



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

# DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR DE POTENCIA PARA LA TRACCIÓN Y CONEXIÓN $V2\mu G$ DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO UTILITARIO

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA,  
MENCION ELÉCTRICA

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

IGNACIO ALEJANDRO POLANCO LOBOS

PROFESOR GUÍA:

RODRIGO PALMA BEHNKE

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:

ROBERTO CÁRDENAS DOBSON

RUBÉN PEÑA GUÍÑEZ

SANTIAGO DE CHILE

2014

RESUMEN DE LA TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE  
MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA ING. MENCIÓN ELÉCTRICA Y  
AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA.  
POR: IGNACIO ALEJANDRO POLANCO LOBOS  
PROFESOR GUÍA: RODRIGO PALMA BEHNKE  
FECHA: 30/01/2014

## DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR DE POTENCIA PARA LA TRACCIÓN Y CONEXIÓN $V2\mu G$ DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO UTILITARIO

Las micro redes (MR o  $\mu G$ ) se constituyen como una solución para la electrificación mediante el aprovechamiento de los recursos energéticos renovables locales, tanto en zonas remotas como en sistemas interconectados. Sin embargo, en zonas aisladas el uso de combustibles fósil para el transporte local prevalece como un desafío a su suministro energético. Ante esta problemática, los vehículos eléctricos (VE) se perfilan como una solución en la medida que tengan la capacidad de operar coordinadamente con una MR existente en la localidad.

En esta tesis se diseña, construye y valida en laboratorio un convertor de potencia que permite el intercambio de energía entre una fuente DC y una máquina de inducción trifásica o una MR aislada, con el objetivo de materializar el concepto de  $V2\mu G$  (del inglés *Vehicle to Micro-Grid*). Se propone la utilización de un inversor trifásico, tetrapolar y multifuncional, cuyo sistema eléctrico permite dos modos de operación: el modo VE, diseñado para manipular el torque del motor de inducción trifásico del vehículo, basado en la estrategia IFOC (del inglés *Indirect Field Oriented Control*); y el modo  $V2\mu G$ , que mediante estrategias de control basadas en Acondicionadores de Potencia tipo Filtro Activo permite su integración con la MR a través de los sub-modos IDLE, COMPENSACIÓN DE COMPONENTES DE SECUENCIA CERO (CCS0), COMPENSACIÓN DE COMPONENTES DE SECUENCIA NEGATIVA (CCS-), SUAVIZADOR P-Q (SPQ) y CONTROL DE TENSIÓN BUS DC (CTBDC).

Los resultados experimentales de la operación en modo VE muestran que la estrategia IFOC implementada en el convertor funciona correctamente siempre que la medición de velocidad del rotor de la máquina sea suficientemente precisa. En este caso, se observa que la respuesta del sistema ante cambios en la referencia de tipo escalón es menor a  $27[ms]$ . Por otro lado, en el modo  $V2\mu G$ , se comprueba que en el sub-modo IDLE el convertor no inyecta ni absorbe potencia de la red. Se verifica que los otros sub-modos operan correctamente y de forma independiente. Sin embargo, se obtienen mejores resultados al combinar los sub-modos CCS0, CCS- Y CTBDC, logrando reducir el THD y desbalance de corriente aguas arriba al punto de conexión desde  $12,5[\%]$  a  $4[\%]$  y de  $100[\%]$  a menos del  $2[\%]$  respectivamente. Al combinar los sub-modos CCS0, CCS-, CTBDC y SPQ se logra suavizar los escalones de potencia activa y reactiva producto de la dinámica del sistema aguas arriba del punto de conexión.

Para futuros trabajos se propone implementar una estrategia de carga de baterías, mejorar los controladores de corriente para el modo  $V2\mu G$ , integrar la operación en isla para cargas monofásicas y trifásicas e integrar funciones de control remoto para su operación en redes inteligentes. Finalmente, se plantea agregar la funcionalidad de dar soporte ante fallas en la red.

*Dedicado a Natalia,*

*A mi familia,*

*A mis sobrinos Antonia y Luciano,*

*Y a las personas que desearía que aún estuviesen aquí:*

*Pedro, Marcela y José*

## AGRADECIMIENTOS

Me es grato comenzar este trabajo con un gran sentimiento de orgullo y agradecimiento hacia mis padres Juan y Alba porque con sus consejos, sus testimonios de esfuerzo y superación; y su inmenso cariño me han permitido avanzar en cada etapa de mi vida. Agradezco a Natalia, mi compañera de vida, a quien admiro profundamente y con quien compartimos un gran sueño de vida. Gracias por tu amor incondicional e infinita paciencia. También, quiero agradecer a mis hermanas Daniela y Natalia; por su apoyo y cariño.

Agradezco especialmente a Bernardo y Ángela por su gran amistad y porque hemos compartido grandes aventuras en nuestras carreras.

Agradezco al profesor Rodrigo Palma por su apoyo, guía y confianza en cada proyecto en el que he participado. De la misma manera, agradezco a los profesores Roberto Cárdenas y Rubén Peña por sus aportes en el desarrollo de este trabajo.

Agradezco a Guillermo Jiménez y al proyecto REGSA por apoyar y financiar el proyecto VESUSCON.

Agradezco a las personas que participaron en los proyectos VoltsWagen, Eolian 2, LiEV y VESUSCON por aportar con su energía, entusiasmo y calidad humana; y por creer que tenemos la capacidad de hacer grandes cosas. También, quiero expresar mi gratitud a mis compañeros de la Unidad de Micro Redes y del Laboratorio de Electrónica de Potencia.

Finalmente, quiero agradecer a los funcionarios del DIE Vladimir Ovalle, Jorge Villalobos, Luis Vásquez y Paola Silva por toda la ayuda brindada en los últimos años.

## TABLA DE CONTENIDO

1	INTRODUCCIÓN.....	1
1.1	Motivación .....	1
1.2	Objetivos.....	4
1.2.1	Objetivo general.....	4
1.2.2	Objetivos específicos .....	4
1.3	Alcances .....	5
1.4	Estructura del documento .....	6
2	VEHÍCULOS ELÉCTRICOS, MICRO REDES Y ACONDICIONADORES DE LA CALIDAD DE LA POTENCIA .....	7
2.1	Vehículos eléctricos .....	7
2.1.1	Introducción .....	7
2.1.2	Vehículo eléctrico puro .....	9
2.1.3	Vehículo eléctrico puro con capacidad de conexión a la red .....	25
2.2	Micro redes.....	27
2.2.1	Introducción .....	27
2.2.2	Clasificación de convertidores de potencia .....	29
2.2.3	Control droop .....	32
2.2.4	Calidad de la potencia .....	34
2.3	Acondicionadores de la calidad de la potencia basados en Filtros Activos para sistemas trifásicos.....	35
2.3.1	Introducción .....	35
2.3.2	Estructuras de Filtros Activos de Potencia .....	37
2.3.3	Métodos de control para Filtros Activos de Potencia.....	47
3	DISEÑO TEÓRICO DEL CONTROLADOR DE POTENCIA PARA LA TRACCIÓN DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO UTILITARIO Y SU CONEXIÓN A UNA MICRO RED .....	65
3.1	Vehículo eléctrico utilitario con capacidad $V2\mu G$ .....	65
3.1.1	Banco de baterías.....	66

3.1.2	Controlador de potencia.....	67
3.1.3	Tracción.....	67
3.1.4	Red eléctrica.....	67
3.2	Comportamiento deseado controlador de potencia.....	67
3.3	Diseño hardware.....	71
3.3.1	Módulo de potencia.....	71
3.3.2	Módulo mediciones.....	81
3.4	Diseño control.....	85
3.4.1	Control modo VE .....	85
3.4.2	Control modo $V_{2\mu G}$ .....	90
3.5	Diseño software .....	109
4	IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR DE POTENCIA PARA VEHÍCULO ELÉCTRICO UTILITARIO QUE OPERA EN LA MICRO RED AISLADA DE HUATACONDO.	123
4.1	Antecedentes de diseño .....	123
4.1.1	Huatacondo .....	123
4.1.2	Características sistema eléctrico.....	123
4.1.3	Resultado trabajo en terreno con vecinos de Huatacondo .....	126
4.1.4	Máquina de tracción.....	142
4.2	Resultados dimensionamiento de hardware y controladores .....	143
4.3	Circuitos utilizados .....	147
4.3.1	Circuito de potencia .....	147
4.3.2	Circuito de disparo IGBTs.....	148
4.3.3	Circuito del procesador .....	149
4.3.4	Circuito módulo de mediciones .....	150
4.3.5	Circuito de protecciones .....	154
4.3.6	Circuitos de entradas y salidas discretas .....	160
4.3.7	Circuito de comunicaciones .....	161

4.3.8	Circuito de energización .....	164
4.4	Resultado físico .....	165
5	VALIDACIÓN DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN EN LABORATORIO .....	170
5.1	Montaje.....	170
5.2	Descripción pruebas .....	172
5.2.1	Modo VE.....	172
5.2.2	Modo $V_{2\mu G}$ .....	173
5.3	Resultados.....	175
5.3.1	Modo VE.....	175
5.3.2	Modo $V_{2\mu G}$ .....	185
6	CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO .....	250
6.1	Modo VE.....	253
6.2	Modo $V_{2\mu G}$ .....	254
6.3	Trabajo futuro .....	257
7	BIBLIOGRAFÍA.....	259
8	ANEXOS.....	273
8.1	Medición parámetros máquina inducción trifásica.....	273
8.2	Discretización controlador pi y otras funciones de transferencia .....	277
8.3	Modelación potencia de tracción modo VE .....	277
8.4	Parámetros cálculo capacitancia bus DC.....	282
8.5	Parámetros cálculo térmico disipador de potencia .....	284
8.6	Análisis red trifásica mediante componentes simétricos .....	286
8.7	Cálculo potencia instantánea con transformada de Park.....	289
8.8	Modelo promedio conversor tetrapolar conectado a la red.....	291

# ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1: ESQUEMA CONFIGURACIÓN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS. FUENTE: [3] .....	7
FIGURA 2-2: ESQUEMA GENERAL VEHÍCULO ELÉCTRICO PURO .....	10
FIGURA 2-3: PUENTE INVERSOR TRIFÁSICO, 2 NIVELES. FUENTE: [9].....	13
FIGURA 2-4: CLASIFICACIÓN DE APLICACIONES DE CONVERTIDORES DE POTENCIA. FUENTE: [8].....	14
FIGURA 2-5: ESTRATEGIA ORIGINAL DTC. FUENTE: [13].....	15
FIGURA 2-6: ESTRATEGIA ORIGINAL FOC. FUENTE: [13].....	16
FIGURA 2-7: COMPARACIÓN DENSIDAD DE POTENCIA VERSUS ENERGÍA. LAS LETRAS POSICIONAN TRES TECNOLOGÍAS COMERCIALES DE VE. LETRA A: VEHÍCULO FÓRMULA 1, LETRA B: BUS BAE Y LETRA C: TOYOTA PRIUS 2008. FUENTE: [18].....	17
FIGURA 2-8: PRINCIPALES COMPONENTES DE UN SISTEMA ELÉCTRICO QUE ALBERGA VEHÍCULOS V2G. FUENTE: [31] .....	26
FIGURA 2-9: ARQUITECTURA TÍPICA DE UNA MICRO RED. FUENTE: [36] .....	28
FIGURA 2-10: ESTRUCTURA DE CONTROL BÁSICO CONVERTORES TRIFÁSICOS FORMADORES DE RED.....	30
FIGURA 2-11: ESTRUCTURA DE CONTROL BÁSICO CONVERTORES TRIFÁSICOS ALIMENTADORES DE RED.....	31
FIGURA 2-12: CIRCUITO EQUIVALENTE INTERCONEXIÓN GENERACIÓN – RED .....	32
FIGURA 2-13: ESQUEMA GENERAL FILTRO ACTIVO BASADO EN CONVERTOR CSI. FUENTE: [50] .....	38
FIGURA 2-14: ESQUEMA GENERAL FILTRO ACTIVO BASADO EN CONVERTOR VSI. FUENTE: [50] .....	39
FIGURA 2-15: ESQUEMA GENERAL FILTRO ACTIVO, TOPOLOGÍA SERIE. FUENTE: [50].....	42
FIGURA 2-16: ESQUEMA GENERAL FILTRO ACTIVO, TOPOLOGÍA UNIVERSAL. FUENTE: [50] .....	43
FIGURA 2-17: ESQUEMA GENERAL FILTRO ACTIVO, TOPOLOGÍA HÍBRIDA. FUENTE: [50].....	43
FIGURA 2-18: ESQUEMA GENERAL FILTRO ACTIVO, CONEXIÓN 3F, 4L EN PUNTO MEDIO BUS DC. FUENTE: [50] .....	46
FIGURA 2-19: ESQUEMA GENERAL FILTRO ACTIVO, CONEXIÓN 3F, 4L DE 4 POLOS. FUENTE: [21] .....	46
FIGURA 2-20: ESQUEMA GENERAL DE CONTROL PARA FILTRO ACTIVO. FUENTE: [60].....	47
FIGURA 2-21: CÁLCULO REFERENCIAS DE COMPENSACIÓN BASADO EN TEORÍA DE POTENCIA INSTANTÁNEA P-Q. ....	50
FIGURA 2-22: CÁLCULO DE REFERENCIA BASADO EN EJE DE REFERENCIA SINCRÓNICO D-Q. FUENTE: [36] .....	51
FIGURA 2-23: MODELACIÓN INTERRUPTORES DE POTENCIA. CONVERTOR TRES PIERNAS.....	54
FIGURA 2-24: REPRESENTACIÓN PLANO COMPLEJO MODULACIÓN VECTORIAL 2D. ....	55
FIGURA 2-25: REPRESENTACIÓN PLANO COMPLEJO MODULACIÓN VECTORIAL 2D. ANÁLISIS GEOMÉTRICO.....	57
FIGURA 2-26: APLICACIÓN PATRÓN SIMÉTRICO DOBLE. MODULACIÓN VECTORIAL 2D. ....	58
FIGURA 2-27: MODELACIÓN SWITCH DE POTENCIA. CONVERTOR CUATRO PIERNAS. ....	59
FIGURA 2-28: DISTRIBUCIÓN ESPACIAL VECTORES 3D-SVPWM .....	61
FIGURA 2-29: REPRESENTACIÓN ESPACIAL TETRAEDRO T1 DEL PRISMA I.....	61
FIGURA 2-30: APLICACIÓN PATRÓN SIMÉTRICO DOBLE. MODULACIÓN VECTORIAL 3D .....	64
FIGURA 2-31: CONTORNOS DE SOBRE MODULACIÓN - MODULACIÓN 3D-SVPWM.....	65
FIGURA 3-1: ESQUEMA VEHÍCULO ELÉCTRICO UTILITARIO V2 $\mu$ G PROPUESTO. ....	66



FIGURA 3-2: ESQUEMA VEHÍCULO ELÉCTRICO UTILITARIO CON CAPACIDAD $V2\mu G$ Y DETALLE CONTROLADOR.....	69
FIGURA 3-3: ESTRUCTURA MÓDULO DE POTENCIA .....	71
FIGURA 3-4: MODELO SIMPLIFICADO CONVERTOR. ....	72
FIGURA 3-5: MODELO TÉRMICO CONVERTOR.....	79
FIGURA 3-6: DIAGRAMA DE BLOQUES MÓDULO MEDICIONES.....	81
FIGURA 3-7: DETALLE MÓDULO MEDICIONES.....	83
FIGURA 3-8: MÓDULO MEDICIONES PARA POSICIÓN ROTACIONAL .....	84
FIGURA 3-9: ESQUEMA ESTRATEGIA IFOC. ....	88
FIGURA 3-10: ESQUEMA DE CONTROL DE CORRIENTE – ESTRATEGIA IFOC.....	89
FIGURA 3-11: ESQUEMA DE CONTROL MODO $V2\mu G$ .....	91
FIGURA 3-12: ESQUEMA PLL BASADO EN EJES D-Q.....	92
FIGURA 3-13: MODELO LINEALIZADO PLL.....	93
FIGURA 3-14: ESQUEMA DE CONTROL DE CORRIENTE CONVERTOR .....	94
FIGURA 3-15: EXPLICACIÓN BLOQUE CÁLCULO REFERENCIAS DE CONTROL - MODO $V2G$ .....	96
FIGURA 3-16: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO IDLE .....	98
FIGURA 3-17: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE $SEC(0)$ .....	98
FIGURA 3-18: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO COMP. CORRIENTE $SEC(-)$ .....	99
FIGURA 3-19: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO SUAVIZADOR PQ .....	101
FIGURA 3-20: MODELO DE CONTROL COMPLETO SUB MODO CARGA BUS DC .....	102
FIGURA 3-21: MODELO DE CONTROL SIMPLIFICADO SUB MODO CARGA BUS DC .....	102
FIGURA 3-22: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO CARGA BUS DC .....	105
FIGURA 3-23: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO COMP. CORR. $SEC(-)$ Y (0) .....	106
FIGURA 3-24: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO CARGA BUS DC – SUAVIZADOR PQ .....	106
FIGURA 3-25: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO CARGA BUS DC – COMP. CORR. $SEC(-)$ Y (0) .....	107
FIGURA 3-26: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL – SUB MODO SUAVIZADOR PQ – COMP. CORR. $SEC(-)$ Y (0) .....	108
FIGURA 3-27: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO CARGA BUS DC – SUAVIZADOR PQ – COMP. CORR. $SEC(-)$ Y (0) .....	109
FIGURA 3-28: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA PRINCIPAL CONTROLADOR.....	110
FIGURA 3-29: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA ESPERAR INTERRUPCIONES .....	111
FIGURA 3-30: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA FALLA.....	112
FIGURA 3-31: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA CÁLCULO CONTROL .....	113
FIGURA 3-32: DIAGRAMA FLUJO RUTINA MODO VE.....	114
FIGURA 3-33: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA CONTROL CONVERTOR.....	115
FIGURA 3-34: DIAGRAMA FLUJO RUTINA ACTIVAR PERIFÉRICOS VE .....	116
FIGURA 3-35: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA MODO $V2G$ .....	117

FIGURA 3-36: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA CÁLCULO REFERENCIAS DE CONTROL .....	118
FIGURA 3-37: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA ACTIVAR PERIFÉRICOS V2 $\mu$ G .....	118
FIGURA 3-38: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA SINCRONIZAR .....	119
FIGURA 3-39: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA ABRIR BUS RED .....	120
FIGURA 3-40: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA CERRAR BUS RED. ....	120
FIGURA 3-41: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA ABRIR BUS MOTOR .....	121
FIGURA 3-42: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA CERRAR BUS MOTOR .....	121
FIGURA 3-43: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA ABRIR BUS DC .....	122
FIGURA 3-44: DIAGRAMA DE FLUJO RUTINA CERRAR BUS DC .....	122
FIGURA 4-1: ESQUEMA GENERAL ELÉCTRICO HUATACONDO. FUENTE: CENTRO ENERGÍA – FCFM – U. DE CHILE .....	124
FIGURA 4-2: RUTA PROPUESTA OPCIÓN 1. ....	127
FIGURA 4-3: ESTADO CAMINOS A CHACRAS - HUATACONDO .....	128
FIGURA 4-4: PUNTOS DE RECOLECCIÓN DE BASURA PUEBLO DE HUATACONDO .....	129
FIGURA 4-5: OPERACIÓN DE CARGA DE TARROS.....	130
FIGURA 4-6: RUTA OPCIÓN 2.....	131
FIGURA 4-7: ESTADOS CAMINO RUTA VERTEDERO.....	132
FIGURA 4-8: RUTA PROPUESTA OPCIÓN 3.....	133
FIGURA 4-9: ESTADO CALLES INTERIOR PUEBLO. ....	134
FIGURA 4-10: PUNTOS DE MEDICIONES ELÉCTRICAS EN EL PUEBLO DE HUATACONDO.....	135
FIGURA 4-11: MEDICIÓN THD TENSIÓN PUNTO A - HUATACONDO .....	136
FIGURA 4-12: MEDICIÓN THD CORRIENTE PUNTO A – HUATACONDO .....	137
FIGURA 4-13: ASIMETRÍA EN VOLTAJE Y CORRIENTE PUNTO A - HUATACONDO .....	137
FIGURA 4-14: FRECUENCIA SISTEMA - HUATACONDO.....	138
FIGURA 4-15: POTENCIA MEDIA TOTAL ACTIVA, REACTIVA Y APARENTE PUNTO A - HUATACONDO .....	138
FIGURA 4-16: TENSIÓN ENTRE FASES PUNTO B - HUATACONDO .....	139
FIGURA 4-17: MEDICIÓN THD TENSIÓN PUNTO B – HUATACONDO.....	140
FIGURA 4-18: POTENCIA TOTAL MEDIA ACTIVA, REACTIVA Y APARENTE PUNTO B - HUATACONDO .....	140
FIGURA 4-19: TENSIÓN MEDIO POR FASE, PUNTO C .....	141
FIGURA 4-20: DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL DE TENSIÓN PUNTO C.....	141
FIGURA 4-21: POTENCIA TOTAL MEDIA ACTIVA, REACTIVA Y APARENTE PUNTO C .....	142
FIGURA 4-22: ESQUEMA CIRCUITO DE POTENCIA CONTROLADOR .....	148
FIGURA 4-23: CONEXIÓN INTERNA MÓDULO IGBT <i>CM300DY24NF</i> .....	148
FIGURA 4-24: FORMA FÍSICA DRIVER <i>VLA503-01</i> .....	149
FIGURA 4-25: <i>CONTROL CARD F28335 DELFINO</i> CON DSP <i>TMS320F28335</i> .....	149
FIGURA 4-26: CIRCUITO PROCESADOR.....	150

FIGURA 4-27: IZQUIERDA: TRANSDUCTOR TENSIÓN. DERECHA: TRANSDUCTOR CORRIENTE.....	151
FIGURA 4-28: CIRCUITO MÓDULO MEDICIÓN CORRIENTE AC/DC .....	151
FIGURA 4-29: CIRCUITO MÓDULO MEDICIÓN TENSIÓN AC .....	152
FIGURA 4-30: CIRCUITO MÓDULO MEDICIÓN TENSIÓN DC .....	152
FIGURA 4-31: ENCODER 735-HV .....	153
FIGURA 4-32: CIRCUITO ADAPTACIÓN TENSIÓN SALIDA ENCODER - ENTRADA DRIVER DIFERENCIA .....	153
FIGURA 4-33: IZQUIERDA: DRIVER DIFERENCIAL. DERECHA: ADAPTACIÓN SALIDA DRIVER DIFERENCIA - ENTRADA PROCESADOR .....	154
FIGURA 4-34: CIRCUITO COMPARACIÓN MEDICIÓN CON LÍMITES PARA GENERACIÓN EVENTO SOBRE CORRIENTE BUS DC. ....	155
FIGURA 4-35: CIRCUITO GENERADOR DE LÍMITE SUPERIOR E INFERIOR A PARTIR DE SALIDA POTENCIÓMETRO DIGITAL.....	156
FIGURA 4-36: CIRCUITO GENERADOR EVENTO SEÑAL FALLA DRIVER IGBTs.....	157
FIGURA 4-37: CIRCUITO SUPERIOR: ADAPTACIÓN TENSIÓN TRANSDUCTOR POSITIVA. CIRCUITO CENTRAL: ADAPTACIÓN TENSIÓN TRANSDUCTOR NEGATIVA. CIRCUITO INFERIOR: TENSIÓN MÍNIMA DE COMPARACIÓN PARA GATILLAR EVENTO. ....	158
FIGURA 4-38: CIRCUITOS LATCH .....	159
FIGURA 4-39: CIRCUITO LÓGICO FINAL DE LA SEÑAL DE FALLA .....	159
FIGURA 4-40: CIRCUITO DE BLOQUEO SEÑALES PWM.....	160
FIGURA 4-41: CIRCUITO ENTRADAS DISCRETAS.....	161
FIGURA 4-42: CIRCUITO SALIDAS DISCRETAS .....	161
FIGURA 4-43: CIRCUITO INTERFAZ DOBLE RS-232.....	162
FIGURA 4-44: CIRCUITO AISLACIÓN PROCESADOS - INTERFAZ RS-232 .....	162
FIGURA 4-45: CIRCUITO INTERFAZ CAN .....	163
FIGURA 4-46: CIRCUITO INTERFAZ JTAG .....	163
FIGURA 4-47: FUENTE AUXILIAR 3.3[V] PARA ACTIVACIÓN JTAG.....	163
FIGURA 4-48: CIRCUITO FUENTE DE ALIMENTACIÓN 3.3[V].....	164
FIGURA 4-49: CIRCUITO FUENTE DE ALIMENTACIÓN 5[V].....	164
FIGURA 4-50: CIRCUITO FUENTE DE ALIMENTACIÓN $\pm 15[V]$ .....	164
FIGURA 4-51: CIRCUITO FUENTE DE ALIMENTACIÓN 15[V].....	165
FIGURA 4-52: DIAGRAMACIÓN ELECTRÓNICA CONTROLADOR DE POTENCIA.....	166
FIGURA 4-53: VISTA SUPERIOR DISEÑO PCB CONTROLADOR DE POTENCIA.....	167
FIGURA 4-54: VISTA LATERAL DISEÑO PCB CONTROLADOR DE POTENCIA.....	168
FIGURA 4-55: VISTA EN PERSPECTIVA 3D DISEÑO FÍSICO CONTROLADOR DE POTENCIA .....	168
FIGURA 4-56: IMPLEMENTACIÓN REAL CONTROLADOR DE POTENCIA .....	169
FIGURA 5-1: DIAGRAMA UNILINEAL MONTAJE EXPERIMENTAL. ZONA INFERIOR DERECHA: CARGA DE PRUEBAS EV. ZONA SUPERIOR DERECHA: CARGA PRUEBAS $V2\mu G$ . ....	171
FIGURA 5-2: RESULTADO EXPERIMENTAL CONDICIÓN 1. CORRIENTES EN PLANO D-Q. MEDICIÓN M3.....	176
FIGURA 5-3: SIMULACIÓN COMPORTAMIENTO CONTROLADORES DE CORRIENTE ANTE IMPACTOS EN LA MEDICIÓN DE VELOCIDAD.....	178

FIGURA 5-4: SIMULACIÓN COMPORTAMIENTO CONTROLADORES DE CORRIENTE ANTE RUIDO DE BAJA FRECUENCIA EN MEDICIÓN DE VELOCIDAD .....	180
FIGURA 5-5: RESULTADO EXPERIMENTAL CONDICIÓN 2. MEDICIÓN M3 .....	182
FIGURA 5-6: RESULTADO EXPERIMENTAL CONDICIÓN 3. MEDICIÓN M3 .....	184
FIGURA 5-7: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO BASE – CASO 1. MEDICIÓN M2 .....	186
FIGURA 5-8: SIMULACIÓN SALIDA CONVERTOR SUB MODO COMP. SEC (0) - CASO 1. ....	191
FIGURA 5-9: SIMULACIÓN CORRIENTES RED Y CARGA, SUB MODO COMP. CORRIENTE SEC(0). ....	192
FIGURA 5-10: FUNCIONAMIENTO TRANSITORIO SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(0) - CASO 1. MEDICIÓN M1 ..	194
FIGURA 5-11: REFERENCIA Y REALIMENTACIÓN CONTROLADOR CORRIENTE - SUB MODO COM. CORR. SEC (0) - CASO 1. MEDICIÓN M1.....	195
FIGURA 5-12: SIMULACIÓN CORRIENTES RED - SUB MODO COMP. CORR. SEC (-) - CASO 1.....	198
FIGURA 5-13: SIMULACIÓN CORRIENTE CONVERTOR - SUB MODO COMP. CORR. SEC (-) - CASO 1.....	200
FIGURA 5-14: REFERENCIA Y REALIMENTACIÓN CONTROLADORES DE CORRIENTE - CASO 1. MEDICIÓN M3 .....	202
FIGURA 5-15: CORRIENTE RED - SUB MODO COMP. CORR. SEC(-) - CASO 1. MEDICIÓN M1 .....	204
FIGURA 5-16: FUNCIONAMIENTO TRANSITORIO SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(-) - CASO 3. MEDICIÓN M1...206	
FIGURA 5-17: CORRIENTE RMS FASE A DE RED, CONV Y CARGA; TENSIÓN BUS DC – CASO 3. MEDICIÓN M1 .....	208
FIGURA 5-18: CORRIENTE RMS FASE A DE RED, CONV Y CARGA; TENSIÓN BUS DC – CASO 1. MEDICIÓN M1 .....	211
FIGURA 5-19: CORRIENTE RMS FASE A DE RED, CONV Y CARGA; TENSIÓN BUS DC – CASO 2. MEDICIÓN M1 .....	213
FIGURA 5-20: CORRIENTE RMS FASE A DE RED, CONV Y CARGA; TENSIÓN BUS DC – CASO 3. MEDICIÓN M1 .....	215
FIGURA 5-21: CORRIENTE RED Y TENSIÓN BUS DC ANTE ESCALÓN DE REFERENCIA - SUB MODO CARGA BUS DC - CASO 2. MEDICIÓN M1.....	218
FIGURA 5-22: TRANSITORIO CORRIENTE RED - TENSIÓN BUS DC - SUB MODO CARGA BUS DC - CASO 1. MEDICIÓN M1.....	220
FIGURA 5-23: TRANSITORIO CORRIENTE RED - TENSIÓN BUS DC - SUB MODO CARGA BUS DC - CASO 2. MEDICIÓN M1.....	221
FIGURA 5-24: TRANSITORIO CORRIENTE RED - TENSIÓN BUS DC - SUB MODO CARGA BUS DC - CASO 3. MEDICIÓN M1.....	222
FIGURA 5-25: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO COMP. CORRIENTE SEC(-) Y (0).....	224
FIGURA 5-26: CORRIENTE RED - SUB MODO COMP. CORR. SEC(-) Y (0) - CASO 1. MEDICIÓN M1.....	226
FIGURA 5-27: CORRIENTE FASE A DE RED, CONV Y CARGA; TENSIÓN BUS DC – CASO 3. MEDICIÓN M1.....	228
FIGURA 5-28: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO CARGA BUS DC Y SUAVIZADOR P-Q. ....	229
FIGURA 5-29: COMPARACIÓN TENSIÓN BUS DC.(ARRIBA: CASO 1; MEDIO: CASO 2; ABAJO: CASO 3). MEDICIÓN M1 .....	231
FIGURA 5-30: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO CARGA BUS DC, COMP. CORRIENTE SEC(-) Y (0). ....	233
FIGURA 5-31: COMPARACIÓN TENSIÓN BUS DC.(ARRIBA: CASO 1; MEDIO: CASO 2; ABAJO: CASO 3). MEDICIÓN M1 .....	235
FIGURA 5-32: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO SUAVIZADOR P-Q, COMP. CORRIENTE SEC(-) Y (0). 236	
FIGURA 5-33: CORRIENTE FASE A DE RED, CONV Y CARGA; TENSIÓN BUS DC – CASO 1. MEDICIÓN M1.....	238
FIGURA 5-34: CORRIENTE FASE A DE RED, CONV Y CARGA; TENSIÓN BUS DC – CASO 2. MEDICIÓN M1.....	239
FIGURA 5-35: CORRIENTE FASE A DE RED, CONV Y CARGA; TENSIÓN BUS DC – CASO 3. MEDICIÓN M1.....	240

FIGURA 5-36: BLOQUE CÁLCULO REFERENCIA DE CONTROL - SUB MODO CARGA BUS DC, SUAVIZADOR P-Q, COMP. CORRIENTE SEC(-) Y (0) .....	242
FIGURA 5-37: CORRIENTE FASE A DE RED, CONV Y CARGA; TENSIÓN BUS DC – CASO 1. MEDICIÓN M1.....	244
FIGURA 5-38: CORRIENTE FASE A DE RED, CONV Y CARGA; TENSIÓN BUS DC – CASO 2. MEDICIÓN M1.....	245
FIGURA 5-39: CORRIENTE FASE A DE RED, CONV Y CARGA; TENSIÓN BUS DC – CASO 3. MEDICIÓN M1.....	246
FIGURA 5-40: COMPARACIÓN TENSIÓN BUS DC.(ARRIBA: CASO 1; MEDIO: CASO 2; ABAJO: CASO 3). MEDICIÓN M1 .....	248
FIGURA 8-1: MODELO MÁQUINA INDUCCIÓN EXACTO REFERIDO A ESTATOR.....	273
FIGURA 8-2: DIAGRAMA CUERPO LIBRE MASA VEHÍCULO.....	278
FIGURA 8-3: DIAGRAMA TRANSMISIÓN POTENCIA ENTRE MOTOR Y RUEDA DE TRACCIÓN .....	281
FIGURA 8-4: TENSIÓN Y CORRIENTE BUS DC PARA CARGA EN RED BALANCEADA Y NO LINEAL. ....	283
FIGURA 8-5: TENSIÓN Y CORRIENTE BUS DC PARA CARGA EN RED DESBALANCEADA Y NO LINEAL .....	284
FIGURA 8-6: EJEMPLO REPRESENTACIÓN GRÁFICA COMPONENTES SIMÉTRICAS. ....	287
FIGURA 8-7: RED ELÉCTRICA TRIFÁSICA TETRAPOLAR GENÉRICA.....	288
FIGURA 8-8: MODELO ELÉCTRICO CONVERTOR TETRAPOLAR .....	291

# ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2-1: EVALUACIÓN MÁQUINAS ELÉCTRICAS PARA VEHÍCULO ELÉCTRICOS. FUENTE: [5] .....	11
TABLA 2-2: RESUMEN VENTAJAS COMPARATIVAS ACUMULADORES PARA VEHÍCULOS ELÉCTRICOS. FUENTE: [21].....	19
TABLA 2-3: COMPARACIÓN TECNOLOGÍAS DE ACUMULADORES PARA VEHÍCULOS ELÉCTRICOS. FUENTE: [2] [14] .....	20
TABLA 2-4: CARACTERÍSTICAS BATERÍAS PLOMO ÁCIDO. FUENTE: [21] .....	21
TABLA 2-5: CARACTERÍSTICAS BATERÍAS LITIO. FUENTE: [15].....	22
TABLA 2-6: CARACTERIZACIÓN CARGADORES DE BATERÍAS SEGÚN POTENCIA. FUENTE: [24] .....	24
TABLA 2-7: COMPARACIÓN ENTRE CONVERTORES VSI Y CSI BASADOS EN IGBT. FUENTE: [47] [52].....	40
TABLA 2-8: RESUMEN TIPOS DE COMPENSACIÓN TOPOLOGÍAS FILTROS ACTIVOS. FUENTE: [25] .....	44
TABLA 2-9: COMPARACIÓN ALGORITMOS DE CÁLCULO DE REFERENCIA DE COMPENSACIÓN. FUENTE: [66] [71] .....	52
TABLA 2-10: VECTORES DE TENSIÓN CONVERTOR TRES PIERNAS EN EJES ALFA-BETA.....	54
TABLA 2-11: VECTORES DE TENSIÓN CONVERTOR CUATRO PIERNAS EN EJES ABC Y ALFA-BETA-CERO.....	60
TABLA 2-12: SECTORES, TETRAEDROS Y VECTORES ACTIVOS MODULACIÓN 3D.....	62
TABLA 3-1: RESUMEN ELECCIÓN COMPONENTES Y CONTROL.....	70
TABLA 3-2: CARACTERÍSTICAS SEÑALES MEDIDAS CONVERTOR .....	82
TABLA 4-1: MODOS OPERACIÓN MICRO RED DE HUATACONDO. ....	125
TABLA 4-2: CARACTERÍSTICA RUTA OPCIÓN 1. DATOS OBTENIDOS DESDE <i>GoogleEarth</i> .....	128
TABLA 4-3: CARACTERÍSTICAS RUTA OPCIÓN 2.....	131
TABLA 4-4: CARACTERÍSTICAS RUTA OPCIÓN 3. DATOS OBTENIDOS DESDE <i>GOOGLEEARTH</i> . ....	133
TABLA 4-5: RESULTADO SIMULACIONES POTENCIA DE TRACCIÓN.....	142
TABLA 4-6: CARACTERÍSTICAS MÁQUINA INDUCCIÓN .....	143
TABLA 4-7: VALORES DE OPERACIÓN CONVERTOR LADO AC.....	144
TABLA 4-8: VALORES DE OPERACIÓN CONVERTOR LADO DC - MODO VE.....	144
TABLA 4-9: VALORES DE OPERACIÓN CONVERTOR LADO DC - MODO $V2\mu G$ .....	145
TABLA 4-10: CAPACITANCIA BUS DC - MODO VE - MODO $V2\mu G$ .....	145
TABLA 4-11: RESISTENCIA TÉRMICA DISIPADOR MÓDULO DE POTENCIA MODO VE - MODO $V2\mu G$ .....	146
TABLA 4-12: PARÁMETROS BLOQUE CONTROL CORRIENTE MODO VE .....	146
TABLA 4-13: PARÁMETROS CONTROLADOR BLOQUE SINCRONIZADOR MODO $V2\mu G$ .....	146
TABLA 4-14: PARÁMETROS BLOQUE CONTROL DE CORRIENTE MODO $V2\mu G$ .....	147
TABLA 4-15: PARÁMETROS CONTROLADOR SUB MODO CARGA BUS DC - MODO $V2\mu G$ .....	147
TABLA 5-1: CARACTERÍSTICAS MOTOR INDUCCIÓN DE PRUEBA.....	173
TABLA 5-2: SUB MODOS DE OPERACIÓN $V2\mu G$ . CASOS DE PRUEBA.....	174
TABLA 5-3: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO BASE. MEDICIÓN M2 .....	187
TABLA 5-4: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO IDLE. MEDICIÓN M2 .....	188

TABLA 5-5: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(0). MEDICIÓN M2 .....	189
TABLA 5-6: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(-).MEDICIÓN M2 .....	196
TABLA 5-7: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO SUAVIZADOR P-Q. MEDICIÓN M2 .....	210
TABLA 5-8: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO CARGA BUS DC. MEDICIÓN M2 .....	216
TABLA 5-9: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(-) Y (0). MEDICIÓN M2 .....	225
TABLA 5-10: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO CARGA BUS DC Y SUAVIZADOR P-Q. MEDICIÓN M2 .....	230
TABLA 5-11: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO CARGA BUS DC, COMP. CORR SEC(-) Y (0). MEDICIÓN M2.....	233
TABLA 5-12: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO SUAVIZADOR P-Q, COMP. CORR. SEC(-) Y (0). MEDICIÓN M2237	
TABLA 5-13: RESULTADOS RÉGIMEN PERMANENTE SUB MODO CARGA BUS DC, SUAVIZADOR P-Q, COMP. CORR. SEC(-) Y SEC(0). MEDICIÓN M2 .....	243
TABLA 8-1: RESULTADOS PRUEBA ROTOR BLOQUEADO .....	275
TABLA 8-2: RESULTADOS PRUEBA VACÍO .....	275
TABLA 8-3: RESULTADO CÁLCULO PARÁMETROS EXPERIMENTALES MÁQUINA INDUCCIÓN .....	276
TABLA 8-4: PARÁMETROS SIMULACIÓN POTENCIA DE TRACCIÓN .....	282
TABLA 8-5: PARÁMETROS Y RESULTADOS CÁLCULO CAPACITANCIA BUS DC - MODO VE.....	282
TABLA 8-6: PARÁMETROS Y RESULTADOS CÁLCULO CAPACITANCIA BUS DC - MODO V2MG .....	283
TABLA 8-7: CONDICIONES DE OPERACIÓN MÓDULO DE POTENCIA PARA CÁLCULO DE PÉRDIDAS.....	285
TABLA 8-8: CARACTERÍSTICAS FÍSICAS Y DE OPERACIÓN IGBT.....	285
TABLA 8-9: CÁLCULO PÉRDIDAS MÓDULO IGBT+DIODO MODOS VE Y V2MG.....	286
TABLA 8-10: CÁLCULO RESISTENCIA TÉRMICA MÓDULO DE POTENCIA MODOS VE Y V2MG.....	286
TABLA 8-11: CÁLCULO POTENCIAS INSTANTÁNEAS USANDO TRANSFORMADA DE CLARKE Y PARK; Y SU DEPENDENCIA CON LAS CONSTANTES USADAS EN SU DEFINICIÓN. ....	290

# 1 INTRODUCCIÓN

## 1.1 Motivación

La escasez, el alto costo de extracción, el efecto en el calentamiento global y la inestabilidad política de países exportadores de combustibles fósiles ha impulsado a investigadores y autoridades a desarrollar nuevas estrategias, conceptos y herramientas para aumentar la eficiencia, seguridad, confiabilidad y escalabilidad en la manera en que se produce y consume la energía. Estados Unidos es uno de los principales consumidores de energía en el mundo, donde un 68% de ella fue destinada a transporte y generación de electricidad en 2010, dejando en evidencia que cualquier esfuerzo relacionado al área energética debe estar enfocado en estas dos materias, en especial cuando sus fuentes primarias son el carbón, el gas y el diésel. En esta línea, los avances tecnológicos de los últimos años han contribuido al desarrollo de sistemas de generación de electricidad basados en energías renovables no convencionales, perfilándolas como una de las soluciones más aceptadas para reducir la dependencia de los combustibles fósiles en el mundo.

No obstante, si bien generar electricidad de manera barata y suficiente para el desarrollo económico es una de las prioridades de los países, algunas áreas rurales y aisladas frecuentemente no perciben estos esfuerzos debido a fuertes barreras económicas que nacen de aspectos como la lejanía de la red eléctrica principal, ausencia de una red de distribución local, baja densidad poblacional, bajo nivel de ingresos, identidad cultural, precio y disponibilidad de combustibles, entre otros [1].

La importancia de la electricidad para las comunidades aisladas radica en el impacto que tiene sobre la economía, el medio ambiente, la seguridad, el crecimiento demográfico, la salud y calidad de vida. Por ejemplo, mejora el acceso y la calidad de la educación puesto que se pueden utilizar más y mejores herramientas para el aprendizaje como computadores, proyectores e internet; permite mejorar la seguridad mediante el uso de alumbrado público y sistemas de alarmas residenciales o comunitarias; permite acceder a un mejor sistema de salud con mayor horas de



servicio y nuevas herramientas para la atención médica; reduce el aislamiento gracias a las mejoras en los canales de información y comunicación como telefonía, internet, radio y televisión; y fomenta la productividad en ámbitos como el turismo, el comercio y los servicios básicos. En general, permite mejorar la calidad de vida de las personas.

La tecnología de micro redes ha permitido explotar localmente los recursos energéticos renovables, abriendo una oportunidad para que zonas aisladas eléctrica y geográficamente puedan acceder a un suministro constante de electricidad. Las micro redes son redes a escala pequeña formadas por generadores distribuidos, sistemas de Almacenamiento de Energía y cargas que están eléctricamente interconectadas, jerárquicamente controladas y con la capacidad de operar conectadas a una red principal o de manera aislada [2]. Si bien el desarrollo de este concepto puede significar el acceso a la electricidad en zonas aisladas, no necesariamente es una solución para el desarrollo del transporte ya sea privado, por ejemplo para fines comerciales; o bien público, por ejemplo para ambulancias, carros de bomberos, recolección de basura, entre otros.

Si una localidad aislada tiene la capacidad de generar su propia electricidad, la idea de utilizar un vehículo eléctrico en sus actividades parece razonable. Sin embargo, no es evidente que técnica y económicamente su integración sea conveniente. En general, los vehículos eléctricos disponibles en el mercado internacional responden principalmente al segmento de vehículos de ciudad y no al de terrenos difíciles y escarpados que, probablemente, producen el aislamiento. Las limitaciones en autonomía e infraestructura pública de recarga no cubren los requerimientos de distancia para un sector que se encuentre alejado de una gran ciudad. También, el uso de cargadores domiciliarios básicos que reponen la energía de las baterías entre 7 y 9 horas podría ser inviable puesto que sus consumos pueden variar entre 2[kW] a 5[kW] pudiendo desestabilizar redes pequeñas que operan en torno a los 10[kW] y 20[kW] más aún, si varias personas cuentan con un vehículo eléctrico. En términos económicos, un vehículo eléctrico puede tener un costo entre dos a tres veces el de uno convencional, sin considerar que en un plazo de 4 a 5 años se deberá reponer el banco de baterías.

Bajo la lógica de encontrar una solución, la idea de un vehículo eléctrico comunitario que apoye sus principales actividades laborales puede permitir que el costo total de inversión se reparta entre una mayor cantidad de usuarios y a su vez puede ayudar a disminuir la sobre carga de la red eléctrica por cantidad de vehículos. Para abordar los peak de potencia en el momento de la carga, en la literatura se ha propuesto el concepto de Vehículo Eléctrico Conectado a la Red (alternativamente V2G del inglés *Vehicle to Grid*), donde un vehículo eléctrico con una interfaz adecuada puede conectarse a una red y establecer un flujo bidireccional de potencia con su banco de baterías. De esta manera, se tiene el potencial para absorber excesos de energía producidos por fuentes renovables cuando existe baja carga, proveer regulación de frecuencia y tensión, filtrar armónicos de corriente y equilibrar carga.

Lo interesante del concepto V2G es que si bien se ha estudiado profundamente y se ha visto que tiene el potencial para derribar una de las barreras más importantes para la penetración de vehículos eléctricos en redes convencionales, aún no se han desarrollado soluciones tecnológicas que materialicen el concepto, menos aún en una micro red que opera aislada.

Por lo tanto, el objetivo de este trabajo es la construcción de un equipo conversor de potencia que materialice el concepto de V2G aplicado a micro redes ( $V2\mu G$ ) aisladas como un complemento para el uso más eficiente de la electricidad y como medio de transporte para el desarrollo local.

## **1.2 Objetivos**

### **1.2.1 OBJETIVO GENERAL**

El objetivo general de este trabajo de tesis es contribuir con la investigación y desarrollo de vehículos eléctricos con capacidad V2G y su integración en micro redes aisladas mediante el diseño y construcción de un controlador trifásico tetrapolar que permita controlar el torque de una máquina de inducción trifásica, conectarse a una red trifásica, flujo bidireccional de energía y acondicionamiento de potencia.

### **1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

Los objetivos específicos de este trabajo son:

- Dar a conocer el estado del arte de vehículos eléctricos puros con capacidad V2G, micro redes; y topologías y estrategias de control de electrónica de potencia que permitan su interacción.
- Disponer de los requerimientos de diseño de un controlador trifásico para un vehículo eléctrico con capacidad  $V2\mu G$  compatible con micro redes aisladas de características particulares de Chile.
- Diseñar y construir un prototipo de inversor trifásico que permita validar en laboratorio la aplicación del concepto  $V2\mu G$ .

### **1.3 Alcances**

Este trabajo considera el desarrollo de un prototipo de conversor, por lo que no se incluirán aspectos de producción, comercialización y modelo de negocio asociados. Tampoco se profundizará en las distintas estrategias existentes de control tanto para su operación como vehículo como conectado a la red, sin embargo, con la debida investigación bibliográfica se seleccionará la más adecuada para la aplicación. Se buscará que la implementación del sistema eléctrico en el vehículo y en la red considere normas nacionales e internacionales al alcance de los recursos del proyecto.

## **1.4 Estructura del documento**

De acuerdo a los objetivos planteados, este trabajo se estructura de la siguiente manera:

En el segundo capítulo se presenta una revisión de los tres principales ejes tecnológicos necesarios para el desarrollo teórico y conceptual de este trabajo. Estos son Vehículos Eléctricos, con énfasis en el concepto V2G; Micro Redes, con especial atención a los fenómenos eléctricos de la operación en isla y, finalmente, equipos Acondicionadores de Potencia basados en Filtros Activos.

Una vez planteado el estado del arte, en el tercer capítulo se plantean las principales consideraciones y expresiones matemáticas para el diseño y dimensionamiento del controlador de potencia. Esto abarca aspectos de hardware, software y control del equipo.

En el cuarto capítulo se aterriza el diseño teórico propuesto con el desarrollo de la implementación de un controlador de potencia para un vehículo eléctrico que opera en la micro red aislada de Huatacondo, en el norte de Chile.

En el quinto capítulo se realizan pruebas de laboratorio que permitan validar su operación mientras está conectado a la red o a un motor de inducción.

Finalmente, y a partir de lo anterior, en el sexto capítulo se presentan las conclusiones y se plantean los posibles trabajos futuros relacionados a esta tesis.

## 2 VEHÍCULOS ELÉCTRICOS, MICRO REDES Y ACONDICIONADORES DE LA CALIDAD DE LA POTENCIA

En lo que sigue de este capítulo se presentan tres temas claves para el desarrollo del controlador de potencia a diseñar. El primero corresponde a Vehículos Eléctricos, con énfasis en el concepto de V2G. El segundo es micro redes, con énfasis su operación en isla. Y el tercero son los Acondicionadores de Potencia, planteados como piezas integradoras de ambas tecnologías.

### 2.1 Vehículos eléctricos

#### 2.1.1 INTRODUCCIÓN

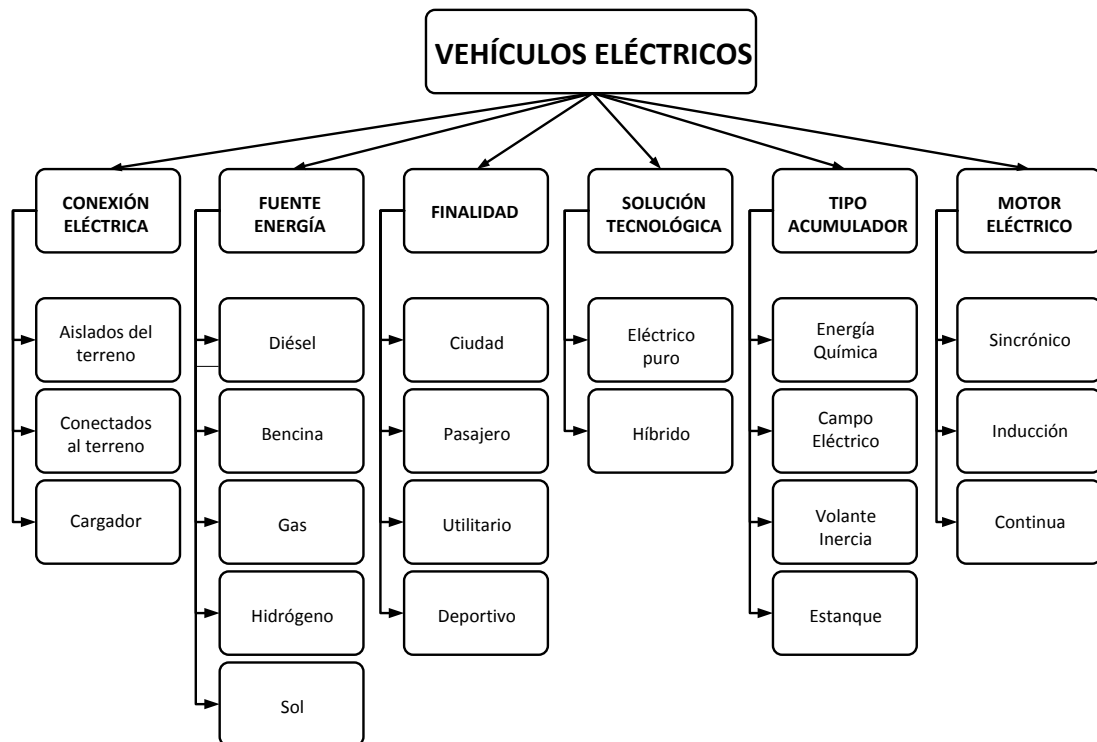


Figura 2-1: Esquema configuración Vehículos Eléctricos. Fuente: [3]

Se entiende por vehículo eléctrico VE (o alternativamente EV del inglés *Electric Vehicle*) un medio de movilización de una o más personas que hace uso de, al menos, un motor eléctrico con el propósito de tracción.

Respecto de su conexión eléctrica los VE se caracterizan por operar aislados del terreno (por ejemplo, un vehículo híbrido o uno solar), conectados al terreno (por ejemplo, el metro o trenes colgantes) o bien con una conexión parcial al terreno a través de un cargador durante las horas que requiere el proceso de carga del sistema de baterías.

Como fuente de energía se distinguen distintos energéticos primarios como diésel o bencina, situación típica de vehículo eléctrico híbridos VEH (o alternativamente HEV del inglés *Hybrid Electric Vehicle*) o el sol en el caso de un vehículo solar puro. En el caso de que se trate de un vehículo que almacena la energía en un sistema de baterías (cargado externamente) se hace referencia a su acumulador y se le denomina Vehículo Eléctrico a Batería (o alternativamente BEV del inglés *Battery Electric Vehicle*). Cuando se trata de un esquema híbrido con capacidad de conexión el acumulador puede ser cargado externamente, a pesar de disponer de un sistema de carga a bordo, haciendo uso de la energía contenida en un estanque de combustible. Este esquema se conoce como PHEV (del inglés Plug – in Hybrid Electric Vehicle).

Otra manera de distinguir un VE es por la finalidad con que fue construido. Por ejemplo, el VE tipo Ciudad está orientado al transporte de un número reducido de personas (usualmente cuatro) y por tramos cortos dentro de ella. De esta manera, no busca ser un sustituto de un vehículo convencional ya que existe limitación de su autonomía y capacidad de operar en terrenos irregulares y con fuertes pendientes. Así mismo, se desarrollan VE con finalidad deportiva como es el caso de las competencias de autos solares. Por último, existen diseños que se orientan al transporte de pasajeros en lugares cubiertos (por ejemplo, aeropuertos) en la ciudad (por ejemplo, buses o trenes eléctricos).

Las soluciones tecnológicas son básicamente un VE puro (típicamente BEV) o bien un esquema híbrido (HEV), donde el sistema de tracción puede venir de un accionamiento eléctrico, de un motor de combustión o una combinación de ambos. El PHEV puede ser considerado un caso intermedio entre ambos.

Convencionalmente, la acumulación de energía eléctrica se realiza electroquímicamente a través de baterías. Para ello se están desarrollando tecnologías

que buscan aumentar la densidad energética de los bancos (mínimo peso y volumen por unidad de energía acumulada). En un esquema HEV el acumulador lo constituye el estanque de combustible. También, se utilizan sistemas de acumulación alternativos basados en campo eléctrico o bien volantes de inercia. El uso de un campo eléctrico se refiere a la integración de condensadores ultra-capacitores, con la característica de poder absorber y entregar energía de forma muy rápida, aunque comparativamente su capacidad de acumulación es limitada. Estos esquemas se utilizan de preferencia para el desarrollo de la capacidad de freno regenerativo, que permite acumular parte de la energía disipada durante el proceso de frenado para su posterior uso en tracción.

Por último, los VE pueden integrar distintas tecnologías de motores eléctricos. La selección dependerá principalmente de los siguientes factores [3]:

- Complejidad del sistema de control
- Características torque – velocidad
- Peso (directamente relacionado con la integración o no de imanes permanentes)
- Costo de adquisición
- Robustez

### **2.1.2 VEHÍCULO ELÉCTRICO PURO**

Un vehículo eléctrico puro tiene como característica principal que su fuente de energía primaria es un banco de acumuladores tipo químico. El esquema general se presenta en la Figura 2-2



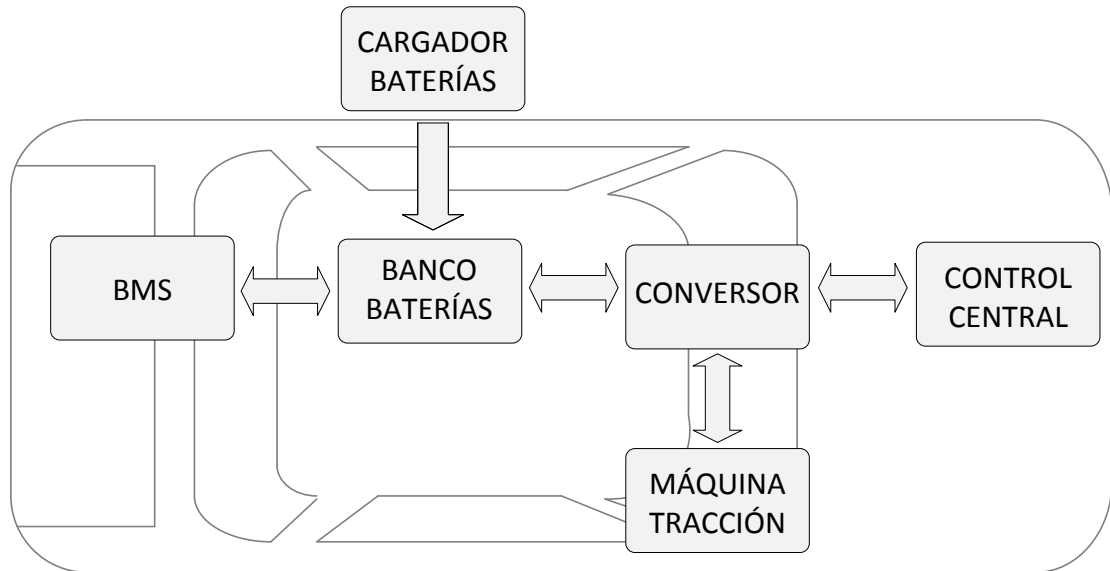


Figura 2-2: Esquema general Vehículo Eléctrico Puro

A continuación se presenta una descripción de cada componente:

#### 2.1.2.1 Máquinas de tracción

La gran variedad de topologías de máquinas eléctricas y las diferentes necesidades que cada vehículo eléctrico enfrenta ha dado como resultado un mercado segmentado, donde coexisten motores en corriente continua, de inducción y sincrónicos de imanes permanentes, principalmente [4].

En [5] se comparan las principales tecnologías para la tracción de vehículos eléctricos (ver Tabla 2-1). En dicho trabajo se concluye que basado en sus características constructivas, prestaciones y costos, la máquina de inducción trifásica es la más conveniente para tareas de tracción en vehículos eléctricos.

Tabla 2-1: Evaluación máquinas eléctricas para vehículo eléctricos. Fuente: [5]

EVALUACIÓN MÁQUINAS ELÉCTRICAS PARA VEHÍCULOS ELÉCTRICOS			
Criterio de comparación	Motor DC	Motor de inducción	Motor imanes permanentes
Densidad de potencia	2.5	3.5	5
Eficiencia	2.5	3.5	5
Controlabilidad	5	4	4
Confiabilidad	3	5	4
Madurez tecnológica	5	5	4
Costo	4	5	3
<b>TOTAL</b>	<b>4.4</b>	<b>5.2</b>	<b>5</b>
Escala: 1 Malo - 5 Bueno			

Tradicionalmente, las máquinas en corriente continua han sido aceptadas y utilizadas en la historia de la propulsión eléctrica debido a sus características de torque-velocidad y a su simplicidad de control. Sin embargo, este tipo de máquina es construida con un sistema de conmutación de delgas y escobillas, requiriendo gastos adicionales por mantenciones regulares y repuestos.

Por otro lado, la máquina sincrónica de imanes permanentes induce un alto campo magnético en el entrehierro sin la necesidad de una corriente de excitación obteniéndose una alta densidad de potencia. La corriente de excitación representa alrededor de la mitad de las pérdidas en una máquina sincrónica típica debido al efecto Joule, lo que naturalmente la hace eficiente, con menos necesidad de enfriamiento y muy adecuada para su uso en lugares pequeños, por ejemplo, como parte de la rueda de un vehículo [4] [6]. Sin embargo, estas ventajas se traducen en un alto costo de adquisición, lo que explica la preferencia por las máquinas de inducción.

Las principales ventajas de las máquinas de inducción son simplicidad de construcción, madurez tecnológica, estandarización, alta disponibilidad en el mercado y baja mantención; características que se traducen en un bajo costo de adquisición. El estándar IE3 de la Comisión Internacional de Electrotecnia (también conocida como IEC del inglés *International Electrotechnical Commission*) considera que la eficiencia de este tipo de máquinas para aplicaciones estáticas es de un 95%, sin embargo, en vehículos eléctricos la eficiencia máxima es sacrificada para obtener el mejor desempeño en el mayor rango de velocidades, por lo que un 75% de eficiencia es considerado aceptable para pequeñas máquinas de tracción [4].

De acuerdo a lo anterior, para una solución prototipo, la relación costo – prestaciones la máquina de inducción es la primera opción.

#### 2.1.2.2 Conversor de potencia

La selección de los dispositivos de potencia para la propulsión de un vehículo eléctrico está basado en requerimientos de:

- Niveles de tensión
- Niveles de corriente
- Frecuencia de conmutación
- Pérdidas de potencia
- Características dinámicas

Los niveles de tensión dependen fuertemente de la tensión de operación del banco de baterías y de la máquina de tracción utilizada. Los niveles de corriente, además, dependen del peak de potencia del motor y de la cantidad de dispositivos en paralelo. Por otro lado, la frecuencia de conmutación debe ser suficientemente alta para reducir el ruido acústico, el tamaño de filtros y problemas de interferencia electromagnética. No obstante, una alta frecuencia de conmutación incrementa las pérdidas de potencia por este concepto. Finalmente, las características dinámicas deben ser suficientemente buenas para permitir altos peak de tensión y corriente; y una buena respuesta dinámica de la máquina [7].

En la Figura 2-3 se muestra el convertor fuente de tensión o inversor de tensión trifásica de dos niveles, considerado una tecnología madura y una de las más comunes en la industria [8] [9]. Está compuesto de un condensador DC en paralelo a un arreglo de seis semiconductores de potencia, dos por fase. Las señales de disparo para cada par de conmutadores deben ser complementarias para evitar cortocircuitar el bus DC. Cuando los interruptores de potencia operan, la carga es conectada al polo positivo o negativo, generando sólo dos posibles niveles de tensión a la salida de cada fase. Utilizando una estrategia de modulación adecuada los pulsos de disparo pueden sintetizar una tensión de componente fundamental deseada, cuya amplitud máxima depende de la tensión del bus DC disponible y del tipo de modulación utilizado.

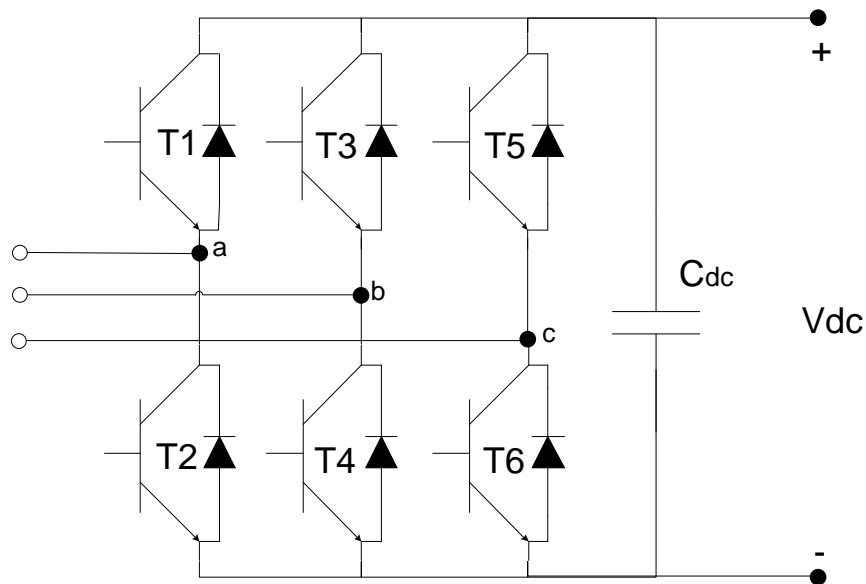


Figura 2-3: Puente inversor trifásico, 2 niveles. Fuente: [9]

En [8] se presentan otras topologías para máquina de inducción trifásicas como el convertor de tres niveles con conexión en el punto medio del bus DC, convertor de siete niveles, basado en convertidores tipo puente H en cascada y el convertor de cinco niveles basado en condensadores volantes, que si bien resultan tener un mejor desempeño que el convertor de dos niveles, son costosos en fabricación y control. En la Figura 2-4 se presenta un resumen general de los usos de convertidores de potencia.

<b>Criterio</b>	<b>Baja potencia</b>	<b>Media potencia</b>	<b>Alta potencia</b>
Rango de potencia	<2 [kW]	2-500 [kW]	>500[kW]
Topología	AC/DC - DC/DC	AC/DC - DC/DC - DC/AC	AC/DC - DC/AC
Semiconductor	MOSFET	MOSFET - IGBT	IGBT - IGCT - SCR
Beneficio	Alta densidad de potencia, alta eficiencia	Peso y volumen moderado, bajo costo, alta eficiencia	Alta potencia, estabilidad y calidad

Figura 2-4: Clasificación de aplicaciones de convertidores de potencia. Fuente: [8]

### 2.1.2.3 Estrategias de control

El control de la máquina de inducción trifásica constituye un desafío para la ingeniería debido a la no linealidad del sistema, a la imposibilidad de medir las variables eléctricas del rotor y a que los parámetros físicos no son conocidos de manera precisa puesto que varían con la operación. Típicamente en la industria este tipo de máquinas operan en régimen permanente, mientras que en un vehículo eléctrico se requiere de una respuesta dinámica rápida, alto torque de partida, operación en un amplio rango de velocidades, eficiencia y la menor cantidad de sensores [10], aspectos que se logran, por lo general, con los dos algoritmos de control explicados en los párrafos siguientes.

Para el control de torque en un vehículo eléctrico, la estrategia Control Directo de Torque (alternativamente DTC del inglés *Direct Torque Control*) es utilizada de manera natural. Este algoritmo fue presentado inicialmente por I. Takahashi como DTC [11] y por M. Depenbrock como Auto Control Directo (alternativamente DSC del inglés *Direct Self Control*) [12].

El esquema básico de control utilizando la estrategia DTC se muestra en la Figura 2-5.

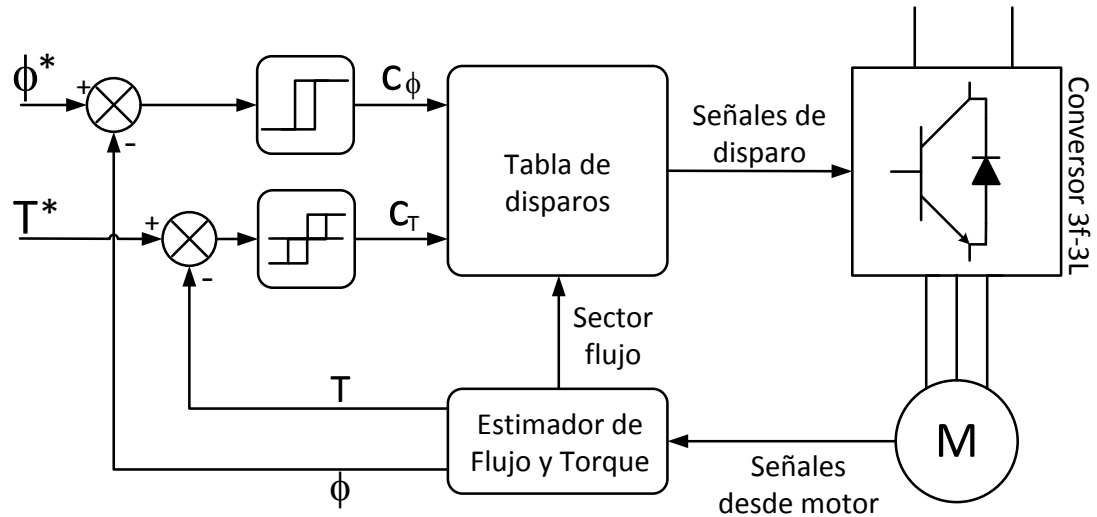


Figura 2-5: Estrategia original DTC. Fuente: [13]

El error entre el torque estimado y el deseado es la entrada para un comparador por histéresis de tres niveles, mientras que el error entre el flujo magnético del estator y la referencia, es la entrada para el comparador por histéresis de dos niveles. La selección del vector de voltaje a sintetizar está basado en una tabla de disparos, presentada en [13], que se alimenta de las salidas de los comparadores por histéresis, cerrando el lazo. Más detalles se pueden encontrar en [11], [12] y [13].

