una red alterna con presencia de generadores sincrónicos o de un inversor maestro, pudiendo el inversor asumir los valores de tensión y frecuencia que ellos imponen, y operar siguiendo referencias de potencia.

Se observan dos alternativas principales para el controlador de alto nivel de un inversor. La más simple consiste en intentar mantener una salida constante, ya sea en tensión y frecuencia o en potencia. En dicho caso no existe un controlador de alto nivel, sino que se reciben desde un controlador externo las referencias, que son calculadas en función de parámetros ajenos al inversor (e.g. nivel de generación en el bus de corriente continua, o búsqueda de una inyección máxima de potencia). Bajo este esquema se ignora en gran medida el efecto del inversor sobre la tensión y frecuencia de la red, pudiendo aplicarse sólo si la red no es perturbada mayormente por el inversor, o si el inversor alimenta una carga en forma aislada.

La segunda alternativa es modificar las referencias recibidas desde un controlador externo de acuerdo a los parámetros locales de operación. La solución convencional consiste en aplicar funciones que relacionan la tensión en bornes del generador con la potencia reactiva, y la frecuencia con la potencia activa.

Para el caso de una operación en modo esclavo estas funciones son monótonas y tales que reducen la entrega de potencia activa si existe sobrefrecuencia y disminuyen la inyección de potencia reactiva si hay sobretensión.

En una operación en modo maestro se aplican funciones análogas que disminuyen la frecuencia de referencia de acuerdo al nivel de potencia activa que se está suministrando, y la tensión de referencia según la potencia reactiva. Esto obliga a los restantes generadores que están operando en modo esclavo a asumir parte de la carga del inversor maestro.

De esta forma, cada generador regula tensión localmente, y la frecuencia sirve de puente de comunicación entre los diferentes equipos.

Las funciones son comúnmente rectas y permiten llegar a un estado estable con error permanente en frecuencia. El error en frecuencia puede eliminarse lenta y coordinadamente mediante un reajuste de las rectas de cada generador desde un controlador externo.

La Tabla 2 resume las alternativas más comunes para los controladores de un inversor mencionadas en este capítulo.

	ALTERNATIVAS	FORTALEZAS	DEBILIDADES	
Controlador de Bajo Nivel	PWM [16][17]	Histéresis	Precisión en el seguimiento de referencias Protección contra sobrecargas No requiere sintonización	Armónicos dispersos en el espectro
		SPWM	Frecuencia de conmutación constante permite emplear filtros de menor tamaño que en histéresis Puede lograrse igual comportamiento que modulación SVPWM al sumar tercera armónica a la referencia	Peor comportamiento dinámico que modulación por histéresis
		SVPWM	Mejor aprovechamiento de tensión continua y menor contenido armónico que con técnica SPWM simple	Peor comportamiento dinámico que modulación por histéresis
	Multipulso [15]	Bajas pérdidas	Mayor contenido armónico que modulación PWM	
Controlador de Nivel Medio [18]	Lineal	Modelos y controladores ampliamente conocido y documentados Buen comportamiento sin requerir una modelación detallada del sistema	Linealizar el modelo puede no resultar adecuado en algunos sistemas	
	No-Lineal	Buen comportamiento Adecuada para sistemas en que debe considerarse las dinámicas del bus de corriente continua	Complejidad en la modelación y programación del controlador	
Controlador de Alto Nivel	Referencias fijas	Inexistencia de error permanente entre la salida y las referencias Adecuado para inversores que alimentan cargas aisladas en forma individual	Inadecuado para trabajo en una red con más generadores y en que el inversor tiene efecto sobre la tensión o frecuencia de la red Posible circulación de reactivos entre generadores que intentan regular tensión y cuyas mediciones o referencias de tensión no son idénticas Necesidad intensiva de comunicaciones si se desea distribuir potencia entre generadores Posible sobretensión si se sigue una potencia de referencia, o sobrecarga si se sigue una tensión de referencia.	
	Rectas de estatismo	Permite operar una red con múltiples generadores sin necesidad de una red de comunicaciones Regulación automática de tensión y frecuencia	Existencia de error permanente entre referencias y salida del inversor, que para ser corregido requiere un controlador comunicado con los generadores del sistema.	

Tabla 2: Resumen de alternativas comunes para los controladores de un inversor.

Capítulo 5

Diseño del inversor para Huatacondo

La selección de componentes para el inversor construido como parte de esta memoria considera las alternativas de topología y controladores mencionadas en el Capítulo 3 y en el Capítulo 4, y busca un diseño simple que cumpla los requisitos del proyecto.

La Tabla 3 muestra las opciones escogidas respecto a la topología y a los controladores. Se selecciona una arquitectura con un inversor de tres brazos, un filtro LC y un transformador de acoplamiento a la red. Las razones de esta elección se detallan a lo largo de este capítulo. Para los controladores se escogen alternativas simples de implementar y de uso común, con prestaciones adecuadas para la aplicación.

ÁMBITO	ASPECTO DEL DISEÑO	ALTERNATIVA ESCOGIDA
Topología	VSC	Mononivel de tres brazos de IGBT's
	Filtro	LC + Transformador (LCL)
	Acoplamiento	Transformador
Controlador	Controlador de Bajo Nivel	Modulación SPWM con adición de 3ª armónica
	Controlador de Nivel Medio	Controlador PI para control de tensión en modo maestro Controlador Lineal Sincrónico PI Desacoplado con estructura PI-D para control de potencias en modo esclavo
	Controlador de Alto Nivel	Rectas de Estatismo

Tabla 3: Alternativas escogidas para las componentes físicas y de control del inversor.

La Figura 9 muestra un diagrama con las componentes e interconexiones del inversor. A continuación se explican los elementos principales.

- Banco de baterías: Es la fuente de energía que posibilita la entrega y absorción de potencia activa.
- Fuentes de alimentación: Fuentes en varios niveles de tensión continua alimentan los circuitos electrónicos, contactores y ventiladores.

- Circuito de carga lenta: Dos contactores y una resistencia hacen posible una carga lenta de los condensadores del inversor y una posterior conexión directa.
- Inversor: Incorpora el puente mononivel de IGBT's junto a un disipador, ventiladores, y circuitos de alimentación y control.
- Controlador: Un microcontrolador conectado a circuitos de adaptación de señales análogas y digitales procesa las variables y determina las acciones de control.
- Controlador externo: Un PLC en conexión directa con el controlador del inversor envía órdenes y actualizaciones de parámetros al equipo. Se encuentra comunicado con el centro de control del generador virtual
- Filtro y transformador: El transformador eleva la tensión hasta el nivel de la red y a su vez actúa de filtro junto a una bobina y un banco de condensadores de baja capacidad.
- Contactor de conexión a la red: Un contactor permite conectar el inversor una vez lograda la sincronización o la estabilización de su tensión de salida.
- Protecciones automáticas: Se incorporan fusibles en las baterías, un interruptor termo magnético intercalado entre el puente inversor y el transformador, y un relé de temperatura que desconecta la alimentación del inversor. Estas funcionan de forma independiente al controlador del inversor.
- Sensores: Para el control del inversor se mide la tensión a ambos lados del contactor de acoplamiento a la red y en el banco de baterías, y se mide la corriente hacia la red. Para protección de los semiconductores se emplea la medición de corriente en el lado de baja tensión del transformador. El puente inversor entrega señales en caso de error de conmutación.
- Acciones de control: Las acciones de control del controlador local representadas en la Figura 9 corresponden a comandos de apertura/cierre de contactores, y pulsos para el encendido de los IGBT's del puente inversor. El controlador externo puede ejecutar acciones de control sobre el controlador local que consisten en cambios de referencias o de modo de operación.

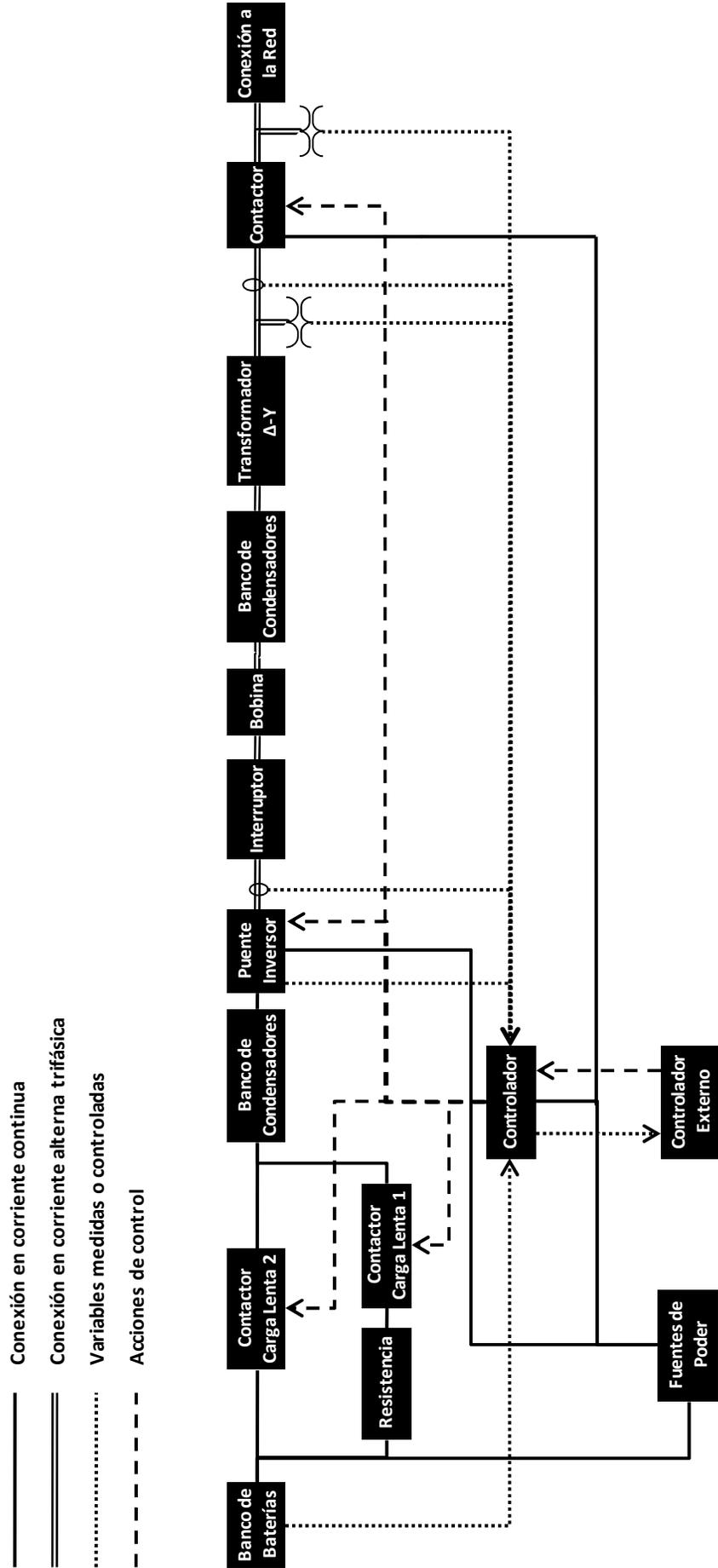


Figura 9: Diagrama del equipo inversor diseñado.

5.1 Topología

PUENTE INVERSOR

Se escogió una topología mononivel de tres brazos. Dos razones motivaron esta elección: es la topología más simple de operar y es única topología para la cual existe oferta en el mercado de equipos que incluyan elementos de disipación y protección, y de control de los semiconductores.

Las características del módulo inversor empleado son determinantes en la selección de las otras componentes del sistema. En este caso se emplea un puente inversor marca Semikron, modelo Semistack SKS 75F B6CI 40 V12.

El equipo corresponde a un puente de IGBT's mononivel de tres brazos con un banco de condensadores. Incluye ventiladores y un disipador de aluminio. Está intencionado para manejar cargas de hasta 40 [kVA]. Incorpora fuentes y drivers para la operación de los semiconductores.

En la Tabla 4 se mencionan algunas de sus características más relevantes del módulo inversor.

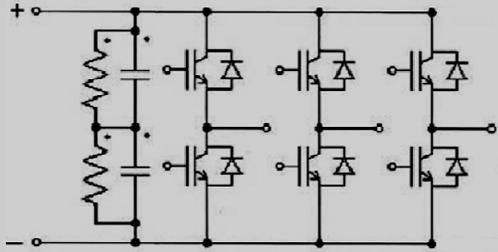
Modelo	SEMISTACK ED00 SKS 75F B6CI 40 V12
Corriente Máxima RMS Salida	75 [A]
Tensión Máxima DC	750 [V]
Método de Disipación	Aire Forzado
Capacidad del Banco de Condensadores	2720 [μ F]
Frecuencia de Conmutación Máxima Recomendada	6 [kHz]
Topología	<p>Inversor trifásico mononivel de tres brazos de IGBT</p> 
Protecciones	Sobrecalentamiento, cortocircuito y baja tensión de alimentación
Entradas	Lógica CMOS 0/15 V
Sensores Incluidos	2 sensores de corriente de efecto Hall

Tabla 4: Características técnicas del módulo inversor.

TRANSFORMADOR Y TENSIÓN DEL BANCO DE BATERÍAS

Al emplearse una topología mononivel de tres brazos, se vuelve necesario el uso de un transformador. La razón de transformación del transformador junto con la tensión en el banco de baterías, definen la amplitud máxima de la tensión sinusoidal que puede entregar el inversor. La modulación máxima que se puede lograr con mínimo contenido armónico es de 1,12 (ver Capítulo 4.1). En dicha condición la tensión RMS fase-fase de salida a frecuencia fundamental del puente inversor, llevada a su valor equivalente en el lado de la red es de:

$$V_{primaria} = r \cdot \frac{\sqrt{6}}{4} \cdot V_{DC} \cdot 1,12 \quad 5.1.1$$

Donde 1:r es la razón de transformación, con r correspondiendo al lado conectado en estrella (el lado de la red), y V_{DC} es la tensión en el banco de baterías.

La tensión máxima descrita en la ecuación 5.1.1 debe diseñarse tomando en cuenta la caída de tensión que se requiere en el filtro, y la variabilidad de la tensión del bus de corriente continua. Mientras mayor el valor de r, más amplio es el rango de operación posible para el inversor.

Por otra parte, los semiconductores del puente inversor imponen una corriente máxima admisible de salida. Se observa así que para un puente inversor dado la potencia máxima de salida aumenta a medida que disminuye la razón de transformación. Luego el valor de r no debe ser demasiado alto pues ello disminuiría la eficiencia y la potencia máxima que puede obtenerse del inversor.

Así, se impone que la tensión máxima de salida del inversor sea un 25% superior a la tensión de la red en condiciones nominales.

El módulo está diseñado para ser alimentado con una tensión continua menor a 750 [V]. En este caso se optó por el uso de un banco de baterías de 600 [V] (675 [V] a plena carga) para permitir cierta holgura.

Los valores mencionados se reemplazan en la ecuación 5.1.1:

$$1,25 \cdot 380 = r \cdot \frac{\sqrt{6}}{4} \cdot 600 \cdot 1,12 \quad [V] \quad 5.1.2$$

Despejando la razón de transformación r de la ecuación 5.1.2:

$$r = \frac{4 \cdot 1,25 \cdot 380}{\sqrt{6} \cdot 600 \cdot 1,12} = 1,15 \quad 5.1.3$$

Así, se llega a una razón de transformación de 1:1,15.

La capacidad del transformador se dimensiona tomando en cuenta la altura de operación y el contenido armónico de la corriente.

La distorsión armónica de la corriente es de aproximadamente un 1% a potencia nominal. Así, se hace innecesario aplicar un factor K de derrateo por armónicos.

La altura de operación resulta relevante, pues el poblado de Huatacondo está situado a 2.400 metros sobre el nivel del mar. La norma que se aplica a transformadores secos refrigerados con ventilación natural es la IEC 60076-11, "Power Transformers – Dry Type Transformers". De acuerdo con dicha norma, por cada 500 m sobre la altura de diseño, se debe disminuir en un 2,5% la capacidad nominal [22]. Tomando una altura de diseño típica de 1000 msnm, se tiene una pérdida de capacidad de un 7,5%.

La capacidad del módulo inversor también debe ser reajustada de acuerdo a la altura. Al no contar con información específica para el módulo inversor usado, se aplica el factor de derrateo recomendado en la norma para transformadores con ventilación forzada. El factor en cuestión duplica el empleado en el caso de ventilación natural, con lo que se llega a un 15% de disminución en capacidad.

En condiciones nominales, el inversor tiene una capacidad de 75 [A]. Calculando la potencia aparente que esto permite entregar, y derrateándola, se obtiene:

$$|S_{\text{inversor derrateado}}| = \frac{380}{r} \cdot \sqrt{3} \cdot 75 \cdot 0,85 = 36,5 \quad [kVA] \quad 5.1.4$$

Luego, la capacidad nominal del transformador se calcula imponiendo que al derratearla se obtengan 36,5 [kVA].

$$|S_{\text{transformador nominal}}| = \frac{36,5}{0,925} = 39,5 \quad [kVA] \quad 5.1.5$$

FILTRO

Al usar un transformador de acoplamiento a la red, se tiene en forma natural una inductancia de bajo valor. A esto se suma un filtro LC hacia el puente inversor, obteniéndose un filtro LCL.

El filtro debe calcularse considerando los siguientes puntos [23][11]:

- Que su frecuencia de resonancia se encuentre entre la frecuencia fundamental y la frecuencia de conmutación
- Que la caída de tensión a potencia máxima no exija sobremodulación
- La inclusión de una resistencia antirresonante en serie con los condensadores
- Que no se supere la distorsión armónica de corriente máxima permitida a potencia nominal.

La norma chilena[24] limita las armónicas de corriente hasta el orden 50. La mayor distorsión armónica en un inversor operando sin sobremodulación a una frecuencia de 4kHz se sitúa en componentes de orden cercano a 80. Luego no existe un límite legal para la corriente armónica del inversor.

La norma IEEE 1547 [25] restringe a un 5% la distorsión armónica de corriente total de un generador distribuido independiente de su naturaleza. Se mencionan límites para rangos de armónicos, pero estos resultan demasiado exigentes para un inversor al imponer un máximo de un 0,3% para la distorsión armónica debida a armónicos de orden mayor a 35.

En [11] se sugiere calcular la inductancia del filtro para cumplir con la norma IEEE 519 [26] de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$L = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_{DC}}{I_{Rizado} \cdot f_{PWM}} \quad [H] \quad 5.1.6$$

Donde I_{Rizado} es la corriente de rizado máxima permitida en amplitud pico a pico.

Se cuenta con un arreglo de inductancias para el filtro del inversor que representan en conjunto 1,65 [mH]. Usando 5.1.6 se calcula la amplitud pico-pico de la corriente de rizado:

$$I_{Rizado} = \frac{1}{8} \cdot \frac{600}{0,00165 \cdot 4200} = 10,82 \quad [A] \quad 5.1.7$$

Esto equivale a 3,8 [A] en valor RMS. Ello representa un valor elevado, pero se reduce significativamente al emplear un filtro capacitivo intercalado entre la bobina y el transformador. Al final de esta sección se muestra el cálculo del rizado para una carga particular tomando en cuenta el filtro completo.

Considerando valores típicos para transformadores secos, la reactancia del transformador se asume de un 3,3% en pu. Para un transformador de 40 [kVA] esto equivale a una inductancia de 0,3 [mH] en el lado del inversor.

Se cuenta con condensadores de 6 [μF]. Estos se conectan de a dos en paralelo en configuración delta entre la bobina y el transformador. Su equivalente en estrella es un condensador de 36 [μF].

La frecuencia de resonancia del circuito LCL se calcula de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$f_{resonancia} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{L_{filtro} + L_{transformador}}{L_{filtro} \cdot L_{transformador} \cdot 2 \cdot 3 \cdot C}} \quad 5.1.8$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{0,00165 + 0,0003}{0,00165 \cdot 0,0003 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 6 \cdot 10^{-6}}} = 1,67 \text{ [kHz]}$$

Se verifica que ésta es mayor a la frecuencia de la red y menor a la frecuencia de conmutación.

La resistencia antirresonante conectada en serie con cada condensador puede calcularse limitando las pérdidas en el filtro a frecuencia fundamental [27]. La corriente a frecuencia fundamental del filtro está dada aproximadamente por la siguiente ecuación:

$$I_{f \text{ filtro}} = \frac{1}{r} \cdot 380 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2 \cdot C = 1,54 \text{ [A]} \quad 5.1.9$$

Imponiendo que las pérdidas del filtro representen un 0,1% de la potencia nominal de 40 [kW], se tiene:

$$R_{filtro} = \frac{0,001 \cdot 40000}{I_{f \text{ filtro}}^2 \cdot 3} = 5 \text{ [\Omega]} \quad 5.1.10$$

Con esto se tienen todos los parámetros del filtro. La corriente de rizado inyectada se calcula modelando las componentes de alta frecuencia como una fuente de corriente a frecuencia de conmutación y con amplitud dada por 5.1.7, que se conecta a la carga a través del filtro. Se simula el caso de una carga pasiva de potencia nominal y factor de potencia 0,9 (3,8 [Ω] en paralelo con 25 [mH]). En dicha simulación se obtiene una corriente de rizado inyectada a la red de 1,7 [A] en valor efectivo, lo que corresponde a un 2,7% de la corriente nominal derrateada.

TRANSFORMADORES DE CORRIENTE

Se aplica la metodología de diseño propuesta en [28]. El circuito amplificador usado para adaptar la señal de los transformadores de corriente determina el nivel de corriente y tensión en bornes del enrollado secundario. En este caso se emplean amplificadores operacionales OP07 conectados según la Figura 41. El circuito equivalente se muestra en la Figura 10.

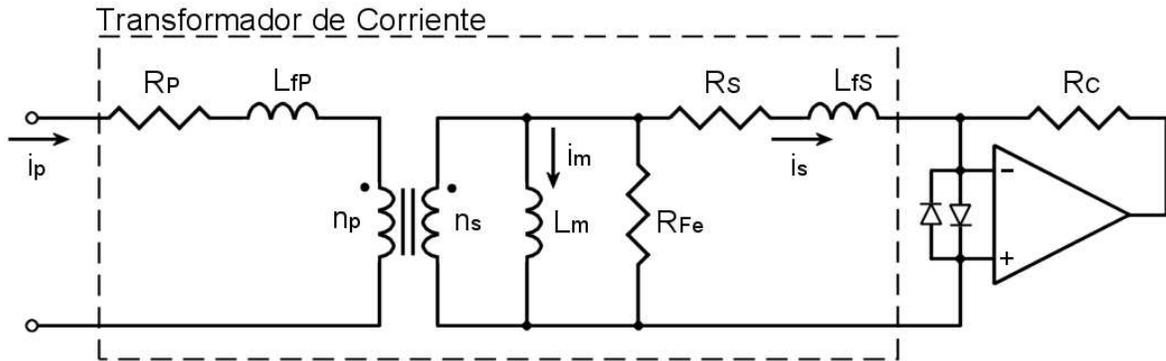


Figura 10: Circuito equivalente para el conjunto formado por un transformador de corriente y su adaptador de señal.

La impedancia dada por R_p y L_{fp} no afecta la medición y puede ser ignorada puesto que la corriente primaria i_p está impuesta por el circuito externo. Además, de acuerdo a la configuración empleada y a las especificaciones del fabricante de los amplificadores operacionales, se tiene una tensión secundaria inferior a 0,1 [mV]. Así, la densidad de flujo, y por tanto las pérdidas debidas a R_{Fe} se desprecian.

Los diodos en antiparalelo no conducen en operación normal luego tampoco se consideran en el circuito simplificado.

Se opta por omitir también a L_{fs} del circuito simplificado. Esto se justifica tomando en consideración que el máximo error en corriente se ocurre a mínima frecuencia de operación, cuando el efecto de L_{fs} es bajo.

De esta forma se llega al circuito de la Figura 11.

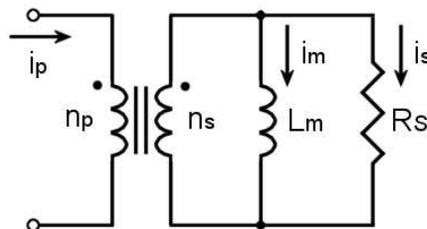


Figura 11: Circuito equivalente simplificado deducido a partir de la Figura 10.

El núcleo usado para los transformadores de corriente es de tipo E. Sus dimensiones se muestran en la Figura 12.

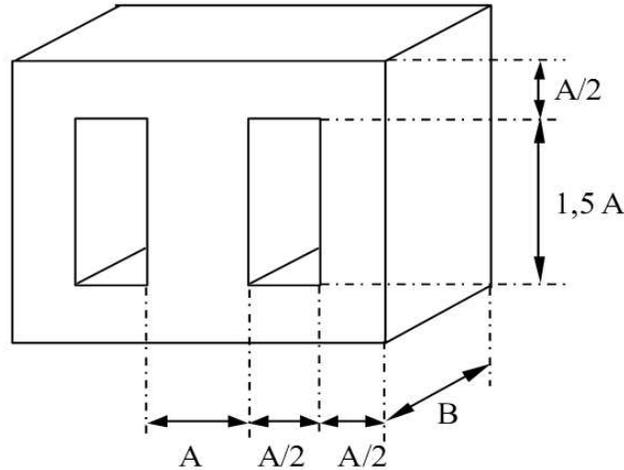


Figura 12: Dimensiones normalizadas de los núcleos de transformadores (obtenida de referencia [28]).

El área de la ventana S_V se divide en un área para el conductor primario S_{Vp} y otra para el secundario S_{Vs} . Las áreas respectivas necesarias se calculan como sigue:

$$S_{Vp} = n_p \cdot \frac{S_{Cup}}{F_{bp}} \quad 5.1.11$$

$$S_{Vs} = n_s \cdot \frac{S_{Cus}}{F_{bs}}$$

Donde n representa el número de vueltas, S_{Cu} la sección del conductor, y F_b el factor de llenado, con sus respectivos subíndices primario o secundario.

Se asume un aprovechamiento total de la ventana del transformador, es decir:

$$S_{Vp} + S_{Vs} \cong S_V \quad 5.1.12$$

Así, el largo medio de las espiras, suponiendo una forma idealizada, está dada por:

$$l_e = 2 \cdot (A + B) + A \cdot \frac{\pi}{2} \quad 5.1.13$$

En general se tiene $S_{Vs} \gg S_{Vp}$, luego se supondrá que el largo anterior corresponde al largo medio de las espiras secundarias. De esta forma, y despejando la sección del conductor desde 5.1.11, es posible calcular la resistencia total secundaria como sigue:

$$R_s = n_s \cdot l_e \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{n_s}{F_{bs} \cdot S_{Vs}} \quad 5.1.14$$

Donde ρ_{Cu} es la resistividad del cobre.

Por otra parte, la longitud del camino magnético es:

$$l_{Fe} = 6 \cdot A \quad 5.1.15$$

Considerando un factor F_C de llenado del núcleo, se llega a la sección efectiva de núcleo:

$$S_{Fe} = F_C \cdot A \cdot B \quad 5.1.16$$

La inductancia de magnetización referida al secundario es:

$$L_{Ms} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \left(\frac{S_{Fe}}{l_{Fe}} \right) \cdot n_s^2 \quad 5.1.17$$

Donde μ_r es la permeabilidad relativa del núcleo.