Por otro lado, existe el algoritmo Control por Orientación de Campo (también conocido como FOC del inglés *Field Oriented Control*), presentado por primera vez por F. Blaschke en 1971 [14].

El esquema general de control utilizando la estrategia FOC se muestra en la Figura 2-6.

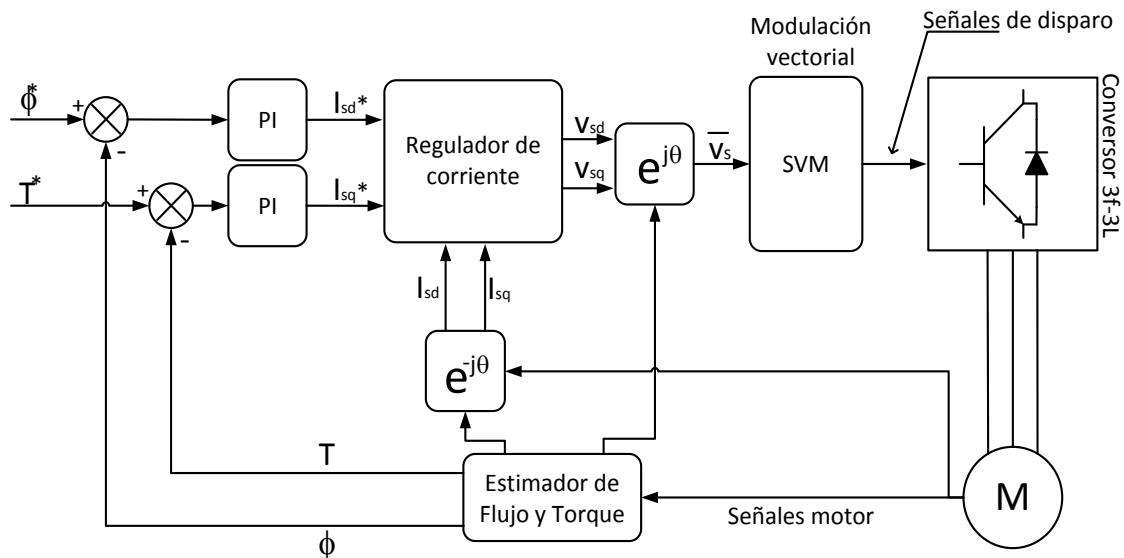


Figura 2-6: Estrategia original FOC. Fuente: [13]

Este algoritmo se deduce a partir de las ecuaciones dinámicas de la máquina de inducción referidas a ejes sincrónicos  $d - q$ , donde asumiendo un eje de referencia para el flujo del rotor se desprende que puede existir un desacoplamiento entre el torque y el flujo magnético del rotor, variables que pueden ser controladas por la manipulación de la corriente de estator en ejes  $d$  y  $q$  respectivamente. Más detalles se pueden encontrar en [14].

En [13], [15], [16] y [17] ambos algoritmos son ampliamente desarrollados y comparados, concluyéndose que son similares, pero DTC presenta altas corrientes de salida, rizo en el torque y baja respuesta dinámica en velocidades bajas, implicando que la primera opción para el control de máquinas de inducción es la estrategia FOC.

#### 2.1.2.4 Banco de baterías

Existen dos tipos dominantes de almacenamiento electroquímico de energía: baterías y condensadores. En una batería la energía eléctrica se almacena en moléculas químicas, mientras que en un condensador la energía es almacenada como carga eléctrica superficial. En las baterías, las reacciones químicas ocurren prácticamente en todo el material que la compone, por lo que deben diseñarse para soportar las reacciones electroquímicas, tanto en el proceso de carga como de descarga, cientos de veces, obteniéndose un producto con alta densidad energética, pero con baja

densidad de potencia. En contraste, en un condensador la integridad estructural de los materiales no cambia y puede ser cargado y descargado millones de veces sin una degradación significativa, con una alta densidad de potencia y baja densidad energética. En la Figura 2-7 se presenta una comparación entre la densidad de potencia y densidad de energía de distintas tecnologías de acumulación.

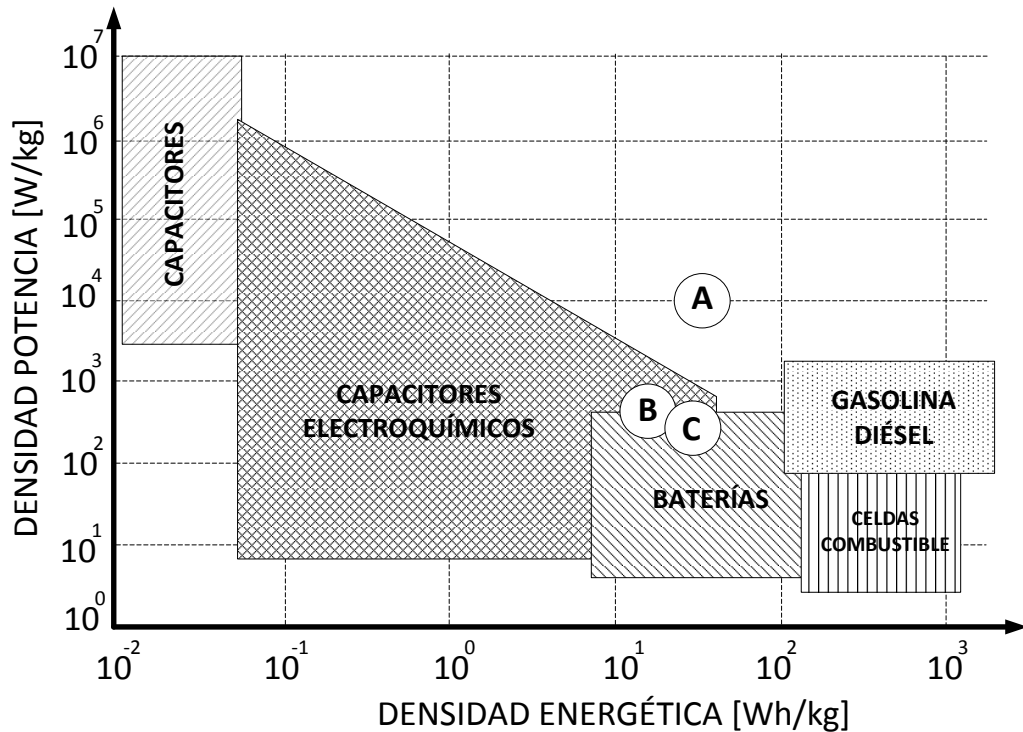


Figura 2-7: Comparación densidad de potencia versus energía. Las letras posicionan tres tecnologías comerciales de VE. Letra A: Vehículo fórmula 1, Letra B: Bus BAE y Letra C: Toyota Prius 2008. Fuente: [18]

En [18] se presenta una revisión histórica de acumuladores de energía, en [19] y [20] se hace una revisión sobre baterías y condensadores para vehículos eléctricos.

En particular, de [5] y [21] se desprende que las dos tecnologías de acumuladores a considerar para un BEV son baterías de plomo ácido, debido a su bajo costo de fabricación y baterías de litio, debido a su alta energía y potencia específica.

Las baterías de níquel e hidruro metálico presentan características deseables para su uso en vehículos eléctricos, como larga vida útil, amplio rango de temperatura de



operación, resistencia a la sobre carga y descarga; y uso de materiales reciclables, sin embargo tienen inconvenientes importantes como reducción entre 200 y 300 ciclos su vida útil ante repetidas descargas a altas corrientes y presencia de efecto memoria. Así mismo, las baterías de níquel cadmio presentan un alto costo de adquisición, efecto memoria y si bien son reciclables, el cadmio es un metal pesado nocivo para el medio ambiente.

En la Tabla 2-2 se presenta un resumen comparativo de las principales características de las tecnologías de acumuladores tratadas anteriormente. En la Tabla 2-3 se presenta una comparación cuantitativa de las baterías de plomo ácido, níquel e hidruro metálico y de litio.

Tabla 2-2: Resumen ventajas comparativas acumuladores para vehículos eléctricos. Fuente: [21]

VENTAJAS ESPECÍFICAS DE ACUMULADORES PARA VEHÍCULOS ELÉCTRICOS						
Ventajas de: Sobre:		Plomo Ácido	Níquel Cádmió	NiMH	Ion Litio	
					Convencional	Polímero
Plomo Ácido (Pb)		-	Densidad energética gravimétrica; densidad energética volumétrica; temperatura de operación; autodescarga; seguridad	Densidad energética gravimétrica, densidad energética volumétrica, capacidad de autodescarga	Densidad energética gravimétrica, densidad energética volumétrica, capacidad de autodescarga	Densidad energética gravimétrica, densidad energética volumétrica, capacidad de autodescarga
Níquel Cádmió (NiCd)		Vida útil; precio	-	Densidad energética gravimétrica, densidad energética volumétrica	Densidad energética gravimétrica, densidad energética volumétrica, capacidad de autodescarga	Densidad energética gravimétrica, densidad energética volumétrica, capacidad de autodescarga
Níquel e Hidruro Metálico (NiMH)		Vida útil; precio	Temperatura de operación, Vida útil, precio, autodescarga	-	Densidad energética gravimétrica, densidad energética volumétrica, capacidad de autodescarga, temperatura de operación	Alta densidad energética gravimétrica, densidad energética volumétrica, capacidad de autodescarga, temperatura de operación
Ion Litio	Convencional	Vida útil, precio, seguridad, reciclable	Temperatura de operación, Vida útil, precio, seguridad, reciclable	Precio, seguridad, capacidad de autodescarga, reciclable	-	Densidad energética gravimétrica, densidad energética volumétrica, capacidad de autodescarga, temperatura de operación, seguridad, precio
	Polímero	Vida útil; precio	Temperatura de operación, Vida útil, precio	Densidad energética gravimétrica, densidad energética volumétrica	Temperatura de operación, Vida útil	-
<b>Ventajas absolutas</b>		<b>Larga vida útil, bajo precio</b>	<b>Temperatura de operación elevado, bajo precio</b>	<b>Alta densidad energética gravimétrica</b>	<b>Alta densidad energética gravimétrica, alta densidad energética volumétrica, baja autodescarga</b>	<b>Alta densidad energética gravimétrica, alta densidad energética volumétrica, baja autodescarga, buena característica de diseño</b>

Tabla 2-3: Comparación tecnologías de acumuladores para vehículos eléctricos. Fuente: [2] [14]

COMPARACIÓN BATERÍAS PARA VEHÍCULOS ELÉCTRICOS				
Criterio de comparación	Unidad	Plomo ácido	Níquel e hidruro metálico	Ion Litio
Energía específica	[Wh/kg]	35	55	>80
Densidad de energía	[Wh/L]	75	150	150
Potencia específica	[W/kg]	150	230	1000
Aceptación de carga	[W/kg]	50	200	600
Vida útil	[Nº ciclos] (al 80% de descarga)	125	3000	2500
Nivel de costo	[USD/kWh]	150	450	500

#### 2.1.2.4.1 Baterías de plomo – ácido

Las baterías de plomo ácido han sido bien establecidas comercialmente con ayuda de la industria. Son la tecnología de acumulación más económica por kWh de carga y seguirá siéndolo en el futuro próximo. Sin embargo, tienen baja energía específica y por lo mismo es difícil pensar en tener un vehículo de alta autonomía con este tipo de acumulador. No obstante, para rangos pequeños es una opción a considerar [21].

Tabla 2-4: Características baterías Plomo ácido. Fuente: [21]

CARACTERÍSTICAS BATERÍAS PLOMO ÁCIDO		
Característica	Unidad	Valor
Energía específica	[Wh/kg]	20 -35
Densidad energética	[Wh/L]	54-95
Potencia específica	[W/kg]	~250
Voltaje nominal celda	[V]	2
Eficiencia	%	~80
Resistencia interna	[ $\Omega$ ]	~ 0.022 (Extremadamente baja)
Disponibilidad comercial	-	Disponible por diversos fabricantes
Auto descarga	%	~ 2 (por día)
Ciclos	-	>800 (descarga de 80%)
Tiempo de recarga	[h]	8

#### 2.1.2.4.2 Baterías de litio

Desde 1980, las celdas recargables de litio han penetrado fuertemente el mercado de acumuladores para vehículos eléctricos, ofreciendo un incremento importante en la densidad energética en comparación con otras tecnologías, pero con un incremento en costos. A pesar de esto han sido elegidas como la tecnología base para los VE [22].

Tabla 2-5: Características baterías Litio. Fuente: [15].

CARACTERÍSTICAS BATERÍAS ION LITIO		
Característica	Unidad	Valor
Energía específica	[Wh/kg]	90
Densidad energética	[Wh/L]	150
Potencia específica	[W/kg]	300
Voltaje nominal celda	[V]	3.5
Eficiencia	-	Muy buena
Resistencia interna	-	Muy baja
Disponibilidad comercial	-	Disponible en celdas
Auto descarga	%	~10 (por mes, muy baja)
Ciclos	-	>1000
Tiempo de recarga	[h]	2 a 3

Finalmente, si bien los acumuladores de plomo ácido son una solución económica, para un vehículo pequeño es recomendable la utilización de baterías de ion litio debido a su alta densidad energética, privilegiando la menor masa y el mejor uso del espacio en vez del costo.

#### 2.1.2.5 Tecnologías de recarga de baterías para vehículos eléctricos puro

Los cargadores de baterías juegan un rol crítico en el desarrollo de los vehículos eléctricos puro debido a que permiten enfrentar los problemas existentes de almacenamiento de energía [23]. Los aspectos más importantes a considerar en el desarrollo de los cargadores de baterías son [3]:

- Seguridad del usuario.
- Seguridad del vehículo.
- Comportamiento químico de la tecnología de baterías.
- Manejo del banco de baterías y desarrollo de alternativas de empaquetamiento.
- Electrónica de potencia asociada al cargador.
- Interfaz para el usuario.
- Sistemas alternativos de carga en corriente alterna (conducción, inducción) y corriente continua.
- Conectores, cuidando aspectos tanto ergonómicos como de funcionalidad.
- Flujo de información (vehículo – cargador – red eléctrica) de carácter técnico y comercial..

Entre las soluciones tecnológicas disponibles se distinguen diversas clasificaciones, entre ellas:

- Nivel de potencia e infraestructura
- Cargador a bordo o externo
- Cargador unidireccional
- Cargador bidireccional
- Cargador conductivo
- Cargador inductivo

Actualmente, la clasificación según nivel de potencia e infraestructura es la más conocida y utilizada. En [24] se desarrolla con más profundidad el tema y se resumen en la Tabla 2-6.

Tabla 2-6: Caracterización cargadores de baterías según potencia. Fuente: [24]

CARACTERÍSTICAS CARGADORES SEGÚN POTENCIA					
Nivel/Modo	Tipo/Uso	Estándar	Carga resultante	Tiempo de carga	Potencia
1	Doméstico	230[Vac], 16[A], 1f	100%	6 - 8 [h]	2[kW] a 10[kW]
2	Oportunidad	400[Vac], 32[A]	50%	30 [min]	22[kW]
2	Emergencia	400[Vac], 32[A]	20[km]	10 [min]	22[kW]
3	Extensión rango	400[Vac], 63[A]	80%	30 [min]	>44[kW]

No obstante, las otras clasificaciones, sin bien son menos conocidas, no las hace menos interesante. A continuación una breve descripción de cada una:

- a) Cargador a bordo: Típicamente se utiliza en nivel 1 ó 2, permitiendo al usuario cargar en cualquier parte mientras disponga de una fuente de energía adecuada. Este tipo de cargador limita su potencia debido a espacio y restricciones de costo; y son utilizados por un periodo largo de tiempo.
- b) Cargador externo: Es utilizado en nivel 2 y 3 con menos restricciones de potencia, peso y espacio, sin embargo, tiene desventajas por presentar mayor costo, propensión al vandalismo y mayor trabajo de instalación.
- c) Cargador unidireccional: Es la manera tradicional para entregar energía al banco de baterías de un Vehículo Eléctrico, sin embargo, no permiten devolver energía a la red. En general, son construidos usando un puente de diodos en conjunto con un filtro y un convertor DC-DC, los que son implementados en una sola etapa para limitar costos, masa, volumen y pérdidas.
- d) Cargador bidireccional: Típicamente tiene dos etapas: Un convertor bidireccional AC-DC conectado a la red y un convertor DC-DC bidireccional para la regulación de la carga. Esto implica que este tipo de equipo puede tomar energía desde la red o puede inyectarla. Las desventajas son la degradación de la vida útil de las baterías debido a los frecuentes ciclos de carga y descarga, complejidad de implementación y mayor costo inicial.
- e) Cargador conductivo: Utiliza un contacto directo entre el conector del VE y el punto de carga. El cable puede ser alimentado directamente desde una red doméstica (Nivel 1) o desde una estación de carga (Nivel 2 ó 3). El principal

inconveniente es que el usuario debe conectar el cable, por lo que corre el riesgo de sufrir una descarga eléctrica.

- f) Cargador inductivo: En este caso, la potencia es transferida de manera magnética. Este tipo de cargadores han sido explorados en nivel 1 y 2. Entre sus ventajas está la conveniencia y posibilidad de aislación galvánica. Sus principales desventajas son baja eficiencia y potencia, complejidad de construcción, tamaño y costo.

Un caso particular de cargador, que combina las características revisadas anteriormente, es el Cargador Integrado, que por medio del sistema de control del motor pueden transferir energía desde la red hacia las baterías o viceversa, minimizando masa, volumen y costo [23]. En [25] se presentan configuraciones del tren de tracción y convertidor de potencia para lograr una conexión integrada entre la red monofásica y las baterías mediante el uso de las bobinas del o los motores y su o sus controladores. Además, se presenta el trabajo en paralelo de los autores donde diseñan una máquina de reluctancia para operar como motor y como transformador para una conexión con una red trifásica.

### **2.1.3 VEHÍCULO ELÉCTRICO PURO CON CAPACIDAD DE CONEXIÓN A LA RED**

Un vehículo *Plug-in* eléctrico (PEV por sus siglas en inglés) sólo puede cargar sus baterías usando energía de la red (u otra fuente externa) y mediante el uso de freno regenerativo. No obstante, los vehículos eléctricos y la infraestructura de carga asociada pueden ser diseñados para que la energía fluya hacia la red. A esta tecnología se le denomina conexión Vehículo a Red (V2G del inglés *Vehicle to Grid*) [26], [27].

Los vehículos con capacidad V2G utilizados en aplicaciones de generación distribuida pueden proveer regulación de voltaje y frecuencia; y reserva en giro. Si se usa un gran número, tienen el potencial de absorber el exceso de energía producida por fuentes renovables cuando la red es operada con baja carga. En este sentido, estudios muestran que este tipo de vehículos pueden ser facilitadores para la penetración de generadores eólicos y paneles fotovoltaicos [28], [29], [30], además de otros beneficios



como soporte de potencia reactiva, regulación de potencia activa, balance de carga, recorte de potencia en hora punta y filtrado de armónicos de corriente [31].

En términos generales, para que un vehículo con capacidad V2G pueda operar correcta y coordinadamente en un sistema eléctrico debe considerar al menos tres aspectos: una conexión eléctrica con la red que permita un flujo bidireccional de potencia, un sistema de comunicación bidireccional con el operador del sistema y un adecuado sistema de medición inteligente de energía. La comunicación permite recibir señales de control, enviar el estado de las baterías y del sistema en general. Para ello se ha discutido el uso de algunos protocolos como *ZigBee*, *Bluetooth*, *Z-Wave* y *HomePlug*. Los sistemas de medición inteligente tienen la tarea de mantener informado al operador sobre las transacciones de energía en el punto de conexión, además de facilitar la transformación del vehículo en una carga controlada ayudando a la integración de renovables [31]. En la Figura 2-8 se muestra el esquema general de integración de un vehículo con capacidad V2G y la red eléctrica.

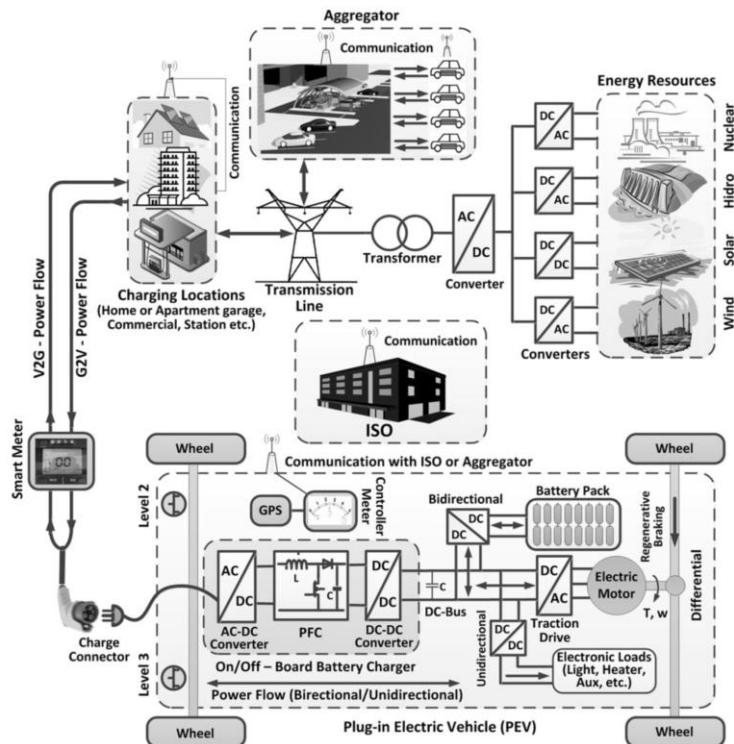


Figura 2-8: Principales componentes de un sistema eléctrico que alberga vehículos V2G. Fuente: [31]

Por supuesto, la electrónica asociada a la capacidad V2G puede producir distorsiones en la red, por lo que los estándares IEEE-519, IEEE-1547, SAE-2894 y IEC-1000-3-6 realizan indicaciones técnicas sobre su conexión a ella, destacándose aspectos de:

- Inyección de corriente DC.
- Nivel de armónicos de tensión y corriente.
- Sincronización con la red e inyección suave de potencia.
- Respuesta ante tensiones anormales.
- Respuesta ante frecuencias anormales.
- Protección contra modo isla repentino.
- Protección contra cortocircuito.

La mayoría de las topologías de electrónica de potencia planteadas y utilizadas para la conexión V2G son equipos “*off board*”, es decir, que se encuentran estáticos en el exterior del vehículo y, básicamente, utilizan una etapa de rectificación controlada en cascada con un convertor DC/DC bidireccional conectado al banco de baterías del vehículo, como se muestra en [32] y [33].

Entre los desafíos de la implementación masiva del concepto está el impacto en la dinámica y desempeño de las redes de distribución debido a la sobre carga en transformadores, conductores y alimentadores. También está el impacto en la vida útil del acumulador por el nivel de uso, el alto costo de inversión, infraestructura y seguridad en comunicaciones [34].

## **2.2 Micro redes**

### **2.2.1 INTRODUCCIÓN**

El concepto de micro red (alternativamente MG del inglés *Micro Grid*) fue introducido en Estados Unidos por el Departamento de Energía, quién fundó en 1999 el “*Consortium for Electric Reliability Technology Solutions*” (CERTS por sus siglas en inglés) para investigar y desarrollar nuevos métodos, herramientas y tecnologías para proteger y mejorar la confiabilidad del sistema eléctrico estadounidense y la competitividad del mercado eléctrico [35].

Conceptualmente una MG es red a escala pequeña formada por generadores distribuidos (alternativamente DG del inglés *Distributed Generation*), sistemas de Almacenamiento de Energía Eléctrica (alternativamente EES del inglés *Electrical Energy Storage*) y cargas que están eléctricamente interconectadas y jerárquicamente controladas, con la capacidad de operar conectada a la red principal o de manera aislada [2].

Entre los generadores en base a energías renovables, las plantas eólicas y fotovoltaicas son las más consideradas para ser integradas en MG debido a que pueden ser más pequeñas y escalables que una central de generación convencional y, potencialmente, pueden ser conectadas en cualquier punto de la red. De igual manera, otros sistemas de generación basados en energía no renovable, como equipos diésel y gas, cuya generación es fácilmente controlada, también son utilizados. En adición a los generadores, los EES también son considerados importantes, especialmente si las energías renovables, caracterizadas por su intermitencia y estocacidad, son la principal fuente de energía de la MG [2].

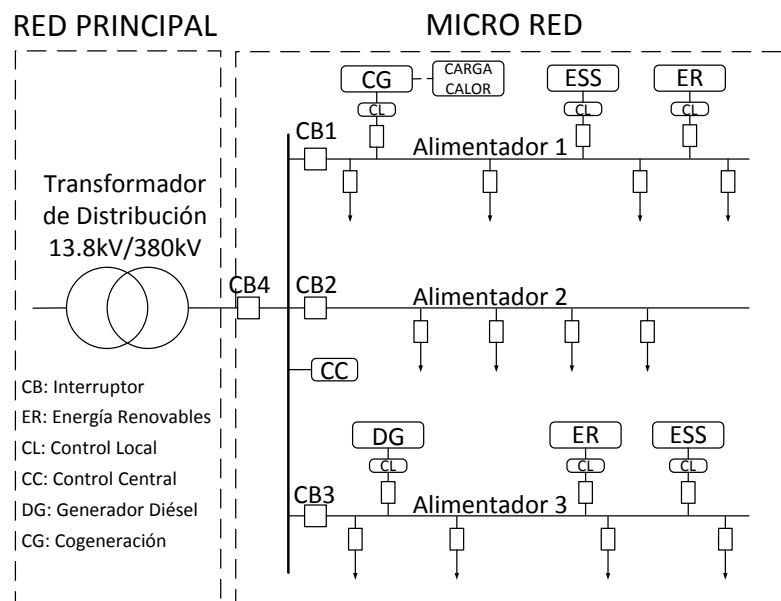


Figura 2-9: Arquitectura típica de una micro red. Fuente: [36]

En la Figura 2-9 se presenta la típica arquitectura de una MG. Cuando opera conectada a la red principal puede importar o exportar energía y en el caso de que

exista alguna condición de inestabilidad el interruptor CB4 opera, pasando al modo aislado, donde puede funcionar de manera autónoma utilizando todas las fuentes de generación y energizando todos los alimentadores. En otro caso, los alimentadores A y C pueden ser desconectados bajo algún criterio de estabilidad, de prioridad o sensibilidad de las cargas conectadas a ellos [36].

### 2.2.2 CLASIFICACIÓN DE CONVERSORES DE POTENCIA

Dependiendo de su función en la MG, los controladores de potencia pueden ser clasificados en Formadores de Red, Alimentadores de Red y Soporte de Red.

Los conversores Formadores de Red son controlados en lazo cerrado para trabajar como fuentes AC ideales de tensión de amplitud  $E^*$  y frecuencia  $\omega^*$ . Como fuente de tensión presenta una baja impedancia de salida, por lo que necesita una alta precisión en el sistema de sincronización para operar en paralelo con otros conversores de la misma clase. Cuando la red principal falla, este conversor se transforma en referencia de tensión y frecuencia para el resto de los conversores Alimentadores de Red. En la Figura 2-10 se presenta un ejemplo de esquema de control que es implementado usando dos controladores sincrónicos en cascada trabajando en ejes de referencia  $d - q$ . La entrada al lazo de control es  $E^*$  y  $\omega^*$  de la onda de tensión a ser formada en el Punto de Conexión Común (o alternativamente PCC del inglés *Point of Common Coupling*). El lazo externo controla la tensión generada, mientras que el lazo interno controla la corriente entregada y que fluye a través de la inductancia  $L_F$ . Usualmente este tipo de conversores son alimentados por una fuente de tensión continua estable en base a baterías, celdas de combustible u otra fuente primaria. Más detalles en [37] y [38].

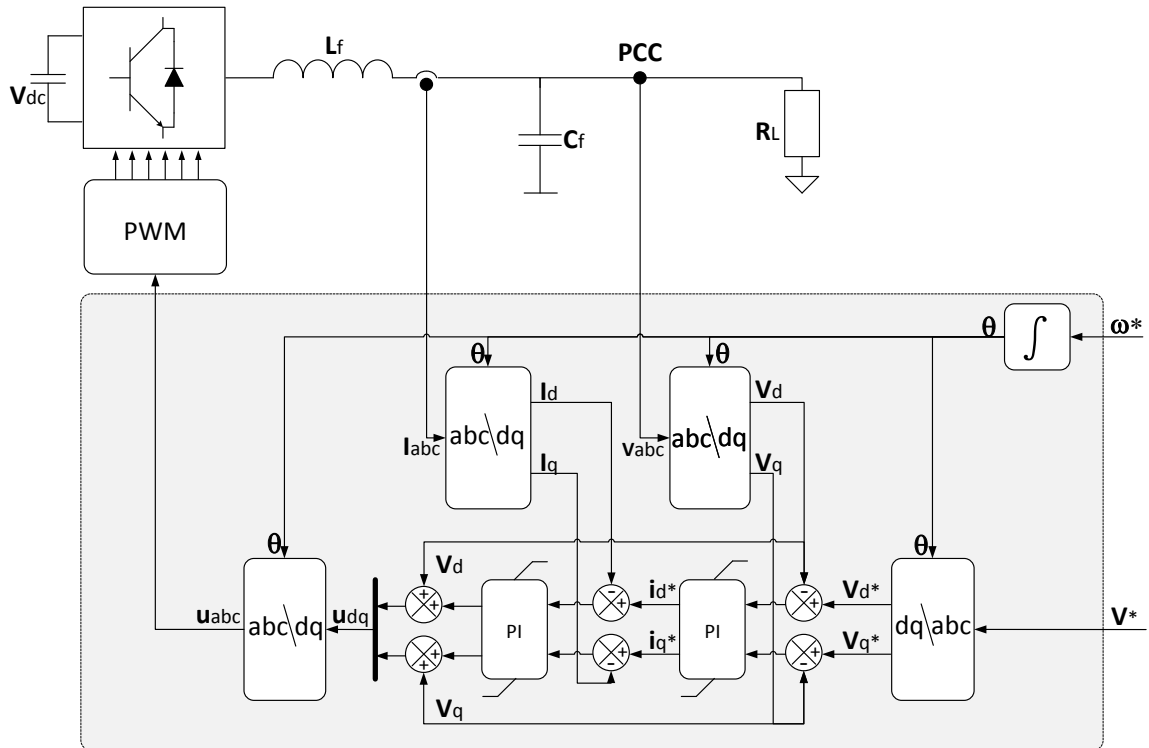


Figura 2-10: Estructura de control básico convertidores trifásicos Formadores de Red

Los convertidores Alimentadores de Red son controlados como fuentes de corriente, presentando una alta impedancia de salida. Estos equipos pueden operar en paralelo con otros de su misma clase mientras la MG está conectada la red principal y pueden participar del control de tensión y frecuencia al cambiar sus consignas de potencia activa  $P^*$  y reactiva  $Q^*$  desde un control central, sin embargo, no pueden operar en modo isla si es que no hay otro equipo Formador de Red o un generador sincrónico local fijando tensión y frecuencia. En la Figura 2-11 se presenta un ejemplo del esquema de control para este tipo de convertidores. Más detalles en [39], [2] y en el Anexo 8.8 para la modelación del convertidor.

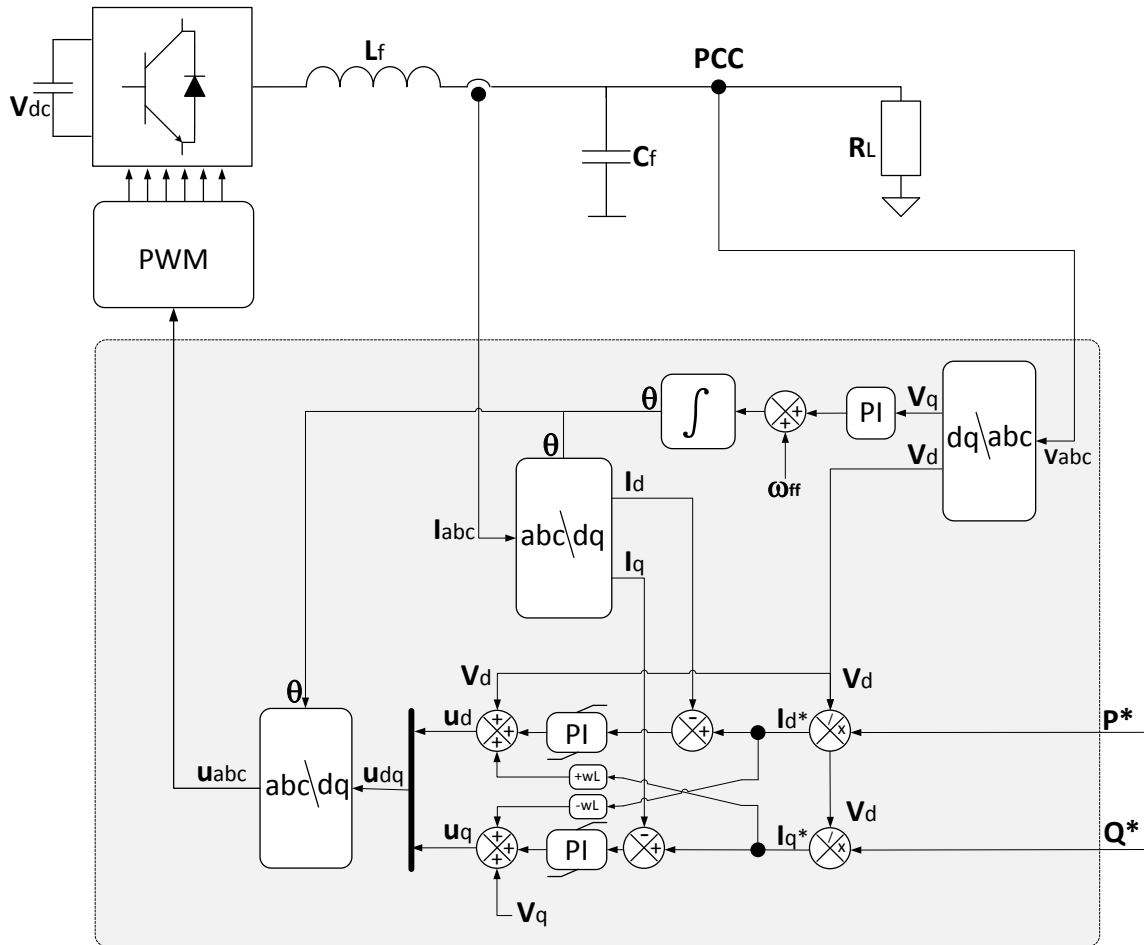


Figura 2-11: Estructura de control básico convertidores trifásicos Alimentadores de Red

Finalmente, los convertidores Soporte de Red son controlados como fuente de tensión con una impedancia serie de conexión al PCC o como una fuente de corriente con una impedancia en paralelo de conexión al PCC. En cualquiera de los dos casos, el objetivo principal es participar en la regulación de la tensión  $E^*$  y la frecuencia  $\omega^*$  mediante el control de la potencia activa y reactiva entregada a la red.

Para el caso del convertidor Soporte de Red controlado como fuente de corriente, su objetivo no sólo es alimentar la carga sino que, adicionalmente, puede ajustarse para contribuir a regular tensión y frecuencia, tanto de la red principal como de la MG. Para el caso del convertidor Soporte de Red controlado como fuente de tensión, la potencia activa y reactiva entregada es una función de la tensión de la red principal, de la tensión en bornes del convertidor y de la impedancia serie que los conecta. Esta

impedancia serie puede ser tanto física como virtual emulada por el control de corriente interno. Además, mediante control droop, puede participar en la regulación de tensión y frecuencia tanto en isla como conectado a la red principal sin la necesidad de un convertidor Formador de Red y sin la necesidad de líneas de comunicación. Más detalles de la modelación del controlador se puede encontrar en el Anexo 8.8.

### 2.2.3 CONTROL DROOP

Diversas estrategias para la repartición de carga en MG han sido propuestas para pequeños inversores operando en paralelo, como control centralizado, control maestro-esclavo, repartición media de carga y control de cadena circular [40]. Sin embargo, estas soluciones han sido pensadas para convertidores que físicamente están cerca uno del otro e interconectadas a través de un canal de comunicación de gran ancho de banda. Para abordar estos problemas, se han utilizado controles droop. Este tipo de control busca controlar la potencia activa y reactiva inyectada a la red por el convertidor Soporte de Red para controlador tensión y frecuencia, imitando la autorregulación de un generador síncrono conectado a una red convencional.

Si se considera el convertidor como una fuente ideal de tensión conectado a la red por una impedancia de línea, como se muestra en la Figura 2-12, entonces la potencia activa  $P_A$  y reactiva  $Q_A$  está dada por:

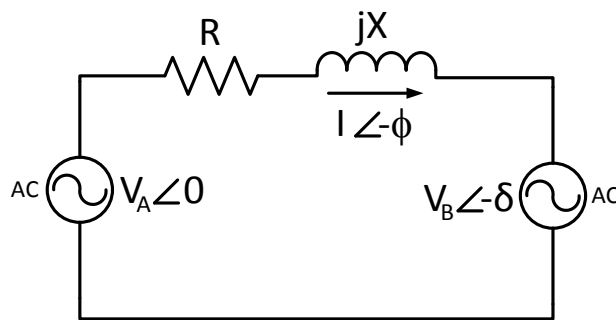


Figura 2-12: Circuito equivalente interconexión Generación – Red

$$P_A = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [R(V_A - V_B \cos(\delta)) + XV_B \sin(\delta)] \quad (2.1)$$

$$Q_A = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [-RV_B \sin(\delta) + X(V_A - V_B \cos(\delta))] \quad (2.2)$$

Las potencias fluyen desde la fuente  $A$  (conversor) hacia  $B$  (red),  $V_A$  y  $V_B$  son las tensiones de esas fuentes,  $\delta$  es su diferencia angular,  $Z = R + jX$  es la impedancia de la línea que los une y  $\theta$  su ángulo.

Ahora bien, redes de alta y media tensión tiene la componente inductiva mucho mayor que la resistiva, por lo que  $R$  puede ser despreciado sin un error significativo. Además, el ángulo de potencia  $\delta$  es pequeño, por lo que se puede asumir que  $\cos(\delta) \approx 1$  y  $\sin(\delta) \approx \delta$ , por lo tanto las ecuaciones ( 2.1 ) y ( 2.2 ) quedan:

$$P_A \approx \frac{V_A}{X} (V_B \sin(\delta)) \Rightarrow \delta \approx \frac{XP_A}{V_A V_B} \quad (2.3)$$

$$Q_A \approx \frac{V_A}{X} (V_A - V_B \cos(\delta)) \Rightarrow V_A - V_B \approx \frac{XQ_A}{V_A} \quad (2.4)$$

El resultado anterior muestra que existe un relación directa entre la potencia  $P_A$  y el ángulo  $\delta$ ; y entre la potencia reactiva  $Q_A$  y la diferencia de tensión  $V_A - V_B$ , lo que permite, a priori, desacoplar el control de tensión y frecuencia mediante el control de  $P_A$  y  $Q_A$ . Luego, las expresiones del control droop son:

$$f - f_0 = -k_p(P - P_0) \quad (2.5)$$

$$V - V_0 = -k_q(Q - Q_0) \quad (2.6)$$

Donde  $f - f_0$  y  $V - V_0$  representan la desviación de frecuencia y tensión de la red, respectivamente y las constantes  $k_p$  y  $k_q$  son las ganancias de la acción de control para cada caso.

Por otro lado, en baja tensión las redes son predominantemente resistivas por lo que la parte inductiva puede ser despreciada. Luego, manteniendo el supuesto de que el ángulo de potencia es pequeño, las potencias  $P_A$  y  $Q_A$  quedan:

$$P_A \approx \frac{V_A}{R} (V_A - V_B \cos(\delta)) \Rightarrow V_A - V_B \approx \frac{RP_A}{V_A} \quad (2.7)$$

$$Q_A \approx -\frac{V_A V_B}{R} \sin(\delta) \Rightarrow \delta \approx -\frac{RQ_A}{V_A V_B} \quad (2.8)$$



Y las expresiones para el control droop son:

$$V - V_0 = -k_p(P - P_0) \quad (2.9)$$

$$f - f_0 = k_q(Q - Q_0) \quad (2.10)$$

Mayor detalle se puede encontrar en [2].

#### 2.2.4 CALIDAD DE LA POTENCIA

Una micro red es diferente de una red convencional, ya que, entre otras cosas, no goza de las ventajas de una red interconectada, resultando en que repentinas variaciones de carga, que pueden llegar a ser de similar magnitud que la potencia instalada del sistema, afectan su estabilidad y generan altos transitorios de tensión y corriente en el bus AC. Más aún, la alta penetración de energías renovables, la utilización de convertidores de potencia y cargas no lineales incrementan los niveles de contaminación armónica en tensiones y corrientes [41].

Los armónicos de corriente y tensión tienen un impacto negativo en todos los sistemas de energía. Sus principales efectos son: disminución en la eficiencia de la generación, transmisión y uso de la energía; envejecimiento en la aislación de equipos eléctricos, y falsa operación de sistemas de protección [42].

Acorde con lo anterior y a manera de resumen, en [43] se plantea que los problemas a resolver en las micro redes del futuro son:

- Desbalances de potencia y energía.
- Presencia de distorsión armónica.
- Funcionamiento adecuado de los sistemas de protección.
- Regulaciones técnicas acordes a la tecnología y la normativa.

Como se ha visto, los problemas y desafíos en la implementación y funcionamiento de las micro redes, desde el punto de vista de la calidad de la potencia, son extensos y difíciles de abordar puesto que son de naturaleza diversa y afectan a todos los componentes del sistema. Algunas maneras de enfrentar estas complicaciones han sido presentadas en la literatura. En [44] se postula que los convertidores de potencia no sólo sirven como interfaz con la red, sino que también tienen el potencial para mitigar

problemas en la calidad de la potencia. Algunas funciones auxiliares como Filtros Activos han sido reportadas y han sido presentados como compensadores de voltaje, soporte para la red y control de tensión en caso de caídas de tensión o cortes [45]. En [41] se presenta el uso de Filtros Activos para la inyección de energía a la red, compensación de armónicos de corriente, corrección del factor de potencia y balance de voltaje desde el punto de vista de la generación y la transmisión.

Un Filtro Activo es un equipo de electrónica de potencia basado en la topología de inversores fuentes de voltaje modulados por ancho de pulso (*PWM VSI* por sus siglas en inglés) capaz de inyectar corrientes y tensiones no sinusoidales a la red, generar desfases entre corriente y tensión y, balancear la potencia trifásica en redes de distribución [46].

## **2.3 Acondicionadores de la calidad de la potencia basados en Filtros Activos para sistemas trifásicos**

### **2.3.1 INTRODUCCIÓN**

La utilización de equipos de electrónica de potencia para controlar y alimentar cargas no lineales y/o excedentarias o deficitarias de potencia reactiva; y el uso de cargas monofásicas tiene como efecto secundario la degradación de las señales eléctricas en los sistemas de potencia trifásicos.

En la literatura se han propuesto soluciones como Filtros Pasivos de potencia, compuestos por elementos resistivos, inductivos y/o capacitivos para absorber armónicos generados por cargas industriales debido, principalmente, a su simplicidad, bajo costo y eficiencia. No obstante, sus desventajas son significativas y tienen que ser consideradas al momento de seleccionar una solución apropiada en cuanto al mejoramiento de la calidad de la potencia en redes eléctricas; entre ellas se encuentra la susceptibilidad de cambio de sus propiedades debido a la impedancia de la generación y la transmisión lo que puede generar resonancias serie y paralelo con la carga, pueden atraer armónicos desde ambientes con presencia de señales distorsionadas y son susceptibles a los transitorios de encendido/apagado de las líneas de potencia [47] [48].

Por otro lado, se ha propuesto la utilización de Filtros Activos (alternativamente AF del inglés *Active Filter*), también llamados Acondicionadores de Línea de Potencia Activa (alternativamente APLC del inglés *Active Power Line Conditioner*), Compensadores de Potencia Reactiva Instantánea (alternativamente IRPC del inglés *Instantaneous Reactive Power Conditioner*), Filtros de Potencia Activa (alternativamente APF del inglés *Active Power Filter*) y Acondicionadores de Calidad de Potencia Activa (alternativamente APQC del inglés *Active Power Quality Conditioner*), que utilizan electrónica de potencia para ajustar y compensar de manera dinámica los problemas de calidad de potencia en redes eléctricas.

Desde que su manera de operar fue establecida sólidamente en 1970, los Filtros Activos han atraído la atención de ingenieros e investigadores de electrónica de potencia debido a los efectos conocidos de la contaminación armónica en los sistemas eléctricos. Más aún, el interés en ellos se ha profundizado desde la aparición de Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (alternativamente IGBT del inglés *Insulated Gate Bipolar Transistor*) junto con la disponibilidad de Procesadores Digitales de Señales (alternativamente DSP del inglés *Digital Signal Processors*), Arreglos de Compuertas de Campo Programables (alternativamente FPGA *Field Programmable Gate Arrays*), Sensores de efecto Hall para tensión y corriente; y amplificadores operacionales (alternativamente OPAMP del inglés *Operational Amplifier*) a un costo razonable. Se ha visto a través del tiempo que los Filtros Activos son superiores en desempeño, de menor volumen y más flexibles en sus usos que los Filtros Pasivos convencionales [49]. Recientemente, los esfuerzos han sido puestos en la investigación de Filtros Híbridos basados en inversores tipo fuente de tensión y componentes pasivos debido a que son más atractivos para el filtrado de armónicos que sólo un Filtro Activo o sólo un Filtro Pasivo, especialmente en términos de costos en aplicaciones de alta potencia [49].

En [50] se presenta una completa revisión del estado del arte de este tipo de equipos y en lo que sigue de este apartado se presentan sus principales estructuras y métodos de control.

### 2.3.2 ESTRUCTURAS DE FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA

Los Filtros Activos se estructuran de acuerdo al tipo de convertor utilizado, la topología y si presenta o no conexión al neutro. El tipo de convertor puede ser CSI (del inglés *Current Source Inverter*) ó VSI (del inglés *Voltage Source Inverter*). La topología puede ser Paralelo, Serie, una combinación de ambas o una combinación con elementos pasivos llamado Filtro Híbrido. La tercera clasificación está basada en el número de líneas. Tres líneas – Trifásico y Cuatro líneas – Trifásico con neutro o tetrapolar.

A continuación, se presenta en detalle de cada una de ellas.

#### 2.3.2.1 Configuraciones según tipo de convertor

Existen dos tipos de convertidores utilizados en este tipo de desarrollo. El primero es el Puente Inversor Alimentado por Corriente. El principal objetivo de este convertor es producir una onda de corriente alterna a partir de una fuente de corriente continua. Para aplicaciones de filtro activo se utiliza un inductor en el lado DC. Sus corrientes de salida presentan altos  $di/dt$ , por lo que se debe conectar un filtro capacitivo en el lado AC para aplicaciones inductivas. De esta manera se generan tensiones casi sinusoidales, lo que justifica su uso en aplicaciones de media tensión donde se requieren tensiones de alta calidad [51]. Si se utilizan IGBT como interruptores de potencia, se debe colocar un diodo en serie para bloquear la tensión inversa. En el caso que se use GTO, el diodo en serie no es necesario y la frecuencia de conmutación es limitada [52].

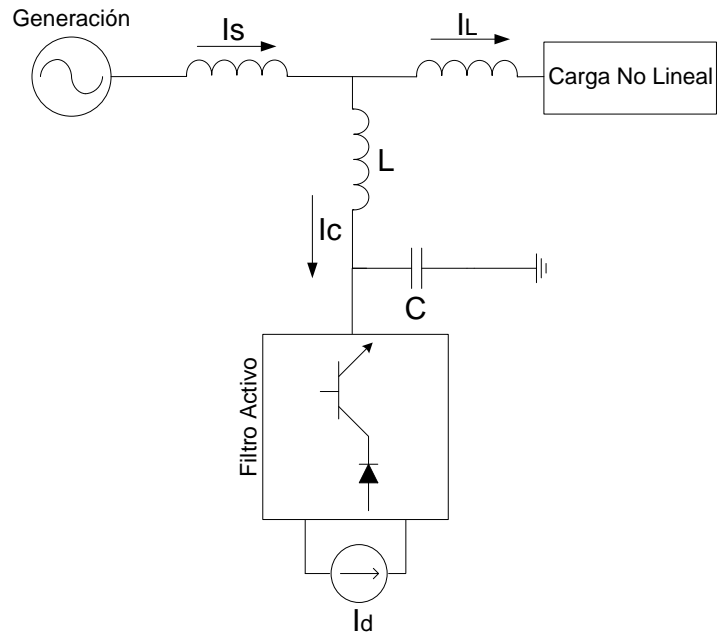


Figura 2-13: Esquema general Filtro Activo basado en convertidor CSI. Fuente: [50]

El segundo tipo de convertidor es el Puente Inversor Alimentado por Tensión. Este tipo de convertidor se soporta en un bus de tensión continua con un capacitor DC de alta capacidad. La salida AC independiente es una onda de tensión. Este tipo de estructura se ha hecho dominante desde que se ha mejorado su rendimiento a través de una disminución en su volumen y costos; y puede ser expandible a versiones multinivel en baja frecuencia.

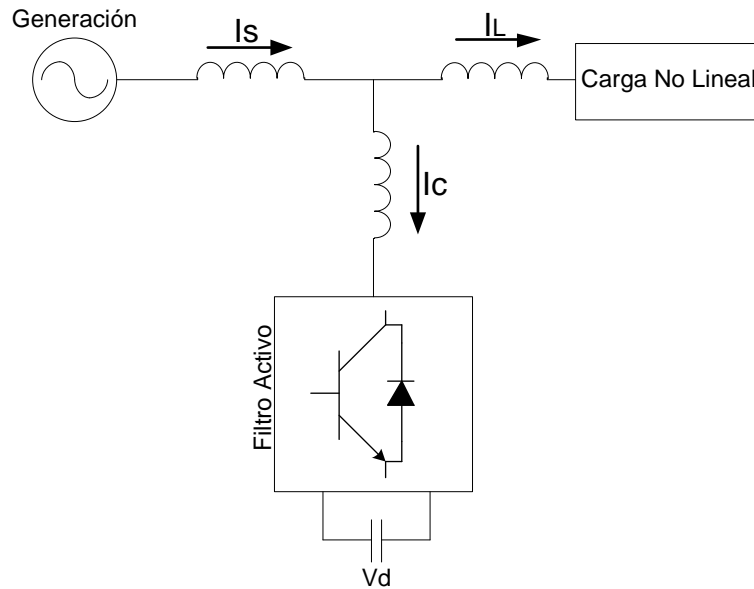


Figura 2-14: Esquema general Filtro Activo basado en convertor VSI. Fuente: [50]

De acuerdo a [53] el almacenamiento de energía en un elemento capacitivo es más eficiente y económico que en un elemento inductivo en aplicaciones de media y baja potencia. Una ventaja de la topología CSI es que las pérdidas por conmutación son menores que en VSI, sin embargo, considerando las pérdidas por conducción, VSI presenta menores pérdidas totales. La Tabla 2-7 resume las principales características de ambas topologías.

Tabla 2-7: Comparación entre convertidores VSI y CSI basados en IGBT. Fuente: [47] [52]

COMPARACIÓN ENTRE CONVERTIDORES VSI y CSI		
Criterio de comparación	Voltage Source Inverter (VSI)	Current Source Inverter (CSI)
Nivel de potencia	Aplicaciones de baja y media potencia	Aplicaciones de media potencia
Uso bus DC	$V_{dc} = \sqrt{3}V_{FasePeak}$ Usando modulación vectorial	$I_{dc} > I_{FasePeak}$ Usando modulación vectorial
Almacenamiento energía DC	Condensador DC ~ 4700 - 9000[uF]	Inductor DC grande ~ 100[mH]
Componentes AC	Inductor	Capacitor
Respuesta régimen permanente y transitorio	Buen desempeño en régimen permanente, excelente respuesta en transitorios con baja sobreoscilación	Buen desempeño en régimen permanente, pero toma tiempo llegar a él. Desempeño satisfactorio durante transitorios.
Velocidad de respuesta	Rápida ~ 0.1[ms]	Media ~ 1[ms]
Nº de dispositivos de potencia	6 conmutadores, 6 diodos	6 conmutadores, 6 diodos
Pérdidas	Altas pérdidas por conmutación, pero bajas pérdidas totales. A frecuencia alta, las pérdidas totales son mayores que CSI.	Bajas pérdidas por conmutación y altas pérdidas por conducción, esto implica altas pérdidas totales. A frecuencias altas, las pérdidas totales son menores que VSI.
Tamaño y costo	Condensador DC es pequeño, de menor costo y más eficiente para almacenar energía	Inductor DC es pesado y de gran volumen

### 2.3.2.2 Configuraciones según topología

Los Filtros Activos pueden ser clasificados según, la topología en Filtro Paralelo, Filtro Serie, Acondicionador de Calidad de Potencia Unificado y Filtro Híbrido.

#### 2.3.2.2.1 Filtro Activo Paralelo

El Filtro Activo Paralelo es utilizado principalmente para el balance y la eliminación de armónicos de corriente y, para la compensación de reactivos. De preferencia se utiliza a la entrada de la carga ya que los armónicos, en general, son inyectados por ella. La forma de operar es inyectando corrientes de compensación opuestas en fase y/o componentes reactivos en el punto de conexión común PCC [50] [54]. Por lo tanto, sólo manipula la corriente de compensación más una pequeña cantidad de corriente activa para compensar sus pérdidas [47].

#### 2.3.2.2.2 Filtro Activo Serie

El Filtro Activo Serie es conectado antes de la carga, en serie con la red, utilizando un transformador de acoplamiento para eliminar armónicos de tensión y para regular tensión en los terminales de la carga. También, ayuda en la reducción de tensiones de secuencia negativa, regulación de tensión en sistemas trifásicos y en la amortiguación de la propagación de armónicos causados por resonancias con la impedancia de la línea y compensadores pasivos [50] [54]. Este tipo de filtro es menos común en la industria que los Filtro Paralelo ya que tienen que manejar altas corrientes especialmente en el secundario del transformador de acoplamiento, aumentando el nivel de pérdidas, el tamaño y los costos [47].



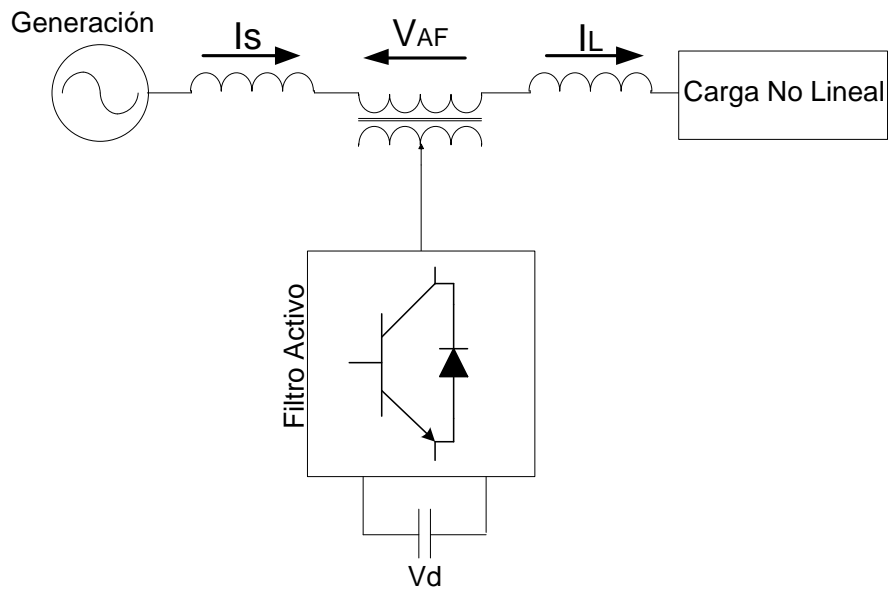


Figura 2-15: Esquema general Filtro Activo, topología Serie. Fuente: [50]

#### 2.3.2.2.3 Acondicionador de Calidad de Potencia Unificado

El Acondicionador de Calidad de Potencia Unificado, también conocido como Filtro Activo Universal, es una combinación de los Filtros Activo Serie y Paralelo. Es considerado ideal ya que es capaz de eliminar armónicos de corriente y tensión, entregando potencia limpia a cargas críticas o propensas a armónicos y tiene la posibilidad de operar tanto en redes monofásicas como trifásicas. Sus principales desventajas son altos costos y complejo control debido a la cantidad de dispositivos de estado sólido involucrados [50] [47] [54].

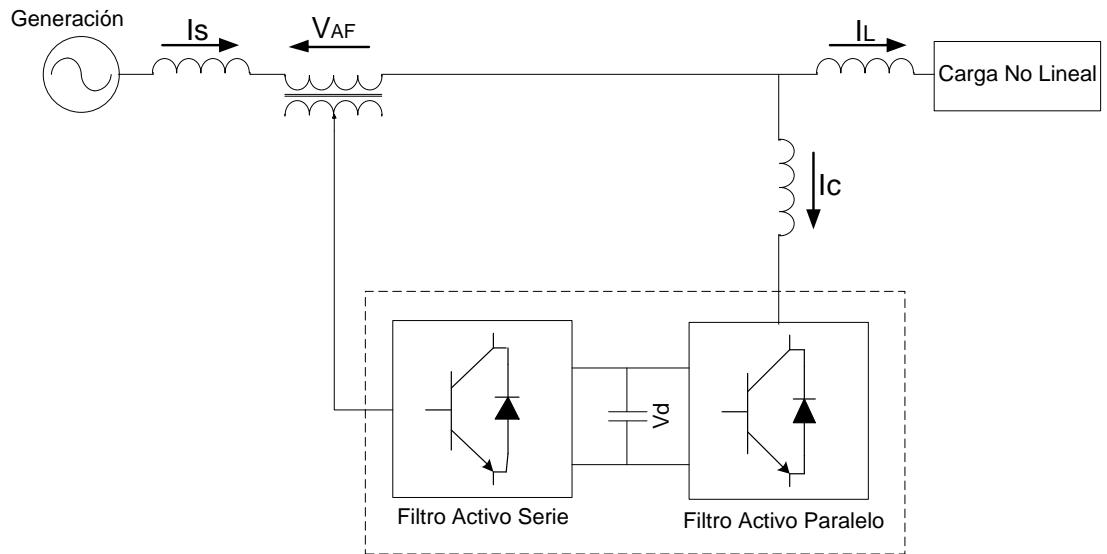


Figura 2-16: Esquema general Filtro Activo, topología Universal. Fuente: [50]

#### 2.3.2.2.4 Filtro Híbrido

El Filtro Híbrido, por su parte, es una combinación de un Filtro Activo con un Filtro Pasivo. Se ha vuelto popular porque los elementos de estado sólido utilizados en la parte activa son de menor tamaño y costo; y la mayor porción del Filtro Híbrido está hecho de la parte pasiva (filtro L-C) para eliminar componentes armónicos de baja frecuencia [50]. Con esta combinación, el sistema puede ser diseñado para altas potencias sin un costo excesivo, sin embargo, deja de ser una solución flexible ya que la parte pasiva está sintonizada para una banda de armónicos fija [47] [54].

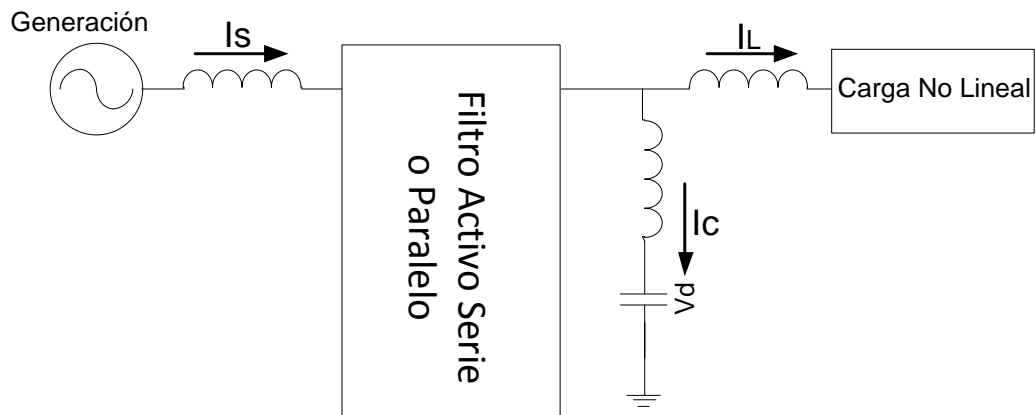


Figura 2-17: Esquema general Filtro Activo, topología Híbrida. Fuente: [50]

En la Tabla 2-8 se presenta un resumen de las principales propiedades de las topologías de Filtro Activo presentadas y se realiza una evaluación en cada una.

Tabla 2-8: Resumen tipos de compensación topologías Filtros Activos. Fuente: [25]

COMPARACIÓN TOPOLOGÍAS FILTROS ACTIVOS			
Compensación para una aplicación específica	Filtro Activo Serie	Filtro Activo Paralelo	Filtro Activo Serie + Pasivo Paralelo
Armónicos de corriente	-	2	3
Potencia reactiva	-	3	2
Balance de carga	-	1	-
Corriente por el neutro	-	2	1
Armónicos de voltaje	3	-	2
Regulación de voltaje	3	1	2
Balance de voltaje	3	-	2
Parpadeo de voltaje (Flicker)	2	3	-
Cortes y caídas de voltaje (Sag & Dips)	3	1	2
Escala: "-":Sin capacidad de compensación - 3: Mejor opción			

De acuerdo a lo expuesto anteriormente, la topología de Filtro Activo Paralelo contiene la menor cantidad de componentes, en comparación a la topología Serie y Unificada. La topología Serie necesita de un transformador de acoplamiento que debe ser de suficiente potencia para estar en serie con la carga. Por otro lado, el Filtro Activo Universal tiene muy buenas características de filtrado, pero es aún más costosa que la alternativa Paralela o Serie, además tiene una implementación más complicada. De acuerdo a [55] en sistemas de media tensión en distribución, la opción híbrida es la que presenta mejor desempeño y menor costo, sin embargo, esto ocurre cuando se usa un Filtro Activo Serie con un Filtro Pasivo paralelo [56]. Por lo tanto, la topología Filtro

Activo Paralelo es la opción que permite realizar una conexión directa a la red y con la menor cantidad de elementos.

### 2.3.2.3 Configuraciones según el número de fases

Esta clasificación está basada en el sistema de generación existente en la red de potencia, siendo trifásico con tres o cuatro líneas.

#### 2.3.2.3.1 Filtro Activo para redes trifásicas de tres líneas

Estos tipos de Filtro Activo se han desarrollado basándose en puente inversor tipo fuente de corriente o tensión y en configuraciones multinivel. En algunos casos, han sido diseñados a partir de unidades monofásicas con transformadores de aislación para una mejor adaptación en tensión, control independiente de fase y mejoras en la compensación de sistemas desbalanceados.

También, en este esquema se han desarrollado Filtros Activos Híbridos, convirtiéndose en populares por reducir el tamaño de los dispositivos de potencia y el costo del sistema, al igual que una combinación de Filtros Activo Serie y Paralelo para crear Acondicionadores Unificados de Calidad de Potencia [50] [54].

#### 2.3.2.3.2 Filtro Activo para redes trifásicas de cuatro líneas

Estos tipos de filtros han sido desarrollados como Filtros Activo Paralelo y Serie basados en Puente Inversor tipo fuentes de corriente o tensión y Filtros Híbridos.

La primera configuración conocida de un Filtro Activo Paralelo con cuatro líneas es con capacitores con conexión en el punto medio del bus DC, usado en sistemas de baja potencia. En este caso, toda la corriente del neutro pasa a través de los condensadores. La configuración más utilizada actualmente es un convertidor con cuatro polos o tetrapolar, donde el cuarto polo es usado para estabilizar la corriente por el neutro [50] [54].

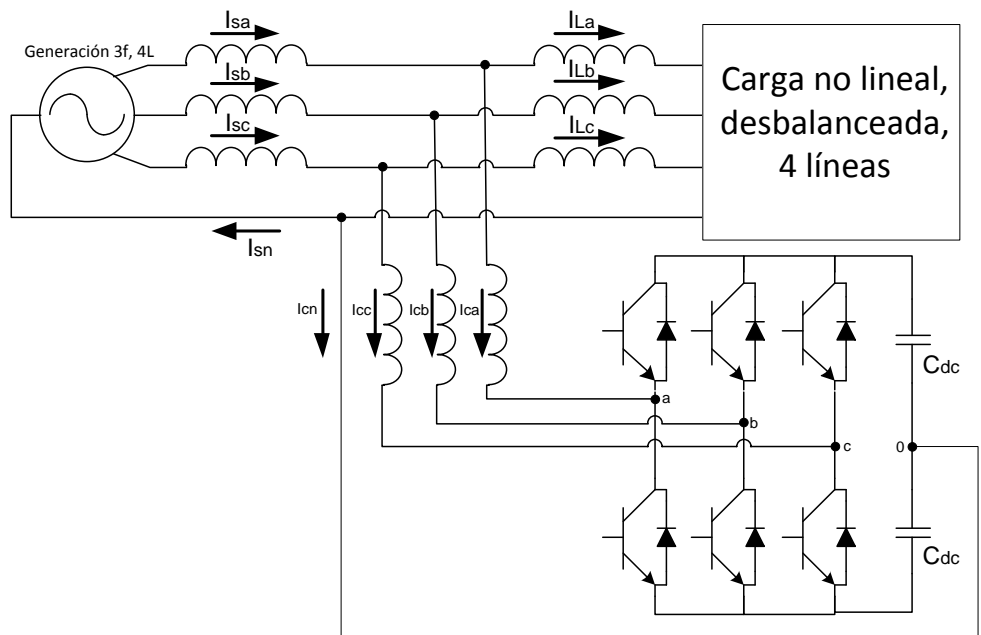


Figura 2-18: Esquema general Filtro Activo, conexión 3f, 4L en punto medio bus DC. Fuente: [50]

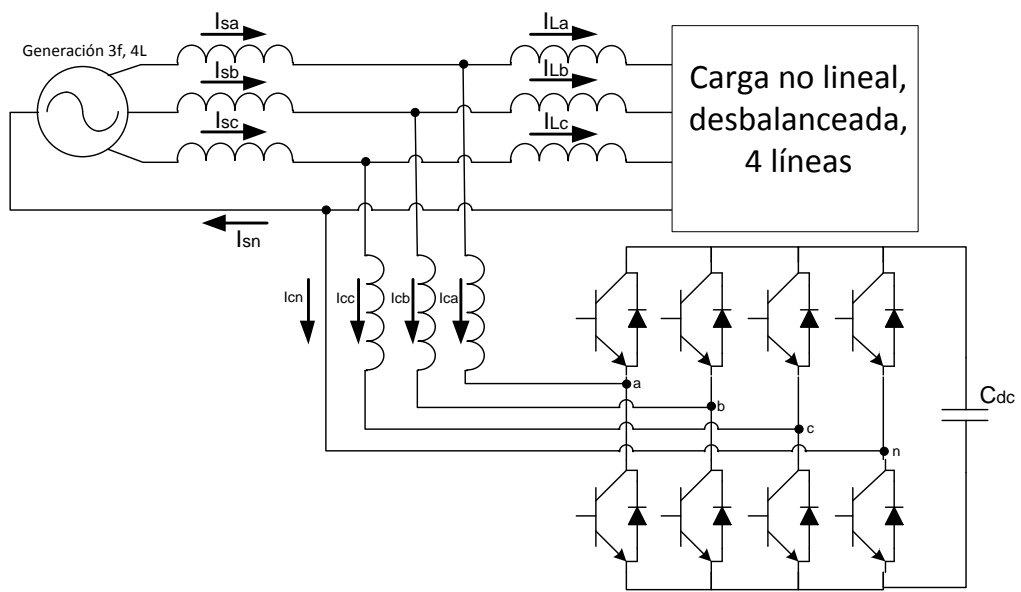


Figura 2-19: Esquema general Filtro Activo, conexión 3f, 4L de 4 polos. Fuente: [21]

De acuerdo a lo anterior, la configuración trifásica de tres polos, si bien es más simple y de menor costo de implementación que su similar de cuatro polos, no tiene la capacidad para controlar la corriente por el neutro de manera directa, característica deseable en sistemas de distribución de baja tensión y Micro redes. Otras diferencias a considerar de la configuración de cuatro polos sobre la de tres son: mejor utilización de la tensión del bus DC, mayor flexibilidad para ser controlado (los posibles estados de conmutación pasan de 8 a 16) y necesidad de un condensador en el lado DC que sólo lidia con un rizado del doble de la frecuencia del lado AC, a diferencia de la otra configuración que necesita de una alta capacidad que soporte los desbalances del lado AC y maneje, posiblemente, altas corrientes por el punto medio [57] [58] [59].