Con lo anterior es posible estimar la máxima corriente de magnetización referida al secundario considerando una corriente secundaria I_S y una frecuencia mínima de operación f_{min} .

$$I_M = \frac{R_S \cdot I_S}{2 \cdot \pi \cdot f_{min} \cdot L_{Ms}} \quad 5.1.18$$

El porcentaje de error en la corriente secundaria en condiciones de máxima corriente y mínima frecuencia corresponde a la clase del transformador. Esta se calcula de acuerdo a la ecuación 5.1.19.

$$clase = 100 \cdot \frac{\sqrt{I_S^2 + I_M^2} - I_S}{\sqrt{I_S^2 + I_M^2}} \cong 100 \cdot \left[\sqrt{1 + \left(\frac{I_M}{I_S} \right)^2} - 1 \right] \quad 5.1.19$$

Desarrollando la forma aproximada de 5.1.19, se obtiene:

$$1 + 2 \cdot \frac{clase}{100} + \left(\frac{clase}{100} \right)^2 = 1 + \left(\frac{I_M}{I_S} \right)^2 \quad 5.1.20$$

Despreciando $(clase/100)^2$ se llega finalmente a la siguiente relación entre la clase del transformador (expresada en porcentaje de error) y las corrientes I_M e I_S :

$$\frac{I_M}{I_S} \cong \frac{\sqrt{2}}{10} \cdot \sqrt{clase} \quad 5.1.21$$

Sustituyendo 5.1.13, 5.1.14, 5.1.15, 5.1.16, 5.1.17, y 5.1.18 en 5.1.21, y despejando S_{Vs} , se obtiene:

$$S_{Vs} = \frac{30}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{\rho_{Cu}}{\sqrt{clase} \cdot f_{\min} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot F_C \cdot F_{Bs}} \cdot \frac{2 \cdot (A + B) + A \cdot \frac{\pi}{2}}{B} \quad 5.1.22$$

La ecuación 5.1.22 se aplica para seleccionar el tamaño de ventana del núcleo. El cálculo no es directo, pues la dimensión A depende del tamaño de la ventana. Expresando la sección de la ventana en función de A, la 5.3.18 se convierte en una ecuación de segundo orden para A. A partir de ella se encuentra la solución viable.

Las constantes usadas para el diseño de los transformadores de corriente se resumen en la Tabla 5 y son explicadas a continuación.

n_p : Vueltas primario	1
n_s : Vueltas secundario	12500
I_p : Corriente nominal primaria	63 [A]
I_s : Corriente nominal secundaria	5 [mA]
F_{bp} : Factor llenado enrollado primario	0,6
S_{cup} : Sección conductor primario	20 [mm ²]
F_{bs} : Factor llenado enrollado secundario	0,34
S_{Cus} : Sección conductor secundario (AWG 32)	0,03205 [mm ²]
B : Grosor del núcleo	7 [mm]
ρ_{Cu} : Resistividad del cobre	0,02 [$\Omega \cdot m/mm^2$]
F_C : Factor de llenado del núcleo	0,95
f_{\min} : Frecuencia mínima	40 [Hz]
μ_0 : Permeabilidad del vacío	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]
μ_r : Permeabilidad relativa del acero silicoso	500
<i>clase</i> : Clase de precisión del transformador	0,01 %

Tabla 5: Constantes de diseño para los transformadores de corriente.

La razón de transformación es calculada para lograr una corriente de 5 [mA] secundarios al encontrarse el inversor operando a plena carga. Este bajo nivel de corriente secundaria se impone para no exceder las capacidades del amplificador operacional usado.

Para aprovechar de buena forma la ventana del transformador, se decide usar una placa de cobre como enrollado primario. Se impone una densidad de corriente de $5 \text{ [A/mm}^2\text{]}$ puesto que la placa se encuentra bien ventilada.

Para el enrollado secundario se opta por usar alambre de calibre AWG 32. De acuerdo a la experiencia, esta es la alternativa más delgada que no tiende a cortarse fácilmente al usar la máquina bobinadora con que se cuenta.

La máquina bobinadora impone límite al espesor del núcleo, pues no es posible bobinar núcleos de grosor inferior a 7 [mm] .

La permeabilidad del núcleo es impredecible y no garantizada por el fabricante para bajos niveles de inducción (en este caso, menores a 1 mili Tesla). Para los cálculos se aplica un valor común de permeabilidad de 500 veces la permeabilidad del vacío [29].

La clase de precisión se selecciona de acuerdo a la resolución del conversor análogo digital empleado. El conversor en cuestión introduce un error máximo de aproximadamente un $0,01 \%$ de su rango completo. Se busca que el transformador de corriente signifique un error similar.

Los factores empleados son sugeridos en [28].

Mediante la ecuación 5.1.22 se encuentra una solución usando una ventana de aproximadamente $1200 \text{ [mm}^2\text{]}$. De acuerdo a la Figura 12, esto corresponde a un núcleo cuya dimensión A es de 40 [mm] .

La Figura 13 muestra una fotografía de los transformadores de corriente construidos a partir del diseño que se explica en este capítulo.

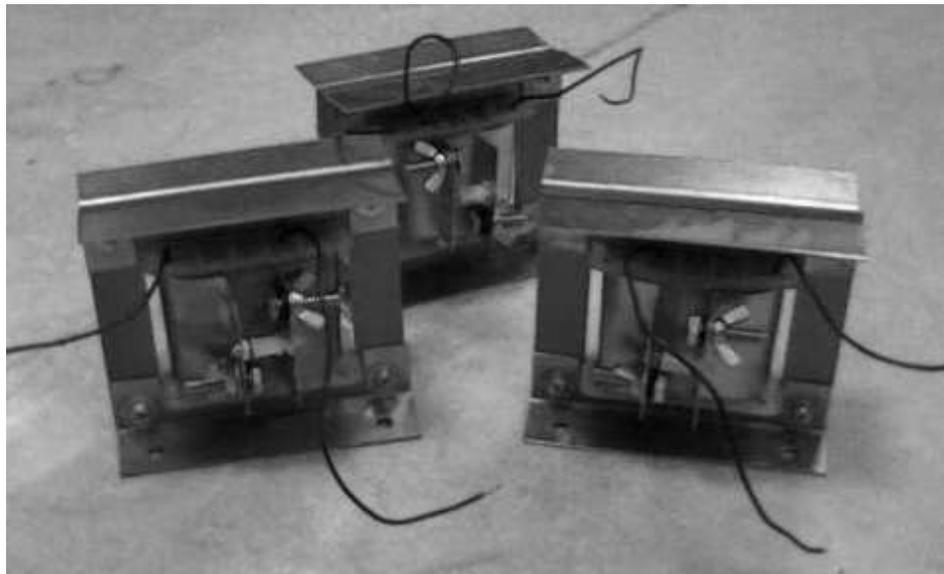


Figura 13: Fotografía de los transformadores de corriente construidos.

5.2 Controlador de bajo nivel

En este trabajo se emplea modulación SPWM, puesto que es simple de implementar en un microcontrolador.

Para conseguir bajo contenido armónico y una amplia zona lineal, se suma una tercera armónica a la señal de referencia (ver Capítulo 4.1). La amplitud de la tercera armónica es de $1/4$ veces la fundamental si la razón de modulación es menor a $1,12$. A medida que se supera ese límite, la amplitud de la tercera armónica se disminuye linealmente hasta $1/6$ veces la fundamental al llegar a la razón de modulación máxima de $1,15$.

Sea M la razón de modulación (Ecuación 4.1.1) y A_1 la amplitud de la señal moduladora a frecuencia fundamental (Figura 6), entonces la amplitud A_3 de la tercera armónica que se suma a la señal base se calcula como sigue:

$$A_3 = \begin{cases} A_1 \leq 1,12 & \frac{1}{4} \\ A_1 > 1,12 & \frac{1}{4} + (A_1 - 1,12) \cdot \frac{\frac{1}{4} - \frac{1}{6}}{1,15 - 1,12} \end{cases} \quad 5.2.1$$

De acuerdo a las recomendaciones del fabricante del módulo de potencia, se aplica un tiempo muerto (dead time) de 3 [us]. Asimismo, el ancho de pulso mínimo (dwell time) se limita a 10 [us].

5.3 Controlador de nivel medio

CONTROLADOR PARA OPERACIÓN COMO UNIDAD MAESTRO

En operación como unidad maestro el inversor hace un seguimiento de una tensión y frecuencia de referencia.

La frecuencia se fija mediante la velocidad angular de la señal moduladora, y no requiere retroalimentación. La tensión en cambio sí debe ser ajustada, pues se ve afectada por cambios en la corriente de salida y en el nivel de tensión del banco de baterías. El ajuste lo realiza el controlador de nivel medio.

Se aplica un controlador PI que suma una tensión de ajuste a la tensión base de la moduladora, en que la tensión base es la referencia para la que se obtendría tensión nominal de salida en vacío.

CONTROLADOR PARA OPERACIÓN COMO UNIDAD ESCLAVO

Para el esquema de control de potencia se aplica una variante desacoplada de un controlador PI en ejes rotatorios directo y en cuadratura “dq” (ver Capítulo 4.2). Esta permite modificar en forma independiente la inyección de potencia activa y reactiva.

El desarrollo supone la conexión del inversor a la red por medio de una reactancia. Esto no descarta la existencia de condensadores en el punto de conexión. Sin embargo, este método no es válido para un filtro LCL. En el caso del inversor diseñado, la topología considera una inductancia conectada directamente al inversor, a la que se empalma un condensador antirresonante y el transformador de acoplamiento. Esto representa un filtro LCL, pero dado lo pequeño en términos relativos de la reactancia del transformador y de la capacidad del condensador, el conjunto se modela como una inductancia. Como referencia, la reactancia del transformador es un orden de magnitud inferior a la inductancia del filtro.

La Figura 14 muestra una comparación de la respuesta en frecuencia del filtro LCL y el modelo L usado. Se usaron los valores del circuito real del inversor, con carga nominal a factor de potencia 0,9. Se observa que para la frecuencia de interés (50 Hz), la respuesta es muy similar en ambos casos.

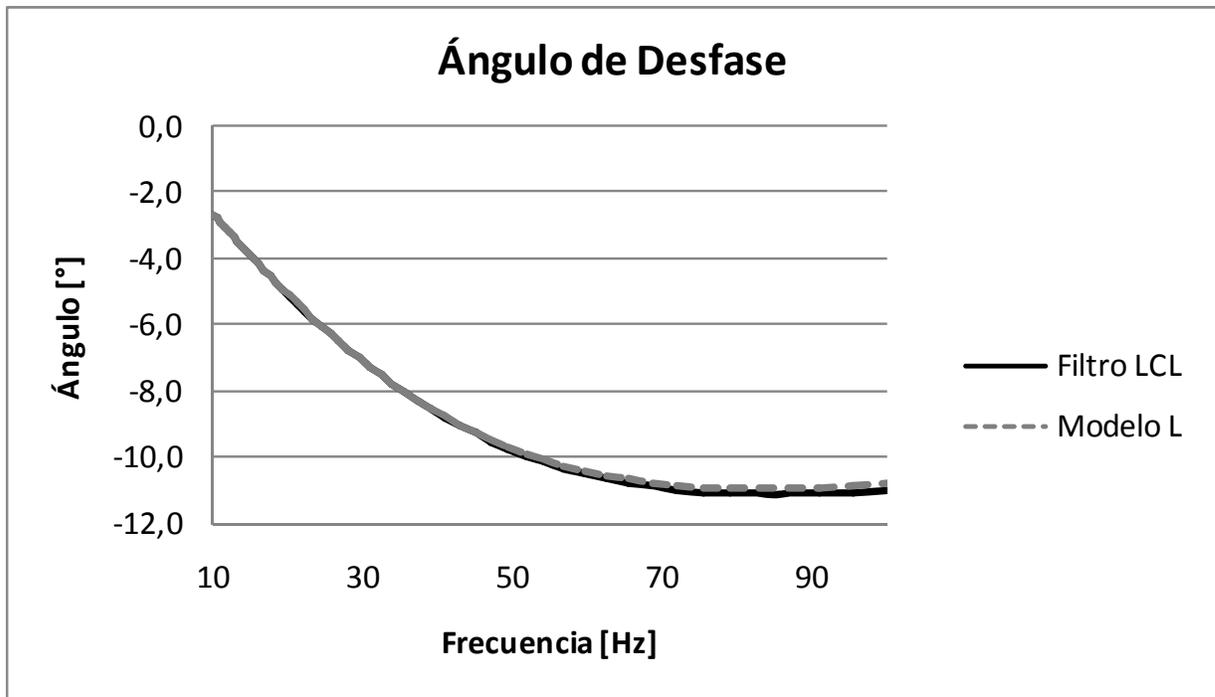
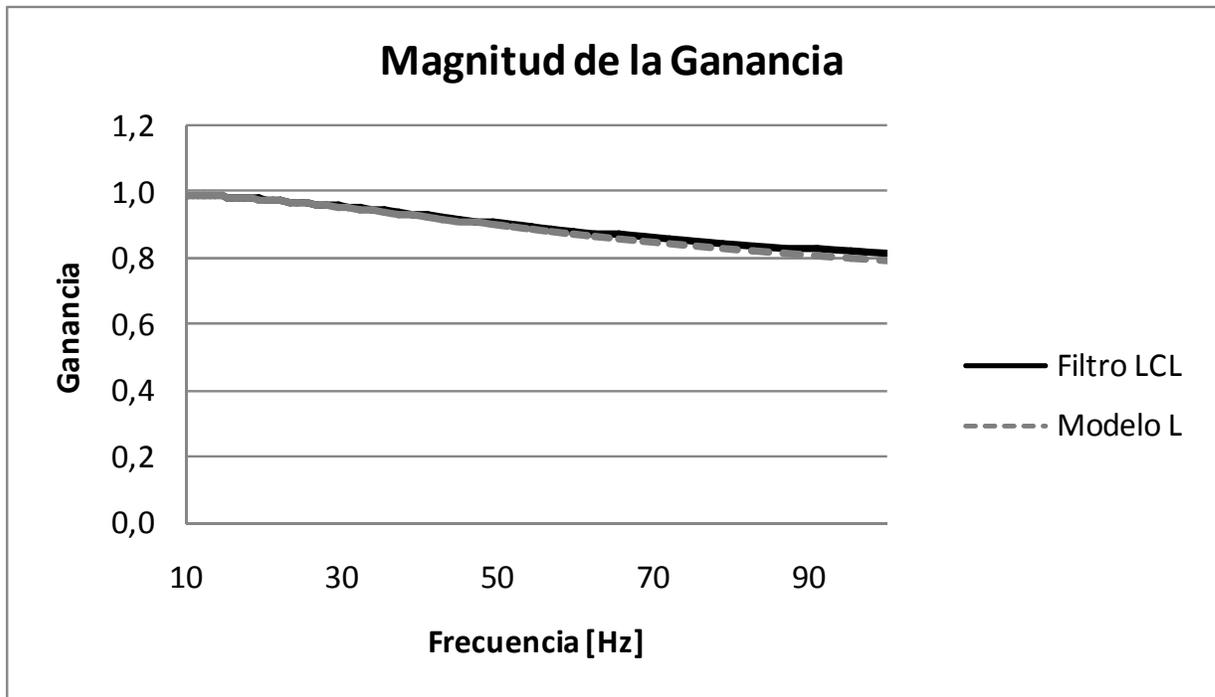


Figura 14: Respuesta en frecuencia comparada para el filtro LCL real, y el modelo empleado para la programación del controlador

El circuito equivalente para el inversor se presenta en la Figura 15 [30].

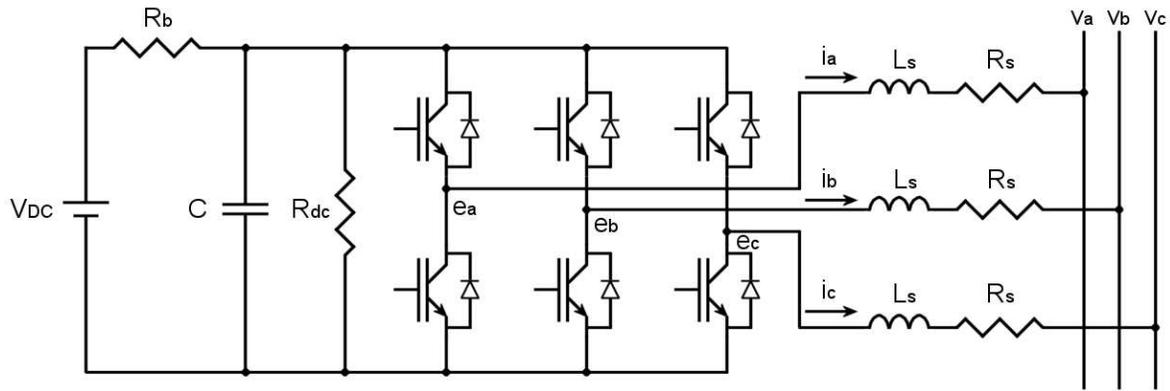


Figura 15: Circuito equivalente empleado para modelar el comportamiento del inversor

Donde:

i_a, i_b, i_c son las corrientes inyectadas

V_{dc} es la tensión continua del banco de baterías

R_s, L_s representan la impedancia equivalente del transformador

R_b, R_{dc} representan las pérdidas del banco y de conmutación respectivamente

C es el valor del condensador ubicado en el lado de corriente continua del inversor

Se revisa una técnica basada en generar una salida sinusoidal trifásica equilibrada cuya frecuencia se enclava en la de la red, y se varía su amplitud y fase. Los antecedentes matemáticos del modelamiento pueden ser vistos en [31], mientras que el esquema de control es estudiado en [30].

Las variables medidas que sirven de entrada al controlador son las tensiones de fase de la red, las corrientes de salida (i_a, i_b, i_c) y la tensión en la fuente de tensión continua V_{DC} . Además se calcula el ángulo de la tensión de la red, θ , a partir de las mediciones de tensiones. La tensión de la red para este caso se asume equilibrada e igual a $V < \theta$ en la fase a.

Sin pérdida de generalidad, se define la tensión en la red coincidente con el eje directo. Con esto, las potencias activa y reactiva en el nuevo sistema de referencia están dadas por:

$$P = \frac{3}{2} \cdot |v| \cdot i_d \quad 5.3.1$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot |v| \cdot i_q \quad 5.3.2$$

Se observa que controlando las corrientes i_d e i_q se logra un manejo de la potencia activa y reactiva en forma independiente.

El valor de la tensión en la salida del inversor se aproxima por una senoide sin distorsión armónica. Su descomposición en ejes pq es la siguiente:

$$\begin{aligned} e_d &= V_{dc} \cdot k \cdot \cos(\alpha) \\ e_q &= V_{dc} \cdot k \cdot \sin(\alpha) \end{aligned} \quad 5.3.3$$

Donde la ganancia K se refiere a la razón entre la amplitud de la onda de tensión sinusoidal en la salida del inversor, y la tensión V_{dc} . El ángulo α por su parte es el desfase entre la senoide de salida del inversor, y la tensión en la red.

Al estar el inversor alimentado por un banco de baterías, se asumen despreciables las variaciones de tensión en su entrada. Así el sistema puede ser modelado considerando las siguientes ecuaciones [32]:

$$L_s \cdot \frac{d[i]_{abc}}{dt} + R_s \cdot [i]_{abc} = [e]_{abc} - [v]_{abc} \quad 5.3.4$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad 5.3.5$$

Donde:

$$[i]_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad [e]_{abc} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad [v]_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad 5.3.6$$

Para simplificar las ecuaciones se realiza el siguiente cambio de variable:

$$\Delta[e]_{abc} = [e]_{abc} - [v]_{abc} \quad 5.3.7$$

Las ecuaciones 5.3.4 y 5.3.5 son llevadas a un sistema de ejes rotatorios dq mediante la siguiente transformación:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - 120^\circ) & \cos(\omega \cdot t + 120^\circ) \\ -\sin(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t - 120^\circ) & -\sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad 5.3.8$$

Aplicando lo anterior a las corrientes $[i]_{abc}$ (Ecuación 5.3.6) y a las tensiones $\Delta[e]_{abc}$ (Ecuación 5.3.7), se obtiene:

$$i_d = \frac{2}{3} \cdot [i_a \cdot \cos(\omega \cdot t) + i_b \cdot \cos(\omega \cdot t - 120^\circ) + i_c \cdot \cos(\omega \cdot t + 120^\circ)] \quad 5.3.9$$

$$i_q = \frac{-2}{3} \cdot [i_a \cdot \sin(\omega \cdot t) + i_b \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) + i_c \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ)] \quad 5.3.10$$

$$\Delta e_d = \frac{2}{3} \cdot [\Delta e_a \cdot \cos(\omega \cdot t) + \Delta e_b \cdot \cos(\omega \cdot t - 120^\circ) + \Delta e_c \cdot \cos(\omega \cdot t + 120^\circ)] \quad 5.3.11$$

$$\Delta e_q = \frac{-2}{3} \cdot [\Delta e_a \cdot \sin(\omega \cdot t) + \Delta e_b \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) + \Delta e_c \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ)] \quad 5.3.12$$

Derivando la ecuación 5.3.9:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} = \frac{2}{3} \cdot \left[\frac{di_a}{dt} \cdot \cos(\omega \cdot t) + \frac{di_b}{dt} \cdot \cos(\omega \cdot t - 120^\circ) + \frac{di_c}{dt} \cdot \cos(\omega \cdot t + 120^\circ) \right] \\ + \frac{-2}{3} \cdot \omega \cdot \underbrace{[i_a \cdot \sin(\omega \cdot t) + i_b \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) + i_c \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ)]}_{\omega \cdot i_q} \end{aligned} \quad 5.3.13$$

Descomponiendo y reordenando la ecuación 5.3.4 se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L_s} \cdot \Delta e_a - \frac{R_s}{L_s} \cdot i_a \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L_s} \cdot \Delta e_b - \frac{R_s}{L_s} \cdot i_b \\ \frac{di_c}{dt} &= \frac{1}{L_s} \cdot \Delta e_c - \frac{R_s}{L_s} \cdot i_c \end{aligned} \quad 5.3.14$$

Reemplazando 5.3.14 en 5.3.13 pueden distinguirse las expresiones para i_d y Δe_d vistas en las ecuaciones 5.3.9 y 5.3.11. El procedimiento es análogo para la derivada de i_q , con lo que se llega a las siguientes ecuaciones para modelar el sistema en ejes rotatorios dq con variables instantáneas (no fasoriales):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \cdot \begin{bmatrix} \Delta e_d \\ \Delta e_q \end{bmatrix} \quad 5.3.15$$

Las ecuación 5.3.15 se linealizan para k y α en torno al punto donde las corrientes i_d e i_q son nulas, con una frecuencia $\omega = \omega_0$ constante. Las condiciones de operación para dicho punto son:

$$\alpha = 0 \quad k = k_0 = \frac{|v|}{V_{dc}} \quad 5.3.16$$

Luego, reemplazando en 5.3.3 se tiene además:

$$e_d = V_{dc} \cdot k_0 \quad e_q = 0 \quad 5.3.17$$

Así, al linealizar las tensiones Δe_d y Δe_q se obtiene:

$$\begin{aligned} \Delta e_d &= V_{dc} \cdot (k - k_0) \\ \Delta e_q &= V_{dc} \cdot k_0 \cdot \alpha \end{aligned} \quad 5.3.18$$

Reemplazando las condiciones de 5.3.16 y 5.3.17 en 5.3.15:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad 5.3.19$$

Donde el vector $[u_1, u_2]$ es la variable de control, que está dada por:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_0 \cdot i_q + \frac{V_{dc}}{L_s} \cdot (k - k_0) \\ \frac{V_{dc}}{L_s} \cdot k_0 \cdot \alpha - \omega_0 \cdot i_d \end{bmatrix} \quad 5.3.20$$

A partir de la ecuación anterior y 5.3.18, se pueden despejar Δe_d y Δe_q :

$$\begin{aligned} \Delta e_d &= L_s \cdot (u_1 - \omega_0 \cdot i_q) \\ \Delta e_q &= L_s \cdot (u_2 + \omega_0 \cdot i_d) \end{aligned} \quad 5.3.21$$

Para implementar un controlador proporcional integrador (PI) se calculan las variables u_1 y u_2 como sigue:

$$\begin{aligned} L_s \cdot u_1 &= \left(k_{1p} + \frac{k_{2p}}{s} \right) \cdot (i_d^* - i_d) \\ L_s \cdot u_2 &= \left(k_{1q} + \frac{k_{2q}}{s} \right) \cdot (i_q^* - i_q) \end{aligned} \quad 5.3.22$$

Donde i_d^* e i_q^* son las corrientes deseadas, k_{1p} y k_{1q} son las constantes proporcionales del controlador PI, y k_{2p} y k_{2q} son las constantes integrativas del controlador PI.

A las tensiones obtenidas con 5.3.21 se les suma la tensión en la red para llegar a la tensión de salida del inversor e_d y e_q .

Las siguientes fórmulas relacionan las variables e_d y e_q con las variables manipuladas k y α :

$$k^* = \frac{\sqrt{e_d^2 + e_q^2}}{V_{dc}} \tag{5.3.23}$$

$$\alpha^* = \cos^{-1} \left(\frac{e_d}{\sqrt{e_d^2 + e_q^2}} \right)$$

La Figura 16 muestra un diagrama simplificado del método de control sincrónico PI desacoplado.

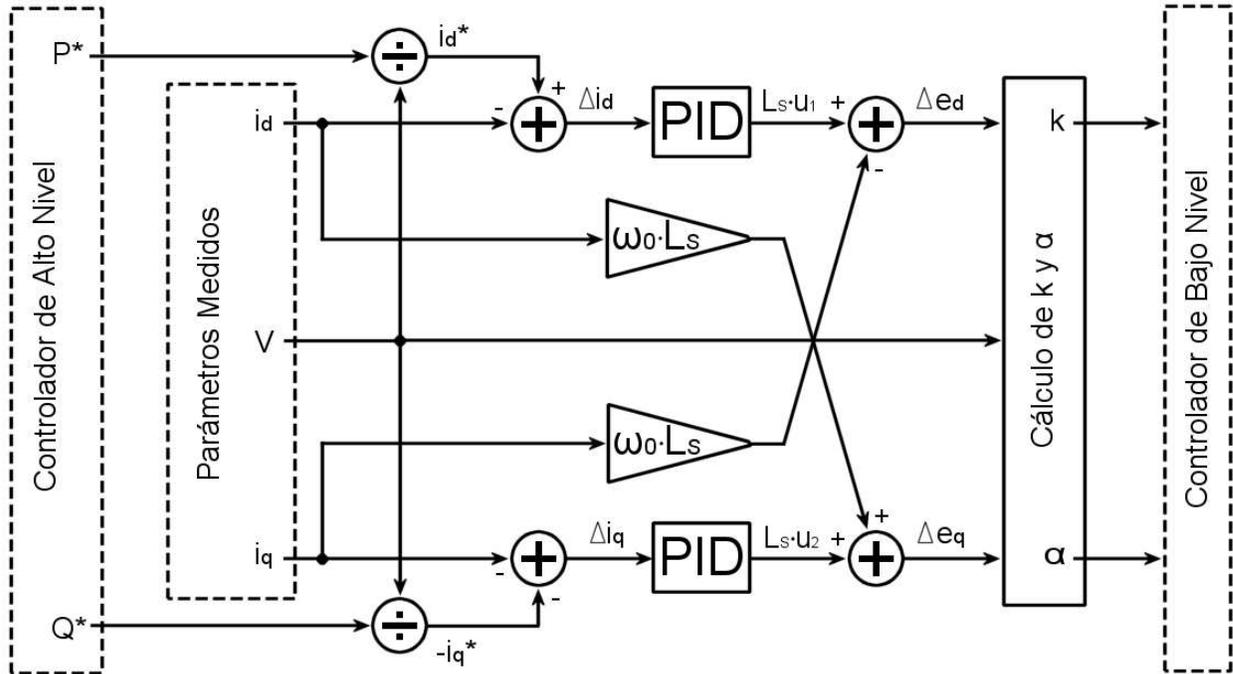


Figura 16: Diagrama del controlador sincrónico PI desacoplado

El procedimiento de control se resume en los siguientes pasos:

1. Calcular el ángulo θ y amplitud V de la tensión de salida y las corrientes en eje directo i_d y en cuadratura i_q
2. Con las ecuaciones 5.3.1 y 5.3.2 calcular las corrientes deseadas i_d^* e i_q^* a partir de las potencias de referencia P^* y Q^*
3. Restar las corrientes reales i_d e i_q de las deseadas para obtener los errores en corriente
4. Aplicar controlador PID para obtener $L_s'u_1$ y $L_s'u_2$
5. Calcular las tensiones incrementales Δe_d y Δe_q de salida usando las ecuaciones de 5.3.21
6. Sumar la tensión incremental Δe_d a la tensión en la red V para obtener e_d . La tensión Δe_q es directamente e_q .
7. Calcular k y α de acuerdo a las ecuaciones de 5.3.23 para lograr las tensiones de referencia que alimentan al controlador de bajo nivel

Los parámetros del controlador PID se sintonizan mediante simulaciones de acuerdo al método de Ziegler-Nichols por límite de estabilidad o por curva de reacción. Los resultados que se obtienen de ambos métodos son afines [33][34].