### 2.3.3 MÉTODOS DE CONTROL PARA FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA

La estrategia de control es una de las partes más importantes del Filtro Activo de potencia y es implementado en tres etapas. En la primera etapa, las señales de corriente y tensión del punto a compensar son medidas y utilizadas para el Cálculo de Referencias de Compensación. En una segunda etapa, las referencias de compensación son utilizadas como referencias del control. En la tercera etapa se aplica algún Método de Modulación que activa los interruptores del Módulo de Potencia [50] [47]. En la Figura 2-20 se muestra el esquema general de control para un Filtro Activo de Potencia.

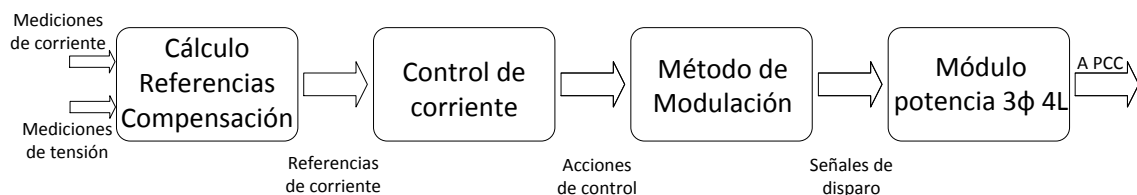


Figura 2-20: Esquema general de control para Filtro Activo. Fuente: [60]

A continuación se presenta una descripción de cada bloque.

#### 2.3.3.1 Cálculo de referencias de compensación

El desarrollo de las señales de compensación en términos de tensión y corriente son una parte importante de los Filtros Activos y afecta su capacidad tanto en régimen

transitorio como en permanente. Las estrategias para generar las señales de compensación se basan en el dominio de la frecuencia o el tiempo [50] [47] [61].

#### 2.3.3.1.1.1 Referencias de compensación en el dominio de la frecuencia

Las referencias de control basadas en el dominio de la frecuencia se sustentan en el análisis de Fourier de señales distorsionadas de tensión o corriente. Usando esta transformada, los componentes armónicos son aislados y combinados para generar señales de compensación. Los dispositivos de conmutación deben operar a una frecuencia mayor al doble de la más alta componente de frecuencia a compensar para realizar un buen filtrado. La aplicación de la transformada de Fourier en tiempo real (solución de una ecuación no lineal) es costosa en términos computacionales y resulta en una respuesta más lenta en el dominio del tiempo [50] [47] [61].

#### 2.3.3.1.1.2 Referencias de compensación en el dominio del tiempo

Las referencias basadas en el dominio del tiempo se apoyan en la derivación instantánea de señales de compensación en la forma de tensión o corriente extraídas de señales de potencia con alta contaminación armónica, lo que ofrece mayor velocidad y menos cálculos que los métodos basados en el dominio de la frecuencia [61]. A esto se suma la existencia de una gran cantidad de métodos de cálculo de referencias de compensación, siendo los dos más importantes el basado en teoría de Potencia Instantánea  $p - q$  y el basado en Ejes de Referencia Sincrónicos  $d - q$  [50] [62].

##### 2.3.3.1.1.2.1 Método basado en teoría de potencia instantánea $p - q$

La teoría generalizada de potencia instantánea en circuitos trifásicos fue propuesta por Akagi en 1984 [63]. En ella describe una para calcular las componentes de potencia instantánea aplicando la transformada de Clarke a tensiones y corrientes trifásicas de una red eléctrica. La transformada algebraica conocida como Transformada de Clarke [64] convierte señales desde coordenadas  $ABC$  a coordenadas  $\alpha - \beta - 0$ . Con esto, la potencia instantánea real e imaginaria de la carga puede ser calculada como:

$$[v_0 \ v_\alpha \ v_\beta] = A[v_a \ v_b \ v_c]' \quad (2.11)$$

$$[i_0 \ i_\alpha \ i_\beta] = A[i_a \ i_b \ i_c]' \quad (2.12)$$

$$p_0 = v_0 i_0 = \overline{p_0} + \widetilde{p_0} \quad (2.13)$$

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = \overline{p} + \widetilde{p} \quad (2.14)$$

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha = \overline{q} + \widetilde{q} \quad (2.15)$$

Donde  $A$  es la matriz de transformada de Clarke y se define como:

$$T_{ABC2\alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

A través de estas cantidades se pueden obtener  $\overline{p_0}$  y  $\widetilde{p_0}$  que son la potencia instantánea de secuencia cero promedio y alterna respectivamente,  $\overline{p}$  y  $\widetilde{p}$  son la potencia instantánea real promedio y alterna respectivamente, y  $\overline{q}$  y  $\widetilde{q}$  la potencia instantánea imaginaria promedio y alterna respectivamente. Con esto, el método de Potencia Instantánea  $p - q$  se basa en generar referencias de corriente para que la única componente de potencia en la red sea  $\overline{p}$  y/o  $\overline{q}$ .

Las componentes alternas son obtenidas con un filtro pasa bajos, sintonizado a frecuencia de corte  $f_c$ . Para esto, típicamente se utiliza un filtro de *Butterworth* debido a su adecuada respuesta en frecuencia. Filtros de mayor orden mejoran las características de compensación del Filtro Activo, pero los tiempos de procesamiento son incrementados. Entre las desventajas de este método se encuentra la dependencia con el factor de potencia de la carga, la elección de la frecuencia de corte del filtro pasa bajos para las señales de potencia instantánea y el uso de las tensiones del sistema para generar las referencias de compensación. Desarrollos y explicaciones detalladas pueden ser encontradas en [49] [65] [66] [67] [68]. En la Figura 2-21 se presenta el esquema de cálculo de referencias de este método.



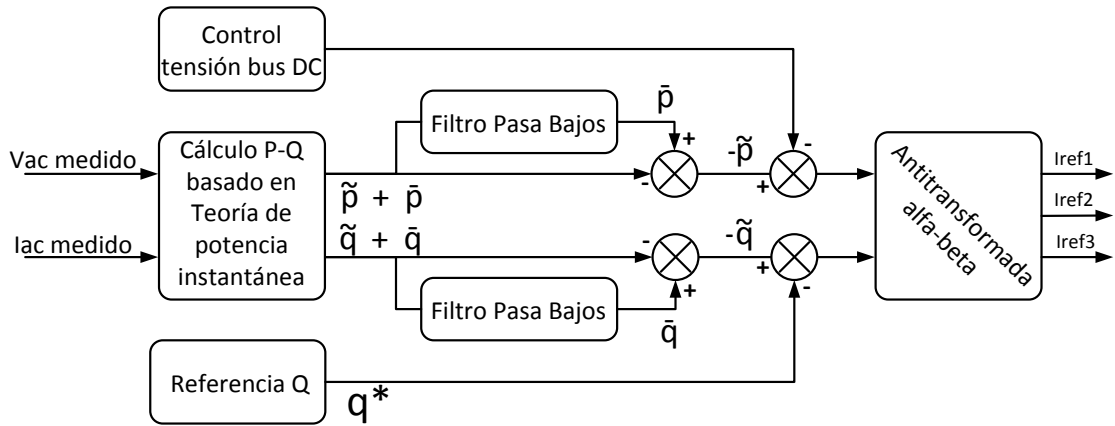


Figura 2-21: Cálculo referencias de compensación basado en Teoría de potencia instantánea p-q.

#### 2.3.3.1.1.2.2 Método basado en ejes sincrónicos $d - q$

Este método utiliza la transformada de Clarke [64] para llevar las corrientes desde los ejes  $ABC$  a los ejes sincrónicos  $\alpha - \beta$  y luego se transforma a ejes  $d - q$  con la transformada de Park [69]. Fue propuesto para la estimación de corrientes de compensación por S. Bhattacharya [70]. Similar al método basado en teoría  $p - q$ , la corriente en ejes  $d - q$  puede ser descompuesta de manera instantánea en  $i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q$  e  $i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d$  y puede ser obtenida a partir de un filtro pasa bajos [60], sin embargo, el eje de referencia está orientado en un vector de tensión del sistema. Esta es la característica más importante del algoritmo ya que las referencias de corriente son derivadas directamente de las corrientes de la carga y los vectores de tensión de la red sólo se utilizan para orientar el sistema de referencia, traduciéndose en que el desempeño del filtro se ve menos afectado por el desbalance de tensión y por sus distorsiones. El efecto de la tensión en el ángulo de orientación puede ser disminuido con técnicas avanzadas de PLL. En la Figura 2-22 se presenta el esquema de cálculo de referencias de este método

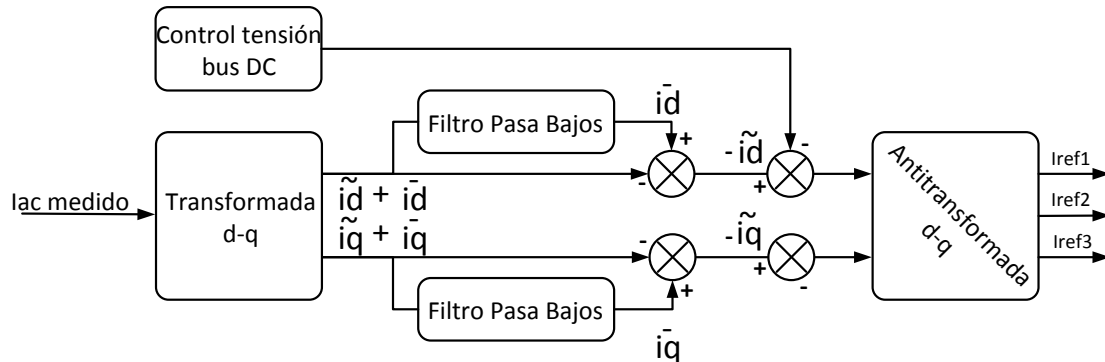


Figura 2-22: Cálculo de referencia basado en Eje de referencia sincrónico d-q. Fuente: [36]

Donde la Transformada de Park se define como:

$$T_{ABC2dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Una desventaja es que los desbalances en las corrientes de la carga generan diferentes armónicos en el lado DC y armónicos de baja frecuencia aparecen en la señales de referencia, por lo que se hace necesario reducir la frecuencia de corte del filtro pasa bajos, afectando su respuesta transitoria. Otros desarrollos y análisis de este método son presentados en [50] [66] [71] [72] [73].

De acuerdo a lo anterior, el método para el cálculo de las referencias de compensación basado en el dominio del tiempo, en particular el algoritmo de Ejes de Referencia Sincrónicos  $d - q$  (alternativamente SRF, del inglés *Synchronous Reference Frame*) es preferible ante el basado en teoría de Potencia Instantánea  $p - q$ . El método de Potencia Instantánea  $p - q$  se descarta porque es dependiente del factor de potencia de la carga y del uso de las tensiones del sistema, a diferencia del método SRF que genera las señales de compensación a partir de las corrientes de la carga, mejorando su desempeño y robustez. En la Tabla 2-9, se comparan sus principales características.

Tabla 2-9: Comparación algoritmos de cálculo de referencia de compensación. Fuente: [66] [71]

Criterio de comparación	Teoría PQ	Ejes de Referencia Sincrónicos
Efecto distorsión de voltaje sobre corriente compensada	$THDi \approx THDv$	Ninguno
Efecto del desbalance de la carga sobre compensación	Sí	No
Respuesta dinámica ante cambios de carga	Rápido	Rápido
Capacidad de balancear carga	Sí	Sí
Retraso producto del uso de DSP	Mínimo	Mínimo

### 2.3.3.2 Control de corriente para convertidores de potencia trifásicos

Diversos trabajos han sido realizados en el campo del control de la corriente a la salida de Filtros Activos y han concluido que el principal objetivo es contar con un lazo de control de alta ganancia [74]. En [75] se presenta una revisión de diversos controles de corriente para convertidores trifásicos y se plantea que pueden ser clasificados en dos grupos principales: Controles lineales, que pueden ser diferenciados de la etapa de modulación y los no lineales, cuya salida genera las señales de encendido y apagado de los interruptores de potencia. Los controles lineales más utilizados son Control PI Estacionario, Control Vectorial Sincrónico PI, Control de Estados Realimentados, Control Resonante y Control Predictivo. En los no lineales se encuentran Control por Histéresis, Modulación Delta, Control basado en Redes Neuronales y Control basado en Lógica Difusa. Entre ellos, los más comunes son el Control Vectorial Sincrónico PI, que consiste en aplicar un control PI a la corriente en eje directo y uno a la de cuadratura; y el control por Histéresis, que consiste en generar señales de disparo para los interruptores de potencia cuando la diferencia entre la señal de corriente deseada excede el nivel de corriente medida en una cantidad definida por una banda de histéresis. En [76] [77] [78] y [79] se estudia en detalle el control por histéresis, sin embargo, una de las conclusiones recurrentes es que si bien es un método simple y rápido de implementar, no garantiza una calidad adecuada en la corriente de salida, no utiliza eficientemente la tensión del bus DC y no tiene una frecuencia de conmutación fija, aumentando las pérdidas totales del convertidor. En trabajos como [59] y [80] se busca mejorar el control por histéresis, sin embargo su complejidad aumenta sin

obtener resultados sobresalientes. En [81] se compara el control por histéresis y el control PI sincrónico, siendo este último el que presenta mayores ventajas. Es importante notar que diversos estudios muestran que estos dos controles no son los mejores para el control de corriente de convertidores, sin embargo, son ampliamente utilizados por su fácil implementación y baja carga computacional [82], [83], [84] y [85].

#### 2.3.3.3 Métodos de modulación para convertidores de potencia trifásicos

Para generar las salidas de tensión en un convertidor de potencia, diversas estrategias de modulación han sido presentadas en la literatura [86] [87] [88]. Entre ellas las más utilizadas son los controles de corriente no lineales presentados en 2.3.3.2, Modulación Sinusoidal por Ancho de Pulso (alternativamente SPWM del inglés *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) y Modulación Espacial Vectorial por Ancho de Pulso en dos dimensiones (alternativamente 2D-SVPWM del inglés *2D-Space Vector Pulse Width Modulation*). En [89] se presenta un completo desarrollo de SPWM y en [90] se compara con 2D-SVPWM siendo esta última la más recomendada pues reduce las pérdidas por conmutación, contenido armónico a la salida y mejora la eficiencia en el uso del bus DC [91].

##### 2.3.3.3.1 Modulación espacial vectorial PWM en dos dimensiones (2D-SVPWM)

Esta técnica se basa en el uso de ondas cuadradas periódica, de amplitud constante y ciclo de trabajo variable para encender y apagar los seis interruptores de potencia de un convertidor trifásico de tres piernas y así producir, en promedio, una onda trifásica simétrica de amplitud y frecuencia variable.

Para analizar el algoritmo se utiliza un arreglo de interruptores estáticos y un neutro ficticio en el enlace de continua, como el de la Figura 2-23.

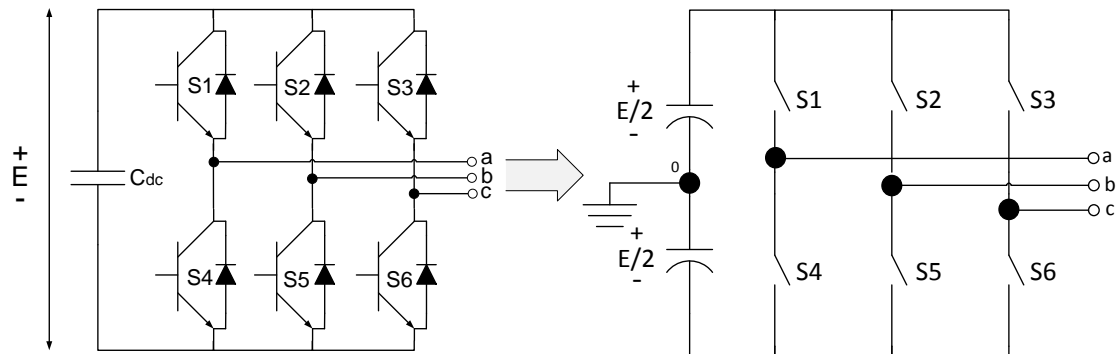


Figura 2-23: Modelación interruptores de potencia. Conversor tres piernas.

De acuerdo a esto, cada rama está compuesta por dos interruptores en serie, los que tienen dos estados posibles (el superior abierto, el inferior cerrado o viceversa). El conversor tiene un total de ocho estados posibles, de los cuales seis se denominan vectores activos y dos como vectores nulos, es decir, donde todos los interruptores de la parte superior o inferior están activos. Como resultado de este análisis en la Tabla 2-11 se muestran las posibles tensiones “fase-neutro ficticio”, “fase-fase” y en el plano complejo  $\alpha - j\beta$  que el conversor puede sintetizar.

Tabla 2-10: Vectores de tensión conversor tres piernas en ejes alfa-beta.

Vector o estado	Va0 [V]	Vb0 [V]	Vc0 [V]	Vab [V]	Vbc [V]	Vca [V]	Valfa + jVbeta  [V]	Theta [°]
1	E/2	-E/2	-E/2	E	0	-E	E	0
2	E/2	E/2	-E/2	0	E	-E	E	60
3	-E/2	E/2	-E/2	-E	E	0	E	120
4	-E/2	E/2	E/2	-E	0	E	E	180
5	-E/2	-E/2	E/2	0	-E	E	E	240
6	E/2	-E/2	E/2	E	-E	0	E	300
7	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	X
8	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	X

Para transformar las señales desde los ejes  $ABC$  a  $\alpha - \beta$  se utiliza la matriz de Clarke definida en ( 2.16 ), pero sin la componente  $\gamma$  y sin la constante  $\sqrt{2/3}$ :

$$V_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Va0 \\ Vb0 \\ Vc0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Donde el módulo y ángulo del vector complejo están dados por:

$$|\dot{V}| = |V_{\alpha} + jV_{\beta}| = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (2.19)$$

$$\theta = \tan^{-1}(V_{\beta}/V_{\alpha}) \quad (2.20)$$

Gráficamente los vectores o estados en el plano complejo se ven como en la Figura 2-24.

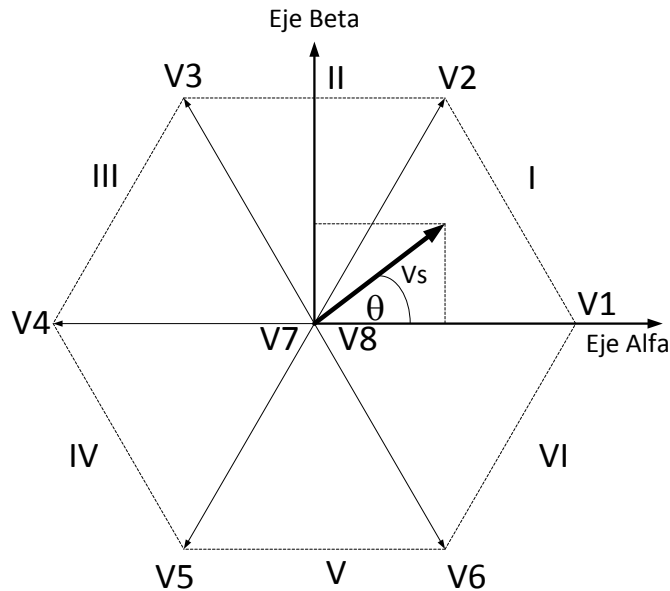


Figura 2-24: Representación plano complejo modulación vectorial 2D.

De la figura anterior es posible identificar seis triángulos equiláteros o sectores en el plano complejo. Así, si se requiere sintetizar un vector de tensión  $\vec{V}_s$ , se tendrá que utilizar una combinación lineal de tiempos en que los vectores activos y nulos

asociados a su sector son usados. El tiempo total disponible para sintetizar cada vector es igual al periodo de conmutación de los interruptores de potencia  $T_{sw}$ . De esta manera, el vector  $\vec{V}_s$  se escribe como:

$$\vec{V}_s = \frac{T_i}{T_{sw}} V_i + \frac{T_{i+1}}{T_{sw}} V_{i+1} + \frac{T_0}{T_{sw}} V_0 \quad (2.21)$$

$$T_i + T_{i+1} + T_0 = T_{sw} \quad (2.22)$$

Donde  $T_i$  y  $T_{i+1}$  son los tiempos de uso de los vectores activos que conforman el sector  $i$  y  $T_0$  es el tiempo de uso de los vectores nulos.

Para encontrar los tiempos de encendido y apagado de cada vector activo y nulo se aplican relaciones trigonométricas sobre el vector  $\vec{V}_s$  proyectado en el plano complejo con lo que se obtiene [92]:

$$\frac{T_i}{T_{sw}} = \frac{2|\vec{V}_s|}{\sqrt{3}E} \text{sen}(\pi/3 - \theta) \quad (2.23)$$

$$\frac{T_{i+1}}{T_{sw}} = \frac{2|\vec{V}_s|}{\sqrt{3}E} \text{sen}(\theta) \quad (2.24)$$

$$T_0 = T_{sw} - T_i - T_{i+1} \quad (2.25)$$

Donde:

$E$  : Tensión bus DC conversor tres piernas [V]

$\theta$  : Ángulo que forma el eje  $\alpha$  con el vector  $V_s$  [rad]

Se debe tener en cuenta que la amplitud máxima del vector  $\vec{V}_s$  que puede ser modulado sin producir distorsión de baja frecuencia corresponde al radio del círculo inscrito en el hexágono de la Figura 2-25. Esto es:

$$E \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = |\vec{V}_s|_{MAX_{\alpha\beta}} \quad (2.26)$$

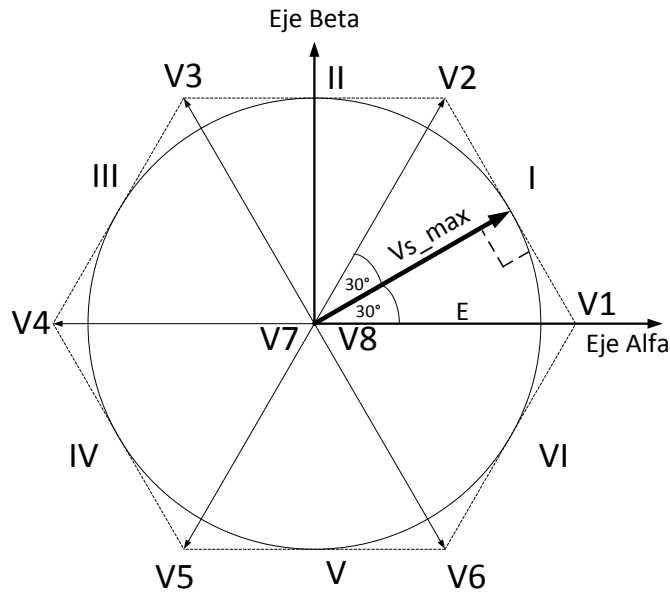


Figura 2-25: Representación plano complejo modulación vectorial 2D. Análisis geométrico.

En coordenadas  $ABC$  es:

$$E \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \left(\frac{2}{3}\right) = \frac{\sqrt{3}}{3} E = |\vec{V}_s|_{MAX_{ABC}} \quad (2.27)$$

Si se considera que  $|\vec{V}_s|_{MAX_{ABC}}$  es un valor *fase-neutro ficticio*, se tiene que para una onda sinusoidal trifásica equilibrada, la tensión máxima efectiva sintetizable es:

$$|\vec{V}_s|_{MAX_{ABC_{RMS}}}^{ff} = |\vec{V}_s|_{MAX_{ABC}} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = \frac{E}{\sqrt{2}} \quad (2.28)$$

Finalmente, en una aplicación real se buscan minimizar las pérdidas por conmutación de los interruptores y mejorar el espectro de frecuencia de la onda sintetizada. Una forma de realizar esto es que en cada ciclo se ordenen los vectores a utilizar en un arreglo conocido como “Patrón Simétrico Doble” donde los vectores activos y nulos de la primera mitad del periodo de conmutación se replican en espejo en la segunda mitad bajo el criterio de minimizar el número de conmutaciones. Por ejemplo, si se quiere sintetizar un vector  $\vec{V}_s$  ubicado en el *Sector I* entonces se deben utilizar los vectores



activos  $V_1$  y  $V_2$ , y los vectores nulos  $V_7$  y  $V_8$ . El patrón simétrico doble queda como el de la Figura 2-26.

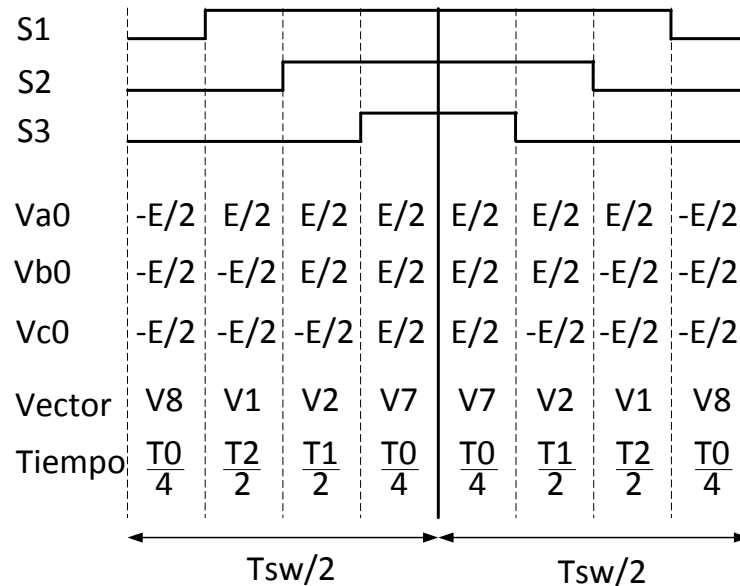


Figura 2-26: Aplicación patrón simétrico doble. Modulación vectorial 2D.

### 2.3.3.3.2 Modulación espacial vectorial PWM en tres dimensiones (3D-SVPWM)

De manera análoga a la modulación vectorial en dos dimensiones, la Modulación Vectorial en Tres Dimensiones se basa en el uso de ondas cuadradas periódicas, de amplitud constante y ciclo de trabajo variable para encender y apagar ocho interruptores de potencia en un convertidor trifásico de cuatro piernas para así producir, en promedio, una onda trifásica de amplitud, frecuencia y simetría variable.

Para analizar el algoritmo 3D-SVPWM se utiliza un arreglo de interruptores estáticos y un neutro ficticio en el enlace de continua, como el de la Figura 2-27.

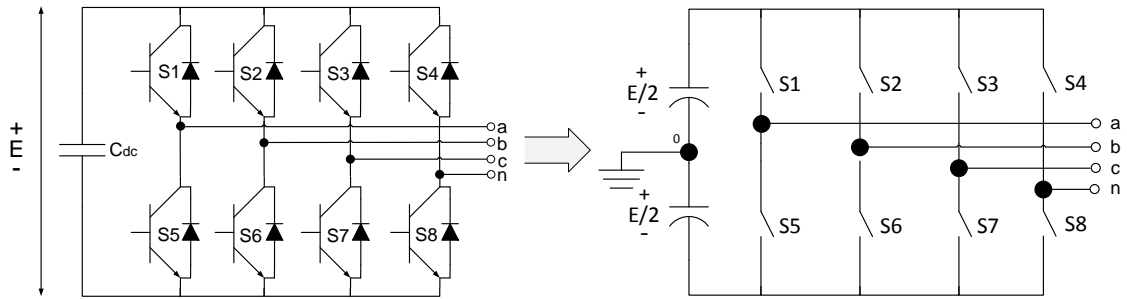


Figura 2-27: Modelación switch de potencia. Conversor cuatro piernas.

De acuerdo a esto, cada rama está compuesta por dos interruptores en serie, cada uno con dos estados posibles, el superior abierto, el inferior cerrado o viceversa. El conversor tiene un total de dieciséis posible estados de los cuales catorce corresponden a vectores activos y dos a vectores nulos. Como resultado de este análisis, en la Tabla 2-11 se muestran las posibles tensiones “fase-neutro ficticio” en ejes ABC y en ejes  $\alpha - \beta - 0$  que el conversor puede sintetizar al aplicar la transformada de Clarke definida en ( 2.16 ):

Tabla 2-11: Vectores de tensión conversor cuatro piernas en ejes ABC y Alfa-Beta-Cero.

Vector o estado	V <sub>an</sub> [V]	V <sub>bn</sub> [V]	V <sub>cn</sub> [V]	V <sub>alfa</sub> [V]	V <sub>beta</sub> [V]	V <sub>0</sub> [V]
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$-\sqrt{1/6}$	$-\sqrt{1/2}$	$\sqrt{1/3}$
3	0	1	0	$-\sqrt{1/6}$	$\sqrt{1/2}$	$\sqrt{1/3}$
4	0	1	1	$-\sqrt{2/3}$	0	$2/\sqrt{3}$
5	1	0	0	$\sqrt{2/3}$	0	$\sqrt{1/3}$
6	1	0	1	$\sqrt{1/6}$	$-\sqrt{1/2}$	$2/\sqrt{3}$
7	1	1	0	$\sqrt{1/6}$	$\sqrt{1/2}$	$2/\sqrt{3}$
8	1	1	1	0	0	$\sqrt{3}$
9	-1	-1	-1	0	0	$-\sqrt{3}$
10	-1	-1	0	$-\sqrt{1/6}$	$-\sqrt{1/2}$	$-2/\sqrt{3}$
11	-1	0	-1	$-\sqrt{1/6}$	$\sqrt{1/2}$	$-2/\sqrt{3}$
12	-1	0	0	$-\sqrt{2/3}$	0	$-1/\sqrt{3}$
13	0	-1	-1	$\sqrt{2/3}$	0	$-2/\sqrt{3}$
14	0	-1	0	$\sqrt{1/6}$	$-\sqrt{1/2}$	$-\sqrt{1/3}$
15	0	0	-1	$\sqrt{1/6}$	$\sqrt{1/2}$	$-\sqrt{1/3}$
16	0	0	0	0	0	0

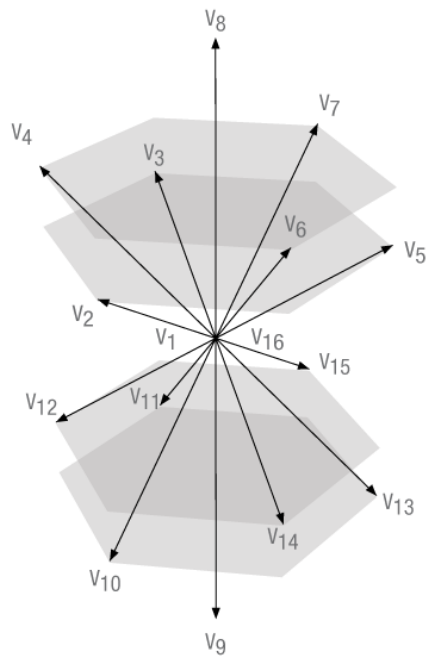


Figura 2-28: Distribución espacial vectores 3D-SVPWM

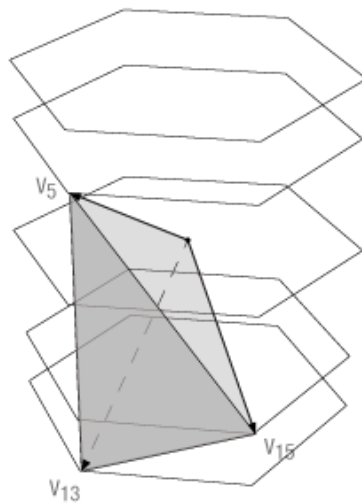


Figura 2-29: Representación espacial Tetraedro T1 del prisma I

En la Figura 2-28 es posible identificar seis sectores que utilizan un volumen con forma de prisma y en su interior se definen cuatro sub volúmenes con forma de tetraedros (Ver Figura 2-29). En la Tabla 2-12 se resumen los vectores activos correspondientes a cada prisma y tetraedro. Ahora bien, al igual que en la modulación 2D-SVM, el objetivo

del algoritmo 3D-SVM es calcular los tiempos de encendido de cada vector necesario para sintetizar la onda requerida. En lo que sigue de este apartado se presenta el algoritmo presentado en [93], sin embargo, en la literatura existen diversas maneras como en [94] y [95].

Tabla 2-12: Sectores, tetraedros y vectores activos modulación 3D.

PRISMA	TETRAEDRO	VECTORES ACTIVOS		
I (N = 3)	T1 (J = 10)	V5	V13	V15
	T2 (J = 11)	V5	V7	V15
	T13 (J = 9)	V9	V13	V15
	T14 (J = 12)	V5	V7	V8
II (N = 1)	T3 (J = 3)	V3	V7	V15
	T4 (J = 2)	V3	V11	V15
	T15 (J = 1)	V9	V11	V15
	T16 (J = 4)	V3	V7	V8
III (N = 5)	T5 (J = 8)	V3	V11	V12
	T6 (J = 19)	V3	V4	V12
	T17 (J = 17)	V9	V11	V12
	T18 (J = 20)	V3	V4	V8
IV (N = 4)	T7 (J = 15)	V2	V4	V12
	T8 (J = 14)	V2	V10	V12
	T19 (J = 13)	V9	V10	V12
	T20 (J = 16)	V2	V4	V8
V (N = 6)	T9 (J = 22)	V2	V10	V14
	T10 (J = 23)	V2	V6	V14
	T21 (J = 21)	V9	V10	V14
	T22 (J = 24)	V2	V6	V8
VI (N = 2)	T11 (J = 7)	V5	V6	V14
	T12 (J = 6)	V5	V13	V14
	T23 (J = 8)	V5	V6	V8
	T24 (J = 5)	V9	V13	V14

El primer paso es aplicar la matriz de transformada Clarke definida en ( 2.16 ) al vector a sintetizar. Con esto se determina el prisma asociado mediante:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \sqrt{3}/2 & -1/2 \\ -\sqrt{3}/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \end{bmatrix} \quad ( 2.29 )$$

$$\text{sign}(v_i) = \begin{cases} 1 & \text{si } v_i > 0 \\ 0 & \text{si } v_i \leq 0 \end{cases} \quad i = 1,2,3 \quad (2.30)$$

$$N = \text{sign}(v_1) + 2\text{sign}(v_2) + 4\text{sign}(v_3) \quad (2.31)$$

Donde  $N$  es la identificación numérica del prisma asociado al vector  $\vec{V}_s^*$ . Luego, para identificar el tetraedro correspondiente se usa:

$$\vec{V}_s^* = [V_{an}^* \ V_{bn}^* \ V_{cn}^*]^T \quad (2.32)$$

$$a_i = \text{sign}(\vec{V}_{in}^*), \quad i = a, b, c \quad (2.33)$$

$$J = 4(N - 1) + 1 + \sum_i a_i \quad (2.34)$$

Donde  $J$  es la identificación numérica del tetraedro. Los tiempos de encendido se calculan a partir de las siguientes relaciones:

$$\vec{V}_s^* = \frac{T_i}{T_{sw}} \vec{V}_i + \frac{T_j}{T_{sw}} \vec{V}_j + \frac{T_k}{T_{sw}} \vec{V}_k \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{T_i}{T_{sw}} \\ \frac{T_j}{T_{sw}} \\ \frac{T_k}{T_{sw}} \end{bmatrix} = [\vec{V}_i \ \vec{V}_j \ \vec{V}_k]^{-1} \begin{bmatrix} V_{\alpha}^* \\ V_{\beta}^* \\ V_0^* \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Donde  $V_i, V_j$  y  $V_k$  son los vectores activos asociados al prisma  $N$  y al tetraedro  $J$  que componen el vector  $\vec{V}_s^*$  y,  $T_i, T_j, T_k$  son sus tiempos de uso respectivamente. Notar que la restricción del periodo de uso de los vectores está dada por la expresión siguiente:

$$\frac{T_0}{T_{sw}} = 1 - \frac{T_i}{T_{sw}} - \frac{T_j}{T_{sw}} - \frac{T_k}{T_{sw}} \quad (2.37)$$

También, se utiliza un patrón simétrico doble para minimizar las conmutaciones de los interruptores de potencia. Por ejemplo, para el tetraedro  $T1$  se tiene el patrón simétrico doble de la Figura 2-30:

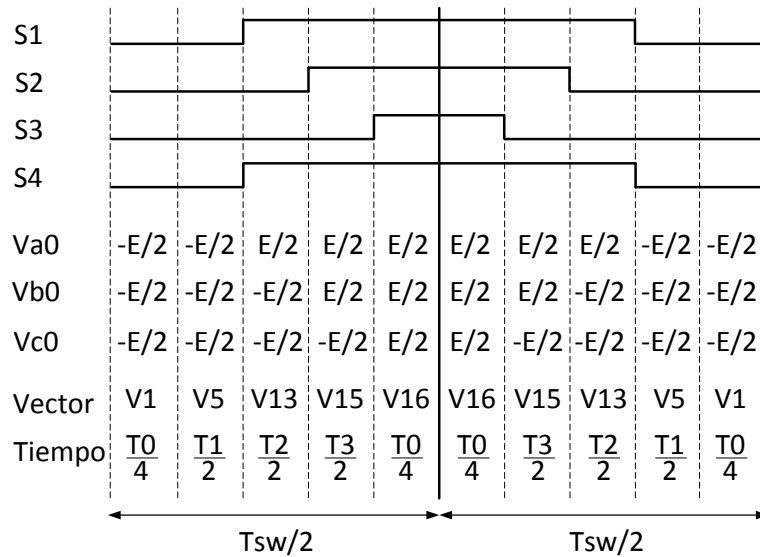


Figura 2-30: Aplicación patrón simétrico doble. Modulación vectorial 3D

Finalmente, la saturación de la modulación 3D-SVM ocurre cuando se superan los límites de la modulación 2D-SVM y los límites del eje cero ( $V_0$ ). Ambos límites se representan matemáticamente por:

$$Restricción\ cilindro = \begin{cases} |v_{\alpha\beta}^*| \leq \sqrt{3/2}E \\ |V_0| \leq 2/\sqrt{3}E \end{cases} \quad (2.38)$$

$$Restricción\ cono = \sqrt{2}|v_{\alpha\beta}^*| + |v_0^*| \leq \sqrt{3}E \quad (2.39)$$

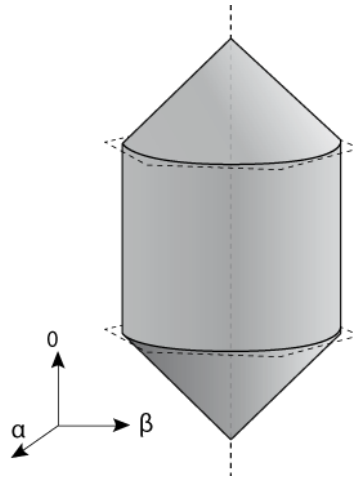


Figura 2-31: Contornos de sobre modulación - Modulación 3D-SVPWM.

### **3 DISEÑO TEÓRICO DEL CONTROLADOR DE POTENCIA PARA LA TRACCIÓN DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO UTILITARIO Y SU CONEXIÓN A UNA MICRO RED**

En este capítulo se presentan aspectos teóricos del diseño de las estrategias de control y dimensionamiento de los principales componentes eléctricos del controlador de potencia para la tracción de un vehículo eléctrico utilitario y su conexión a una micro red. Se inicia el capítulo con una propuesta conceptual de cómo debe ser el vehículo eléctrico que utiliza el controlador a modo de contextualizar adecuadamente su uso. Luego, se describen sus partes y el comportamiento deseado para realizar una propuesta conceptual formal de su estructura. Con esto, se plantean las principales ecuaciones que permiten su dimensionamiento y control. Finalmente, se plantean las rutinas de programación que permitan integrar todos los aspectos del controlador revisados en este capítulo.

#### **3.1 Vehículo eléctrico utilitario con capacidad $V2\mu G$**

Un vehículo eléctrico utilitario con capacidad  $V2\mu G$  es similar al descrito en 2.1, sin embargo los apellidos “utilitario” y “ $V2\mu G$ ” representan restricciones adicionales en su diseño. El concepto de utilitario hace referencia a su capacidad de realizar algún



trabajo que no sólo sea el transporte de pasajeros, por lo tanto, puede afectar considerablemente su forma, potencia de tracción, horario de uso, etc. Por otro lado, V2 $\mu$ G es la capacidad del vehículo de poder conectar su acumulador de energía con una MR mediante alguna interfaz apropiada e intercambiar potencia de manera bidireccional, lo que, por lo visto en 2.1.3, cambia su electrónica y la manera en que interactúa con ella. En la Figura 3-1 se muestran los principales componentes del vehículo eléctrico utilitario con capacidad V2 $\mu$ G propuesto.

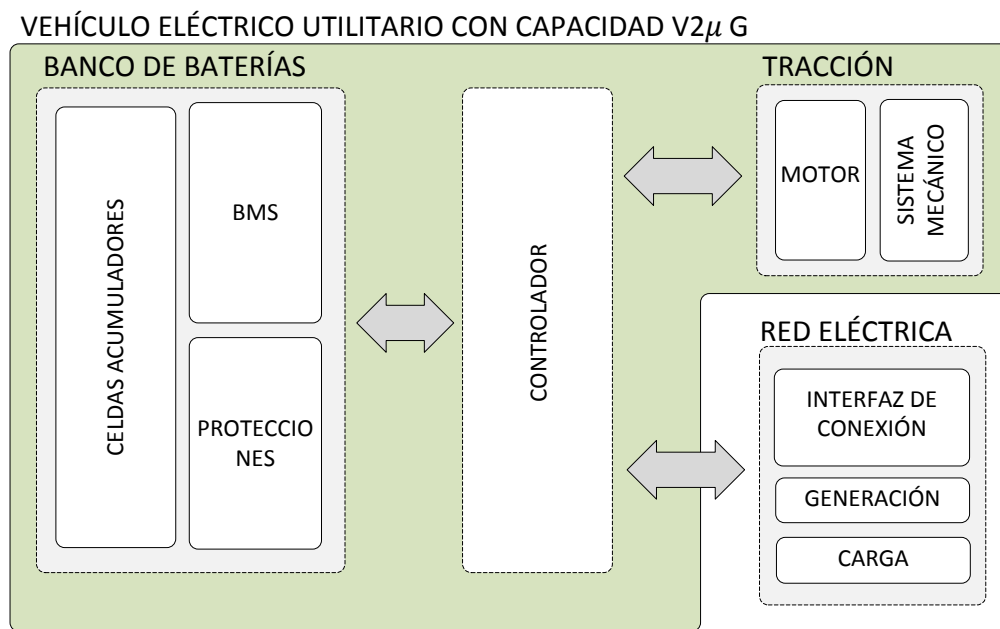


Figura 3-1: Esquema vehículo eléctrico utilitario V2 $\mu$ G propuesto.

### 3.1.1 BANCO DE BATERÍAS

Este bloque contiene las celdas de acumulación que otorgan la autonomía energética necesaria para que el auto pueda realizar trabajo. Debe ser compatible con los niveles de tensión y potencia del Controlador de Potencia, el Motor y la Red Eléctrica. También, debe tener características mínimas de seguridad tanto para los usuarios del auto como para los componentes conectados a él en caso de derrame químico, liberación de gases tóxicos, descarga eléctrica y/o choque. En particular, se considera el uso de un sistema electrónico inteligente, que permita su operación de manera segura, conocido como BMS (del inglés “*Battery Management System*”) y un bloque de protecciones que, mediante elementos pasivos como fusibles e interruptores otorgue

un segundo nivel de seguridad. El Banco de Baterías debe ser diseñado para un manipulación fácil y segura de tal manera que pueda ser cambiado, reparado o mantenido, y debe contar con un sistema de ventilación que permita la extracción del calor producido por su funcionamiento.

### **3.1.2 CONTROLADOR DE POTENCIA**

Este bloque controla de manera general el comportamiento del vehículo, ya sea cuando realiza trabajo o está conectado a la red, permitiendo el intercambio de energía entre el Banco de Baterías, el bloque de Tracción y el bloque Red Eléctrica.

### **3.1.3 TRACCIÓN**

El bloque de Tracción contiene el Motor y el Sistema Mecánico, los que permiten transformar la energía eléctrica entregada por el controlador en energía mecánica que permita el movimiento del vehículo. Al considerar que el auto y su carga son una masa puntual se tendrá que las fuerzas actuando sobre ella serán su peso, la fuerza de resistencia a la rodadura, la fuerza de oposición aerodinámica y la fuerza que permite el movimiento. Esta última, de manera conceptual, será aportada por el motor, determinando el torque y, por lo tanto, su potencia y velocidad de operación. Para esta aplicación se ha visto en 2.1.2.1 que el motor más conveniente es el de inducción trifásico tipo jaula de ardilla.

### **3.1.4 RED ELÉCTRICA**

Este bloque contiene los elementos externos al vehículo que son necesarios para usar su capacidad  $V2\mu G$ . Estos son, como mínimo, una unidad de Generación, una Carga y una Interfaz de Conexión. Esta última permite la unión física y eléctrica entre el controlador de potencia y el resto de la red mediante un conductor, un conector adecuado, y sensores de tensión y corriente, conectados en cada fase aguas abajo al punto de conexión. La Red Eléctrica debe ser trifásica de cuatro polos para explotar todas las ventajas del controlador de potencia.

## **3.2 Comportamiento deseado controlador de potencia**

El controlador de potencia propuesto debe ser capaz de controlar el torque del Motor de tracción siguiendo una referencia entregada por su conductor. Por otro lado, debe

tener la capacidad de conectarse a la red, establecer un flujo bidireccional de potencia con el Banco de Baterías y reducir el contenido armónico y desbalance de corriente aguas arriba al punto de conexión. Estas características dan pie para definir dos modos de operación:

- **MODO 1: VEHÍCULO ELÉCTRICO (VE):** En este modo el auto debe poder operar como un vehículo eléctrico convencional. El acelerador actúa como una referencia de torque, la velocidad máxima está limitada por software y debe soportar el uso de freno regenerativo. Por defecto, el auto se inicializa en este modo.
- **MODO 2: CONECTADO A LA MICRO RED (V2μG):** Este modo se reconoce en el momento en que la Interfaz de Conexión es conectada al auto. Cuando esto sucede, el modo VE se inhabilita, es decir, se bloquea la opción de energizar el motor y luego se habilita el modo V2μG. Sólo de esta manera se inicia el proceso de sincronización y conexión con la red, para después activar las referencias de control de acuerdo a lo requerido (ver 3.4). El uso del Banco de Baterías debe ser tal que la carga mínima al final del día permita el ciclo de trabajo del día siguiente y la carga máxima permita estar en modo V2μG sin problemas de sobretensión. Finalmente, debe contar con sistemas de seguridad que permitan una respuesta adecuada ante una operación anormal de la red según la norma IEEE1547 [96].

Además, el controlador debe incluir protecciones eléctricas que funcionen independientemente del modo de operación, asegurando niveles de tensión y corriente, tanto en las entradas como en las salidas de los componentes eléctricos de potencia inferiores a los máximos recomendados por el fabricante. También, debe contar con un sistema de comunicaciones con el operador de la red que permita su monitoreo y cambios de consigna de control mientras esté conectado a la red.

En vista de lo anterior, se hace evidente que el controlador puede y debe ser una pieza integradora de las diferentes partes y características de operación del vehículo con capacidad V2μG, como se muestra en la Figura 3-2.

### VEHÍCULO ELÉCTRICO UTILITARIO CON CAPACIDAD V2μG

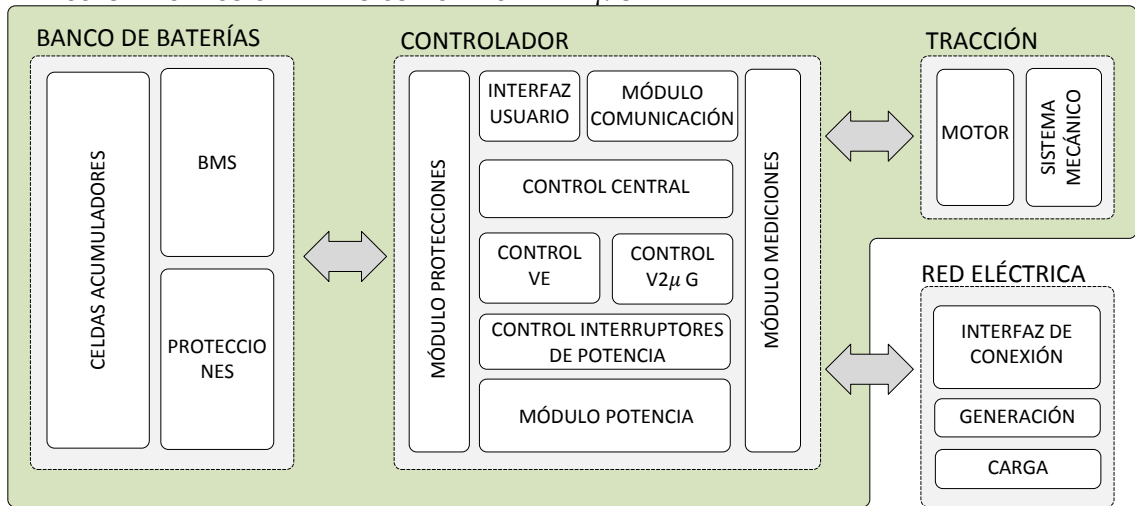


Figura 3-2: Esquema vehículo eléctrico utilitario con capacidad V2μG y detalle Controlador.

El Control Central debe administrar el Módulo de Comunicación, la Interfaz de Usuario, el Módulo de Protecciones, el Módulo de Mediciones, los controladores según el modo de operación y el Control de los Interruptores de Potencia.

La Interfaz Usuario debe permitir la interacción entre el usuario del vehículo y controlador en sus dos modos de operación, ya sea de manera visual, sonora, digital y/o análoga. El Módulo Comunicación es el lazo entre el vehículo y el exterior mediante el envío y recepción de información sobre su estado y operación. El Control VE contiene la estrategia de control para que el auto opere en modo VE. El Control V2μG contiene la estrategia de control para que el vehículo opere conectado a la red, entregando, recibiendo o acondicionando la potencia. Tanto el Control Central, el Control VE, el Control V2μG como el Módulo de Protecciones están realimentados por la información del Módulo de Mediciones. El Control Interruptores de Potencia aplica algún método de modulación que encienda y apague los interruptores del Módulo de Potencia.

Por lo tanto, el Controlador de Potencia tiene las siguientes características:

Tabla 3-1: Resumen elección componentes y control.

RESUMEN DISEÑO ELÉCTRICO				
ÁMBITO		MODO VE	MODO V <sub>μ</sub> 2G	
Hardware	Módulo de potencia	Estructura	Inversor Fuente de Voltaje (VSI)	
		Topología	-	Filtro Activo Paralelo
		Fases utilizadas	3f	3f + N
		Interruptor de potencia	IGBT	
		Frecuencia conmutación	10 [kHz]	
		Tiempo muerto	3[us]	
		Snubber bus DC	Sí	
		Bus DC	Banco baterías + condensadores	
	Conexiones electromecánicas	Contactores trifásicos de 4 polos + contactos auxiliares		
	Acoplamiento RED	-	Inductor	
	Mediciones eléctricas	Transductore de corriente y tensión		
	Circuitos encendido IGBT	Driver fuente de corriente tipo push - pull		
	Alimentación electrónica	Fuentes de tensión tipo switching		
	Medición velocidad	Encoder	-	
	Protecciones	Análogas - Circuitos lógicos		
Comunicación	Interfaz RS 232 - JTAG			
Software	Control central	Gestión: mediciones, I/O discretos, comunicaciones, protecciones y modos de operación.		
Control	Control interruptores de potencia	2D-SVM	3D-SVM	
	Control torque	FOC	-	
	Control de corriente	PI	PI	
	Detección fase	-	PLL	
	Referencias de control	Análogas	Ejes de referencia sincrónicos d - q	

### 3.3 Diseño hardware

#### 3.3.1 MÓDULO DE POTENCIA

La estructura seleccionada para el modo VE es la de un convertor tipo VSI (del inglés *Voltage Source Inverter*) de tres fases y tres líneas. Para el modo V2 $\mu$ G se eligió un convertor tipo VSI para Filtro Activo Paralelo de tres fases con neutro en el cuarto polo. En ambos casos, los interruptores de potencia son Transistores Bipolares de Compuerta Aislada o IGBT (del inglés *Insulated Gate Bipolar Transistor*). La estructura final de potencia corresponde a la intersección de las estructuras para ambos modos, lo que asegura baja cantidad de componentes y pérdidas totales; respuesta transitoria rápida, control de corriente por el neutro, mejor utilización del bus DC y mayor flexibilidad de control. Es importante destacar que esta configuración permite tener cinco grados de libertad en el control del convertor mientras está conectado a la red. Estos son corriente en eje directo de secuencia positiva y negativa, corriente en eje de cuadratura de secuencia positiva y negativa; y componente homopolar de corriente. Por otro lado, para el modo VE sólo son necesarios dos, corriente eje directo y cuadratura.

En la Figura 3-3 se muestra la estructura seleccionada para el módulo de potencia.

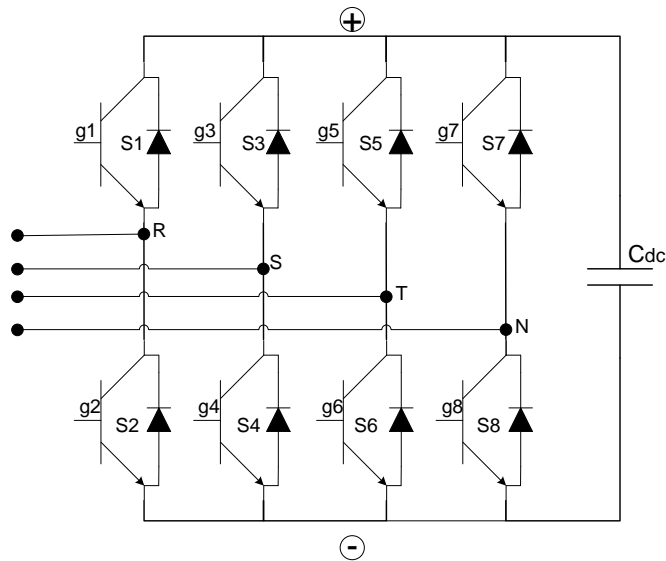


Figura 3-3: Estructura módulo de potencia

### 3.3.1.1 Cálculo capacitancia bus DC

Para dimensionar la capacitancia del bus DC es necesario considerar que el convertidor opera en los modos VE y  $V2\mu G$ , por lo tanto, el resultado final es la mayor capacitancia entre ambos.

#### 3.3.1.1.1 Capacitancia operación en modo EV

La modelación de este caso se basa en [97]. Se considera que la topología del convertidor está compuesta por los seis primeros interruptores de potencia de la Figura 3-3 conectados a un motor de inducción trifásico. De esta manera, se analiza lo que ocurre con la corriente en el condensador cuando circula corriente por una de las bobinas de estator, como se muestra en la Figura 3-4.

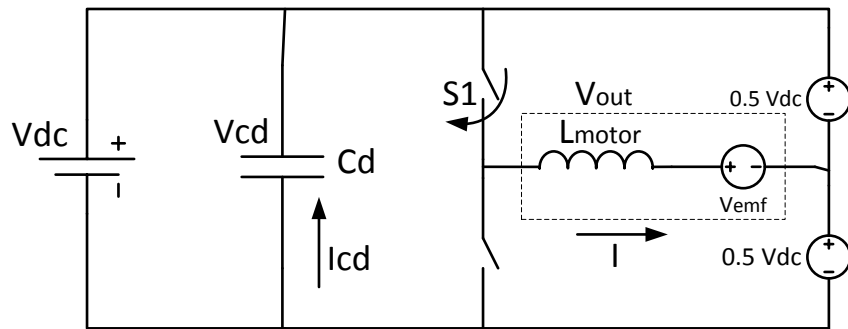


Figura 3-4: Modelo simplificado convertidor.

Así, al considerar que la tensión  $V_{dc}$  es constante durante la operación de los interruptores  $S_1$  y  $S_4$ ; ciclo de trabajo  $D$  y no hay corriente inicial en la bobina de estator  $L_{motor}$  de la máquina de inducción, se tiene que la tensión  $V_{out}$  es:

$$V_{out} = DV_{dc} = V_{L_{motor}} \quad (3.1)$$

Con esto:

$$V_{L_{motor}} = L_{motor} \frac{dI}{dt} \Rightarrow \int \frac{V_{L_{motor}}}{L_{motor}} dt = \int dI \Rightarrow \frac{DV_{dc}}{L_{motor}} t = I \quad (3.2)$$

$$\Leftrightarrow \frac{DV_{dc}}{L_{motor}} \Delta t = \Delta I$$

En términos de la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$ , el periodo de encendido de los interruptores de potencia  $\Delta t$  es:

$$\Delta t = \frac{D}{f_{sw}} \quad (3.3)$$

Así,

$$\Delta I = \frac{D^2 V_{dc}}{L_{motor} f_{sw}} \quad (3.4)$$

Por otro lado, la corriente en el condensador es:

$$i_c = C_d \frac{dV_{Cd}}{dt} \Rightarrow \frac{i_c}{C_d} dt = dV_{Cd} \quad (3.5)$$

En el caso extremo de que la corriente  $\Delta I$  es entregada por el condensador durante el periodo  $\Delta t$  cuando  $D = 0.5$ , es decir, cuando hay máxima corriente, se tiene que:

$$\frac{V_{dc}}{L_{motor}} \frac{0.25}{f_{sw}} \frac{1}{C_d} dt = dV_{Cd} \quad (3.6)$$

Integrando:

$$\frac{V_{dc}}{L_{motor}} \frac{0.25}{C_d} \int \Delta t dt = \int dV_{Cd} \quad (3.7)$$

$$\frac{V_{dc}}{L_{motor}} \frac{0.25}{C_d} \frac{\Delta t^2}{2} = \Delta V_{Cd} \Leftrightarrow \frac{1}{2} \frac{V_{dc}}{L_{motor}} \frac{1}{f_{sw}^2} \frac{0.25}{C_d} = \Delta V_{Cd} \quad (3.8)$$

Por lo tanto:

$$\frac{1}{2} \frac{V_{dc}}{L_{motor}} \frac{1}{f_{sw}^2} \frac{0.25}{\Delta V_{Cd}} = C_d \quad (3.9)$$

El significado de las variables utilizadas es:



$V_{out}$	: Tensión en bobina motor [V]
$V_{dc}$	: Tensión continua bus DC [V]
$V_{L_{motor}}$	: Tensión en bobina motor [V]
$V_{emf}$	: Tensión fuerza electromotriz [V]
$V_{Cd}$	: Tensión condensador bus DC [V]
$\Delta V_{Cd}$	: Diferencia de tensión aceptable en condensador bus DC [V]
$I$	: Corriente bobina motor [A]
$i_{Cd}$	: Corriente condensador bus DC [A]
$\Delta I$	: Delta corriente condensador bus DC [A]
$\Delta t$	: Delta tiempo. Periodo de encendido interruptores de potencia [s]
$D$	: Ciclo de trabajo interruptores de potencia. $D = \Delta t f_{sw}$ [-]
$f_{sw}$	: Frecuencia conmutación interruptores de potencia [Hz]
$L_{motor}$	: Inductancia de estator motor de inducción [H]
$C_d$	: Capacitancia bus DC [F]

### 3.3.1.1.2 Capacitancia operación modo V2 $\mu$ G

Para este modo de operación se supone la no existencia de una fuente de energía conectada al bus DC por lo tanto, la capacitancia se calcula para el caso en que el convertidor está conectado a una red de potencia  $X$  que puede variar entre  $bX$  y  $cX$  durante  $n$  ciclos ( $b > c$ ); y se acepta una variación porcentual de  $a\%$  en  $V_{Cd}$ . Con estas consideraciones, la diferencia de energía  $\Delta E_c$  en el condensador  $C_d$  es:

$$\Delta E_c = \frac{1}{2} C_d \Delta (V_{Cd}^2) \quad (3.10)$$

$$\Rightarrow \Delta E_c = \frac{1}{2} C_d \left[ \left( \left( 1 + \frac{a}{100} \right) V_{Cd} \right)^2 - \left( \left( 1 - \frac{a}{100} \right) V_{Cd} \right)^2 \right] \quad (3.11)$$

Por otro lado, el cambio en la energía del sistema debido a un cambio en la carga desde  $bX[kVA]$  a  $cX[kVA]$  (con  $b > c$ ) es:

$$\Delta E_s = (bX - cX)nT \quad (3.12)$$

Entonces, para que el condensador supla esas variaciones se debe cumplir que:

$$\Delta E_c = \Delta E_s \quad (3.13)$$

Despejando y arreglando se obtiene:

$$\frac{2X(b - c)nT}{V_{Cd}^2} \frac{1}{\left( 1 + \frac{a}{100} \right)^2 - \left( 1 - \frac{a}{100} \right)^2} = C_d \quad (3.14)$$

Donde:

$X$  : Potencia nominal del sistema donde está conectado el convertidor [kVA]

$bX$  : Variación superior del sistema donde está conectado el conv. [kVA]

$cX$  : Variación inferior del sistema donde está conectado el conv. [kVA]

$a\%$  : Porcentaje de variación de la tensión del condensador [%]

$\Delta E_c$  : Variación energía condensador bus DC [kWh]

$\Delta E_s$  : Variación energía sistema donde está conectado el conv. [kWh]

$V_{Cd}$  : Tensión condensador bus DC [V]

$C_d$  : Capacitancia bus DC [F]

$n$  : Número de ciclos de compensación [-]

$T$  : Periodo de los ciclos de compensación [s]

### 3.3.1.2 Cálculo potencia encendido IGBT

La corriente media que se debe suministrar para excitar la compuerta de un IGBT es:

$$I_G = Q_G f_{sw} \quad (3.15)$$

En general,  $Q_G$  se encuentra en la hoja de datos del IGBT.

Con esto, la potencia media es:

$$P_G = I_G \Delta V \quad (3.16)$$

Por otro lado, la corriente peak necesaria para excitar la compuerta de un IGBT está dada por:

$$I_G(\text{peak}) = \Delta V / R_G \quad (3.17)$$

Donde:

$I_G$  : Corriente compuerta IGBT [A]

$Q_G$  : Carga total de la compuerta [nC]

$f_{sw}$  : Frecuencia de conmutación [kHz]

$P_G$  : Potencia necesaria para encender/apagar IGBT [W].

$\Delta V$  : Diferencia de voltaje aplicado en la compuerta [V].

$I_G(\text{peak})$  : Corriente peak de gate [A]

$R_G$  : Resistencia de gate externa al IGBT [ $\Omega$ ]

### 3.3.1.3 Cálculo térmico módulo de potencia

Los siguientes cálculos están basados en [98] y el objetivo es mostrar el procedimiento para encontrar la resistencia térmica necesaria del disipador de potencia para el convertidor diseñado.

El primer paso es determinar la potencia total disipada por el convertidor, la que está dada, principalmente, por la operación de los IGBT y sus respectivos diodos anti paralelo. Las pérdidas en un IGBT son por conmutación y conducción; y se calculan con las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} P_{SS} &= I_{CP} V_{CE}(SAT) \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin^2 X \frac{1 + \sin(X + \theta) D}{2} dX \\ &= I_{CP} V_{CE}(SAT) \left( \frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos(\theta) \right) [W] \end{aligned} \quad (3.18)$$

Para pérdidas por conducción, y:

$$\begin{aligned} P_{SW} &= (E_{SW}(on) + E_{SW}(off)) f_{sw} \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(X) dX \\ &= (E_{SW}(on) + E_{SW}(off)) f_{sw} \frac{1}{\pi} [W] \end{aligned} \quad (3.19)$$

Para pérdidas por conmutación.

Por lo tanto, las pérdidas en un IGBT están dadas por:

$$P_{IGBT} = P_{SS} + P_{SW} [W] \quad (3.20)$$

Por otro lado, las pérdidas en el diodo anti paralelo están dadas por su operación en régimen permanente y por recuperación. Las expresiones para calcularlas son:

$$P_{DC} = I_{EP} V_{EC} \left( \frac{1}{8} - \frac{D}{3\pi} \cos(\theta) \right) [W] \quad (3.21)$$

Para pérdidas en régimen permanente y:

$$P_{RR} = 0.125 I_{RR} t_{RR} V_{CE}(pk) f_{sw} [W] \quad (3.22)$$

Para pérdidas por recuperación.

Por lo tanto, las pérdidas en el diodo anti paralelo están dadas por:

$$P_{Diodo} = P_{DC} + P_{RR} [W] \quad (3.23)$$

Donde:

$E_{SW}(on)$

:Energía [mJ/

pulso] de encendido de un IGBT en conmutación a corriente peak  $I_{CP}$  y  $T = 125[°C]$ .

$E_{SW}(off)$

:Energía [mJ/

pulso] de apagado de un IGBT en conmutación a corriente peak  $I_{CP}$  y  $T = 125[°C]$

$f_{sw}$  : Frecuencia de conmutación [Hz]

$I_{CP}$  : Corriente de salida sinusoidal peak [A].  $I_{CP} = I_{EP}$ .

$V_{CE}(SAT)$  : Caída de tensión Colector – Emisor en saturación [V] @  $I_{CP}$  y  $T = 125[°C]$

$V_{EC}$  : Caída de tensión en conducción de diodo [V] @  $I_{EP}$

$D$  : Ciclo de trabajo PWM []

$\theta$  : Ángulo de desfase entre la tensión y la corriente de salida [rad]

$I_{RR}$  : Corriente peak de recuperación de Diodo [A]

$t_{RR}$  : Tiempo de recuperación reversa (bloqueo) de Diodo [s]

$V_{CE}(pk)$  : Voltaje peak en el Diodo en la recuperación [V]

Finalmente, las pérdidas en el conjunto IGBT + DIODO o Módulo, están dadas por:

$$P_M = P_{IGBT} + P_D = P_{SS} + P_{sw} + P_{DC} + P_{RR} [W] \quad (3.24)$$

El segundo paso es calcular la resistencia térmica que debe tener el disipador utilizando un modelo térmico del conversor como el de la Figura 3-5.