Para mejorar la respuesta del sistema, la componente derivativa de los controladores PID se alimenta de las corrientes medidas y no del error en corriente (estructura PI-D [33]). Además, para el desacoplamiento se emplean las referencias de corriente en lugar de las corrientes medidas.

5.4 Controlador de alto nivel

ESTADOS DE OPERACIÓN

En la Figura 17 se representan los estados estables de operación del inversor, y los comandos que llevan al inversor a cambiar de un estado a otro.

El esquema de control supervisor debe comandar los cambios de estado. El inversor sólo puede cambiar de estado autónomamente en caso de falla o de condiciones anómalas.

Los cambios de modo y el apagado son prácticamente instantáneos. Los procesos “Energizar la Red” y “Sincronizar” tardan algunos segundos en completarse.

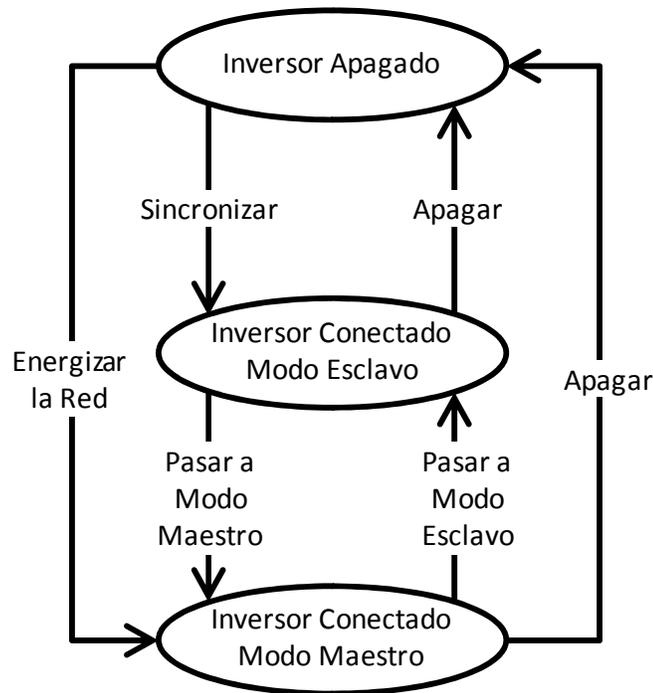


Figura 17: Diagrama de estados para el inversor.

DETERMINACIÓN DE REFERENCIAS

Se aplica el esquema explicado en el Capítulo 4.3 de ajuste de referencias de acuerdo a los parámetros de operación locales.

Se opta por usar rectas pues sólo requieren una referencia base y una pendiente para ser definidas. La Figura 18 muestra las rectas que se emplean.

En operación maestro se determina la frecuencia y tensión de salida a partir de la inyección de potencia activa y reactiva respectivamente.

La operación en modo esclavo trabaja en forma inversa, ajustando la inyección de potencia activa y reactiva en función de la frecuencia y tensión medida en la red.

Las referencias calculadas a partir de las rectas se procesan por un filtro pasa bajos para asegurar que presenten un comportamiento dinámico lento en relación a la frecuencia de muestreo y conmutación. Se aplica el filtro explicado en el Capítulo 5.6 para procesar las variables transformadas, usando en este caso una frecuencia de corte de 0.1 Hz.

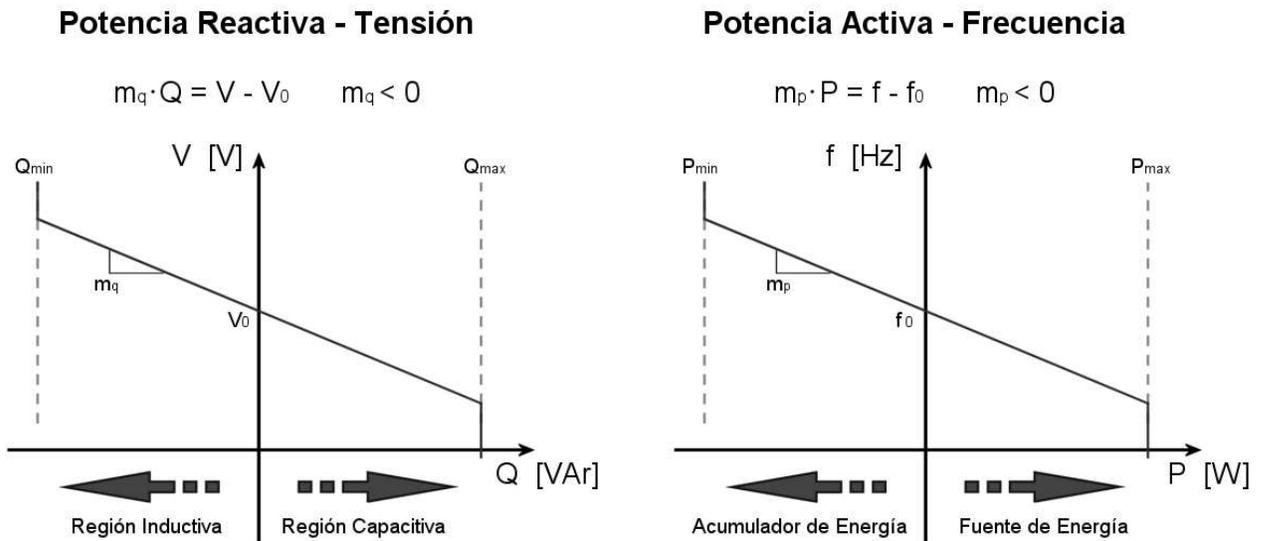


Figura 18: Esquema de ajuste de referencias para el controlador de alto nivel mediante rectas de estatismo.

Al usar las mismas rectas para los modos de operación esclavo y maestro, se hace posible cambiar de modo de operación en línea. Es decir, si ocurre alguna contingencia que deje a la red alimentada sólo por inversores en modo esclavo, es factible que un inversor ya conectado comience a actuar de maestro, como se explica más adelante en la sección “Detección de pérdida de generador maestro”. De la misma manera, si entra en servicio un generador sincrónico o la red en isla se conecta a una red fuerte, puede ordenarse al inversor maestro que transite a modo esclavo.

En forma externa al inversor puede existir un esquema de control supervisor que modifique los parámetros de las rectas para perseguir algún objetivo en particular, por ejemplo:

- Regulación de tensión y/o frecuencia en la red: Se permite al inversor operar en un gran rango de potencia activa y reactiva (rectas de pendiente suave), efectivamente regulando tensión y frecuencia. Las rectas se desplazan para conseguir error permanente nulo en frecuencia y tensión.
- Potencias constantes: Se imponen rectas con elevada pendiente, logrando una operación en un margen estrecho de potencias. Esto puede resultar útil si se busca regular la tensión en el banco de baterías.

PROCESO DE SINCRONIZACIÓN

La sincronización corresponde a un modo de operación de transición entre un estado de inversor apagado hacia un estado en modo esclavo.

Consiste en una operación en modo maestro (fijando tensión y frecuencia a la salida), con la adición de un ajuste de fase.

Para el proceso de sincronización se monitorean las tensiones a ambos lados del contactor que conecta el inversor con la red. A partir de estas mediciones se obtiene el ángulo y amplitud de la tensión de salida y de la tensión de la red.

El ángulo calculado para la red se emplea para fijar el ángulo de la tensión de referencia. Para lograr sincronización, se integra la diferencia de ángulo entre el inversor y la red y se suma dicha integral al ángulo de la referencia hasta lograr que ambas tensiones estén en fase.

El factor de modulación se ajusta mediante el controlador PI de tensión usado en el modo de operación maestro, con la amplitud de la red como referencia.

Cuando los errores de fase y amplitud caen de un umbral predeterminado, el inversor se conecta a la red y comienza a operar en modo esclavo.

DETECCIÓN DE PÉRDIDA DE GENERADOR MAESTRO

Si ocurre una falla en algún componente del sistema eléctrico, es posible que toda la red o una porción de ella permanezca operativa sin contar con un generador sincrónico o inversor maestro que entregue referencia de frecuencia y tensión. En aquel caso, de acuerdo al estado de operación del sistema y la naturaleza de las cargas, los valores de tensión y frecuencia pueden salir de rangos aceptables en tiempos del orden de las decenas de milisegundos.

Para evitar la desestabilización de la red es necesario que los inversores presentes asuman la diferencia entre la generación y consumo locales previos al momento de la falla, o que se desconecten. Si uno de los inversores activos es capaz de asumir transitoriamente dicha diferencia, entonces aquel debe comenzar a operar como maestro si se desea evitar la necesidad de apagar la red.

Sin embargo, al poder ser extremadamente rápida la pérdida de estabilidad, en situación de falla resulta inadecuado depender exclusivamente del sistema de comunicaciones y de un controlador externo a los inversores para comandar los cambios de modo de operación. Por esto se tiene una acción predeterminada para cada inversor, que se gatilla en caso de detectarse localmente la falla antes de recibir un comando desde el controlador externo. Esta acción puede ser:

1. Apagarse
2. Comenzar a operar en modo maestro

El controlador externo determina qué acción automática debe tomar cada inversor, y con qué tolerancias en frecuencia y tensión. En general, se debe tener un inversor con baja tolerancia y con la facultad de transitar a modo maestro, y los inversores restantes configurados con una mayor tolerancia, pero con orden de apagado al detectar la condición anómala.

5.5 Protecciones

El equipo diseñado incorpora protecciones mecánicas automáticas que operan en forma independiente, y otras protecciones que se encuentran programadas en el microcontrolador.

PROTECCIONES AUTOMÁTICAS

Se consideran tres protecciones automáticas destinadas a proteger el módulo de IGBT's; de sobrecorriente continua, de sobrecorriente alterna, y de sobretemperatura.

En primer lugar, el banco de baterías es protegido por fusibles que debieran actuar en caso de un cortocircuito interno al módulo o en el bus de corriente continua.

Para sobrecargas y cortocircuitos en la red trifásica, se agrega un interruptor termo magnético intercalado entre el puente inversor y el transformador, con capacidad de 75 [A] y curva rápida.

Por último, el módulo inversor incluye un relé de temperatura que se abre en caso de sobrecalentarse los IGBT's. Dicho contacto se conecta en serie con la alimentación del módulo, apagándolo automáticamente en caso de sobrecalentamiento

PROTECCIONES PROGRAMADAS

En el microcontrolador se programan las protecciones que se mencionan a continuación.

Para el régimen permanente se evita sobrecalentar el módulo limitando la potencia aparente de salida de acuerdo a la capacidad del módulo.

En caso de un error de frecuencia muy grande, el inversor comienza a operar como maestro o se apaga en forma automática según determine previamente el controlador supervisor.

Para proteger ante una sobrecorriente por falla, se monitorea la corriente de salida del módulo y se ordena una desconexión si se supera una corriente de 140 [A] instantánea. Los IGBT empleados toleran corrientes de corta duración de hasta 300 [A], sin embargo los sensores de corriente integrados en el módulo sólo permiten medir hasta 150 [A]. Por esta razón se selecciona el límite mencionado.

El módulo entrega una señal que se emplea para comandar un apagado inmediato al ocurrir un cortocircuito por error de conmutación de los IGBT.

5.6 Medición y procesamiento de variables

SENSORES

A continuación se mencionan las señales análogas que se miden, y los transductores empleados:

- Tensión en baterías:

La tensión en baterías se mide a través un divisor de tensión.

- Corriente instantánea de cada rama del inversor:

El valor de la corriente que circula por dos de las ramas del inversor se obtiene a partir de la medición de dos sensores de corriente por efecto Hall integrados en el módulo. Puesto que existe una conexión delta, la magnitud instantánea de la corriente por la tercera rama se calcula sumando las dos que se miden. Usando estos tres valores se protege a los IGBT frente a sobrecargas instantáneas.

- Corriente hacia la red:

La corriente hacia la red se calcula empleando tres transformadores de corriente conectados entre el transformador y el contactor de acoplamiento a la red. El uso de tres sensores se justifica para tener una correcta transformación hacia coordenadas d-q.

- Tensión Alterna:

El cálculo de la tensión en la red requiere conocer la tensión instantánea en cada fase. Además, para el proceso de sincronización, son necesarias mediciones independientes de las tres tensiones a cada lado del contactor de acoplamiento. Para esto se usan seis transformadores de potencial.

CÁLCULO DE AMPLITUD, FRECUENCIA Y VECTOR DE SINCRONIZACIÓN

La detección de fase y frecuencia es necesaria para la sincronización del inversor a la red. Para calcular ambas variables se aplica un lazo de seguimiento de fase (PLL, del inglés *Phase-Locked Loop*) programado en software (SPLL) [35] [14].

Existen diversas técnicas de SPLL. Estas pueden clasificarse en métodos de lazo abierto y de lazo cerrado.

Los primeros presentan ventajas en cuanto a simplicidad y velocidad de respuesta. Sin embargo en general no son adecuados para redes cuya frecuencia varía en un amplio rango, como es el caso de las pequeñas redes aisladas.

El algoritmo aplicado en este trabajo es una modificación de un método de lazo abierto para incorporar una adaptación de frecuencia que soluciona este inconveniente.

A continuación se explica en detalle el funcionamiento del SPLL.

El microcontrolador toma mediciones de la tensión instantánea en cada fase de la red con respecto al neutro, obteniéndose el vector v_{f-n} .

$$v_{f-n} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad 5.6.1$$

El vector v_{f-n} es procesado por un filtro digital pasa bajos que se explica más adelante, para así obtener un vector con la componente fundamental (50 Hz) de la tensión; v_{f-n}^f .

Considerando la existencia de desequilibrio en las tensiones, se debe calcular la transformada de Fortescue para extraer la componente de secuencia positiva v_{f-n}^{f+} . La matriz de transformación de fasores para obtener el vector de secuencia positiva es la siguiente [36]:

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & -1/6 & -1/6 \\ -1/6 & 1/3 & -1/6 \\ -1/6 & -1/6 & 1/3 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/6 & -\sqrt{3}/6 \\ -\sqrt{3}/6 & 0 & \sqrt{3}/6 \\ \sqrt{3}/6 & -\sqrt{3}/6 & 0 \end{bmatrix} \quad 5.6.2$$

El operador j rota en 90° al fasor sobre el cual se aplica.

Visto en el dominio del tiempo, la transformación puede expresarse de la siguiente forma:

$$v_{f-n}^{f+} = T_{+real} \cdot v_{f-n}^f + T_{+imag} \cdot S_{90}(v_{f-n}^f) \quad 5.6.3$$

Donde $S_{90}(\bullet)$ es un operador que produce un desfase de 90° a frecuencia fundamental en el dominio del tiempo.

Para implementar el operador $S_{90}(\bullet)$ y a su vez eliminar las componentes de alta frecuencia de las tensiones medidas, se emplea un filtro pasa bajos (que llamaremos FPB) cuya respuesta en frecuencia presenta un desfase de -90° a frecuencia fundamental.

Procesando las tensiones v_{f-n} por medio del filtro descrito, se obtienen las componentes a frecuencia fundamental v_{f-n}^f . Se aplica una vez el filtro para un desfase de -90° . Aplicando una segunda vez el mismo filtro se llega a un desfase de -180° , es decir, el negativo de la componente fundamental de las tensiones originales ($-v_{f-n}^f$). De esta forma se llega a los dos vectores de tensión usados en la ecuación 5.6.3.

Con lo anterior se ha logrado obtener el valor instantáneo de la componente fundamental de secuencia positiva de las tensiones de la red.

Para realizar una sincronización es necesario calcular el ángulo de estas tensiones. Para el caso de tensiones equilibradas y libres de armónicos, las componentes de Clarke permiten obtener el seno y el coseno del ángulo de la fase a directamente de la división entre el vector de variables transformadas y su módulo (ver anexo B).

La transformación es la siguiente [37]:

$$v_{\alpha\beta}^{f+} = T_{\alpha\beta} \cdot v_{fn}^{f+} \quad 5.6.4$$

Donde:

$$T_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad v_{\alpha\beta}^{f+} = \begin{bmatrix} v_{\alpha+}^f \\ v_{\beta+}^f \end{bmatrix} \quad 5.6.5$$

Aplicando la transformación de 5.6.4 a 5.6.3, se llega a:

$$v_{\alpha\beta}^{f+} = T_{\alpha\beta} \cdot T_{+real} \cdot v_{f-n}^f + T_{\alpha\beta} \cdot T_{+imag} \cdot S_{90}(v_{f-n}^f) \quad 5.6.6$$

Multiplicando las matrices de transformación, 5.6.6 se puede reescribir en función de dos matrices constantes y los vectores obtenidos mediante los filtros pasa bajos:

$$v_{\alpha\beta}^{f+} = M_1 \cdot (-v_{f-n}^f) + M_2 \cdot (-S_{-90}(v_{f-n}^f)) \quad 5.6.7$$

Donde:

$$M_1 = \begin{bmatrix} -1/3 & 1/6 & 1/6 \\ 0 & -\sqrt{3}/6 & \sqrt{3}/6 \end{bmatrix} \quad 5.6.8$$

$$M_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3}/6 & \sqrt{3}/6 \\ 1/3 & -1/6 & -1/6 \end{bmatrix} \quad 5.6.9$$

Dividiendo el vector de tensiones $\alpha\beta$ por su norma se obtiene el vector de sincronización:

$$\frac{v_{\alpha\beta}^{f+}}{\|v_{\alpha\beta}^{f+}\|_2} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_+^f) \\ -\cos(\theta_+^f) \end{bmatrix} \quad 5.6.10$$

Donde θ_+^f es el ángulo de la componente fundamental de la tensión en la fase de referencia a, y:

$$\|v_{\alpha\beta}^{f+}\|_2 = \sqrt{(v_{\alpha+}^f)^2 + (v_{\beta+}^f)^2} \quad 5.6.11$$

La magnitud $\|v_{\alpha\beta}^{f+}\|_2$ corresponde a su vez a la amplitud fase-neutro de la componente de secuencia positiva a frecuencia fundamental de la tensión en la red, v_{f-n}^{f+} .

El método descrito se resume en la Figura 19.

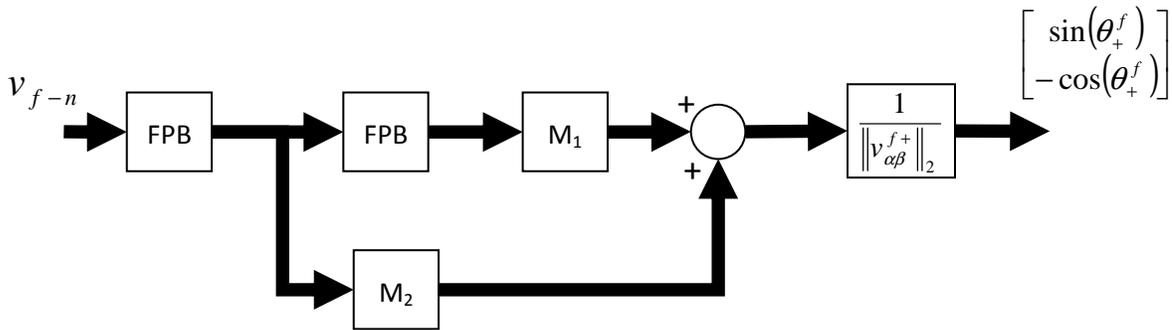


Figura 19: Algoritmo de lazo abierto para la obtención de un vector de sincronización.

El filtro pasa bajos FPB es diseñado para conseguir una función de transferencia de segundo orden de la siguiente forma:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad 5.6.12$$

Para satisfacer la condición de generar un desfase de 90° a frecuencia fundamental (f), se seleccionan los siguientes parámetros:

$$\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot f \quad \zeta = 0.5 \quad 5.6.13$$

El filtro se discretiza tomando derivadas numéricas de tres puntos, con lo que se llega a la siguiente expresión (ver anexo C):

$$G_n = \frac{2 \cdot T^2 \cdot \omega_n^2}{T \cdot \omega_n + 2} \cdot x_{n-1} + \frac{(T \cdot \omega_n - 2)}{T \cdot \omega_n + 2} \cdot G_{n-2} + \frac{(4 - 2 \cdot T^2 \cdot \omega_n^2)}{T \cdot \omega_n + 2} \cdot G_{n-1} \quad 5.6.14$$

Siendo x_n la secuencia de entrada al filtro, G_n su resultado, y T el período de muestreo.

El equipo desarrollado en este trabajo está destinado a operar en una red pequeña, luego la frecuencia de operación puede presentar variaciones importantes. Es necesario reajustar el filtro para bajos de acuerdo a la frecuencia del sistema para que el SPLL funcione correctamente.

Para esto se incorpora un lazo retroalimentado que a partir del vector de sincronización calcula un error para la frecuencia ω_n del filtro.

Al aplicar FPB al vector de sincronización, se tiene un nuevo vector (V_{FPB}^{f+}) cuya norma cuadrática es igual a uno si la frecuencia ω de las componentes del vector es idéntica a ω_n :

$$\|V_{FPB}^{f+}\|_2^2 = \sin(\theta_{FPB})^2 + \cos(\theta_{FPB})^2 = 1 \quad 5.6.15$$

Como consecuencia del hecho que la ganancia del filtro en torno a ω_n es distinta a uno, se tiene una de las siguientes situaciones cuando existe una diferencia entre la frecuencia real y ω_n :

$$\begin{aligned} \|V_{FPB}^{f+}\|_2^2 > 1 &\Rightarrow \omega_n > \omega \\ \|V_{FPB}^{f+}\|_2^2 < 1 &\Rightarrow \omega_n < \omega \end{aligned} \quad 5.6.16$$

El algoritmo de adaptación empleado busca llevar a uno el valor de $\|V_{FPB}^{f+}\|_2^2$. Para esto se corrigen los parámetros del filtro de acuerdo a la integral del error detectado. La Figura 20 muestra el diagrama básico del método descrito, donde ω_f es la frecuencia nominal de la red y k_i es la ganancia del bloque integrador.

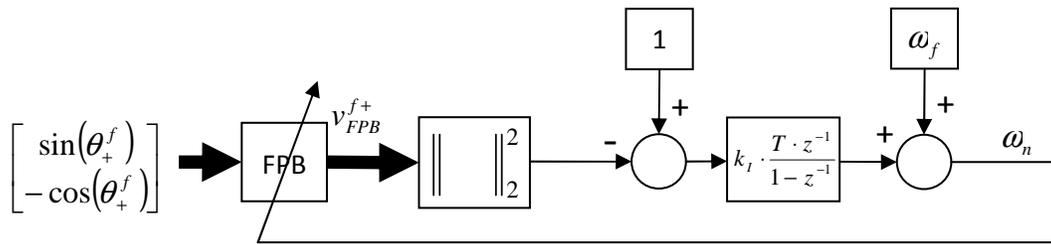


Figura 20: Diagrama de bloques del algoritmo de adaptación de frecuencia.

Una deducción más formal del algoritmo de adaptación de frecuencia puede verse en [35], donde se sugiere una constante k_I dada por:

$$k_I = B_\omega \cdot \omega_f \quad 5.6.17$$

Siendo B_ω el ancho de banda del algoritmo. En este caso se usa $k_I=3.000$, para un ancho de banda de aproximadamente 10 [Hz].

La frecuencia calculada mediante este procedimiento se emplea además en el controlador de alto nivel para calcular la potencia activa de referencia de acuerdo a la recta de operación.

CÁLCULO DEL ÁNGULO DE LA TENSIÓN

El vector de sincronización se emplea para calcular el ángulo instantáneo de la tensión en la fase a de referencia.

Se aplica la función $\text{atan2}(x,y)$, que entrega el ángulo en radianes entre el eje positivo x y el punto dado por las coordenadas (x,y). Esta función recibe como primer argumento el valor de $\cos(\theta_+^f)$, y como segundo argumento el valor de $\sin(\theta_+^f)$.

Al ángulo calculado se le desfasa por el equivalente a medio período de muestreo para compensar el adelanto que surge del procesamiento

CÁLCULO DE CORRIENTES EN EJES ROTATORIOS

Las corrientes medidas en cada fase deben ser llevadas a su representación en ejes rotatorios dq para la aplicación del controlador desacoplado de potencia activa y reactiva.

Interesa la componente fundamental de secuencia positiva de la corriente. Para calcularla se emplea el mismo filtro del algoritmo SPLL con ajuste de frecuencia ya descrito, que entrega las componentes $\alpha\beta$ a partir de los valores abc instantáneos.

La transformación de componentes de Clarke a componentes en cuadratura se logra mediante una matriz (M_3) que se construye usando el valor de $\cos(\theta_+^f)$ y de $\sin(\theta_+^f)$ proveniente del SPLL de tensión. La transformación es descrita por la siguiente ecuación:

$$i_{dq} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_+^f) & -\cos(\theta_+^f) \\ \cos(\theta_+^f) & \sin(\theta_+^f) \end{bmatrix} \cdot i_{\alpha\beta} \quad 5.6.18$$

Luego, para llevar las corrientes a ejes rotatorios sólo hace falta conocer $\cos(\theta_+^f)$, $\sin(\theta_+^f)$ y la frecuencia de la red, todos valores entregados por el SPLL.

El diagrama de bloques para la metodología descrita se muestra en la Figura 21.

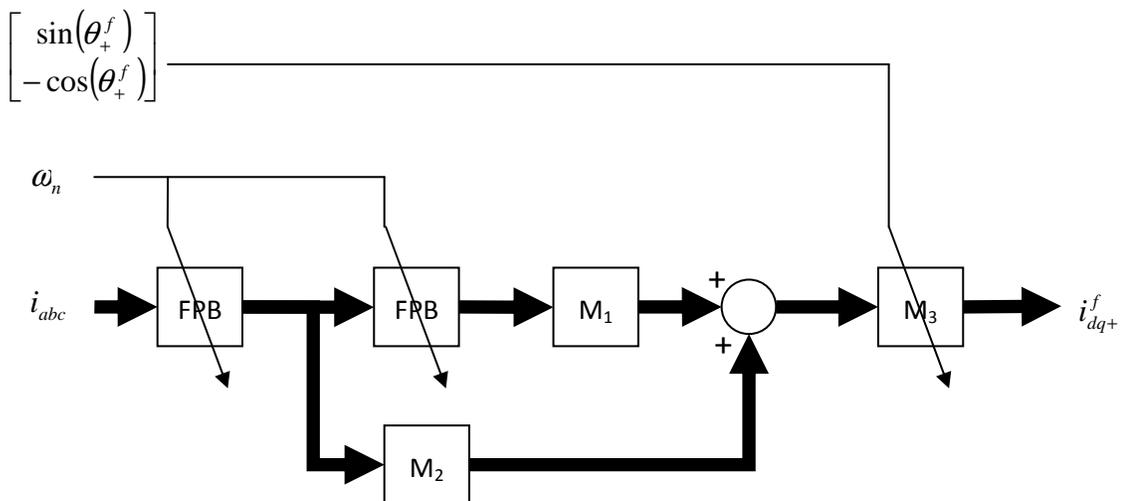


Figura 21: Algoritmo para el cálculo de las corrientes en ejes rotatorios dq.

FILTRADO DE LAS VARIABLES TRANSFORMADAS

Simulando el sistema se observa que los filtros descritos en el presente capítulo no consiguen eliminar completamente la influencia de desbalances en la red sobre los cálculos. A su vez, en una planta real existen ruidos inherentes a las mediciones que se manifiestan a la salida de los filtros. Por estos motivos las magnitudes calculadas para las corrientes i_d e i_q , y la tensión V_d , presentan oscilaciones. Para contrarrestar este problema se aplica un filtro pasabajos a todas las variables transformadas [21].

La función de transferencia del filtro es la siguiente:

$$H(s) = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad 5.6.19$$

Donde la constante de tiempo τ se tomó igual a 36 ms. Esto arroja un filtro con frecuencia de corte de aproximadamente 4,4 Hz, que se calcula como:

$$f_{corte} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} \quad 5.6.20$$

En su implementación digital, el filtro equivale a una suma ponderada entre la salida anterior, y el valor actual de la variable. Considerando un tiempo ΔT entre dos muestras consecutivas, el filtro discretizado toma la siguiente forma:

$$H_{k+1} = \frac{\Delta T \cdot x_k + \tau \cdot H_k}{\tau + \Delta T} \quad 5.6.21$$

5.7 Diagramas de flujo del microcontrolador

En esta sección se muestran los diagramas de bloques para las distintas rutinas que contempla el código programado en el microcontrolador del equipo inversor. El microcontrolador es un DSC (del inglés *Digital Signal Controller*) modelo TMS320F28335 de Texas Instruments.

La rutina inicial que se ejecuta al encender el microcontrolador se muestra en la Figura 22. En ella se ejecutan las acciones necesarias para preparar el equipo para una posterior operación en cualquiera de los modos posibles, y deja al microcontrolador esperando una interrupción.

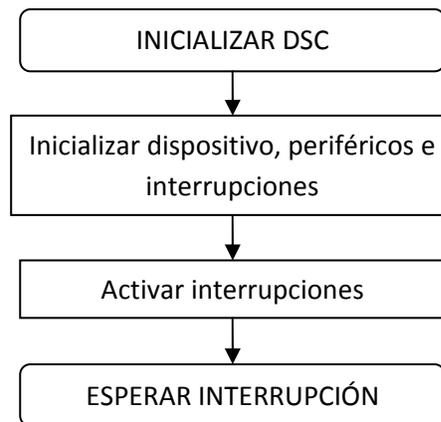


Figura 22: Rutina de inicialización del DSC.

Al ocurrir una interrupción en el programa, se gatilla la ejecución de alguna función de acuerdo a la Figura 23. Existen cuatro tipos de interrupción implementadas en el programa. Estas son: la interrupción por falla, por PWM, por ADC, y por entrada serial. La interrupción por falla es activada por una señal de falla recibida desde el módulo inversor, o por la detección de condiciones anormales de operación en el programa. La interrupción PWM se activa automáticamente cada medio ciclo. La interrupción ADC ocurre al terminar una adquisición de datos. Por último, la interrupción por entrada serial se produce al recibir datos en el puerto de comunicaciones.

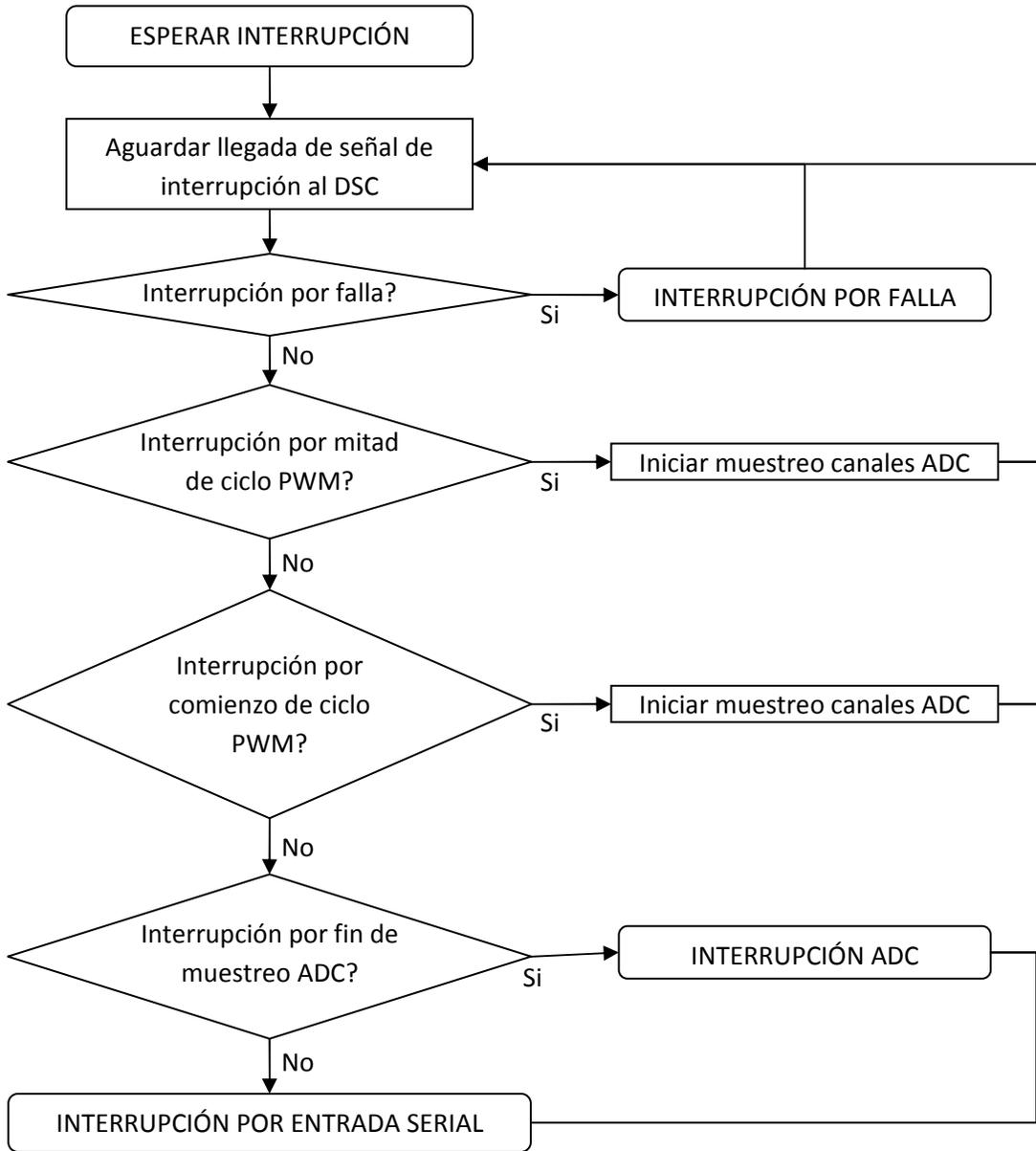


Figura 23: Subrutina de la rutina principal (Figura 22) para aguardar interrupciones y ejecutar las acciones correspondientes a cada tipo de interrupción.

Al recibir una interrupción por falla, se comanda inmediatamente el apagado del módulo, como muestra la Figura 24.

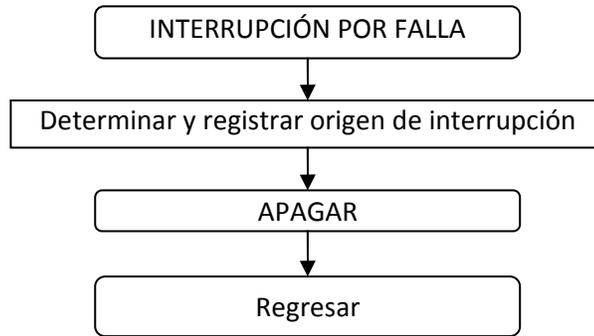


Figura 24: Subrutina de la de la Figura 23 para interrupción por falla.

Las condiciones de operación que activan una señal de falla son las siguientes:

- Sobrecorriente instantánea en semiconductores detectada a través de los sensores de corriente incorporados en el módulo inversor. El límite se fija en 140 [A] considerando el rango de medición de los transformadores de corriente (hasta 150 [A]), y las especificaciones de los IGBT's del puente, que toleran hasta 300 [A].
- Cortocircuito en un brazo de IGBT's por error de conmutación, detectada a través de una señal entregada por el módulo.
- Protección de sobretensión o baja frecuencia en la red, programada de acuerdo a límites predeterminados.

La rutina de apagado se indica en la Figura 25. El apagado consiste en deshabilitar las salidas PWM, abrir todos los contactores, y reiniciar las variables internas del microcontrolador a su estado original previo al encendido.

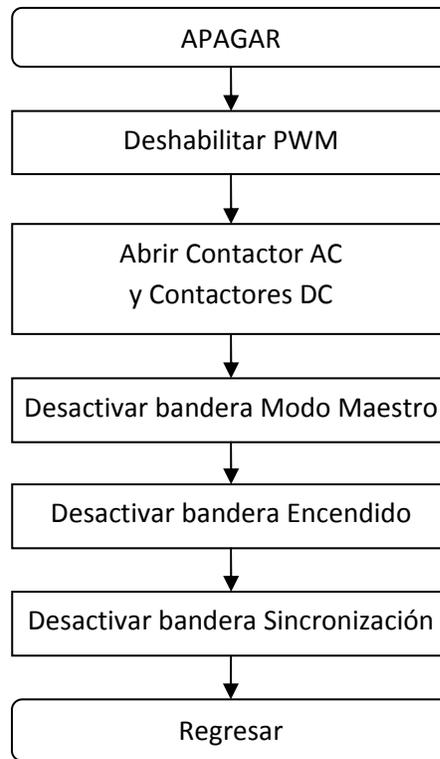


Figura 25: Subrutina para el apagado del inversor. Puede provenir de la Figura 24, la Figura 26, o la Figura 28.

La interrupción ADC, que ocurre cada medio ciclo, lleva a la ejecución de todos los cálculos para los algoritmos de los controladores de nivel medio y de alto nivel, y a una actualización de los parámetros para las salidas PWM. En la Figura 26 se muestra un diagrama de esta rutina. De ella se desprende una subrutina para la operación en modo maestro, que se muestra en la Figura 27.

Por claridad no se muestra la operación de cambio automático de modo esclavo a modo maestro.

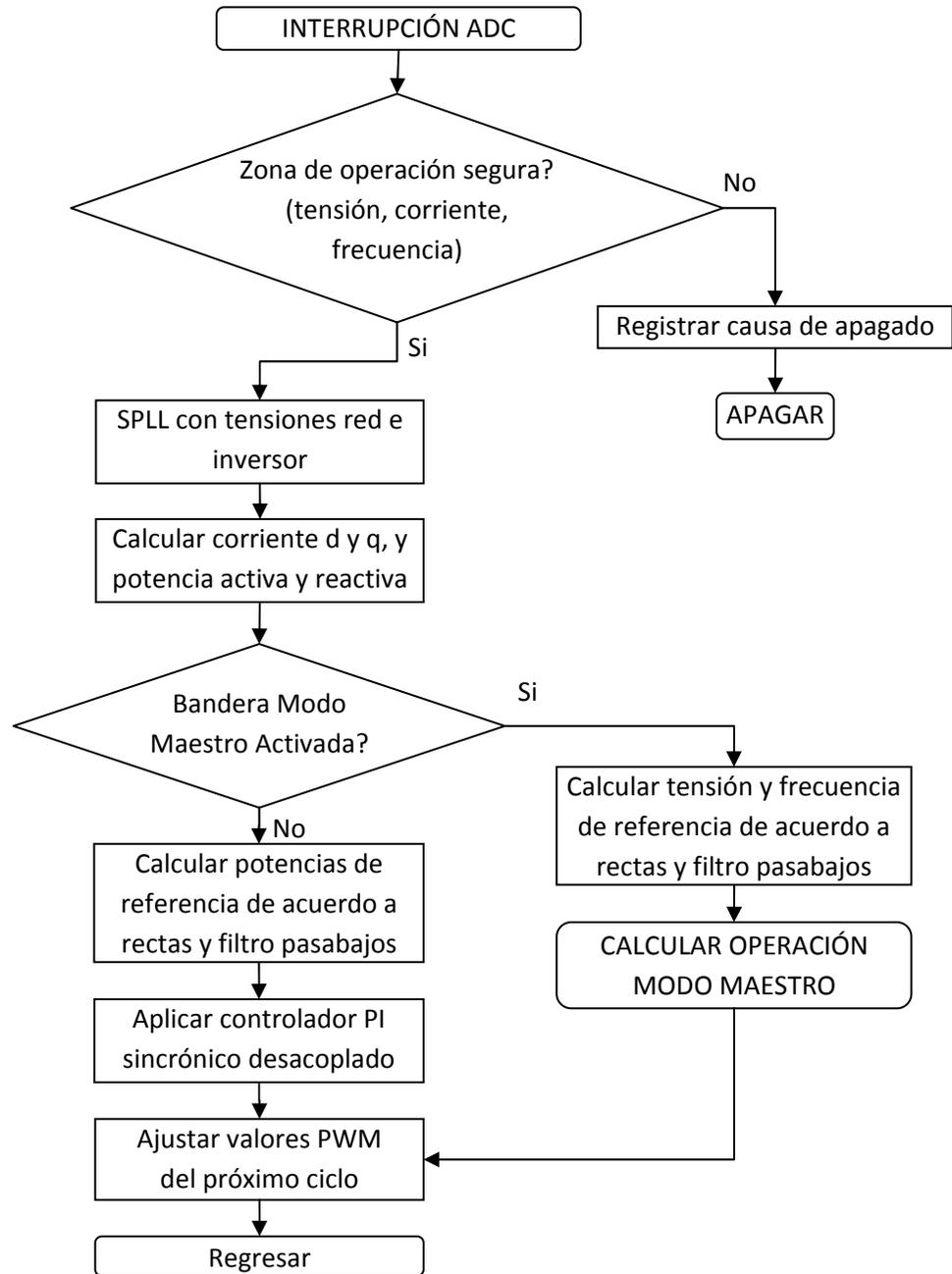


Figura 26: Subrutina de la Figura 23 para interrupción PWM y rutina de control.

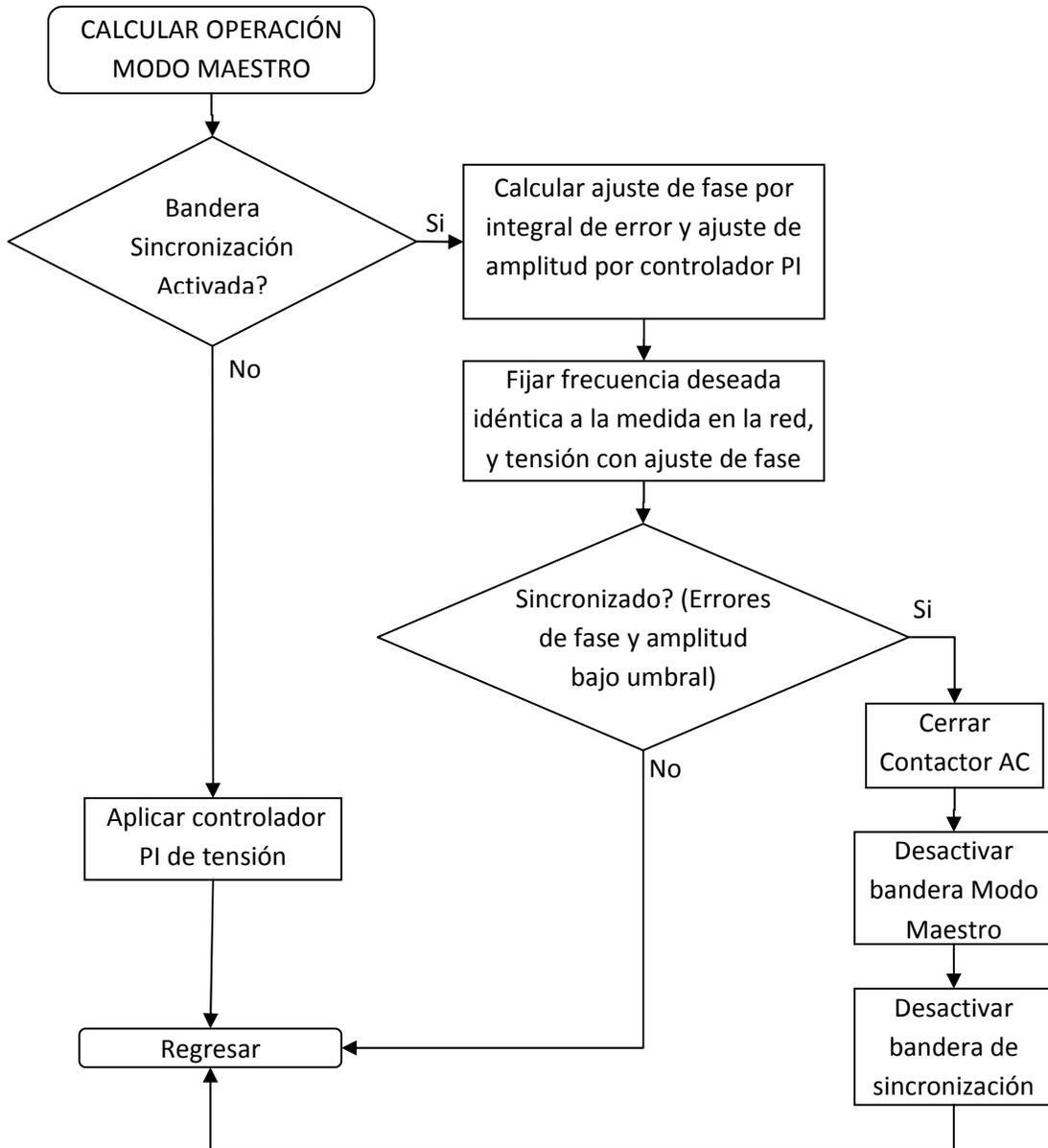


Figura 27: Subrutina de la Figura 26 para operación en modo maestro.

Al recibir datos por la entrada serial el programa ejecuta la rutina de la Figura 28. Ella lleva a las funciones que generan cambios de estado de operación en el inversor, o comandan el envío de información por la salida serial.

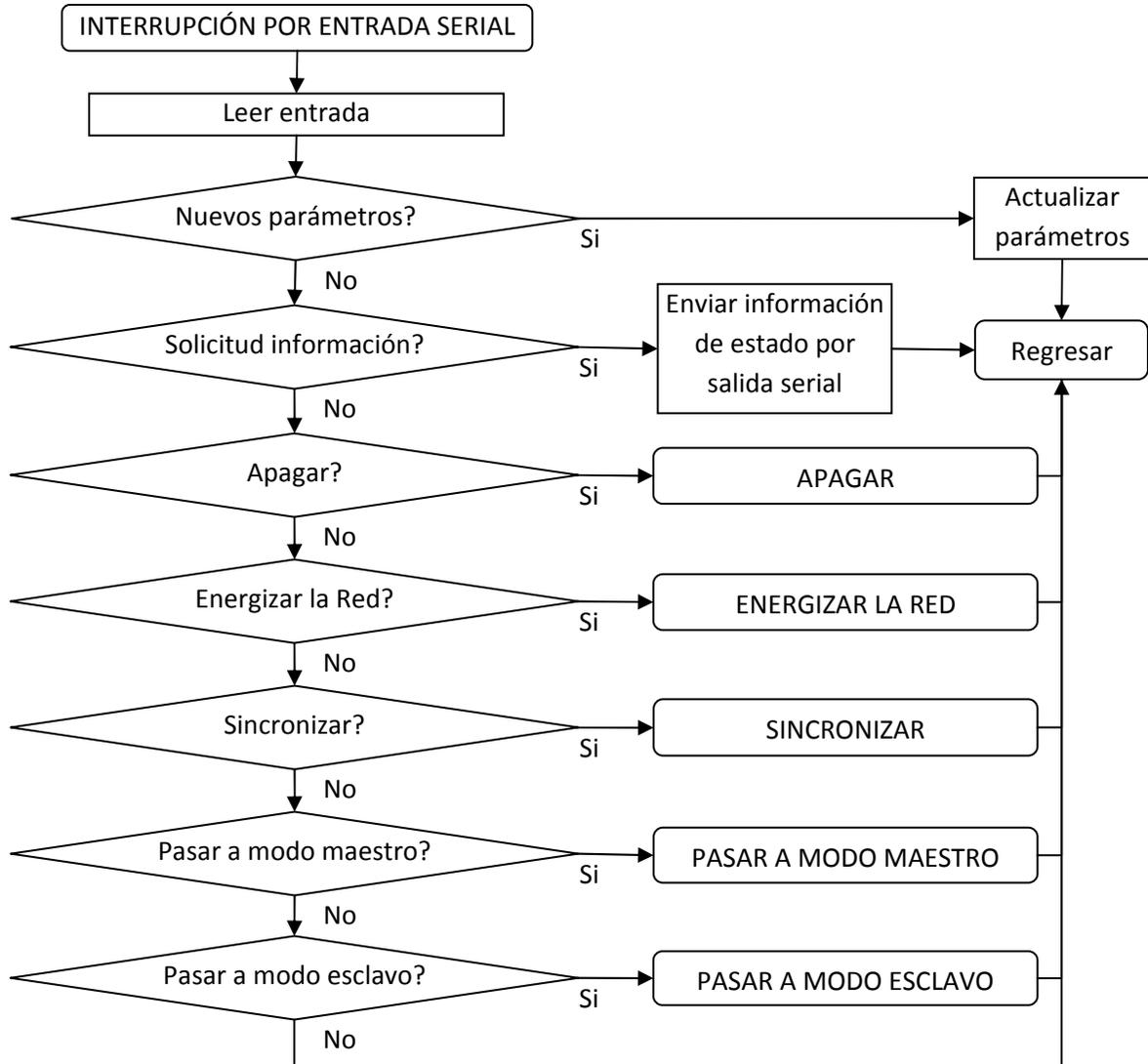


Figura 28: Subrutina de la Figura 23 para interrupción por entrada de datos desde red de comunicaciones externa.

La rutina de encendido en modo maestro energizando la red se muestra en la Figura 29. Ella lleva a la subrutina de encendido de la Figura 30. En la subrutina de encendido se comanda una salida inicial nula que se aumenta lentamente para evitar una corriente de *inrush* hacia el transformador. Esto obliga a esperar hasta alcanzar la tensión de salida nominal antes de conectarse a la red.

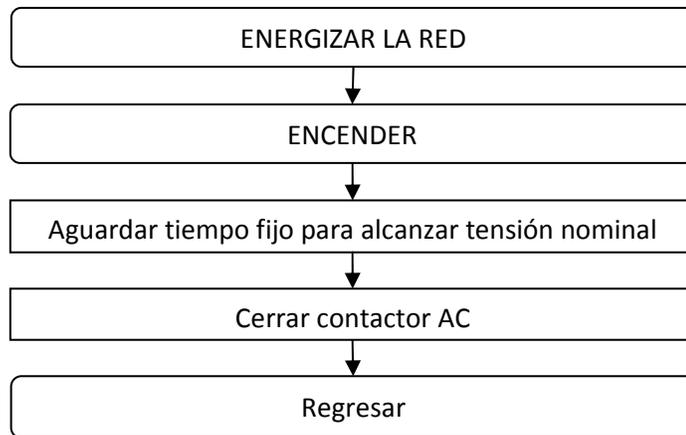


Figura 29: Subrutina para encender el inversor como maestro energizando la red. Proviene de la Figura 28.

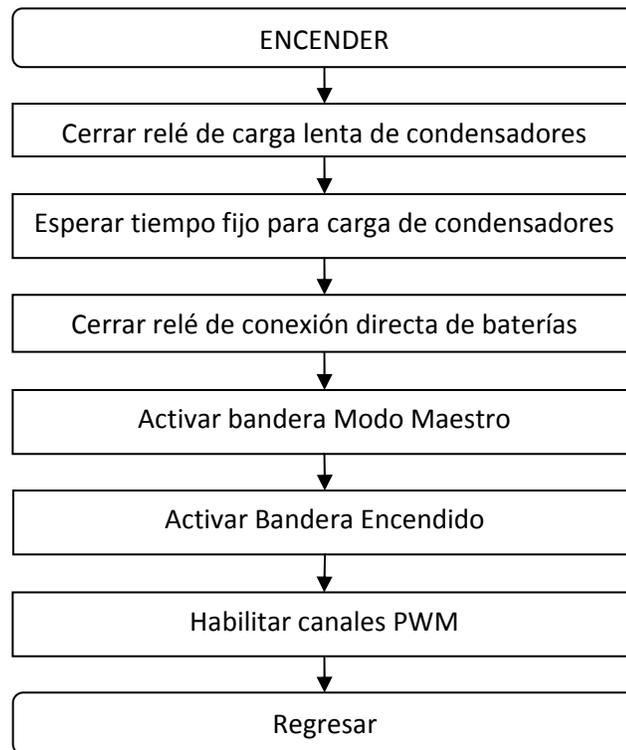


Figura 30: Rutina de encendido del inversor. Proviene de la Figura 29 o de la Figura 31.

Para sincronizarse a la red el inversor se enciende en modo maestro y se activa la bandera de sincronización, como muestra la Figura 31. Con ello se impone que en la rutina de la Figura 26 se realice un seguimiento a la tensión en la red.

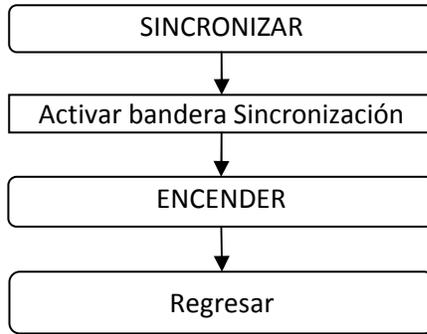


Figura 31: Subrutina de la de la Figura 23 para activar el proceso de sincronización.

El paso automático de modo esclavo a modo maestro (Figura 32), o de modo maestro a modo esclavo (Figura 33) requiere evitar un cambio brusco en las salidas. Por esto al efectuarse el cambio se asumen como referencias los últimos valores medidos para las variables controladas en cada modo.

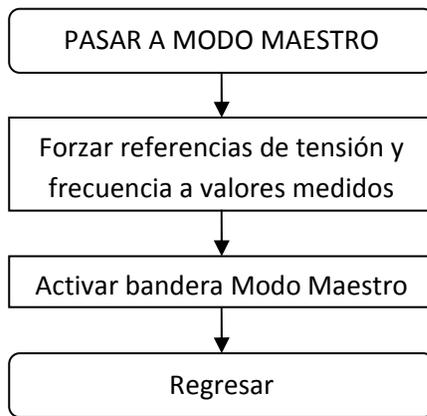


Figura 32: Subrutina de la de la Figura 23 ante comando de operar en modo maestro.

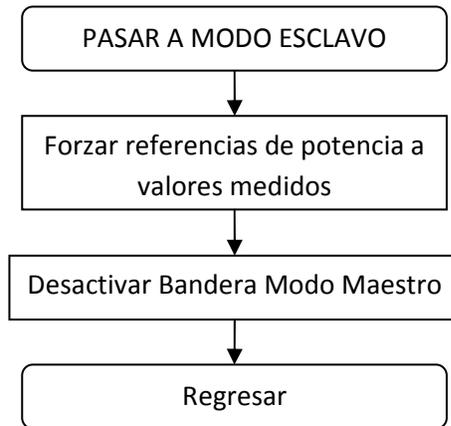


Figura 33: Subrutina de la de la Figura 23 ante comando de operar en modo esclavo.