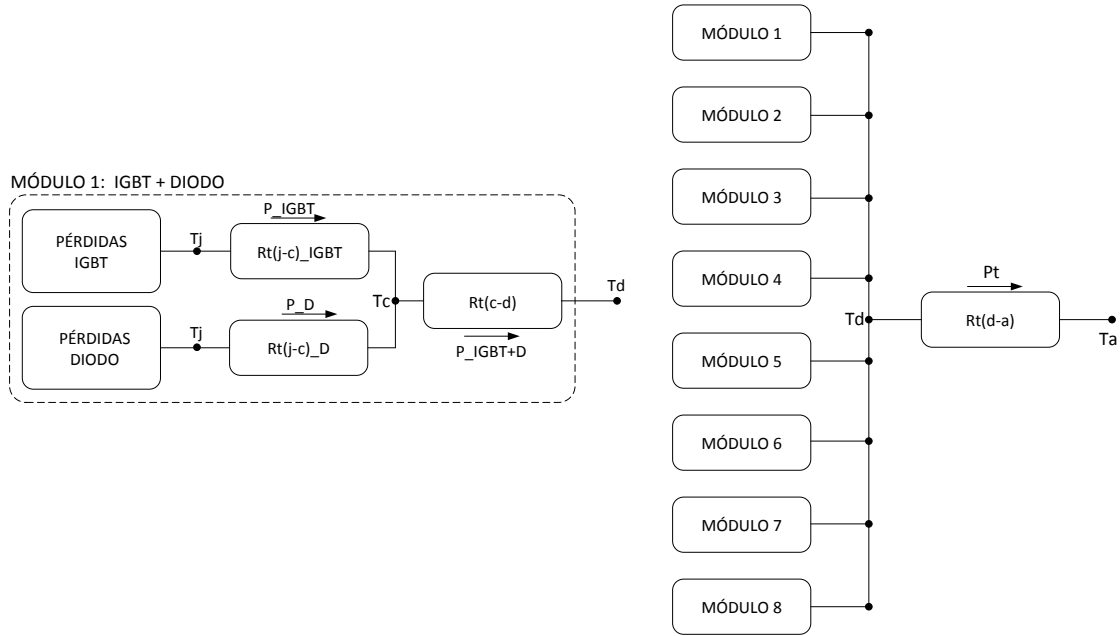


Figura 3-5: Modelo térmico conversor.

Este modelo se resuelve como una malla eléctrica, donde la diferencia de tensión es equivalente a una diferencia de temperatura y la corriente es equivalente a la potencia disipada. Así, la resistencia térmica del disipador es:

$$R_{t(d-a)} = \frac{T_j - T_a - P_M (R_{t(j-c)} + R_{t(c-d)})}{P_t} \quad (3.25)$$

$$P_t = nP_M \quad (3.26)$$

Donde:

$n$  : Número de módulos conectados al disipador [-]

$P_t$  : Potencia total disipada por etapa de potencia conversor [W]

$T_j$	: Temperatura de juntura en el semiconductor [°C]
$T_c$	: Temperatura en carcasa de un conjunto IGBT – DIODO o módulo [°C]
$T_d$	: Temperatura en la interfaz de contacto módulo – disipador [°C]
$T_a$	: Temperatura ambiente [°C]
$R_{t(j-c)IGBT}$	: Resistencia térmica del de juntura del IGBT [°C/W]
$R_{t(j-c)D}$	: Resistencia térmica del la juntura del DIODO [°C/W]
$R_{t(c-d)}$	: Resistencia térmica de la interfaz [°C/W]
$R_{t(d-a)}$	: Resistencia térmica del disipador [°C/W]

A continuación se plantean algunas consideraciones al momento de realizar los cálculos:

- Los datos necesarios para evaluar las expresiones, en general, se encuentran en las hojas de datos de los IGBT.
- Es recomendable utilizar un rango de seguridad en la temperatura  $T_j$  puesto que si se sobrepasa el IGBT puede dañarse.
- Para efectos de diseño  $R_{t(j-c)} = \max(R_{t(j-c)IGBT}, R_{t(j-c)D})$
- Los cálculos presentados sólo son para régimen permanente.
- Si se quiere un cálculo más exacto, se pueden considerar todas las interfaces de materiales entre la juntura del elemento semiconductor y el disipador a diseñar, por ejemplo, pasta disipadora, agujeros, etc. También, se puede considerar el efecto de la altura del lugar de operación del disipador. Además, es posible considerar otros efectos de la operación del convertidor, como por ejemplo, uso real del cuarto polo y armónicos.
- Si no se encuentra un disipador de la resistencia térmica calculada o es de muy alto costo, se puede considerar la adición de un ventilador u otro mecanismo de enfriamiento, tal que la temperatura de la juntura esté en el rango de diseño.

### 3.3.2 MÓDULO MEDICIONES

Este módulo tiene la tarea de medir todas las señales necesarias para que los bloques de control operen de manera correcta y segura. Su diseño responde a tres aspectos básicos. El primero es la naturaleza de la medición, el segundo es el tipo de sensor y el tercero es el dispositivo que procesa la medición. La naturaleza de la medición se refiere al tipo de señal (continua, discreta; constante, sinusoidal; rápida, lenta; etc). El tipo de sensor es seleccionado a partir de la naturaleza de la medición y en general puede ser representado por una relación de proporcionalidad entre la señal medida (entrada) y la señal de salida. El dispositivo final que recibe estas señales fija el nivel de tensión y/o corriente máximo y/o mínimo que deben tener las salidas de los sensores para poder ser procesados correctamente. En la Figura 3-6 se muestra el esquema de bloques del Módulo Mediciones.

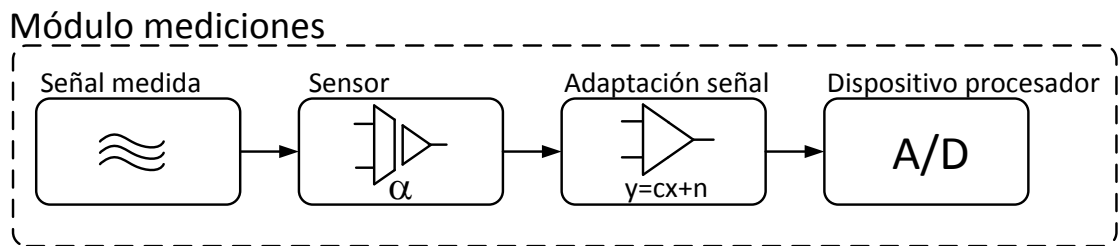


Figura 3-6: Diagrama de bloques Módulo Mediciones.

En este apartado se presentan los cálculos necesarios para que las Señales Medidas lleguen al Dispositivo Procesador de manera correcta. La Tabla 3-2 muestra las características de las señales medidas para cada modo de operación.



Tabla 3-2: Características señales medidas conversor

	<b>Señal medida</b>	<b>Tipo</b>	<b>Polaridad</b>	<b>Cantidad</b>
<b>MODO VE</b>	Corriente polos conversor	Alterna	+/-	3
	Tensión bus DC	Continua	+	1
	Corriente bus DC	Continua	+/-	1
	Velocidad rotor motor	Discreta	+	1
<b>MODO V2G</b>	Corriente polos conversor	Alterna	+/-	4
	Tensión bus DC	Continua	+	1
	Corriente bus DC	Continua	+/-	1
	Corriente en la carga	Alterna	+/-	4
	Tensión red	Alterna	+/-	3

De acuerdo a la tabla anterior, en el sistema existen cinco tipos de mediciones: corriente AC, tensión AC, corriente DC, tensión DC y velocidad rotacional, las que deben estar aisladas de manera galvánica para que, en caso de falla en los puntos de medición, no exista la posibilidad de dañar las etapas posteriores al sensor. También, se considera que la mayor parte de las señales medidas pueden cambiar de signo y, en general, los dispositivos procesadores aceptan sólo señales positivas, por lo que se agrega el bloque Adaptación de Señal que se encarga de que el signo y amplitud de la señal que llega al Dispositivo Procesador sea el adecuado. El circuito propuesto para realizar las tareas descritas anteriormente se muestra en la Figura 3-7.

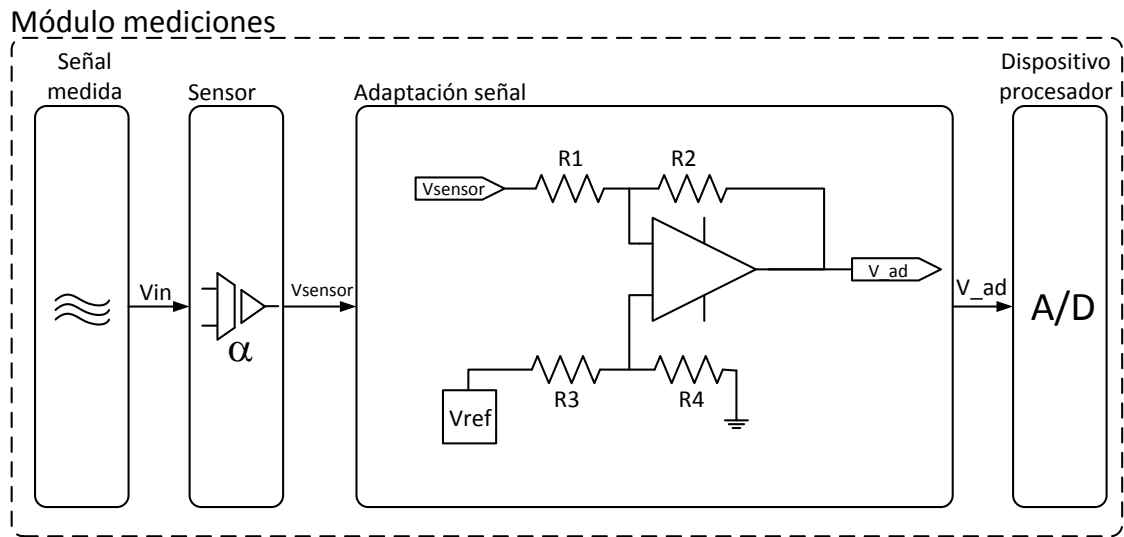


Figura 3-7: Detalle Módulo Mediciones.

Donde su función de transferencia es:

$$V_{ad}(t) = V_{Ref} \left( \left( \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) \frac{R_4}{R_1} \right) - \alpha V_{in}(t) \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.27)$$

$$V_{sensor}(t) = \alpha V_{in}(t) \quad (3.28)$$

Sujeto a que  $R_1, R_2, R_3, R_4, V_{ref}$  y  $\alpha$  deben ser tales que:

$$V_{ad}(t) = \begin{cases} \leq V_{ad}^{Máximo}, & \text{para } V_{in}(t) = V_{in}^{Mínimo} \\ \geq V_{ad}^{Mínimo}, & \text{para } V_{in}(t) = V_{in}^{Máximo} \end{cases} \quad (3.29)$$

Donde:

$V_{in}(t)$  : Señal a medir original. Puede tener unidades de [V] ó [A]

$V_{in}^{Máximo}$  : Señal máxima a medir original. [V] ó [A]

$V_{in}^{Mínimo}$  : Señal mínima a medir original. [V] ó [A]

$\alpha$  : Relación de transformación del sensor utilizado. [V/V] ó [V/A]

$V_{sensor}(t)$  : Tensión salida sensor. [V]

$V_{ref}$  : Referencia de tensión constante. [V]

$R_1, R_2, R_3$  y  $R_4$  : Resistencias de ajuste. [ $\Omega$ ]

$V_{ad}(t)$  : Señal de medida adaptada para dispositivo procesador. [V]

$V_{ad}^{Máximo}$  : Señal máxima entrada dispositivo procesador. [V]

$V_{ad}^{Mínimo}$  : Señal mínima entrada dispositivo procesador. [V]

Para el caso de la medición de la velocidad rotacional se utiliza un sensor tipo Encoder, el que transforma posición del elemento giratorio en pulsos digitales, los que a través del procesador se convierten en velocidad. Lo importante en este caso es que los pulsos de salida tengan una amplitud coherente al procesador utilizado. Así, el Módulo Mediciones queda como en la Figura 3-8. En el capítulo siguiente se desarrolla en detalle la etapa de Adaptación de Señal ya que depende fuertemente del tipo de encoder utilizado.

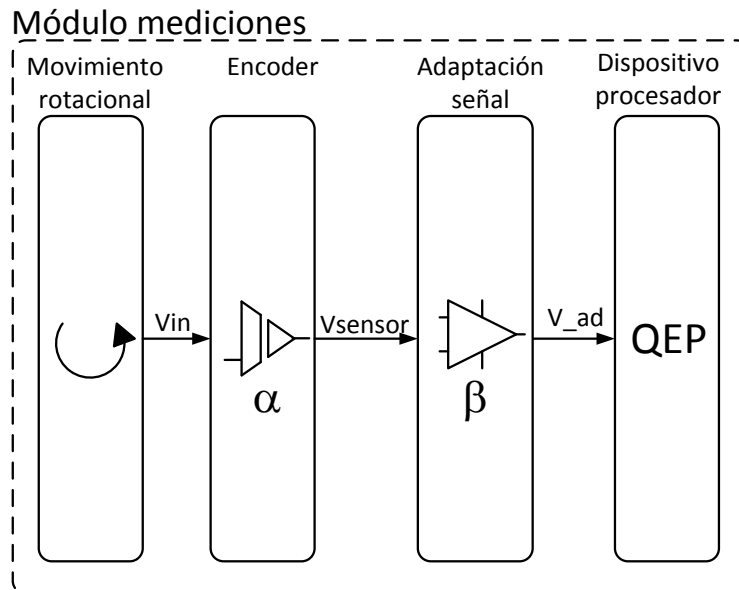


Figura 3-8: Módulo Mediciones para posición rotacional.

## 3.4 Diseño control

### 3.4.1 CONTROL MODO VE

De acuerdo a lo presentado en 2.1.2.3, la estrategia de control seleccionada para la máquina de tracción es el Control por Orientación de Campo Indirecto (IFOC del inglés *Indirect Field Oriented Control*). En lo que sigue de este apartado, se explica la estrategia IFOC para su implementación en una aplicación real.

El control vectorial de una máquina de inducción jaula de ardilla se basa en transferir su dinámica desde ejes ABC a coordenadas sincrónicas  $d - q$  utilizando la transformada de Park con el objetivo de obtener matemáticamente una máquina equivalente de corriente continua en la que se puede controlar el flujo y el torque de manera desacoplada. En [99] se demuestra que al orientar convenientemente el flujo de rotor en el eje directo, las ecuaciones dinámicas de control vectorial para una máquina jaula de ardilla en ejes  $d - q$  son:

$$\bar{\psi}_r = \psi_{rd} + j0 \quad (3.30)$$

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma L_s \omega_e i_{sq} + \frac{L_0}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (3.31)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \sigma L_s \omega_e i_{sd} + \omega_e \frac{L_0}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (3.32)$$

$$0 = \frac{\psi_{rd}}{\tau_r} - \frac{L_0}{\tau_r} i_{sd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (3.33)$$

$$0 = -\frac{L_0}{\tau_r} i_{sq} + \omega_{sL} \psi_{rd} \quad (3.34)$$

$$L_r = L_0 + l_r \quad (3.35)$$

$$L_s = L_0 + l_s \quad (3.36)$$

$$\tau_r = L_r / R_r \quad (3.37)$$

$$\sigma = 1 - \frac{1}{\sigma_r \sigma_s} \quad (3.38)$$

$$\sigma_r = l_r / L_0 \quad (3.39)$$

$$\sigma_s = l_s/L_0 \quad (3.40)$$

Donde:

$\overline{\psi}_r$  : Flujo de rotor en ejes  $d - q$  [We]

$\psi_{rd}$  : Componente eje  $d$  flujo rotor [We]

$V_{sd}$  : Tensión de estator en eje  $d$  [V]

$V_{sq}$  : Tensión de estator en eje  $q$  [V]

$i_{sd}$  : Corriente de estator en eje  $d$  [A]

$i_{sq}$  : Corriente de estator en eje  $q$  [A]

$\omega_{SL}$  : Velocidad angular de deslizamiento  $[\frac{rad}{s}]$

$\omega_r$  : Velocidad angular rotor máquina  $[\frac{rad}{s}]$

$\omega_e$  : Velocidad angular flujo de rotor máquina  $[\frac{rad}{s}]$

$R_s$  : Resistencia serie bobinas estator [ $\Omega$ ]

$R_r$  : Resistencia serie bobinas rotor [ $\Omega$ ]

$L_s$  : Inductancia de estator [H]

$L_r$  : Inductancia de rotor [H]

$l_s$  : Inductancia de dispersión de estator [H]

$l_r$  : Inductancia de dispersión de rotor [H]

$L_0$  : Inductancia magnetizante [H]

$\sigma_r$  : Coeficiente de dispersión de rotor [-]

$\sigma_s$  : Coeficiente de dispersión de estator [-]

$\sigma$  : *Coeficiente de dispersión de estator – rotor [-]*

$\tau_r$  : *Constante de tiempo de rotor [s/rad]*

Asumiendo que la máquina opera en estado estacionario, a flujo constante y velocidad menor o igual a la nominal, se tiene que el deslizamiento es:

$$\omega_{SL} = \frac{1}{\tau_r i_{sd}} i_{sq} \quad (3.41)$$

Luego, si se conoce la velocidad angular del rotor se puede obtener la velocidad angular del flujo de rotor y en consecuencia su posición:

$$\omega_e = \omega_{SL} + \omega_r \quad (3.42)$$

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_{SL} + \omega_r) dt = \int \left( \frac{1}{\tau_r i_{sd}} i_{sq} + \omega_r \right) dt \quad (3.43)$$

$\theta_e$  : *Posición angular flujo de rotor [rad]*

En otras palabras, forzar un deslizamiento  $\omega_{SL}$  en la máquina para que el flujo de rotor esté en una posición  $\theta_e$  es equivalente a que esté orientada y las ecuaciones ( 3.31 ), ( 3.32 ), ( 3.33 ) y ( 3.34 ) se cumplan. En la Figura 3-9 se muestra el esquema de la estrategia IFOC. Se destaca que para esta implementación es necesario contar con una medición de la velocidad rotacional del eje de la máquina.

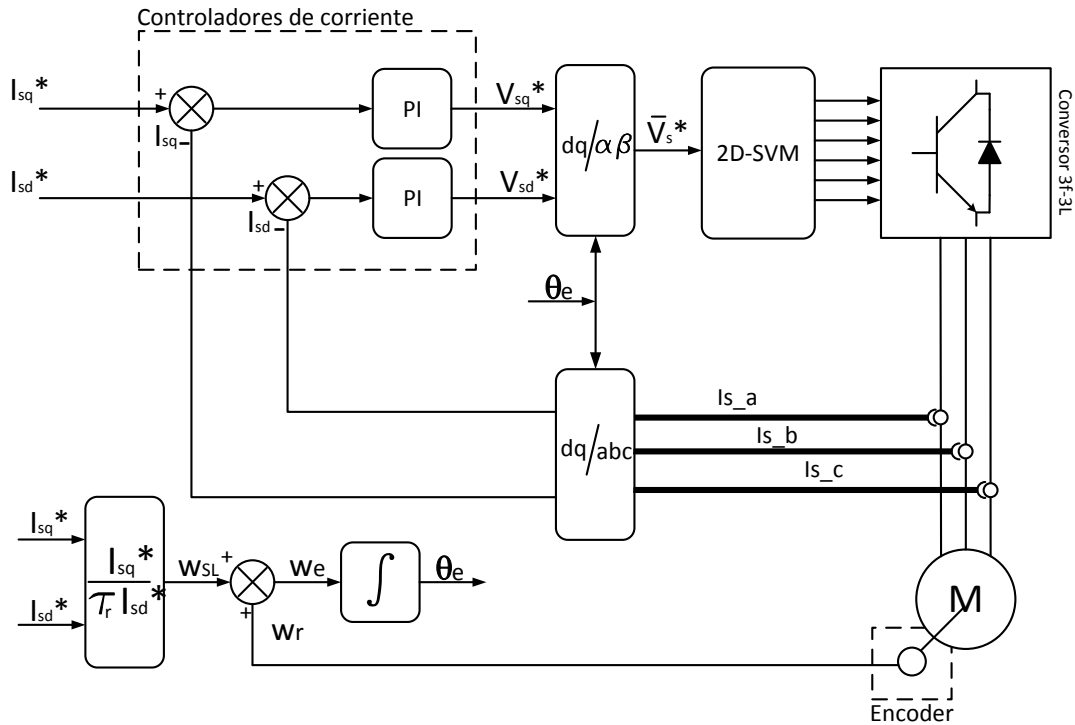


Figura 3-9: Esquema estrategia IFOC.

Para el diseño del controlador de corriente se asume que la máquina se encuentra correctamente orientada por lo que se puede utilizar la ecuación ( 3.32 ). Para  $V_{sd}$  se utiliza el mismo controlador. Los términos cruzados son considerados perturbaciones. Así, en el espacio de Laplace, la ecuación ( 3.32 ) que describe el comportamiento de la máquina, se puede reescribir como una función de transferencia  $G(s)$  que relaciona la corriente y la tensión de estator:

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \Rightarrow \frac{i_{sq}(s)}{V_{sq}(s)} = \frac{1}{s\sigma L_s + R_s} = G(s) \quad (3.44)$$

De esta manera, el sistema de control puede ser modelado como se muestra en la Figura 3-10 :

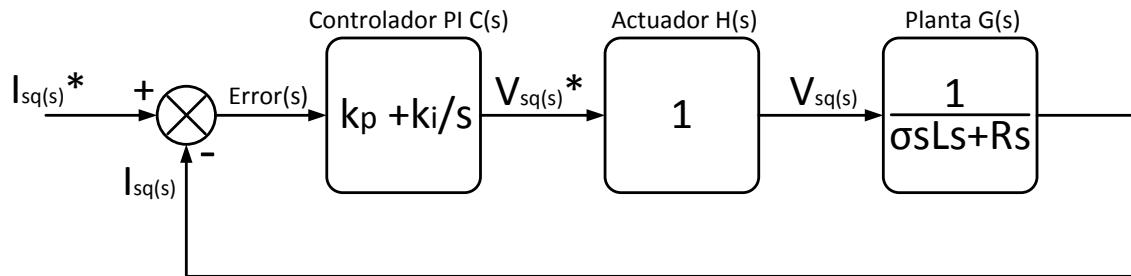


Figura 3-10: Esquema de control de corriente – estrategia IFOC

Para determinar los coeficientes  $K_p$  y  $K_i$  del controlador PI existen diversas estrategias en el área de Control de Sistemas. En este trabajo se opta por una solución algebraica que es consecuencia de ajustar la ecuación característica de lazo cerrado con una ecuación de segundo orden, donde los términos  $\omega_n$  y  $\zeta$  ajustan el comportamiento requerido del controlador PI.

La ecuación característica del esquema de la Figura 3-10 es:

$$\frac{I_{sq}^*(s)}{I_{sq}(s)} = \frac{C(s)H(s)G(s)}{1 + C(s)H(s)G(s)} \quad (3.45)$$

Mientras que la ecuación de segundo orden es:

$$M(s) = \left(\frac{s+a}{a}\right) \frac{\omega_n^2}{s^2 + s 2\omega_n\zeta + \omega_n^2} \quad (3.46)$$

Desarrollando e igualando:

$$\left(\frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{\frac{k_i}{k_p}}\right) \frac{\frac{k_i}{\sigma L_s}}{s^2 + s \left(\frac{R_s + k_p}{\sigma L_s}\right) + \frac{k_i}{\sigma L_s}} \Leftrightarrow \left(\frac{s+a}{a}\right) \frac{\omega_n^2}{s^2 + s 2\omega_n\zeta + \omega_n^2} \quad (3.47)$$

Por lo tanto:

$$a = k_i/k_p \quad (3.48)$$



$$k_i = \omega_n^2 \sigma L_s \quad (3.49)$$

$$k_p = 2\zeta \omega_n \sigma L_s - R_s \quad (3.50)$$

Para ajustar el comportamiento del controlador PI en [99] se recomienda utilizar las siguientes especificaciones:

- Cero error en estado estacionario ante entrada escalón de  $i_{q_s}^*$  e  $i_{d_s}^*$
- Frecuencia natural o ancho de banda  $\omega_n$  entre 60[Hz] y 250[Hz]
- Coeficiente de amortiguamiento  $\zeta = 0.707$  ó  $\zeta = 0.8$

Para determinar los parámetros  $L_s$ ,  $R_s$  y  $\sigma$  de la máquina de inducción es necesario realizar la prueba de rotor bloqueado y la prueba en vacío como se explica en el Anexo 8.1.

Finalmente, en una implementación real con un procesador digital, los controladores diseñados en el plano  $s$  deben ser llevados al plano  $z$ . Esto se explica en detalle en el Anexo 8.2.

### 3.4.2 CONTROL MODO V2μG

En el modo V2μG, básicamente, existen cuatro bloques de control que permiten mantener un flujo de potencia bidireccional entre el bus DC y la red, controlar potencia reactiva, filtrar armónicos de corriente y disminuir el desequilibrio de corriente, todo esto aguas arriba del punto de conexión. El primero es el bloque Sintetizador de Tensión (Ver Figura 3-11) que calcula y genera las señales de encendido y apagado de los interruptores de potencia para crear una onda trifásica de amplitud y frecuencia variable según se explica en 2.3.3.3.2, el segundo es el bloque Sincronizador que mediante un algoritmo PLL (del inglés *Phase Locked Loop*) permite la sincronía entre las tensiones generadas por el convertidor y las tensiones de la red. El tercer bloque es Control de Corriente que mediante controladores PI genera las referencias de tensión para el bloque Sintetizador de Tensión de tal manera que las corrientes inyectadas en el punto de conexión sean las de referencia. Finalmente, el cuarto bloque es Cálculo de Referencias de Control, el que calcula las referencias de corriente para que el convertidor las inyecte a la RED.

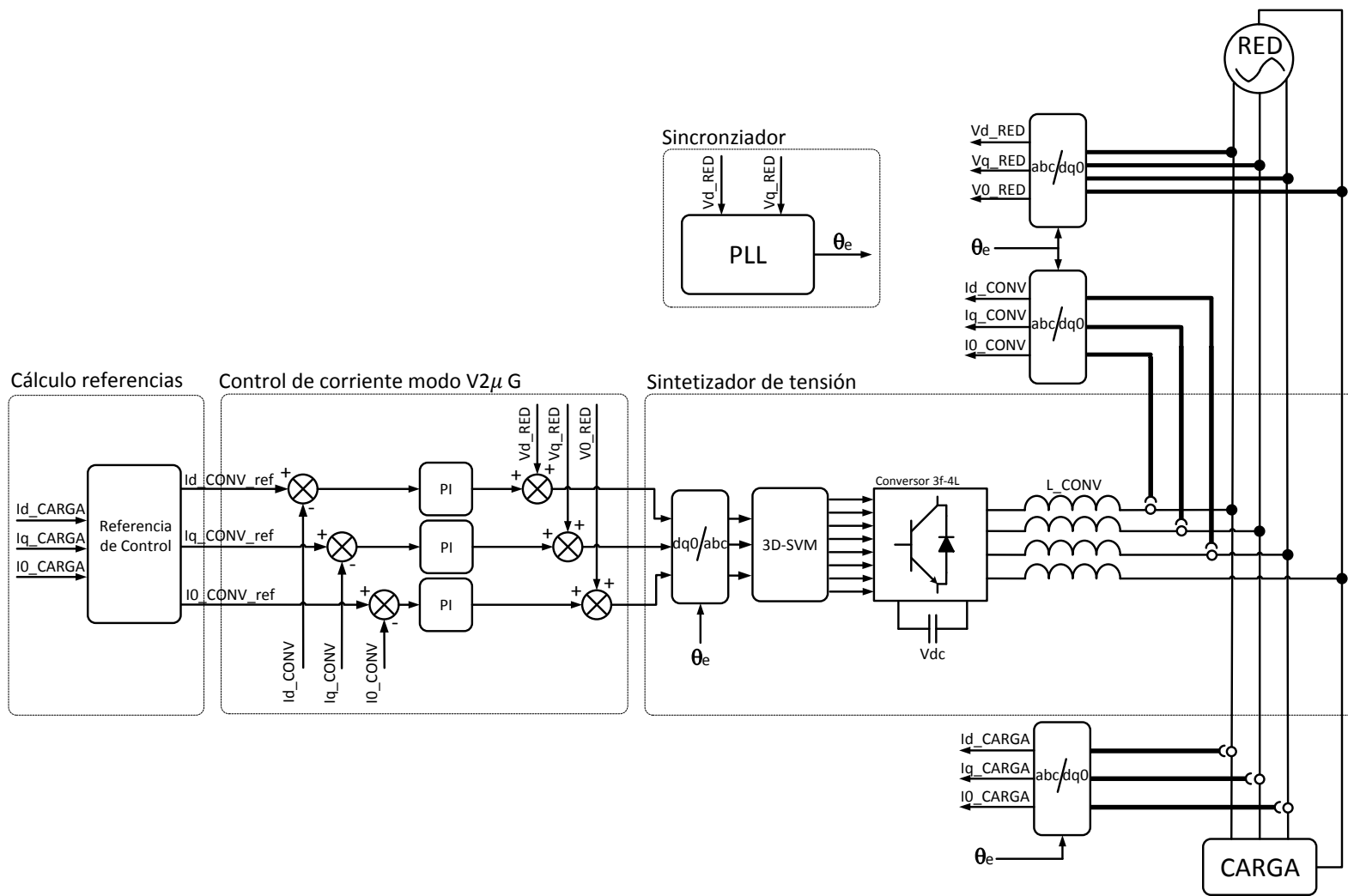


Figura 3-11: Esquema de control Modo V2μG.

### 3.4.2.1 Bloque sincronizador

Este bloque permite sincronizar y mantener en sincronía la tensión generada por el convertor con la tensión existente en la red mediante la igualación de sus ángulos de fase y frecuencia. En [100] y [101] se muestran diversos métodos, sin embargo, en este trabajo se utiliza lo presentado en [102] debido a su implementación simple. En la Figura 3-12 se presenta el esquema PLL utilizado:

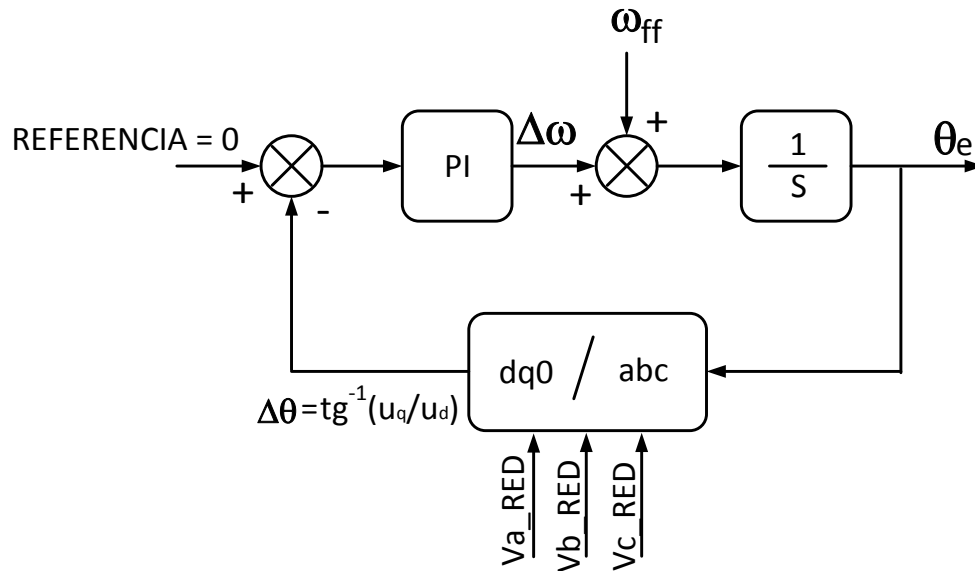


Figura 3-12: Esquema PLL basado en ejes d-q.

La lógica de este controlador consiste en considerar que las tensiones  $V_{a_{RED}}$ ,  $V_{b_{RED}}$  y  $V_{c_{RED}}$  son equilibradas. Si bien este es un supuesto que no siempre se cumple en una aplicación real, es suficiente para realizar la implementación en laboratorio. Luego, al considerar que la red tiene tensiones fase-fase o fase-neutro de la forma:

$$V_{abc_{RED}} = V_m \begin{bmatrix} \sin(\omega_i t + \theta_i) \\ \sin(\omega_i t + \theta_i - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_i t + \theta_i + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

Donde:

$V_m$  : Amplitud máxima tensión RED [V]

$\omega_i$  : Velocidad eléctrica angular RED  $[\frac{rad}{s}]$

$t$  : Tiempo [s]

$\theta_i$  : Desfas eléctrico angular RED [rad]

Y al aplicar la transformada de Park se obtiene:

$$V_{dq0} = T_{abc/dq0}(\theta_e)V_{abcRED} = V_m \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \theta_i - \theta_e) \\ \sin(\omega_i t + \theta_i - \theta_e) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_0 \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Por lo tanto, el error de fases es  $\Delta\theta = \omega_i t + \theta_i - \theta_e = tg^{-1}(U_q/U_d)$ . De esta expresión se desprende que al hacer la referencia cero ( $\Delta\theta^* = 0$ ), el controlador PI intenta generar un ángulo  $\theta_e$  igual a  $\omega_i t + \theta_i$ , que es el mismo de la red. La perturbación  $\omega_{ff}$  es una condición inicial para que el PLL llegue más rápido a la referencia cuando parte. Para determinar las constantes del controlador PI se utiliza el modelo linealizado de la Figura 3-13 y se iguala su función de transferencia en lazo cerrado a una de segundo orden.

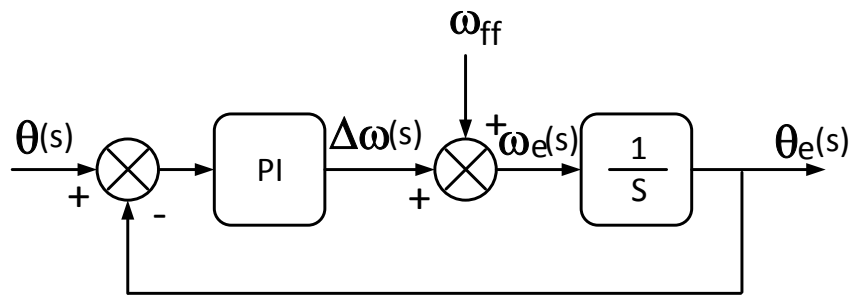


Figura 3-13: Modelo linealizado PLL.