5.8 Circuitos electrónicos

Se requieren circuitos para ejecutar las siguientes operaciones:

- **Fuentes de alimentación:** Se necesitan fuentes de 5, 24 y ± 15 [V]
- **Adaptación de pulsos para el módulo inversor:** Los pulsos de salida del DSC tienen un nivel de tensión de 3 [V]. Este debe llevarse a señales de 15 [V].
- **Adaptación de señales de fallas:** La señales de error y sobretensión tienen un nivel de tensión de 15 [V], que debe ser adaptado a los 3 [V] que recibe de entrada el DSC.
- **Adaptación de señales para contactores y ventiladores:** Las señales del DSC que ordenan el cierre de los contactores del circuito de carga lenta y de conexión a la red, y el encendido de los ventiladores, tienen un nivel de 3 [V]. Estas deben traducirse en una conexión a 24 [V] para los elementos mencionados.
- **Adaptación de transformadores de corriente de efecto Hall a DSC:** Los transformadores de corriente de efecto Hall incluidos en el módulo inversor entregan un corriente que debe adaptarse a un señal de tensión entre 0 y 3 [V].
- **Adaptación de transformadores de corriente tradicionales a DSC:** Los transformadores de corriente ubicados en el acoplamiento a la red entregan un corriente que debe adaptarse a un señal de tensión entre 0 y 3 [V].
- **Adaptación de transformadores de potencial a DSC:** Al igual que los transformadores de corriente, los transformadores de tensión requieren una adaptación para ser conectados a las entradas análogas del DSC.
- **Adaptación de la tensión en baterías a DSC:** La tensión de las baterías debe escalarse a un nivel entre 0 y 3 [V].
- **Conexión de circuitos hacia la placa del DSC:** Todos los circuitos independientes deben conectarse a la placa donde se encuentra el DSC. La placa del DSC viene de fábrica con conectores que dan acceso a los pines del DSC. Se requiere un circuito intermedio para adaptar los cableados a dichos conectores. En este circuito intermedio se genera la tensión media de referencia para la adaptación de señales y las conversiones análogo-digitales.

A continuación se explican los circuitos diseñados para cada una de las tareas mencionadas. Las imágenes de las placas se muestran a escala 1:1.

FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Se emplean fuentes aisladas de la red de 5 [V], ± 15 [V], y 24 [V]. Las fuentes se alimentan desde un transformador con salidas de 21 [V], ± 15 [V] y 6 [V], que a su vez se conecta a una línea de 220 [V] con alimentación ininterrumpida. Las salidas se rectifican y son llevadas a niveles de 24 [V], ± 15 [V] y 5 [V], empleando reguladores de tensión lineales conectados de acuerdo a las recomendaciones de los fabricantes.

La fuente de 24 [V] alimenta los ventiladores del módulo y los contactores de acoplamiento a la red y del bus de corriente continua.

La fuente de ± 15 [V] alimenta al módulo inversor y a los circuitos de adaptación de señales análogas y digitales. Su capacidad es de 1,5 [A]. Se usa un regulador LM7815 para la fuente positiva, y LM7915 para la negativa.

La fuente de 5 [V] alimenta la placa del DSC, con todos sus circuitos. Su capacidad es de 1 [A]. Se usa un regulador de tensión LM7805.

ADAPTACIÓN DE PULSOS PARA EL MÓDULO INVERSOR

Las entradas de los pulsos de modulación al módulo inversor funcionan con lógica 0-15 [V] CMOS. Para llevar la señal de salida del DSC (0-3 [V]) a un nivel de 0-15 [V], se emplea el comparador LM319. El circuito usado para cada uno de los 6 pulsos se muestra en la Figura 34.

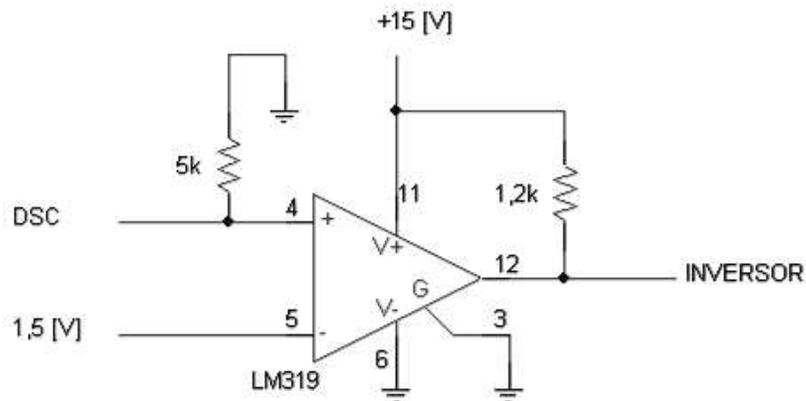


Figura 34: Circuito de adaptación de señales de pulsos.

La entrada al comparador se conecta a tierra por medio de una resistencia para evitar una conmutación no deseada al encender el DSC (que al iniciarse tiene sus salidas en estado de alta impedancia). La salida del comparador al ser de colector abierto debe conectarse a una resistencia pull-up. Se usa una resistencia de 1,2 [kΩ] considerando que el módulo inversor tiene una resistencia de entrada de tan sólo 10 [kΩ]. La señal del DSC se compara con la referencia de 1,5 [V] que es generada en la placa de interconexión de los circuitos.

ADAPTACIÓN DE SEÑALES DE FALLAS

El módulo tiene una salida para indicar error de conmutación en cada uno de sus tres brazos. Estas entregan 0 [V] en configuración de colector abierto en caso de falla.

Una cuarta señal de falla proviene de un relé que debe conectarse en serie con la alimentación del módulo y que se abre en caso de exceso de temperatura en los semiconductores. La señal de sobrettemperatura se toma desde la salida de este relé, y es de 15 [V] en operación normal y 0 [V] en caso de falla.

Para llevar estas señales a 0 – 3.3 [V], se emplea el circuito de la Figura 35.

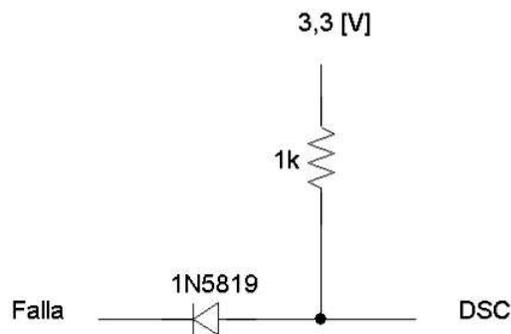


Figura 35: Circuito de adaptación de señales de salida del módulo inversor para el DSC.

Un regulador LD1117 de 3.3 [V] entrega la tensión de salida en condición normal. La salida cae a 0 [V] por conducción en el diodo al ocurrir una falla.

La Figura 36 muestra la placa usada para la adaptación de los pulsos de disparo para el módulo inversor, y de las señales de error y sobrettemperatura para el DSC.

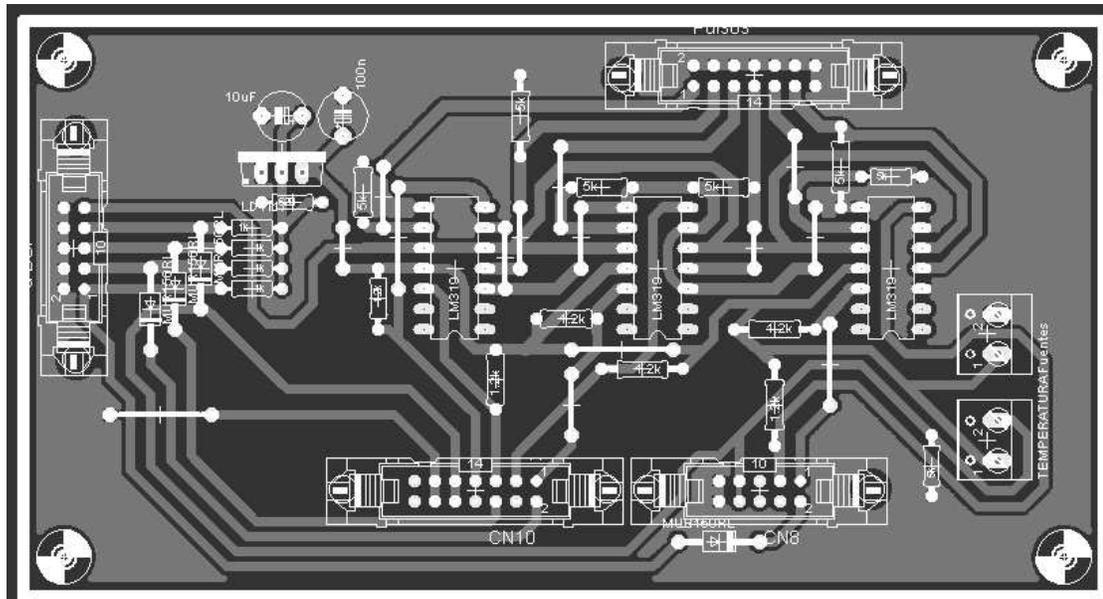


Figura 36: Placa para la adaptación de pulsos de disparo para el módulo inversor, y de las señales de error y sobretensión para el DSC.

ADAPTACIÓN DE SEÑALES PARA CONTACTORES Y VENTILADORES

Los ventiladores y las bobinas de los contactores se alimentan con 24 [V]. Para ello se conectan sus terminales positivos a la fuente de 24 [V] y sus terminales negativos a transistores mosfet IRF520 controlados desde el DSC.

Las señales del DSC se llevan a un nivel de 0 – 15 [V] usando el circuito de la Figura 34, reemplazando la resistencia pull-up por una de 20 [kΩ]. Las señales de 0 – 15 [V] se conectan a las compuertas de los transistores mosfet.

Se emplea un circuito snubber para evitar sobretensiones dañinas a los mosfet al conmutar las bobinas. El circuito usado se muestra en la Figura 37.

La Figura 38 muestra la placa para la alimentación de los ventiladores y de los contactores del circuito de carga lenta y de acoplamiento a la red.

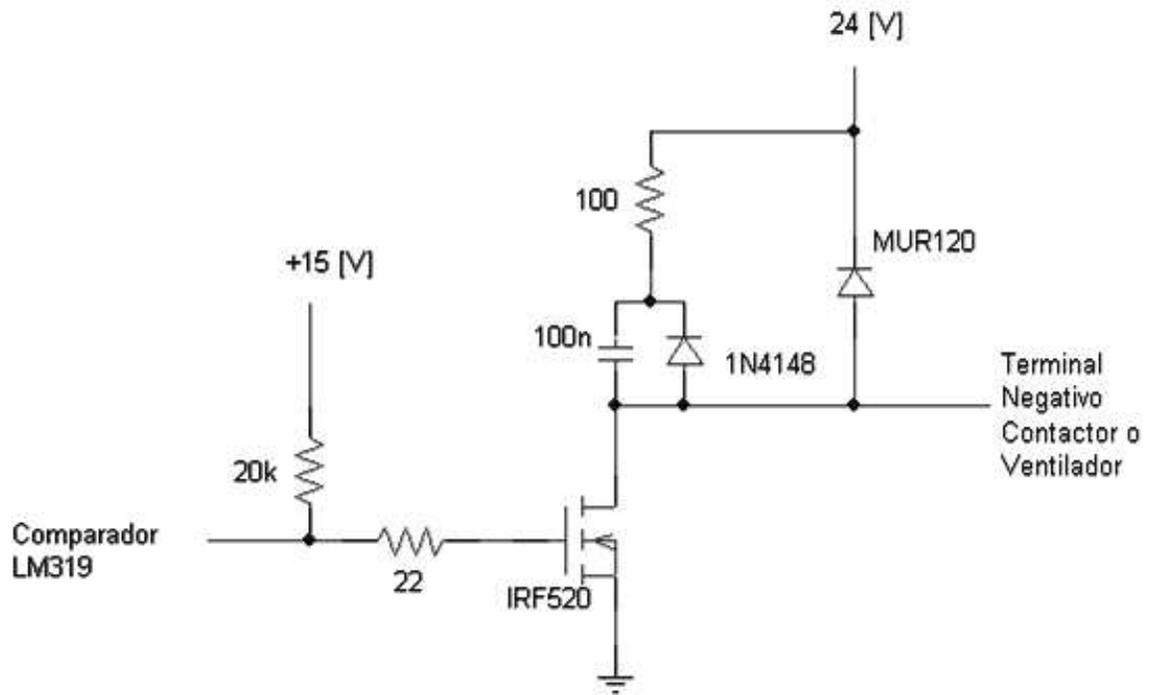


Figura 37: Circuito para la operación de los ventiladores y los contactores del circuito de carga lenta.

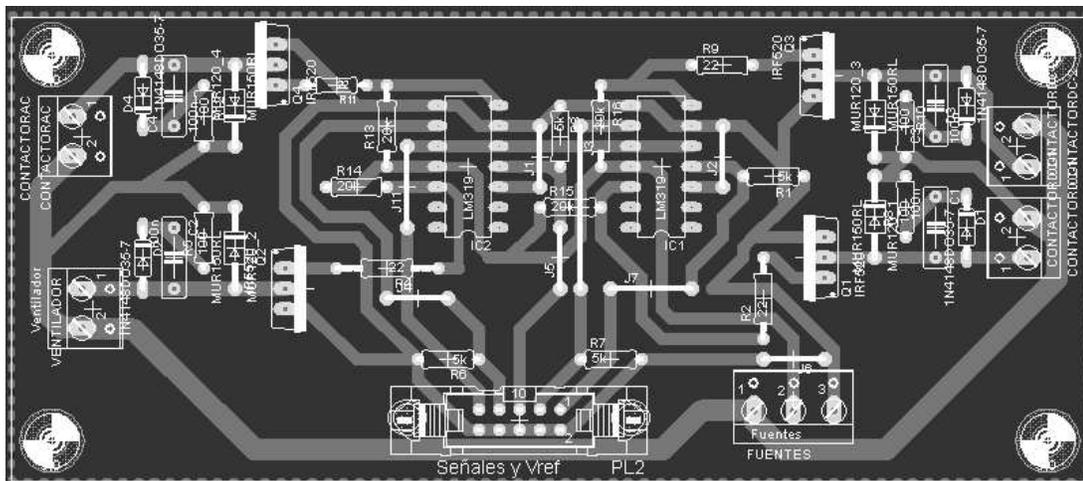


Figura 38: Placa para la alimentación de los ventiladores y de los contactores del circuito de carga lenta y de acoplamiento a la red.

ADAPTACIÓN DE TRANSFORMADOR DE CORRIENTE TRADICIONAL A DSC

Para llevar la señal de corriente de cada TC a una tensión entre 0 y 3 [V] se utiliza un circuito amplificador de transresistencia centrado en 1,5 [V]. Este circuito presenta la cualidad de mantener una tensión cercana a cero en bornes del TC, algo que resulta ventajoso cuando se trata de un transformador de corriente tradicional [28].

Un potenciómetro permite adaptar el circuito de acuerdo a la corriente secundaria del transformador de corriente.

Se emplean amplificadores operacionales OP07. La elección de este dispositivo se hace buscando un dispositivo de precisión, con tolerancia a cortocircuito en su salida (para poder limitar tensión), y con velocidad suficiente para la aplicación. La corriente de salida de los transformadores de corriente a plena carga debe ser menor a 15 [mA] en valor RMS para no superar la capacidad del amplificador operacional.

La salida se limita a máximo 3,3 [V] mediante un diodo zener y a mínimo -0,3 [V] mediante un diodo Shottky. Estos límites son recomendados por el fabricante del DSC. Se usan dos diodos en antiparalelo entre las entradas diferenciales para la circulación de corriente en caso de sobrepasarse los límites mencionados. El circuito usado se muestra en la Figura 41.

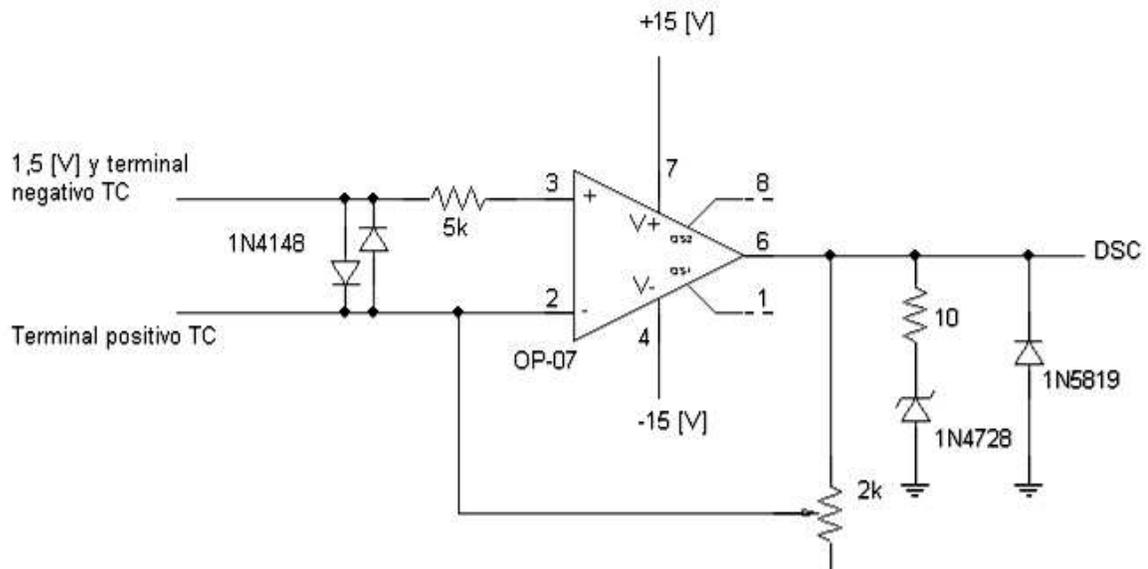


Figura 41: Circuito de adaptación de la señal de un TC tradicional al DSC.

La Figura 42 muestra la placa usada para la adaptación de las señales de los transformadores de corriente tradicionales al DSC.

La Figura 44 muestra la placa que recibe las señales de los seis transformadores de potencial y las lleva a niveles admisibles por el DSC.

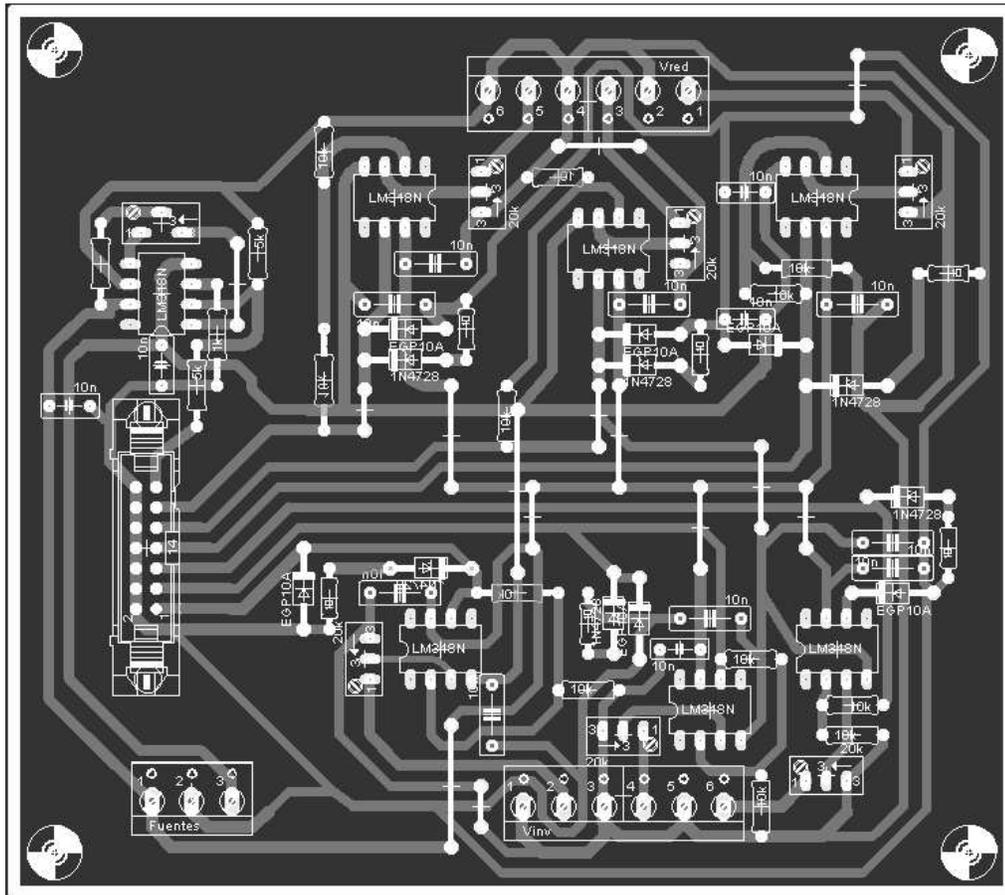


Figura 44: Placa para la adaptación de las señales de los seis transformadores de potencial al DSC.

ADAPTACIÓN DE LA TENSIÓN EN BATERÍAS A DSC

Para llevar la tensión en baterías a un nivel que sirva de entrada al DSC se hace uso de un divisor de tensión con una razón 100:1. A la tensión resultante de la división se le resta una referencia de 5 [V] obtenida desde un circuito integrado LM336. Así se logra una señal entre 0 y 3 [V] que representa una tensión en baterías entre 500 y 800 [V]. El circuito descrito se muestra en la Figura 45.

La Figura 46 muestra la placa donde se genera la referencia de 5 [V], se recibe la tensión de las baterías y se adapta la señal para el DSC.

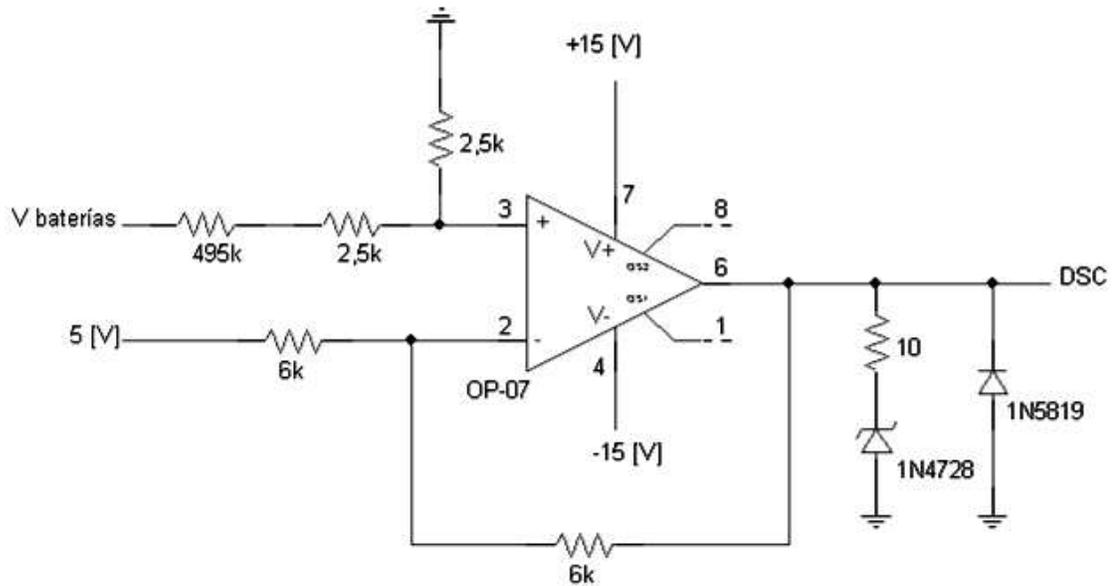


Figura 45: Circuito de adaptación de tensión en baterías a DSC.

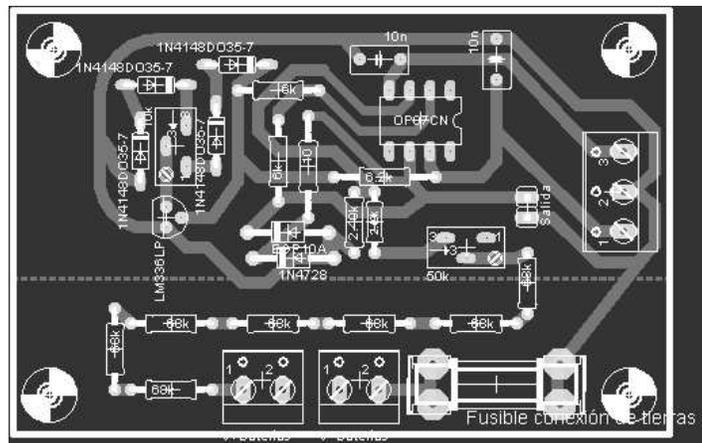


Figura 46: Placa donde se genera una referencia de 5 [V], se recibe la tensión de las baterías y se adapta la señal para el DSC.

REFERENCIA DE TENSIÓN Y CONEXIÓN DE CIRCUITOS HACIA LA PLACA DEL DSC

En esta placa se genera la tensión de referencia de 1,5 [V] usada en los otros circuitos. Ella se obtiene mediante un divisor de tensión desde un circuito integrado LM385 que entrega 2,5 [V]. Un amplificador operacional se conecta como seguidor de voltaje a los 1,5 [V] del divisor de tensión, y su salida se lleva a las placas que la requieren.

La otra utilidad de esta placa es adaptar las salidas entregan los otros circuitos mediante cables paralelos, a los conectores SIL de la placa del DSC. Se incluyen además diodos LED que son usados para indicar el estado de operación del inversor y con ello facilitar las pruebas. La placa se muestra en la Figura 47.

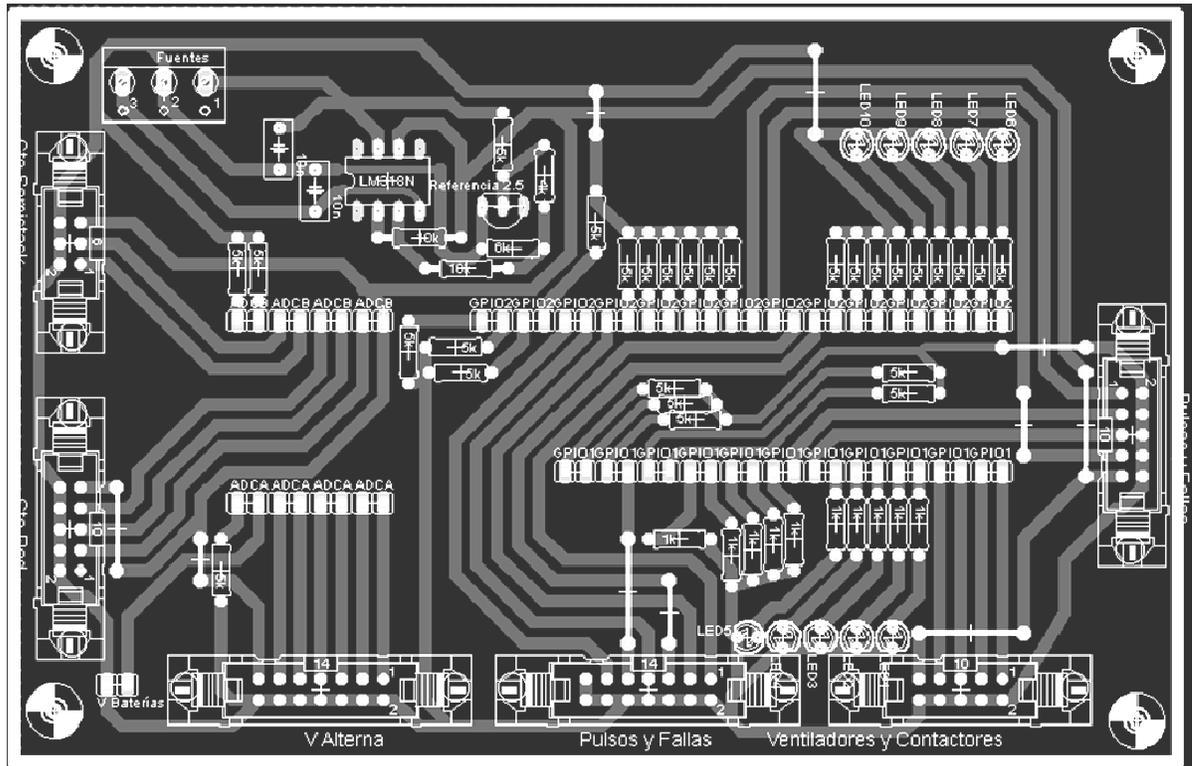


Figura 47: Placa para la conexión de los circuitos hacia el DSC

Capítulo 6

Pruebas y validación en laboratorio

6.1 Descripción de montaje

Las pruebas de laboratorio se realizan en un equipo similar al descrito en el Capítulo 5, con las diferencias que se explican a continuación. El banco de baterías del prototipo es de 192 [V] nominales y con capacidad de 7 [Ah], en lugar de un banco de 600 [V] y con sobre 300 [Ah] de capacidad. Para alcanzar la tensión de la red en el prototipo se emplean dos transformadores; un transformador de razón 1:1 en conexión ΔY , con capacidad de 12 [kVA], en serie con un autotransformador de razón variable (Variac) en estrella ajustado a una razón de 1:3,6. Ello reemplaza el transformador de razón 1:1,15 y con capacidad de 40 [kVA] especificado en el diseño. Además, se usa una versión modificada del circuito de medición de tensión continua para incorporar la tensión del banco de pruebas en el rango medible.

La absorción y entrega de potencia se ven limitadas al tener un banco de baterías de baja capacidad. Experimentalmente la resistencia interna del banco de baterías se estima entre 4 y 4,5 [Ω]. Este valor se aplica para calcular la potencia activa máxima en las pruebas.

Limitando a 1,75 [V/celda] la tensión mínima, se llega a un límite de corriente de aproximado 5,3 [A], o 900 [W]. Tomando en cuenta que las pérdidas del equipo en vacío son de 160 [W], se determina un límite de 700 [W] para la potencia activa que puede entregar el equipo de pruebas. Este límite se aplica también para la absorción de potencia activa.

Si se quiere entregar un nivel apreciable de potencia reactiva, es necesario absorber potencia activa para mantener un nivel adecuado de tensión continua. Por esta razón las pruebas con alta corriente de salida sólo se pueden hacer en modo conectado a la red.

El autotransformador usado incluye internamente un ventilador conectado en forma desequilibrada. Esto afecta la eficiencia y el balance de tensiones y corrientes en las pruebas.

Un equipo medidor de calidad de suministro se conecta en el lado del inversor del contactor de acoplamiento para registrar las tensiones y las corrientes de salida. Además mide la tensión continua de entrada. El valor de la corriente de salida del banco de baterías se obtiene desde un multímetro.

La Figura 48 y la Figura 49 muestran fotografías del montaje en el laboratorio. La Figura 50 muestra un diagrama simplificado del mismo omitiendo los elementos de medición y control.

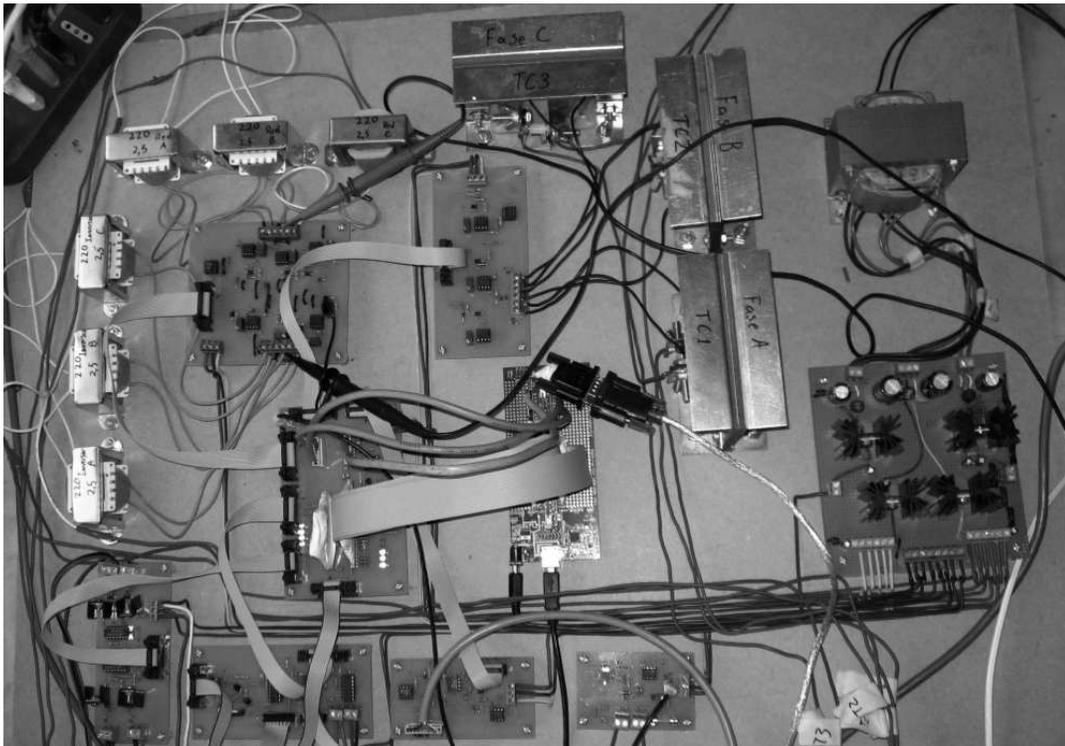


Figura 48: Fotografía de los circuitos de medición y control en el montaje de pruebas.

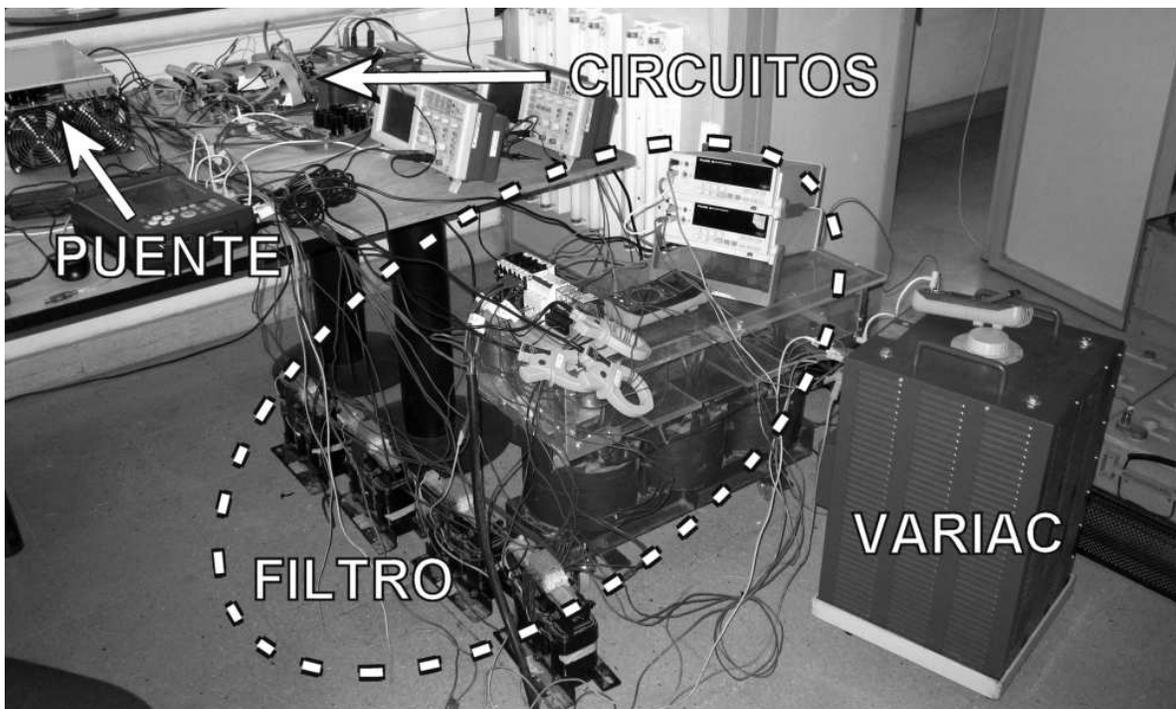


Figura 49: Fotografía del montaje de laboratorio.

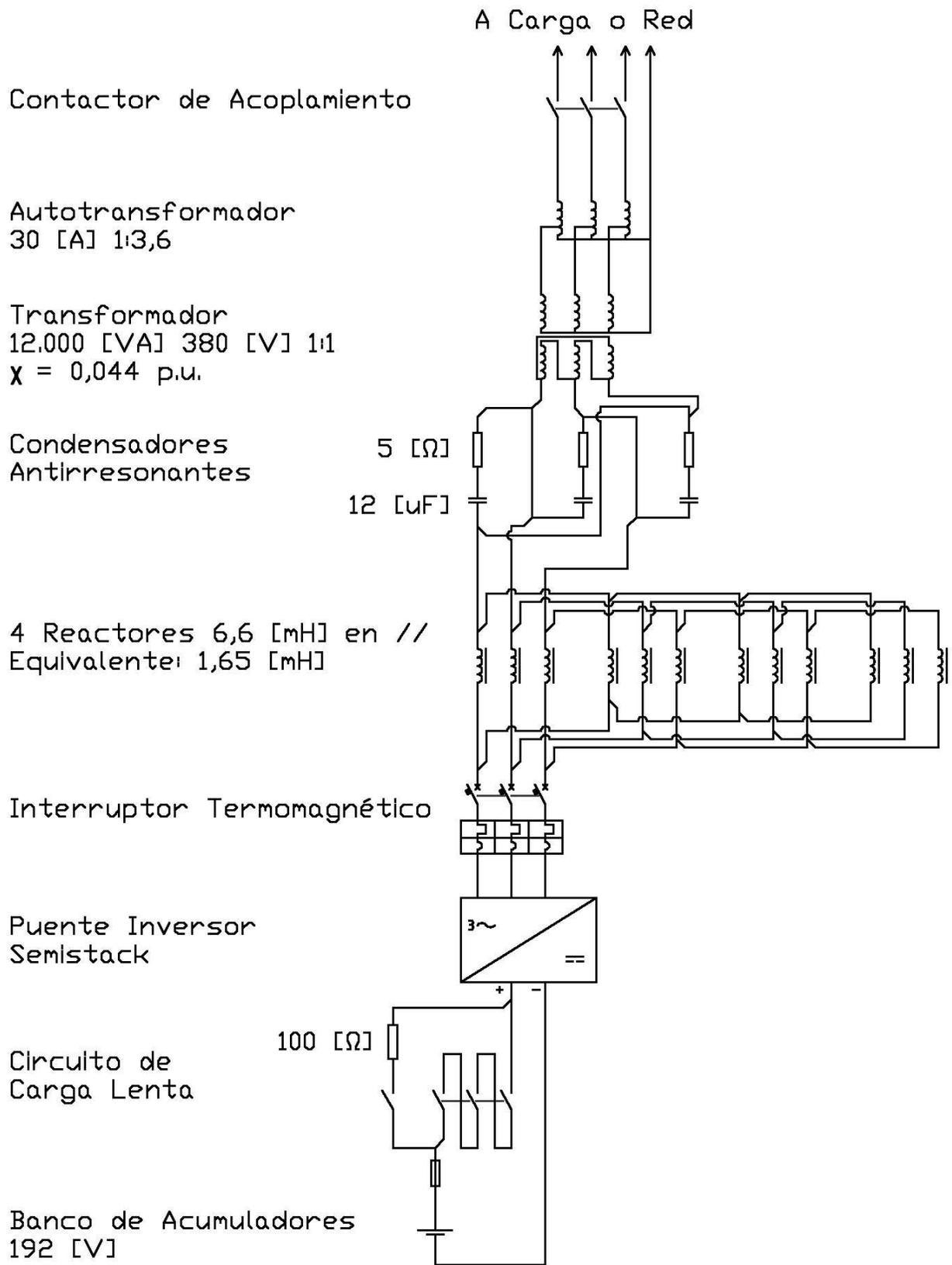


Figura 50: Diagrama del montaje empleado para las pruebas.

El inversor se opera desde un computador a través de una conexión serial con el microcontrolador. La Figura 51 muestra la interfaz que se usa. Esta se encuentra programada en lenguaje Java.

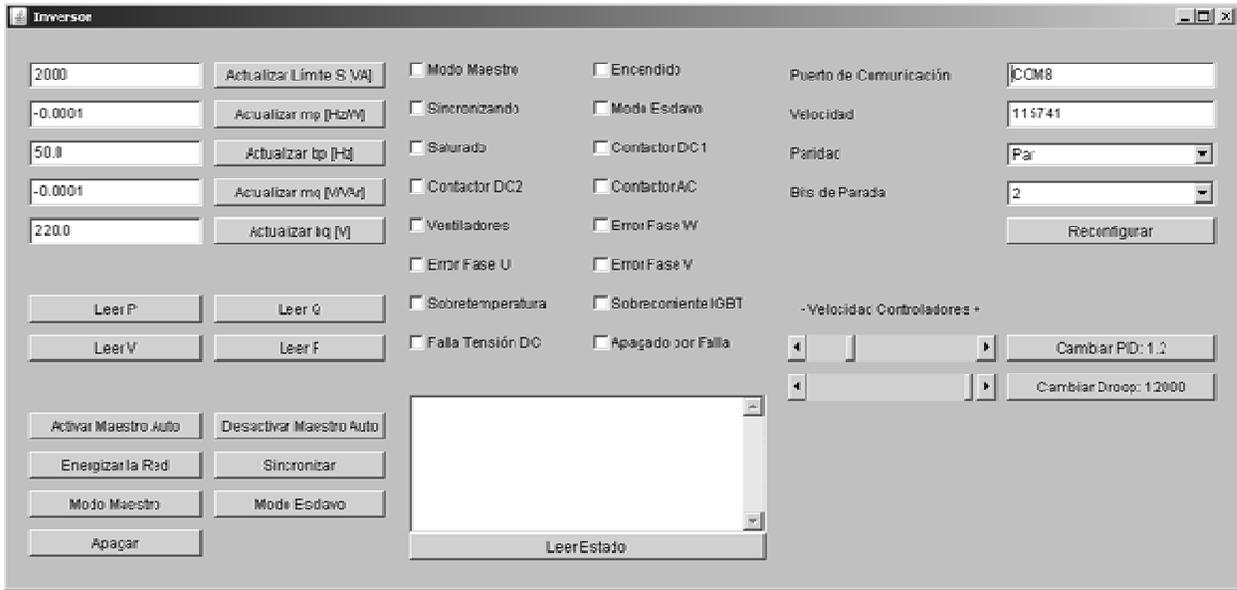


Figura 51: Interfaz para el control del inversor desde un computador.

6.2 Sincronización y conexión a la red

La prueba de sincronización se hace con el inversor conectándose a la red trifásica pública. La configuración del inversor para esta prueba se muestra en la Tabla 6.

PARÁMETRO	VALOR
f_0	50 [Hz]
V_0	230 [V]
m_p	-0,01 [Hz/W]
m_q	-0,02 [V/VAr]
Frecuencia de la Red	50 [Hz]
Tensión en la Red (Fase-Neutro)	231 [V]
Distorsión Armónica de Tensión en la Red	2,3 %

Tabla 6: Configuración del inversor y condiciones en la red para la prueba de sincronización.

El proceso de encendido demora 8,6 segundos, durante los cuales la tensión de salida aumenta lentamente hasta llegar al valor medido en la red. Luego de esto ocurre la sincronización, que en el caso de la prueba fue inmediata pues el microcontrolador conservaba los parámetros de una sincronización anterior con la red. La Figura 52 muestra la forma de onda de la corriente de salida del inversor para sus tres fases al momento de conectarse a la red.

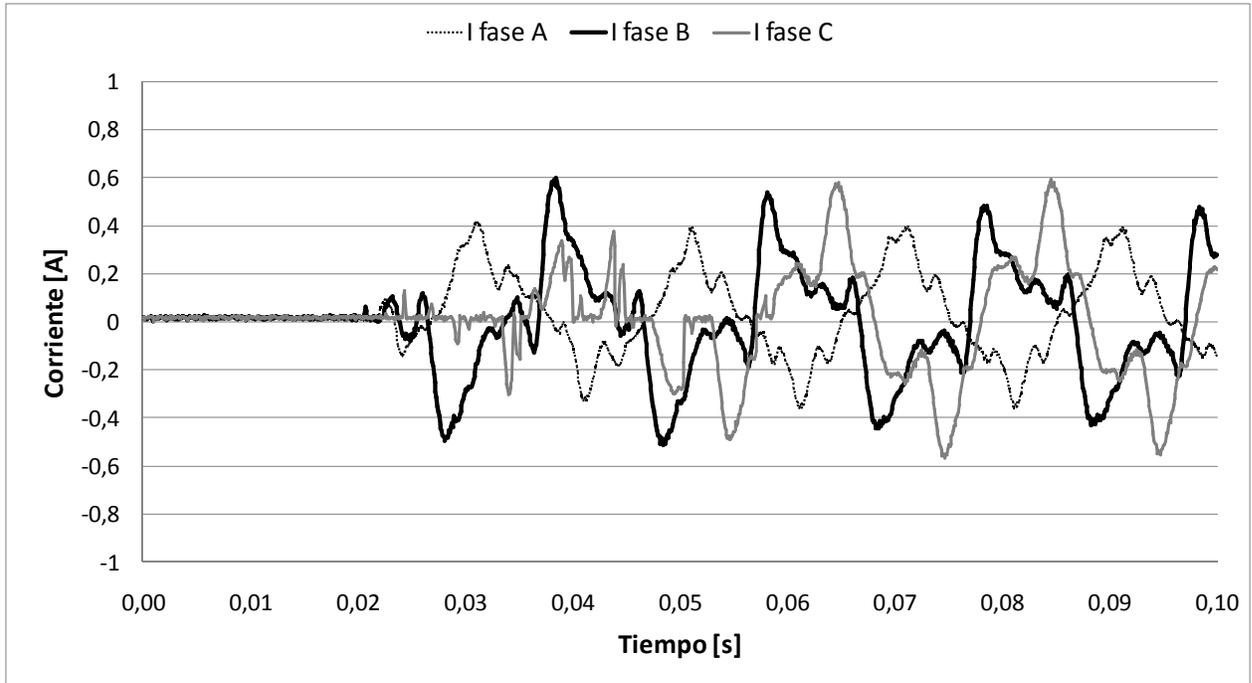


Figura 52: Forma de onda de la corriente de salida del inversor para sus tres fases al momento de sincronizarse con la red.

Luego de la conexión, el inversor opera absorbiendo 30 [W] desde la red en forma estable. La inyección de potencia reactiva comienza en 115 [VAr], y disminuye hasta llegar a 30 [VAr] luego de 4 segundos.

El valor RMS de la corriente una vez conectado alcanza un máximo de 0,195 [A], con una distorsión armónica de un 37 %. Esta luego disminuye variando entre 0,147 y 0,164 [A], con una distorsión armónica de entre un 70 y un 160 %.

Se observa que la corriente que circula entre el inversor y la red luego de la conexión es mayormente armónica, esto indica que el proceso de sincronización se efectúa correctamente.

6.3 Cambio automático esclavo-maestro

La prueba de cambio automático de modo esclavo a modo maestro consiste en una operación inicial conectada a la red, con una posterior desconexión de la red externa que deja al inversor alimentando una carga en isla. El inversor detecta la pérdida de referencia externa y comienza a operar como maestro. La configuración del inversor y las condiciones de la red para esta prueba se muestran en la Tabla 7.

PARÁMETRO	VALOR
f_0	49.0 [Hz]
V_0	220 [V]
m_p	-0,003 [Hz/W]
m_q	-0,02 [V/VAr]
Carga	220 [Ω] en paralelo con 1,6 [H] conectados en estrella
Tensión en la Red (Fase-Neutro)	226 [V]
Límites Tensión para Cambio a Modo Maestro	Límite inferior: 195 [V] Límite superior: 245 [V]
Límites Frecuencia para Cambio a Modo Maestro	Límite inferior: 47 [Hz] Límite superior: 53 [Hz]

Tabla 7: Configuración del inversor y condiciones de la red para la prueba de cambio de modo de operación automático por desconexión de la red.

En un principio el inversor se encuentra operando en modo esclavo, con una transferencia de potencia de -324 [W] y -320 [VAr].

Para hacer más evidente el efecto, se establece que el inversor asuma como referencia de tensión y frecuencia los últimos valores medidos al estar en modo esclavo. De esta forma, uno de dichos valores corresponde al límite que comanda el cambio de estado. Para esta prueba, el cambio de estado se gatilla por la medición de una tensión de 195 [V], luego ese es el valor de tensión que asume el inversor al comenzar a operar como maestro.

La Figura 53 muestra la evolución del valor medio de tensión fase-neutro y de la frecuencia de salida del inversor al desconectar la red y comenzar a operar en modo maestro. Los valores del gráfico son calculados una vez por segundo, luego presentan un error considerable. Se observa una caída abrupta de la tensión que refleja la detección por parte del inversor de una tensión de 195 [V]. Esta tensión se va aumentando de acuerdo a la velocidad del controlador de alto nivel hasta llegar a la tensión impuesta por las rectas de estatismo. La frecuencia sufre el mismo proceso de reajuste de acuerdo a las rectas de estatismo. Luego de la desconexión de la red y la estabilización de tensión y frecuencia, el inversor entrega 676 [W] y 336 [VAr] a la carga. Los valores finales de tensión y frecuencia son aproximadamente los que corresponden a tal carga.

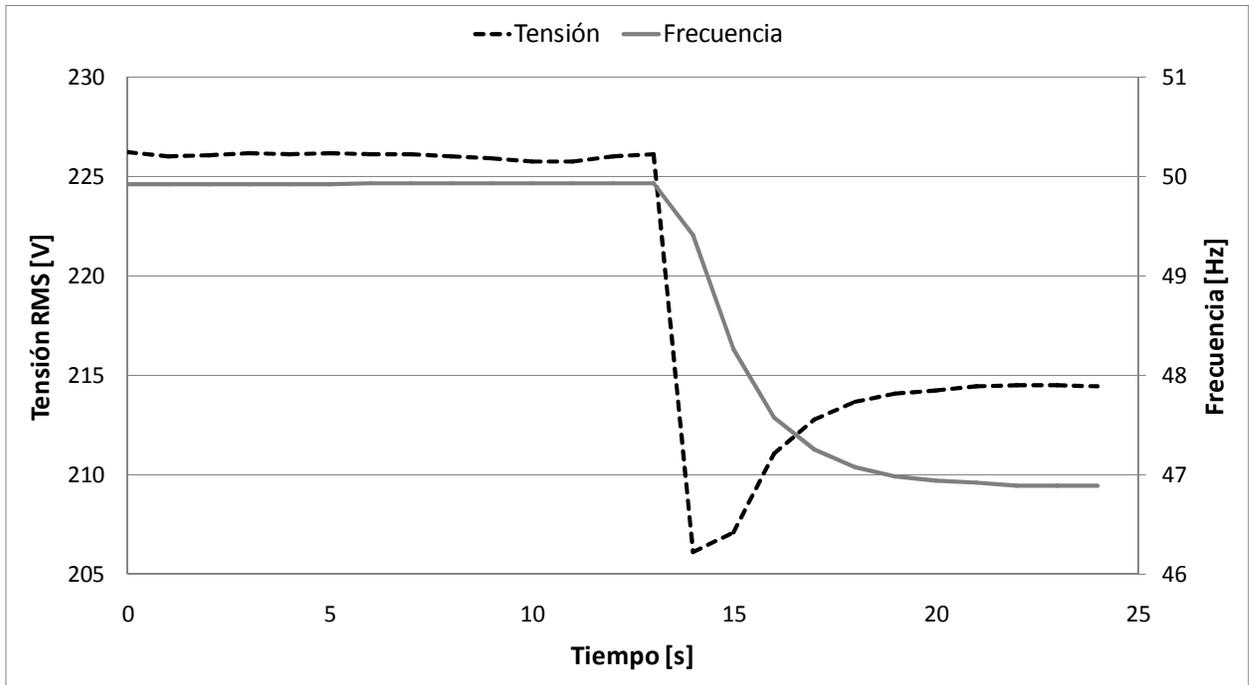


Figura 53: Evolución del valor medio de tensión fase-neutro y de la frecuencia de salida del inversor al desconectar la red y comenzar a operar en modo maestro.

La Figura 54 muestra la tensión en las tres fases al desconectarse la red. Se observa una perturbación en la tensión y luego una caída a 195 [V] al comenzar a operar como maestro el inversor.

La Figura 55 muestra la corriente de salida del inversor al ocurrir el evento. Ocurre un cambio de fase y de amplitud de la corriente.

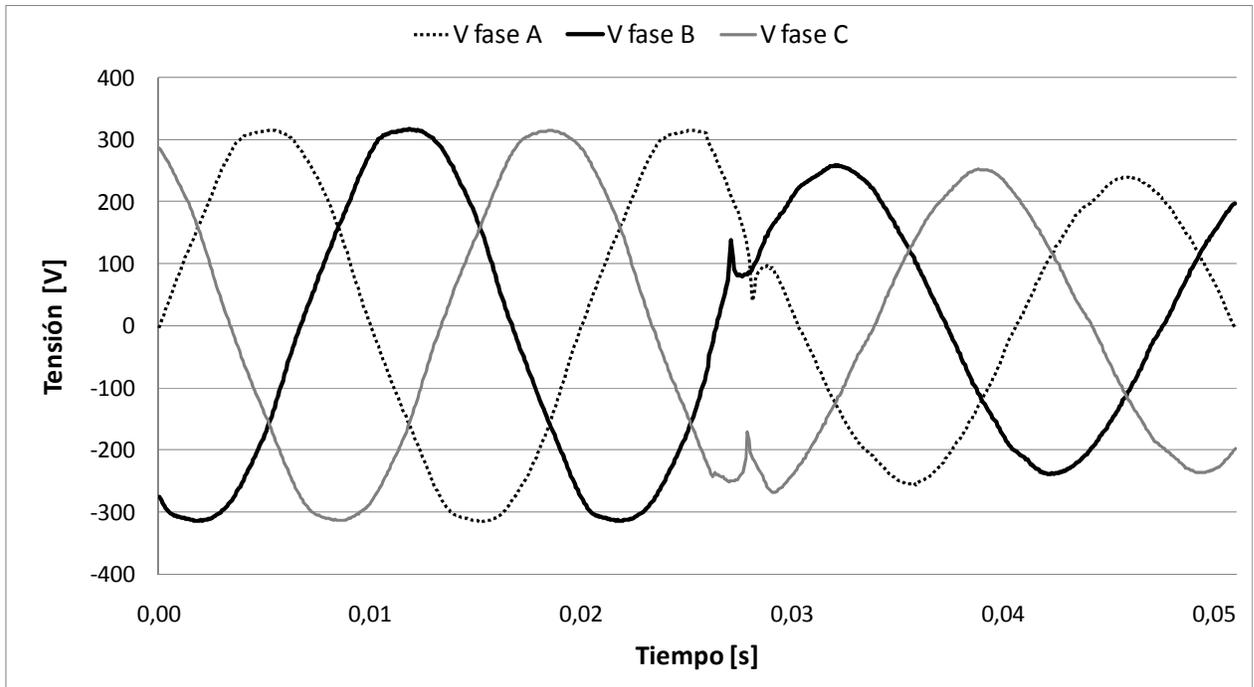


Figura 54: Tensión en la salida del inversor al desconectar la red y pasar de operar en modo esclavo a modo maestro.

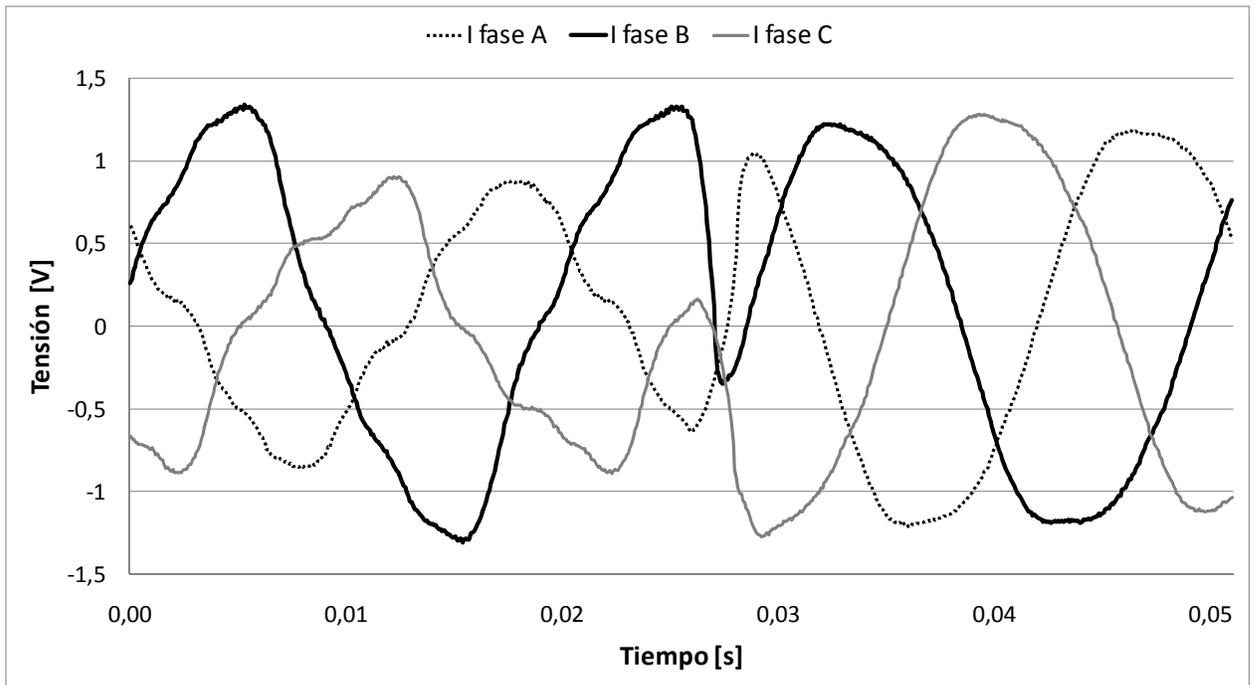


Figura 55: Corriente de salida del inversor al desconectar la red y pasar de operar en modo esclavo a modo maestro.

6.4 Toma y rechazo de carga en modo maestro

La prueba de toma y rechazo de carga se hace conectando y desconectando cargas mientras el inversor opera en modo maestro.

En este caso, el inversor trabaja inicialmente en vacío, luego se conecta una carga y se desconecta al cabo de algunos segundos. Se procede de la misma forma con todas las cargas por separado. Las características de la prueba se indican en la Tabla 8.

PARÁMETRO	VALOR
f_0	50.0 [Hz]
V_0	220 [V]
m_P	-0.0002 [Hz/W]
m_Q	-0.0002 [V/VAr]
Carga	4 pruebas con cargas conectadas en estrella levantada de tierra. Las cargas son las siguientes: 1: 680 [Ω] // 1,6 [H] 2: 680 [Ω] // 6,3 [μ F] 3: 220 [Ω] // 6,3 [μ F] 4: 220 [Ω]

Tabla 8: Configuración del inversor y cargas para las pruebas de toma y rechazo de carga.

La Tabla 9 muestra los resultados de las pruebas de toma y rechazo de carga, indicando las potencias entregadas en cada prueba, junto a la frecuencia, desbalance, distorsión y valor efectivo de la tensión con la carga conectada. Se indican además las condiciones iniciales de la tensión sin carga.

VARIABLE	CONDICIONES INICIALES	1	2	3	4
P [W]	0	258	220	676	674
Q [VAr]	0	322	-290	-288	10
S [VA]	0	413	364	735	674
Tensión [V]	218,5	220,6	221,5	221,6	221,0
Desbalance de Tensión	1,03%	0,95%	1,15%	1,17%	1,17%
THD Tensión	1,73%	4,43%	3,17%	3,20%	2,86%
Frecuencia [Hz]	49,96	49,96	49,96	49,87	49,87

Tabla 9: Condiciones sobre la carga para las pruebas de toma y rechazo de carga.

La Figura 56 muestra la tensión RMS de salida del inversor al variar la carga. Se muestra la toma de carga para los 4 casos y el desprendimiento de carga para uno de ellos.

El aumento de tensión registrado al conectar las cargas no responde a las rectas de estadismo, sino que a diferencias entre la medición de tensión que efectúa el microcontrolador del inversor y la del equipo medidor de calidad de suministro del cual se obtienen los datos. Tanto desbalances como

distorsiones armónicas afectan ambas mediciones en forma diferente, por esto al conectar una carga y alterar el nivel de desbalance o THD, se origina un cambio en la tensión medida. No obstante lo anterior, se observa que las tensiones con carga conectada siguen el comportamiento dictado por las rectas de estatismo, siendo la tensión inversamente proporcional a la carga reactiva.

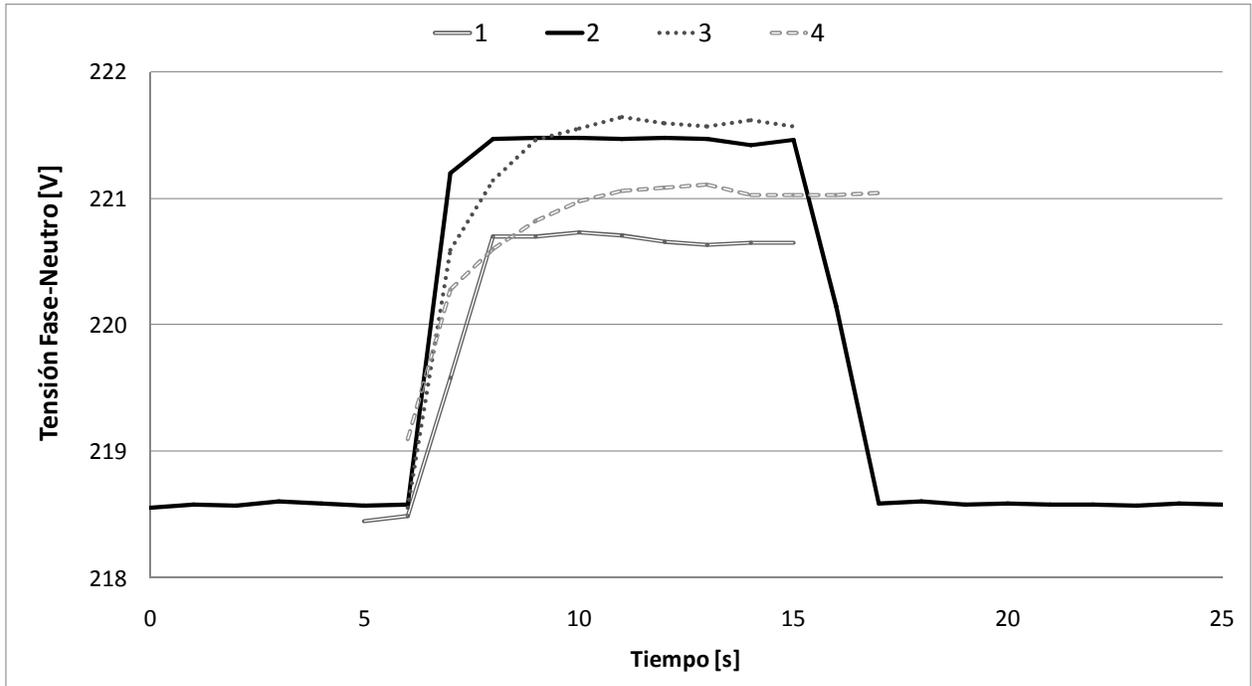


Figura 56: Tensión RMS de salida del inversor al variar la carga. Se muestra la toma de carga para 4 casos y el desprendimiento de carga para uno de ellos.

Al tener una frecuencia impuesta por software, ésta no se ve afectada por un cambio en la carga más que en un cambio de fase y un reajuste por recta de estatismo.

En la prueba 2 se observa una sobretensión y oscilación de corriente transitoria a una frecuencia de aproximadamente 340 [Hz]. Esta se debe a una resonancia entre la carga capacitiva y la inductancia del filtro. La impedancia del filtro se ve amplificada al tener una alta razón de transformación, llevando a tener bajas frecuencias de resonancia. Así, la frecuencia de resonancia de 340 [Hz] se explica por una inductancia equivalente del filtro de 2,68 [mH] calculada al lado de baja tensión del autotransformador.

Las pruebas restantes no registran sobretensiones. La Figura 57 y la Figura 58 muestran la tensión y corriente en cada fase durante la conexión de la carga de la prueba 2.

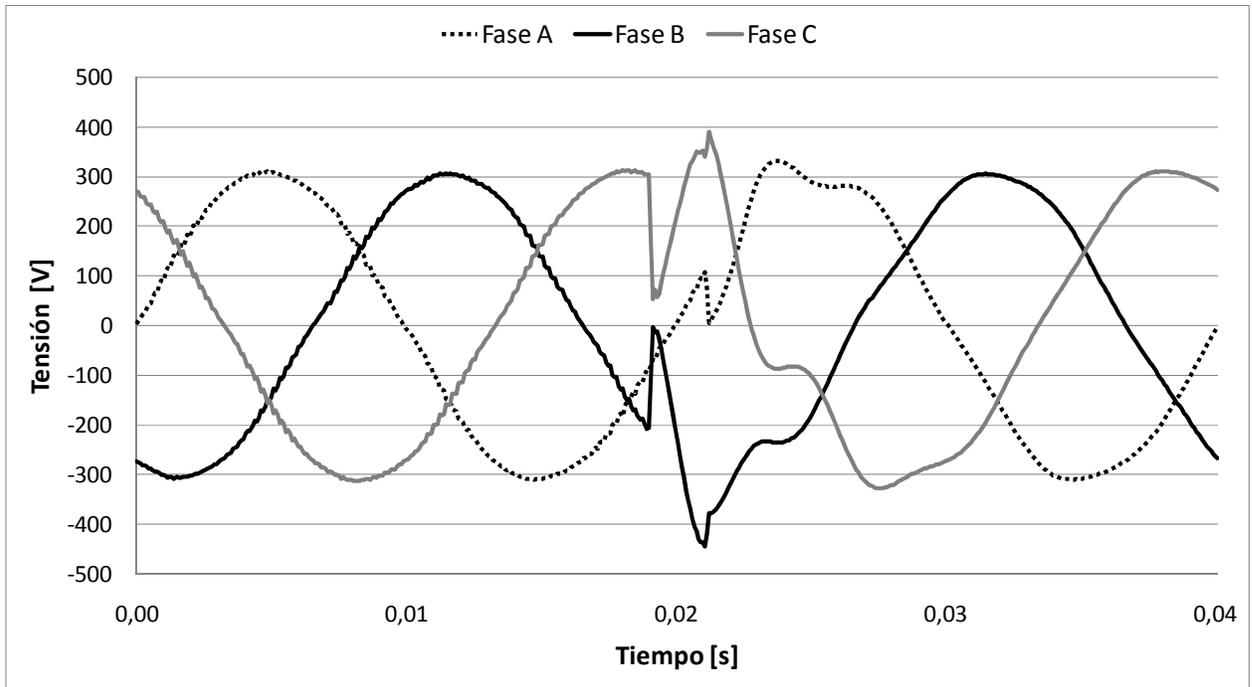


Figura 57: Forma de onda de tensión para cada fase durante la conexión de carga en la prueba 2

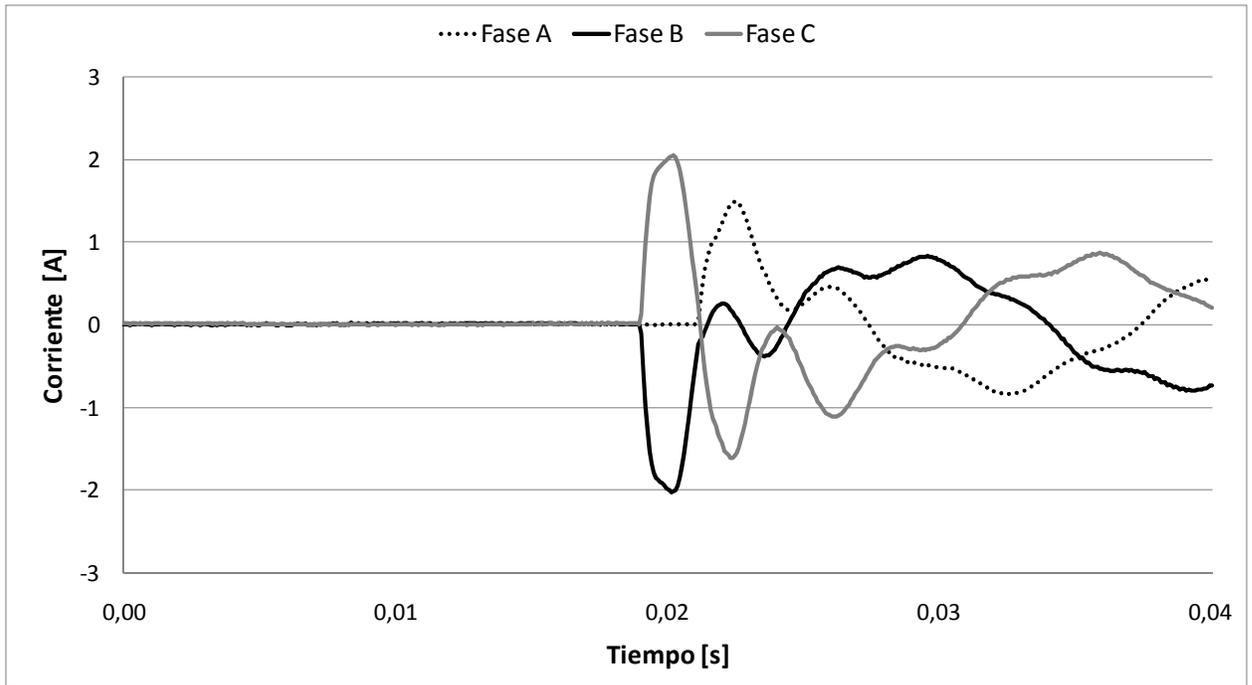


Figura 58: Forma de onda de corriente para cada fase durante la conexión de carga en la prueba 2.

6.5 Rectas de estadismo en modo maestro

Para constatar el funcionamiento de las rectas de estadismo en modo maestro se hacen dos pruebas con el inversor alimentando cargas en isla. Una de ellas variando la carga activa con carga reactiva nula, la otra variando la carga reactiva en ausencia de carga activa.

La configuración del inversor y las características de las cargas que se usan en estas pruebas se muestran en la Tabla 10.

PARÁMETRO	VALOR
f_0	50.0 [Hz]
V_0	220 [V]
m_P	-0.01 [Hz/W]
m_Q	-0.02 [V/VAr]
Cargas Prueba Resistiva	Las cargas se conectaron en los siguientes pasos (conexión estrella aterrizada): 1: 1,5 [k Ω] 2: 680 [Ω] 3: 680 [Ω] // 1,5 [k Ω]
Cargas Prueba Reactiva	Las cargas se conectaron en los siguientes pasos (conexión estrella aterrizada): 1: 1,6 [H] 2: 0,8 [H] 3: 1,6 [H] // 0,8 [H] 4: 6,3 [μ F]

Tabla 10: Configuración del inversor y características de las cargas usadas en las pruebas de rectas de estadismo para operación en modo esclavo.

La Tabla 11 muestra los valores de frecuencia que se obtienen experimentalmente junto a los esperados de acuerdo a las rectas de estadismo para la prueba en modo maestro con carga resistiva. Se observa que estos son similares. La Figura 59 muestra la variación de la frecuencia durante dicha prueba al alterar la carga resistiva que se conecta al inversor.

PRUEBA	CARGA	VALOR ESPERADO	VALOR MEDIDO
Carga Resistiva	0	50.0 [Hz]	50,0 [Hz]
	98.0 [W]	49,0 [Hz]	48,8 [Hz]
	218 [W]	47,8 [Hz]	47,6 [Hz]
	316 [W]	46,8 [Hz]	46,7 [Hz]

Tabla 11: Valores de frecuencia esperados de acuerdo a rectas de estadismo, y medidos experimentalmente para la prueba con carga resistiva.

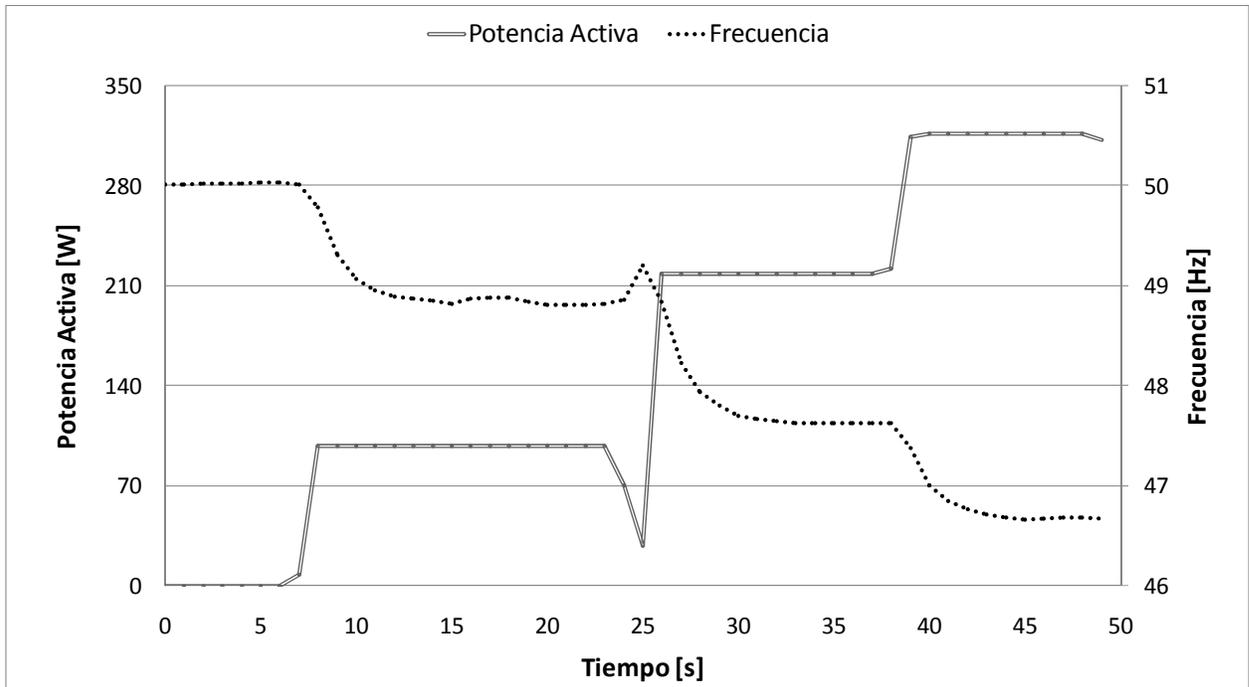


Figura 59: Evolución de la frecuencia y la potencia activa en la prueba de carga resistiva.

La Figura 60 muestra la tensión y la potencia reactiva en la prueba de variar la carga reactiva conectada al inversor. La Tabla 12 muestra los resultados de la prueba, pudiendo constarse la operación de la recta de estatismo para la potencia reactiva.

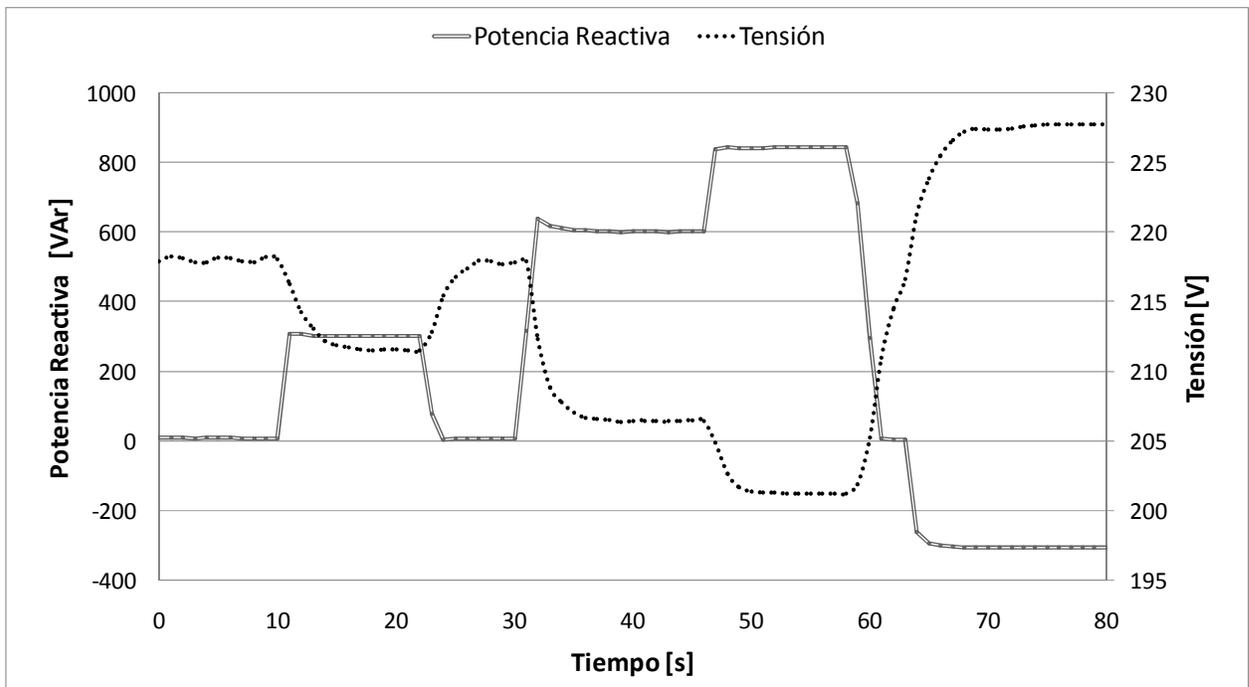


Figura 60: Evolución de la tensión y la potencia reactiva en la prueba de carga reactiva.

PRUEBA	CARGA	VALOR ESPERADO	VALOR MEDIDO
Carga Reactiva	0	220.0 [V]	218.0 [V]
	302 [VAr]	213,0 [V]	211,6 [V]
	604 [VAr]	207,9 [V]	206,5 [V]
	844 [VAr]	203,1 [V]	201,3 [V]
	-306 [VAr]	226,1 [V]	227,8 [V]

Tabla 12: Valores esperados de tensión de acuerdo a rectas de estadismo, y medidos experimentalmente para la prueba con carga reactiva.

6.6 Rectas de estadismo en modo esclavo

Para demostrar el funcionamiento de las rectas de estadismo en modo de operación esclavo, se hace una prueba con el inversor conectado a la red. La prueba consiste en cambiar el valor de la tensión y frecuencia de referencia mientras el inversor se encuentra conectado a la red. Las características de la prueba se muestran en la Tabla 13.

PARÁMETRO	VALOR															
m_p	-0.003 [Hz/W]															
m_q	-0.02 [V/VAr]															
f_0 y V_0	Durante la prueba se cambia f_0 y V_0 en cinco pasos, tomando los siguientes valores: <table style="margin-left: 40px;"> <tr> <td>1:</td> <td>$f_0 = 50.0$ [Hz]</td> <td>$V_0 = 225$ [V]</td> </tr> <tr> <td>2:</td> <td>$f_0 = 52.0$ [Hz]</td> <td>$V_0 = 225$ [V]</td> </tr> <tr> <td>3:</td> <td>$f_0 = 48,5$ [Hz]</td> <td>$V_0 = 225$ [V]</td> </tr> <tr> <td>4:</td> <td>$f_0 = 48,5$ [Hz]</td> <td>$V_0 = 195$ [V]</td> </tr> <tr> <td>5:</td> <td>$f_0 = 48,5$ [Hz]</td> <td>$V_0 = 245$ [V]</td> </tr> </table>	1:	$f_0 = 50.0$ [Hz]	$V_0 = 225$ [V]	2:	$f_0 = 52.0$ [Hz]	$V_0 = 225$ [V]	3:	$f_0 = 48,5$ [Hz]	$V_0 = 225$ [V]	4:	$f_0 = 48,5$ [Hz]	$V_0 = 195$ [V]	5:	$f_0 = 48,5$ [Hz]	$V_0 = 245$ [V]
1:	$f_0 = 50.0$ [Hz]	$V_0 = 225$ [V]														
2:	$f_0 = 52.0$ [Hz]	$V_0 = 225$ [V]														
3:	$f_0 = 48,5$ [Hz]	$V_0 = 225$ [V]														
4:	$f_0 = 48,5$ [Hz]	$V_0 = 195$ [V]														
5:	$f_0 = 48,5$ [Hz]	$V_0 = 245$ [V]														
Tensión en la Red (Fase-Neutro)	227 - 229 [V]															
Frecuencia en la Red	50.0 [Hz]															
Desbalance de Tensión en la Red	0,4 %															
THD de Tensión en la red	2,09 – 2,34 %															

Tabla 13: Configuración del inversor, y estado de la red durante la prueba de rectas de estadismo en modo esclavo.

En la Figura 61 y la Figura 62 se muestra el valor de la referencia, y de las potencias para el caso real y para una simulación. Los instantes de cambio de referencia usados en la simulación y mostrados en las figuras son aproximados.

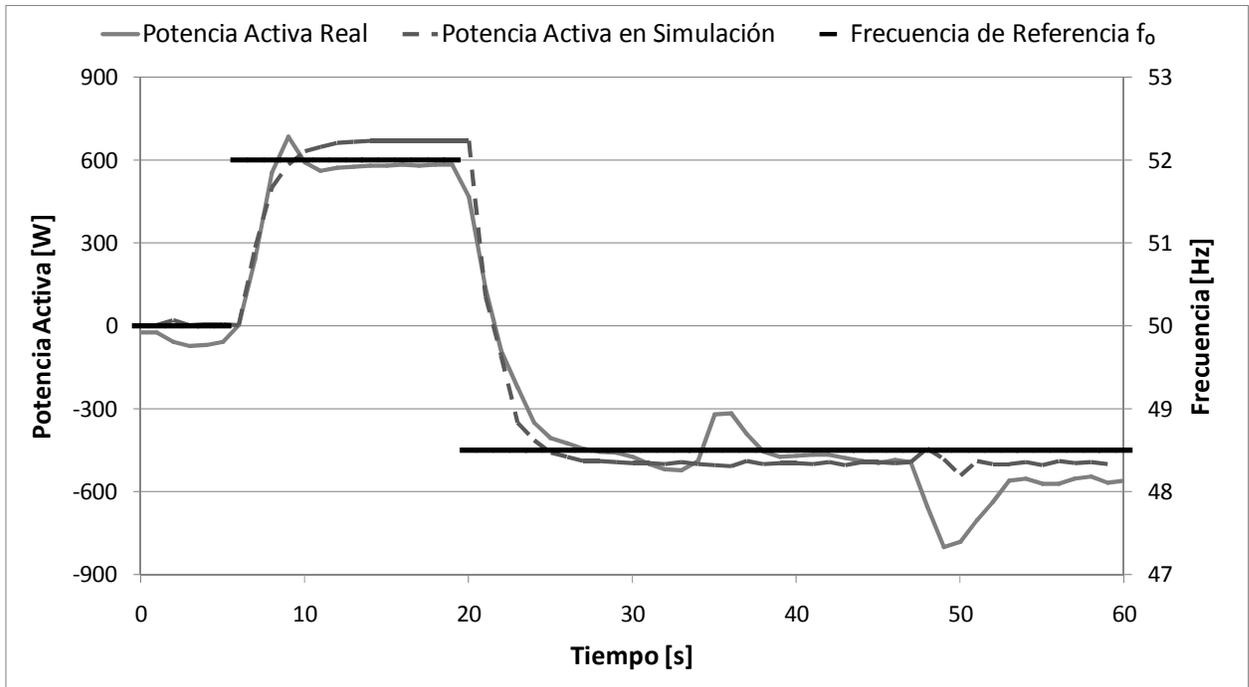


Figura 61: Inyección de potencia activa en la prueba de rectas de estadismo en modo esclavo, junto a la referencia de frecuencia y al resultado de la misma prueba en una simulación.

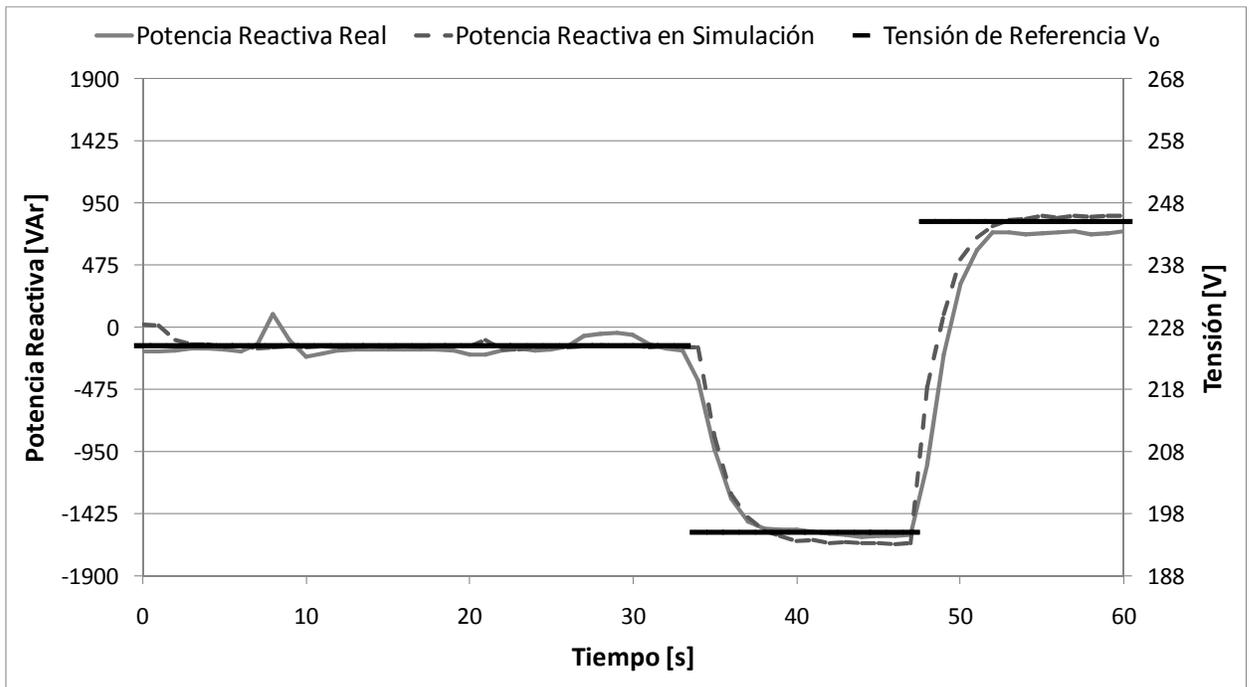


Figura 62: Inyección de potencia reactiva en la prueba de rectas de estadismo en modo esclavo, junto a la referencia de tensión y al resultado de la misma prueba en una simulación.

Se observa que el desacoplamiento entre la potencia activa y la reactiva no es absoluto. Al variar el nivel de una, se perturba transitoriamente la otra. El hecho que esto se vea agravado respecto a las simulaciones puede deberse en parte a omitir la impedancia del autotransformador en el modelo del filtro usado para programar el DSC.

6.7 Alimentación de carga desequilibrada

Para evaluar el efecto sobre la salida de una carga desequilibrada, se hacen pruebas en modo maestro con una fase abierta.

La Tabla 14 muestra las características de las pruebas. La Tabla 15 detalla los resultados.

PARÁMETRO	VALOR
f_0	50.0 [Hz]
V_0	220 [V]
m_P	-0.0002 [Hz/W]
m_Q	-0.0002 [V/VAr]
Carga	4 pruebas con cargas conectadas en estrella aterrizada, con la fase A desconectada. 1: 680 [Ω] // 1,6 [H] 2: 220 [Ω] // 1,6 [H] 3: 680 [Ω] // 6,3 [μF] 4: 220 [Ω] // 6,3 [μF]

Tabla 14: Configuración del inversor y características de las cargas usadas en las pruebas de rectas de estadismo para operación en modo esclavo.

CASO	POTENCIA ACTIVA			POTENCIA REACTIVA			TENSIÓN			TENSIÓN MEDIA	DESEQUILIBRIO DE TENSIÓN
	A	B	C	A	B	C	A	B	C		
1	0,0	78,8	85,4	0,0	97,4	109,2	228,3	211,9	218,6	219,6	2,6%
2	0,0	219,2	225,0	0,0	97,6	106,0	233,2	212,2	216,1	220,5	3,7%
3	0,0	72,4	75,0	0,0	-95,4	-98,4	219,2	220,1	222,6	220,7	1,2%
4	0,0	218,6	221,2	0,0	-92,8	-94,8	223,5	218,0	220,5	220,7	2,7%

Tabla 15: Desequilibrio de tensión causado por cargas desequilibradas para cuatro casos.

El efecto de un desequilibrio de carga sobre la tensión se explica por la caída de tensión en el filtro del inversor y la conexión Δ -Y del transformador.

Un desequilibrio no produce sobreexcitación en el transformador Δ -Y, y la corriente es transferida al primario. Una mayor corriente en una de las fases deriva en una menor tensión en bornes

producto de la caída de tensión en el filtro. El inversor no calcula desequilibrios ni los compensa; si una fase presenta una baja tensión, éste ajustará en forma simétrica las tres fases, pudiendo llegarse a una sobretensión considerable en alguna de ellas.

6.8 Distorsión armónica de corriente en conexión a la red

Para evaluar la distorsión armónica de la corriente inyectada, se toman los datos registrados para la sección 6.6 (1) y los proporcionados por una prueba adicional (2). La prueba 2 consiste en una absorción de 2 [kVA] y 0,5 [W] desde la red.

En vacío la distorsión armónica de tensión de salida del inversor es de un 1,8%. Esta es más elevada que la distorsión armónica de tensión observan en las pruebas en isla puesto que la tensión en la red es superior a la nominal, y alcanzarla requiere una mayor razón de modulación. El nivel de contenido armónico de tensión en la red es superior a un 2%. La distorsión armónica de corriente tiende a disminuir hacia valores cercanos a la distorsión de tensión de la red.

La Figura 63 muestra la distorsión armónica de corriente que se registra en las pruebas 1 y 2 en función de la corriente de salida, junto al resultado de una simulación de la prueba 1.

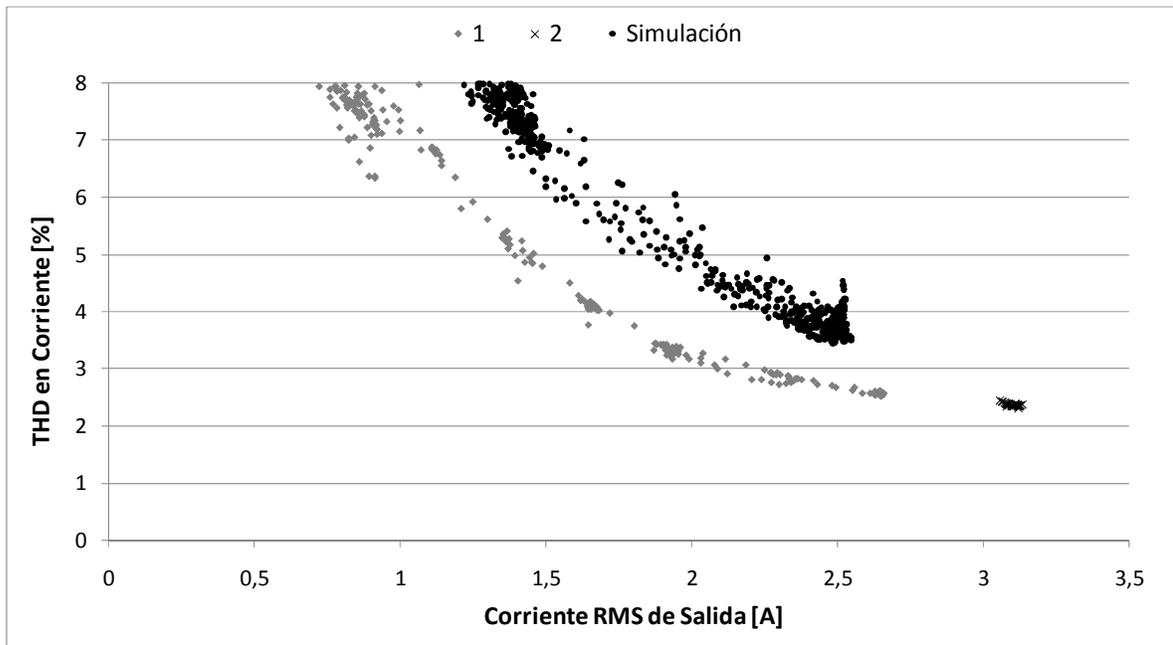


Figura 63: Distorsión armónica de tensión en función de la corriente de salida.

La distorsión armónica de corriente en la simulación es mayor que la visto experimentalmente, pero coincide el comportamiento decreciente con el nivel de corriente. La diferencia puede deberse a estar despreciando la impedancia del autotransformador. Si se aumenta la impedancia del filtro en la simulación, el THD de corriente disminuye.

La norma IEEE 1547 [25] restringe a un 5% la distorsión armónica de corriente total de un generador distribuido, con respecto a su corriente a plena capacidad. Se observa un cumplimiento de esta norma.

6.9 Eficiencia

Para calcular la eficiencia del equipo se usan los datos de la prueba de recta de estatismo resistivo en modo maestro y las pruebas de toma y rechazo de carga en modo maestro.

Los datos consideran sólo la corriente y tensión de entrada al puente inversor, y la potencia de salida trifásica. No se incluye el consumo de los circuitos de medición y control.

En vacío existe un consumo de 160 [W]. Esto incluye un ventilador de potencia indeterminada que se encuentra integrado en el autotransformador. Los datos de las pruebas con carga se muestran en la Tabla 16.

POTENCIA ACTIVA DE SALIDA [W]	POTENCIA REACTIVA DE SALIDA [VAr]	POTENCIA DE ENTRADA [W]	EFICIENCIA GLOBAL	EFICIENCIA RESTANDO CONSUMO BASE DE 160 [W]
98	8	263	37,2%	95,1%
218	8	393	55,5%	93,8%
220	-290	393	56,0%	94,6%
258	322	433	59,6%	94,7%
316	8	499	63,3%	93,2%
674	8	882	76,4%	93,3%
676	-288	881	76,7%	93,8%

Tabla 16: Eficiencia global e incremental del inversor para las pruebas de rectas de estatismo resistivo, y toma y rechazo de carga en modo maestro.

La información de la Tabla 16 no verifica el comportamiento esperado de un aumento en la eficiencia al aumentar la carga. Esto se debe en gran medida a un considerable margen de error en las mediciones. El mayor error lo introduce el medidor de calidad de suministro, que tiene una precisión de aproximadamente 7 [VA] para la configuración usada en las pruebas.

La eficiencia se ve afectada por la alta razón de transformación y las pérdidas del autotransformador adicional al transformador Δ -Y usado en el montaje de pruebas. Ella debiera mejorar al elevar la tensión continua y emplear un único transformador.

Capítulo 7

Conclusiones

En esta memoria se entrega una visión de las topologías y controladores usados comúnmente para implementar inversores trifásicos. La revisión bibliográfica se respalda principalmente con publicaciones de los últimos 5 años.

Como resultado de este trabajo se ha logrado construir un inversor trifásico con capacidad de alimentar cargas aisladas, y de conectarse a una red previamente energizada. Para ello se desarrollaron dos modos de operación; un modo llamado maestro y otro denominado modo esclavo. En modo maestro el inversor fija la frecuencia y ajusta la tensión de salida para seguir valores determinados por los controladores. En modo esclavo el inversor se sincroniza con otra fuente y hace una inyección controlada de potencia activa y reactiva.

El modo de operación esclavo se complementó con un sistema de detección automática de pérdida de referencia. Éste permite mantener una red siempre energizada aún cuando se desconecte el generador que originalmente funcionaba como referencia de frecuencia y tensión.

Ambos modos de operación y las transiciones entre ellos funcionan correctamente en simulaciones y experimentalmente. Con esto se valida el controlador de tensión para el funcionamiento en modo maestro, y el controlador independiente de potencia activa y reactiva para el modo esclavo.

Para la determinación de las referencias de los dos modos de operación se incorporó exitosamente un esquema de distribución automática de carga con otras fuentes. Este se basa en rectas que relacionan la potencia activa con la frecuencia y la potencia reactiva con la tensión, y se aplican en ambos modos de operación. A partir de dichas rectas se actualizan permanentemente las referencias para la operación del inversor. La velocidad de cambio de las referencias se debe ajustar de acuerdo a la naturaleza de los otros generadores conectados para evitar oscilaciones. En las pruebas la velocidad se fijó de tal forma que las referencias se estabilizan en 5 segundos.

Se diseñó la electrónica necesaria para efectuar mediciones y adaptar las señales hacia los actuadores. Para controlar el inversor se programó un microcontrolador que ejecuta los algoritmos de control en forma autónoma. El equipo recibe sólo información de cambios de estado y de referencias a través de un puerto serial.

Para la medición de corriente se diseñó, fabricó y demostró el uso de transformadores de corriente tradicionales aplicados a mediciones para un inversor.

El equipo prototipo cumple con los límites de distorsión armónica de corriente especificados en la norma chilena y en la norma IEEE 1547 [25]. De acuerdo a las pruebas se estima que su eficiencia es cercana a un 95%.

En ciertas condiciones existieron oscilaciones a causa de un ajuste inadecuado de parámetros del controlador desacoplado de potencia activa y reactiva. Dicho controlador emplea información de la reactancia del filtro e incorpora dos bloques PI-D que fueron sintonizados mediante simulaciones. Tanto en las simulaciones como en el controlador se usa una aproximación de la reactancia del filtro. Esto deja en evidencia la necesidad de modelar en detalle el filtro para ajustar los parámetros. Las oscilaciones se eliminaron disminuyendo la ganancia de los controladores PI-D.

El costo en equipos y materiales para el inversor y el filtro de la implementación final se estima en USD \$8.000, o 219 [USD/kW]. Esto se compara favorablemente con los \$1.059 [USD/kW] que vale un inversor Sunny Island de SMA¹, equipo que puede ser usado para alimentar una red aislada desde un banco de baterías, pero que sólo opera en modo maestro.

TRABAJO FUTURO

Para lograr un equipo que pueda ser implementado en el poblado de Huatacondo, se deben rediseñar los circuitos electrónicos para adaptarlos a un módulo compacto que los proteja y aisle del ruido electromagnético. Además, es necesario cambiar el sistema de comunicación por puerto serial al protocolo estándar usado por el resto de los equipos de la micro-red.

Puede resultar conveniente integrar al inversor un estimador de nivel de carga en el banco de baterías. Para esto sería necesario incorporar de un sensor de corriente en el bus de corriente continua.

Se sugiere incorporar un banco de condensadores cuya conexión sea controlada por el inversor. Disminuyendo la entrega de corriente reactiva del inversor se reduce la razón de modulación, luego es conveniente conectar un banco de condensadores a la red en caso de presentarse un exceso de carga reactiva o una baja tensión continua.

Futuros desarrollos de inversores basados en este trabajo debiesen considerar la posibilidad de adoptar un diseño sin transformador que permita compensar desbalances. Una topología mononivel anclada parece adecuada pues puede ser construida usando un puente inversor comercial, pero exige agregar un controlador que ajuste la inyección de corriente continua u otro equipo que se ocupe de equilibrar la tensión en el banco de condensadores.

¹ En base a un precio de USD \$5.295 para un modelo de 5 [kW] con entrega en EEUU, sin incluir costos de envío (<http://www.altersystems.com/catalog/sma-sunny-island-inverter-5048u-p-1554.html>).

El uso de una topología sin transformador requiere desarrollar un convertidor DC-DC bidireccional que mantenga la tensión del bus de corriente continua y aisle galvánicamente las baterías de la red. Ello permitiría trabajar con un amplio rango de tensión en baterías, y posibilitaría la puesta a tierra del banco.

Referencias

- [1] Andrés Vargas, "Inversor Controlable - Exploración de Alternativas Comerciales," Universidad de Chile, Santiago, Documento Interno 2009.
- [2] Rodrigo Palma, "Mercados Energéticos Internacionales, Apuntes de Clases," 2008.
- [3] Yaosuo Xue, Liuchen Chang, and Bala Venkatesh, "Energy Management and Control of Aggregated Distributed Generations," , Niagara Falls, Canada, 2008.
- [4] Navigant Consulting. (2006) Microgrids Research Assessment – Phase 2, Final Report.
- [5] D. K. Maly and K. S. Kwan, "Optimal battery energy storage system (BESS) charge scheduling with dynamic programming," *IEE Proceedings in Science, Measurement and Technology*, vol. 142, no. 6, pp. 453-458, Noviembre 1995.
- [6] Bhim Singh, Jitendra Solanki, Ambrish Chandra, and Kamal Al-Haddad, "A Solid State Compensator with Energy Storage for Isolated Diesel Generator Set," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Montreal, Canada, 2006, pp. 1774-1778.
- [7] Shivkumar Iyer, Arindam Ghosh, and Avinash Joshi, "Inverter topologies for DSTATCOM applications - a simulation study," 0378-7796, 2005.
- [8] Surin Khomfoi and Leon M. Tolbert, "Multilevel Power Converters," in *Power Electronics Handbook*: Elsevier, 2007, ch. 17, pp. 451-482, http://web.eecs.utk.edu/~tolbert/publications/multilevel_book_chapter.pdf.
- [9] Mikko Routimo, Mika Salo, and Heikki Tuusa, "Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 636-643, Marzo 2007.
- [10] Fotios N. Gakis and Stavros A. Papathanassiou, "Simple control schemes for grid-connected three-phase voltage-source inverters of DG units," in *ICEM*, Hania, Grecia, 2006.
- [11] Khaled H. Ahmed, Stephen J. Finney, and Barry W. Williams, "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," *Electrical Power Quality and Utilisation Journal*, vol.

XIII, no. 2, pp. 49-58, 2007.

- [12] T. Kerekes et al., "Evaluation of Three-phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies," in *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007.
- [13] S. Acevedo, "Conexiones de Transformadores para Eliminar Armónicos," in *Ciclo de Conferencias sobre Armónicos en la Semana Tecnológica IEEE*, Torreón, México, 1998.
- [14] R. Hao, T. Q. Zheng, X. You, and F. Lin, "Reference Current Detection and Control for STATCOM Under Unbalanced and Distorted Supply Voltage," in *International Conference on Power System Technology*, 2006.
- [15] Ricardo Dávalos, "Detailed Analysis of a Multi-pulse STATCOM," 2003.
- [16] Zhenyu Yu, Arefeen Mohammed, and Issa Panahi, "A Review of Three PWM Techniques," in *Proceedings of the American Control Conference*, Albuquerque, Nueva México, 1997.
- [17] Marian P. Kazmierkowski, Mariusz Malinowski, and Michael Bech, "Pulse Width Modulation Techniques For Three Phase Voltage Source Converters," in *Control in Power Electronics: Selected Problems.*: Academic Press, 2002, ch. 4.
- [18] Robinson F. de Camargo and Humberto Pinheiro, "Comparison of Six Digital Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Fed PWM Converters Connected to the Utility Grid," Universidad Federal de Santa María, Santa María, Brazil, 0-7803-9033-4, 2005.
- [19] Z. Chen and Y. Hu, "Control of Power Electronic Converters for Distributed Generation Units," in *IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, Raleigh, EEUU, 2005.
- [20] Mukul Chandorkar, Deepakraj Divan, and Rambabu Adapa, "Control of Parallel Connected Inverters in Standalone AC Supply Systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 1, Enero/Febrero 1993.
- [21] Robert H. Lasseter and Paolo Piagi, "Control and Design of Microgrid Components," University of Wisconsin-Madison, PSERC Publication 06-03, 2006.
- [22] Steven McFadyen. (2010, Enero) Transformer Altitude Derating. [Online]. <http://community.myelectrical.com/wikis/myelectricalwiki/transformer-altitude-derating.aspx>
- [23] P. Boonchiam and N. Mithulanathan, "Diode-clamped Multilevel Voltage Source Converter for Medium Voltage Dynamic Voltage Restorer," , Phuket, Tailandia, 2006.
- [24] Comisión Nacional de Energía, Norma Técnica de Seguridad y Calidad de Servicio, marzo 2010.

- [25] Standards Coordinating Committee 21, "1547 IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," Nueva York, EEUU, ISBN 0-7381-3721-9, 2003.
- [26] IEEE Standards Board, "IEEE 519 Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems," Nueva York, EEUU, ISBN 1-55937-239-7, 1992.
- [27] Hirofumi Akagi, Hiroshi Hasegawa, and Takafumi Doumoto, "Design and Performance of a Pasive EMI Filter for Use with a Voltage-Source PWM Inverter Having Sinusoidal Output Voltage and Zero Common- Mode Voltage," in *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference PESC*, vol. 3, 2002.
- [28] H.E. Tacca, "Transformadores de Corriente para Inversores," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 3, no. 3, pp. 274-283, Julio 2005.
- [29] Fabio Cukiernik and Galo Soler. (2008, Marzo) Departamento de Química Inorgánica, Analítica y Física. [Online]. <http://www.qi.fcen.uba.ar/materias/cqi/2008/infosuplementaria/clases/apuntemagneticas.pdf>
- [30] Z. Yang, C. Shen, L. Zhang, M. L. Crow, and S. Atcitty, "Integration of a STATCOM and Battery Energy Storage," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 16, no. 2, Mayo 2001.
- [31] C. Schauder and H. Mehta, "Vector Analysis and Control of Advanced Static Var Compensators," *IEE Proceedings*, vol. 140, no. 4, pp. 229-306, Julio 1993.
- [32] Mirjana Milosevic, "Decoupling Control of d and q Current Components in Three-Phase Voltage Source Inverter," Zurich, 2003.
- [33] Doris Sáez, "Control de Sistemas, Apuntes de Clases," 2007.
- [34] Atmel Corporation. (2006) AVR221: Discrete PID Controller. [Online]. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2558.pdf
- [35] R. F. de Camargo and H. Pinheiro, Synchronisation method for three-phase PWM converters under unbalanced and distorted grid, Septiembre 2006.
- [36] W. Brokering, R. Palma, and L. Vargas, *Ñom Lűfke (El Rayo Domado) o Los Sistemas Eléctricos de Potencia*. Santiago: Prentice Hall - Pearson Education, 2008.
- [37] Agustín León T., *Sistemas Eléctricos de Potencia II, Apuntes de Clases*, 2008.
- [38] S. Acevedo, "Conexiones de Transformadores para Eliminar Armónicos," in *Ciclo de Conferencias sobre Armónicos en la Semana Tecnológica IEEE*, Torreón, México, 1998.

Anexos

A. Contenido del CD

Se incluye en forma anexa un CD con las carpetas y contenidos mencionados a continuación:

- Artículos: Incluye la mayoría de los artículos citados en este trabajo, ordenados de acuerdo al título de la publicación.
- Datasheets: Hojas de características de las componentes electrónicas usadas ordenadas de acuerdo a su función
- Esquemáticos: Esquemáticos y placas de los circuitos usados.
- Normas: Algunas de las normas citadas en este trabajo.
- Programas: Código de programación para el DSC del inversor y aplicación en Java para la comunicación entre un computador y el inversor por puerto serial.
- Simulador: Modelo en Simulink del inversor para generar simulaciones.

B. Cálculo del seno y el coseno mediante transformación de Clarke

Se aplica la transformación sugerida por Edith Clarke en su publicación de 1956, "Circuit analysis of A-C power systems". [37]

La deducción de las componentes de Clarke puede verse en [36].

La matriz de transformación es la siguiente:

$$[C]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad 6.9.1$$

Con lo que:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = [C]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad 6.9.2$$

Los cálculos explicados en el Capítulo 5.6 permiten obtener una tensión equilibrada y libre de armónicos, luego los fasores de tensión son:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \\ a^2 \cdot V \\ a \cdot V \end{bmatrix} \quad 6.9.3$$

Donde V es el fasor de tensión en la fase a y a es el operador de rotación en 120°:

$$V = |V| \cdot (\sin(\theta) - j \cdot \cos(\theta))$$
$$a = \frac{-1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad 6.9.4$$

La definición del fasor V es arbitraria tomando la función seno como referencia real. El resto del algoritmo es consistente con esta definición.

Aplicando la matriz de transformación $[C]^{-1}$ al fasor de tensiones, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = [C]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V \\ a^2 \cdot V \\ a \cdot V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} - \frac{1}{3} \cdot (a^2 + a) \\ \frac{a^2 + a}{\sqrt{3}} \\ \frac{1 + a^2 + a}{3} \end{bmatrix} \cdot V \quad 6.9.5$$

Reemplazando el valor de a:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \cdot V = \begin{bmatrix} V \\ -j \cdot V \\ 0 \end{bmatrix} \quad 6.9.6$$

En los cálculos se trabaja con las dos primeras filas de la matriz de transformación, pues la componente de secuencia cero es evidentemente nula.

El módulo del vector de tensiones $[V_{\alpha\beta}]$ arroja el valor de $|V|$:

$$\| [V_{\alpha\beta}] \| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} = |V| \quad 6.9.7$$

Así, dividiendo $[V_{\alpha\beta}]$ por su módulo y tomando valor real, de acuerdo a la definición del fasor V se tiene:

$$\frac{1}{\| [V_{\alpha\beta}] \|} \cdot [V_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ -\cos(\theta) \end{bmatrix} \quad 6.9.8$$

C. Discretización del filtro pasa bajos

Se tiene la siguiente función de transferencia en el dominio de Laplace:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad 6.9.9$$

Donde $\zeta = 0.5$, luego:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad 6.9.10$$

Aplicando el filtro sobre una función $x(t)$, y llevando al dominio del tiempo, se obtiene:

$$G''(t) + 2 \cdot \omega_n \cdot G'(t) + \omega_n^2 \cdot G(t) = \omega_n^2 \cdot x(t) \quad 6.9.11$$

Para la discretización se toman derivadas numéricas de tres puntos, que se calculan como sigue:

$$G'(n \cdot T - T) = \frac{G(n \cdot T) - G(n \cdot T - 2 \cdot T)}{2 \cdot T} \quad 6.9.12$$

$$G''(n \cdot T - T) = \frac{G(n \cdot T) - 2 \cdot G(n \cdot T - T) + G(n \cdot T - 2 \cdot T)}{T^2} \quad 6.9.13$$

Donde $G(nT) = G_n$ es la función sobre la que se aplica la derivada y T es el período de discretización.

Reemplazando las ecuaciones 6.9.12 y 6.9.13 en 6.9.11, y evaluando en el período $n-1$:

$$\frac{G_n - 2 \cdot G_{n-1} + G_{n-2}}{T^2} + \omega_n \cdot \frac{G_n - G_{n-2}}{2 \cdot T} + \omega_n^2 \cdot G_{n-1} = \omega_n^2 \cdot x_{n-1} \quad 6.9.14$$

Despejando G_n :

$$G_n = \frac{2 \cdot T^2 \cdot \omega_n^2}{T \cdot \omega_n + 2} \cdot x_{n-1} + \frac{(T \cdot \omega_n - 2)}{T \cdot \omega_n + 2} \cdot G_{n-2} + \frac{(4 - 2 \cdot T^2 \cdot \omega_n^2)}{T \cdot \omega_n + 2} \cdot G_{n-1} \quad 6.9.15$$

Este filtro requiere los valores medidos hasta $n-1$ para llegar a la salida en n . Por esto, al aplicarlo usando los últimos valores medidos se introduce un adelanto de un período de discretización. Este adelanto junto con el desfase introducido por los transductores de medida, son compensados en forma digital.