Considerando que el controlador PI es de la forma  $PI(s) = k_{p_{PLL}} + k_{i_{PLL}}/s$  la función de transferencia de lazo cerrado es:

$$\frac{\theta_e(s)}{\theta(s)} = \frac{PI(s)}{s + PI(s)} = \frac{k_{iPLL} \left( \frac{s + k_{pPLL}}{k_{iPLL}} \right)}{s^2 + s k_{pPLL} + k_{iPLL}} = \frac{\omega_{nPLL}^2 \left( \frac{s + a}{a} \right)}{s^2 + s 2\zeta_{PLL}\omega_{nPLL} + \omega_{nPLL}^2} \quad (3.53)$$

Identificando términos se tiene que:

$$k_{pPLL} = 2\zeta_{PLL}\omega_{nPLL} \quad (3.54)$$

$$k_{iPLL} = \omega_{nPLL}^2 \quad (3.55)$$

#### 3.4.2.2 Bloque control de corriente

Este bloque se encarga de generar las tensiones de referencia a sintetizar por el bloque Sintetizador de Tensión para que la corriente resultante, inyectada o absorbida por el convertidor corresponda a la referencia de corriente utilizada. En el Anexo 8.8 se presenta la deducción matemática de las ecuaciones que modelan el convertidor tetrapolar. En 2.3.3.2 se propone la utilización de controladores PI y sus constantes se encuentran utilizando el modelo de control de la Figura 3-14.

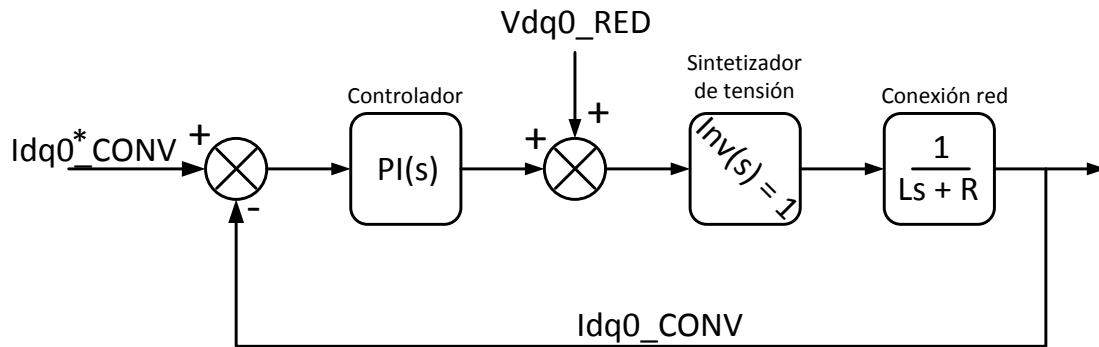


Figura 3-14: Esquema de control de corriente convertidor

Considerando que el controlador PI es de la forma  $PI(s) = k_p + k_i/s$  se tiene que la función de transferencia del sistema en lazo cerrado es:

$$\begin{aligned} \frac{I_{dq0_{CONV}}}{I_{dq0_{CONV}^*}} &= \frac{PI(s)}{Ls + R + PI(s)} = \frac{\frac{k_i}{L} \left( \frac{s + k_i/k_p}{k_i/k_p} \right)}{s^2 + \left( \frac{R + k_p}{L} \right) s + k_i/L} \\ &= \frac{\omega_n^2 \left( \frac{s + a}{a} \right)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \end{aligned} \quad (3.56)$$

Identificando términos:

$$k_p = 2\zeta\omega_n L - R \quad (3.57)$$

$$k_i = w\omega_n^2 L \quad (3.58)$$

En este caso, se recomienda  $\omega_n$  entre 10 y 500  $\left[ \frac{rad}{s} \right]$  y  $\zeta = 0.707$

#### 3.4.2.3 Bloque cálculo referencias de control

Este bloque se encarga de generar las corrientes de referencias para el bloque Control de Corriente convirtiéndolo en pieza clave del sistema ya que define la operación del convertidor cuando está conectado a la red. De acuerdo a lo presentado en 2.3.3.1 el método para calcular las referencias de control se basa en SRF, cuya representación de la componente simétrica de secuencia positiva es una señal continua y la representación de la componente de secuencia negativa y cero es una onda oscilatoria (Ver Anexo 8.6). La lógica detrás del método es que si la carga requiere o genera las componentes de secuencia negativa y cero, entonces los elementos aguas arriba del punto de conexión dejan de suministrarlo o absorberlo cuando el convertidor lo hace por ellos, como se explica en la Figura 3-15:

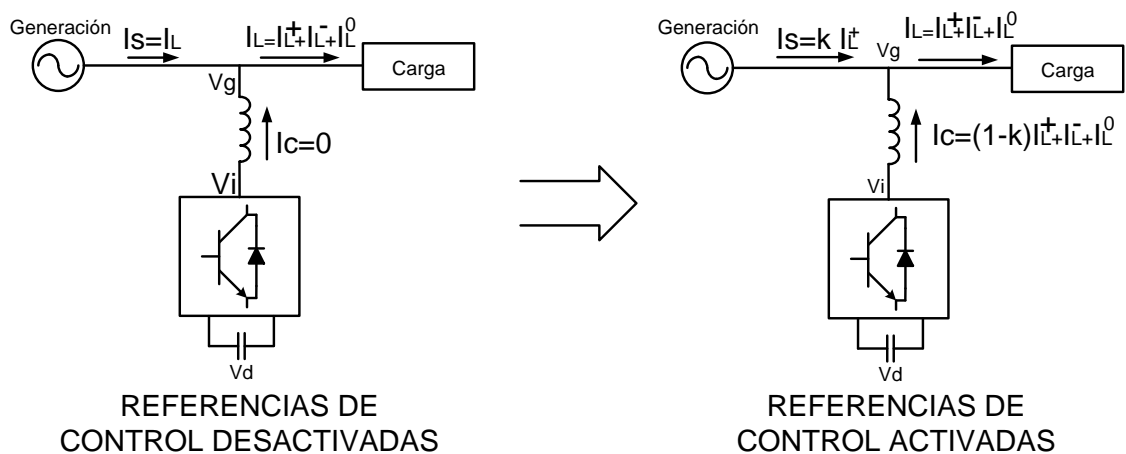


Figura 3-15: Explicación Bloque Cálculo Referencias de Control - Modo V2G.

Bajo esta lógica es que se definen los siguientes sub-modos de operación:

- SUB MODO IDLE
- SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (0) (CCS0)
- SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) (CCS-)
- SUB MODO SUAVIZADOR P-Q (SPQ)
- SUB MODO CARGA BUS DC (CTBDC)

Ahora bien, de acuerdo a lo analizado en el Anexo 8.6, cada sub modo puede operar de manera independiente, por lo que también se estudian sub modos adicionales creados a partir de la combinación de los anteriores. Estos son:

- SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC (-) Y (0)
- SUB MODO CARGA BUS DC – SUAVIZADOR PQ
- SUB MODO CARGA BUS DC – COMP. CORR. SEC(-) Y (0)
- SUB MODO SUAVIZADOR PQ – COMP. CORR. SEC(-) Y (0)
- SUB MODO CARGA BUS DC – SUAVIZADOR PQ – COMP. CORR. SEC(-) Y (0)

Todos estos sub modos han sido definidos bajo el lente de un convertidor que podría estar conectado en una micro red aislada, según las restricciones y particularidades descritas en 2.2.

#### 3.4.2.3.1 SUB MODO IDLE

Con este sub modo se espera que si el vector de tensión del convertor no está sincronizado al de la red, se sincronice. Por otro lado, si el convertor está en sincronía con la red, se espera que su efecto en ella sea mínimo no inyectando ni absorbiendo corriente.

El proceso de sincronización ocurre cuando es necesario conectar en paralelo el convertor con la red energizada. Para esto se debe cumplir que el nivel de tensión, frecuencia y fase entre ambos sistemas sean iguales. Cuando esto se logra, se cierra el contactor entre ellos para generar una conexión física. La igualdad de frecuencia y fase se logra mediante el control PLL descrito en 3.4.2.1 que siempre está operando en el modo  $V2\mu G$  y a través de la correcta conexión entre fases de la misma denominación, es decir, se debe cuidar que la fase  $a$  del convertor se conecta con la fase  $A$  de la red y así sucesivamente. Por otro lado, para la igualdad en la amplitud de las tensiones en cada fase se debe imponer que las referencias de corriente sean nulas:

$$Id_{CONV}^* = 0 \quad (3.59)$$

$$Iq_{CONV}^* = 0 \quad (3.60)$$

$$I0_{CONV}^* = 0 \quad (3.61)$$

De esta manera, de acuerdo a la Figura 3-11, la acción de control será igual a la tensión presente en la red.

Así, el bloque de Cálculo de Referencias queda como en la Figura 3-16:



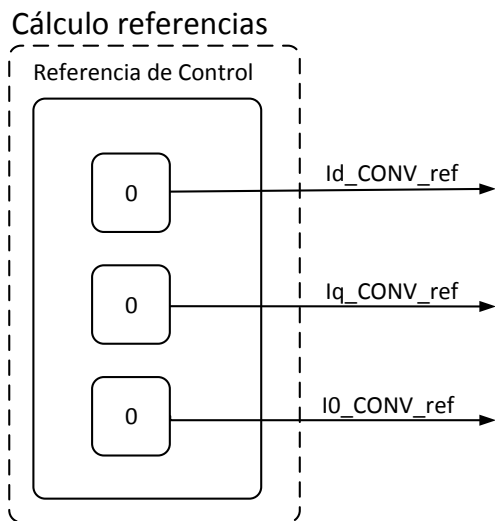


Figura 3-16: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO IDLE

#### 3.4.2.3.2 SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (0)

Este sub modo consiste en detectar la componente de secuencia cero de la carga para ser utilizada como referencia de corriente a inyectar en el punto de conexión, evitando que sea suministrada por la fuente. Se advierte que sólo tiene sentido para redes con neutro y cargas desbalanceadas.

Para compensar la componente de secuencia cero basta con pedir al controlador de corriente que inyecte la misma componente de secuencia cero de la carga, pero con signo contrario, como se muestra en la Figura 3-17

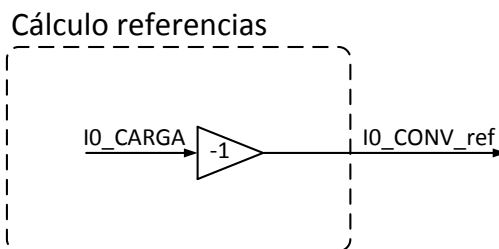


Figura 3-17: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(0).

#### 3.4.2.3.3 SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-)

Este sub modo consiste en detectar la componente de secuencia negativa requerida o entregada por la carga para ser utilizada como referencia de corriente a inyectar en la

red, evitando que sea suministrada por la fuente. En la Figura 3-18 se muestra el bloque de cálculo de las referencias de control. De acuerdo a lo presentado en 2.3.3.1.1.2.2, la componente de secuencia negativa aparece como una onda oscilatoria superpuesta a la componente de secuencia positiva en las corrientes de eje directo y cuadratura. Para aislarla se utiliza un filtro pasa altos construido a partir de un filtro Butterworth de segundo orden pasa bajos cuya entrada es restada a su salida. Así, el resultado es una onda que sólo contiene la representación en ejes  $d - q$  de la componente de secuencia negativa de la carga y con signo opuesto.

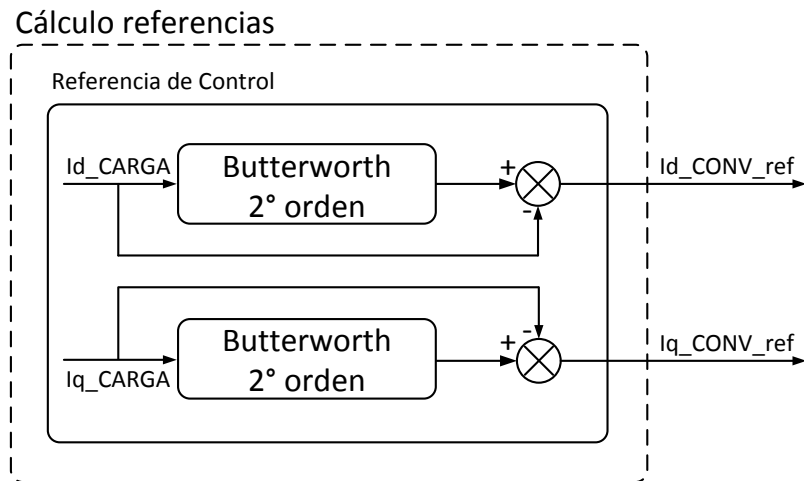


Figura 3-18: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO COMP. CORRIENTE SEC(-).

Para construir el filtro de Butterworth de segundo orden se utiliza la siguiente función de transferencia en el dominio de Laplace:

$$F_{Butterworth}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.62)$$

Donde:

$\omega_n$  : Frecuencia natural filtro  $[\frac{rad}{s}]$

$\zeta$  : Coeficiente de amortiguamiento  $[-]$

Y su implementación digital se explica en el anexo 8.2.

#### 3.4.2.3.4 SUB MODO SUAVIZADOR PQ

Como se mostró en 2.2.3 para compartir carga en una micro red aislada con equipos de electrónica de potencia como interfaz, el método más utilizado es control droop. Sin embargo, considerando las limitaciones energéticas de un vehículo V2G, compartir carga de manera permanente puede no ser un modo adecuado de operación debido a las restricciones de carga y uso del banco de baterías. No obstante, puede ser más conveniente que la electrónica del vehículo ayude a absorber o inyectar potencia por periodos pequeños de tiempo con el objetivo principal de suavizar los escalones pequeños y medianos de potencia de la carga desde el punto de vista de las máquinas generadores o los sistemas de almacenamiento de energía.

Una manera de realizar esto es modificando levemente el bloque de Cálculo de Referencia del punto anterior agregando un filtro pasa altos de respuesta más lenta que el usado para la detección de la secuencia negativa. El bloque propuesto se muestra en la Figura 3-19.

### Cálculo referencias

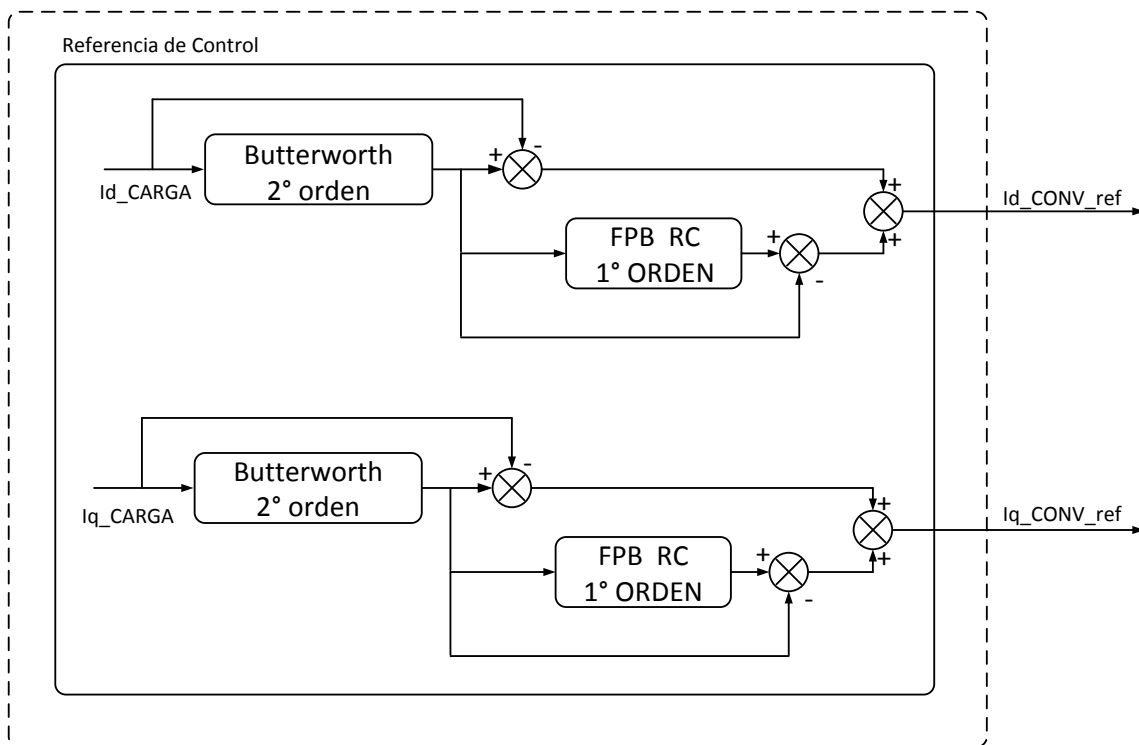


Figura 3-19: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO SUAVIZADOR PQ

La función de transferencia del filtro pasa bajos de primer orden (FPB) seleccionado es

$$FPB(s) = \frac{1}{s + \tau} \quad (3.63)$$

Notar que es equivalente a la función de transferencia de un circuito RC. Luego, la constante  $\tau$  corresponde a la constante de tiempo de “carga” del elemento capacitivo, representa el tiempo que el convertidor está suavizando el escalón y se puede definir a partir de la capacidad de respuesta del equipo generador aguas arriba al punto de conexión. De un análisis básico de balance de potencia entre el bus DC y AC se desprende que existe un compromiso entre la amplitud y duración del escalón de potencia a suavizar y el nivel de energía absorbida o inyectada por el bus DC, traduciéndose en cambios rápidos en su tensión y/o corriente.

### 3.4.2.3.5 SUB MODO CARGA BUS DC

Como se presenta en el Anexo 8.7, la potencia activa que el convertidor puede entregar desde el bus DC o absorber desde la red está controlada por la componente continua de la corriente en eje directo  $I_{d_{CONV}}$ . Por otro lado, considerando que la potencia activa es conservativa es posible desarrollar un modelo que relacione la tensión del bus DC y la corriente en eje directo como se muestra en la Figura 3-20.

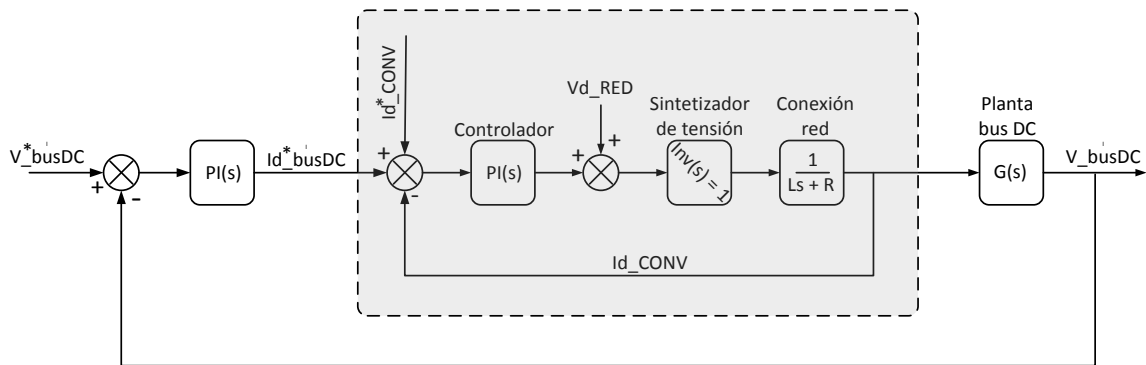


Figura 3-20: Modelo de control completo SUB MODO CARGA BUS DC.

En el bloque central de la figura anterior se ha considerado el lazo de control de corriente en eje directo para ilustrar su funcionamiento, sin embargo, para que la técnica de control de lazo anidado funcione correctamente, el controlador externo debe tener una frecuencia natural menor que el lazo interno en proporción 1/7 a 1/10 [103], de esta manera su función de transferencia puede considerarse unitaria, quedando el esquema de control de la Figura 3-21. Notar el subíndice *busDC* de  $I_{d_{busDC}}^*$  es solo para indicar que es la corriente en eje directo que controla la potencia activa del controlador y en consecuencia la tensión del bus DC.

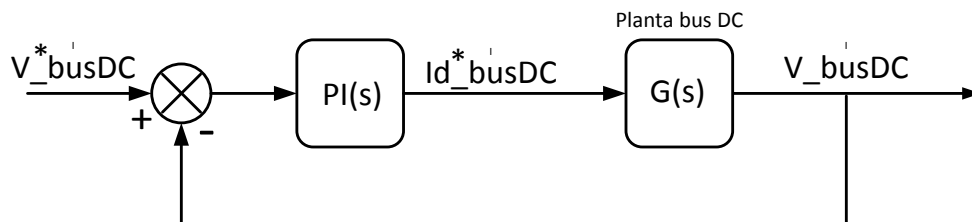


Figura 3-21: Modelo de control simplificado SUB MODO CARGA BUS DC

Así, para determinar la función de transferencia de la planta  $G(s)$  se calcula el modelo de señal pequeña del condensador del bus DC operando en torno a una tensión fija. En estricto rigor, para calcular correctamente este lazo de control se debe considerar un modelo de acumuladores adecuado, sin embargo, para la validación experimental de este trabajo solo se utilizó un bus DC compuesto de un condensador. La corriente en un condensador cualquiera está dado por:

$$C_d \frac{d}{dt} (\Delta V_{busDC}) = \Delta I_{busDC} \quad (3.64)$$

Por otro lado la potencia activa se considera conservativa, por lo tanto:

$$V_{busDC} I_{busDC} = \frac{2}{3} V d_{RED} I d_{CONV} \Rightarrow I_{busDC} = \frac{2 V d_{RED} I d_{CONV}}{3 V_{busDC}} \quad (3.65)$$

Luego:

$$\begin{aligned} \Delta I_{busDC} &= \left. \frac{\partial I_{busDC}}{\partial V_{busDC}} \right|_{\substack{V d_{RED} = V d_{RED_0} \\ I d_{CONV} = I d_{CONV_0} \\ V_{busDC} = V_{busDC_0}}} \Delta V_{busDC} \\ &+ \left. \frac{\partial I_{busDC}}{\partial I d_{CONV}} \right|_{\substack{V d_{RED} = V d_{RED_0} \\ V_{busDC} = V_{busDC_0}}} \Delta I d_{CONV} \\ &= -\frac{2 V d_{RED_0} I d_{CONV_0}}{3 V_{busDC_0}^2} \Delta V_{busDC} + \frac{2 V d_{RED_0}}{3 V_{busDC_0}} \Delta I d_{CONV} \end{aligned} \quad (3.66)$$

Así, el modelo queda:

$$\begin{aligned} C_d \frac{d}{dt} (\Delta V_{busDC}) &= \Delta I_{busDC} \\ &= -\frac{2 V d_{RED_0} I d_{CONV_0}}{3 V_{busDC_0}^2} \Delta V_{busDC} + \frac{2 V d_{RED_0}}{3 V_{busDC_0}} \Delta I d_{CONV} \end{aligned} \quad (3.67)$$

Llevando la expresión anterior al dominio de Laplace, se tiene que la función de transferencia de la planta del bus DC es:

$$G(s) = \frac{\Delta V_{busDC}}{\Delta I_{dCONV}} = \frac{2}{3} \frac{V_{dRED_0}}{C_d V_{busDC_0}} \frac{1}{\left( s + \frac{2}{3} \frac{V_{dRED_0} I_{dCONV_0}}{C_d V_{busDC_0}^2} \right)} \quad (3.68)$$

Donde:

$V_{busDC}$  : Tensión condensador bus DC [V]

$I_{busDC}$  : Corriente en condensador bus DC [A]

$\Delta V_{busDC}$  : Variación tensión condensador bus DC [V]

$\Delta I_{busDC}$  : Variación corriente condensador bus DC [A]

$V_{dRED}$  : Tensión eje directo RED [V]

$I_{dCONV}$  : Corriente eje directo CONVERTOR [A]

$\Delta I_{dCONV}$  : Variación corriente eje directo CONVERTOR [A]

$C_d$  : Capacitancia condensador bus DC [F]

Los términos con un subíndice 0 son un punto de operación y sus valores están indicados en 4.2.

Ahora bien, conociendo la planta del bus DC, las constantes del controlador PI se pueden determinar igualando la función de transferencia de lazo cerrado con un polinomio de segundo orden:

$$\frac{V_{busDC}}{V_{busDC}^*} = \frac{\frac{2}{3} \frac{V_{dRED_0} k_i k_p}{C_d V_{busDC_0} k_i} \left( s + \frac{k_i}{k_p} \right)}{s^2 + \left( \frac{2}{3} \frac{V_{dRED_0} I_{dCONV_0}}{C_d V_{busDC_0}^2} + k_p \frac{2}{3} \frac{V_{dRED_0}}{C_d V_{busDC_0}} \right) s + k_i \frac{2}{3} \frac{V_{dRED_0}}{C_d V_{busDC_0}}} \quad (3.69)$$

$$\Leftrightarrow \frac{\omega_n^2 \frac{(s+a)}{a}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$k_p = \frac{3C_d \zeta \omega_n V_{busDC_0}^2 - Vd_{RED_0} I_{dCONV_0}}{Vd_{RED_0} V_{busDC_0}} \quad (3.70)$$

$$k_i = \frac{3\omega_n^2 C_d V_{busDC_0}}{2Vd_{RED_0}} \quad (3.71)$$

Y finalmente el bloque Cálculo de Referencia queda como el de la Figura 3-22.

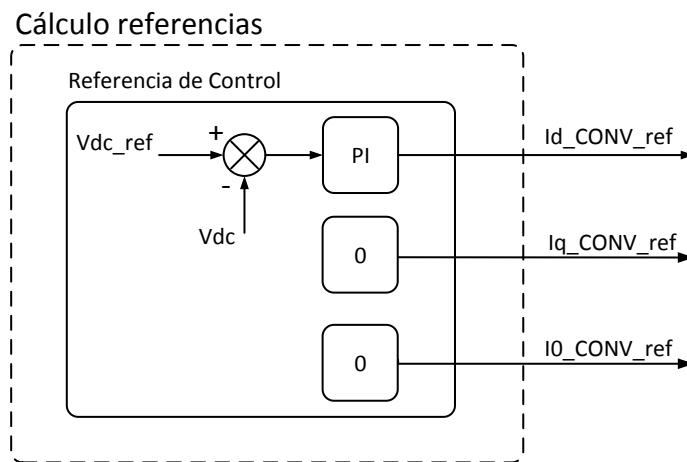


Figura 3-22: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO CARGA BUS DC

Los bloques de Cálculo Referencias para los sub modos compuestos son:



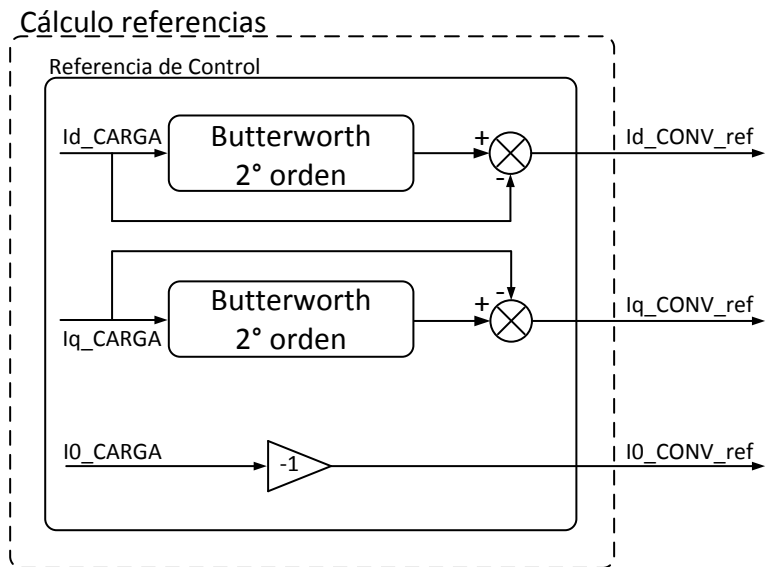


Figura 3-23: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO COMP. CORR. SEC(-) Y (0)

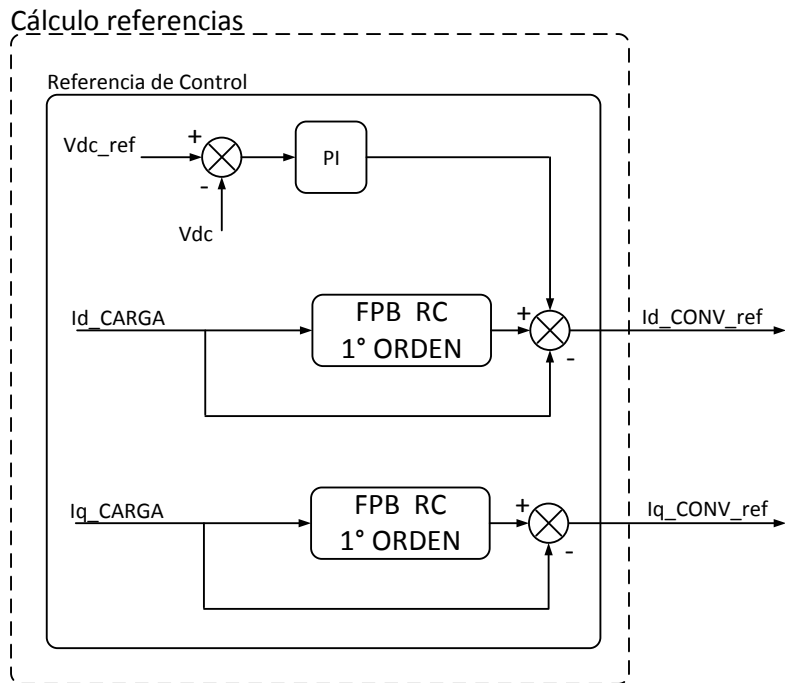


Figura 3-24: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO CARGA BUS DC – SUAVIZADOR PQ

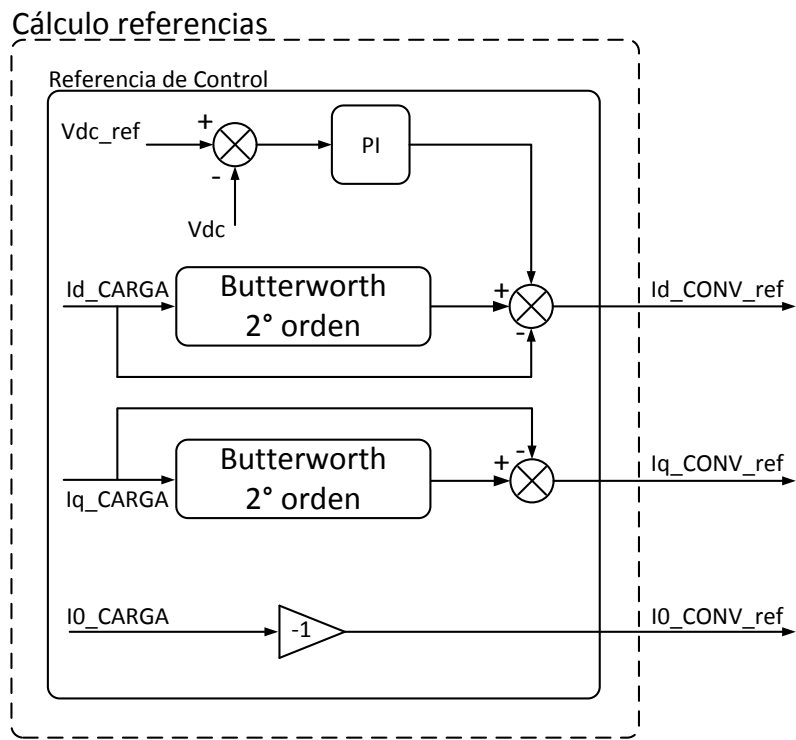


Figura 3-25: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO CARGA BUS DC – COMP. CORR. SEC(-)  
Y (0)

### Cálculo referencias

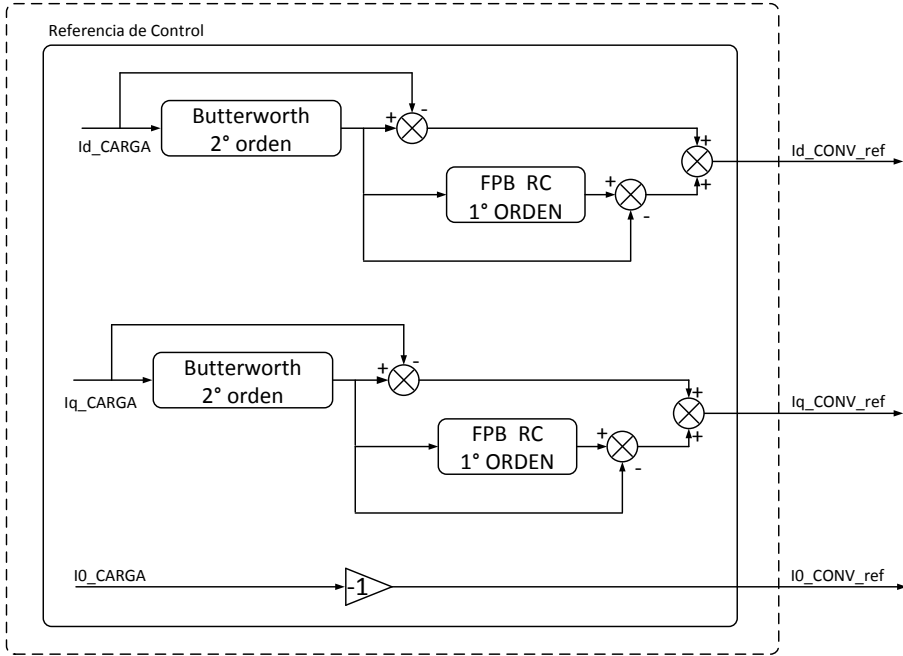


Figura 3-26: Bloque cálculo referencia de control – SUB MODO SUAVIZADOR PQ – COMP. CORR. SEC(-) Y (0)

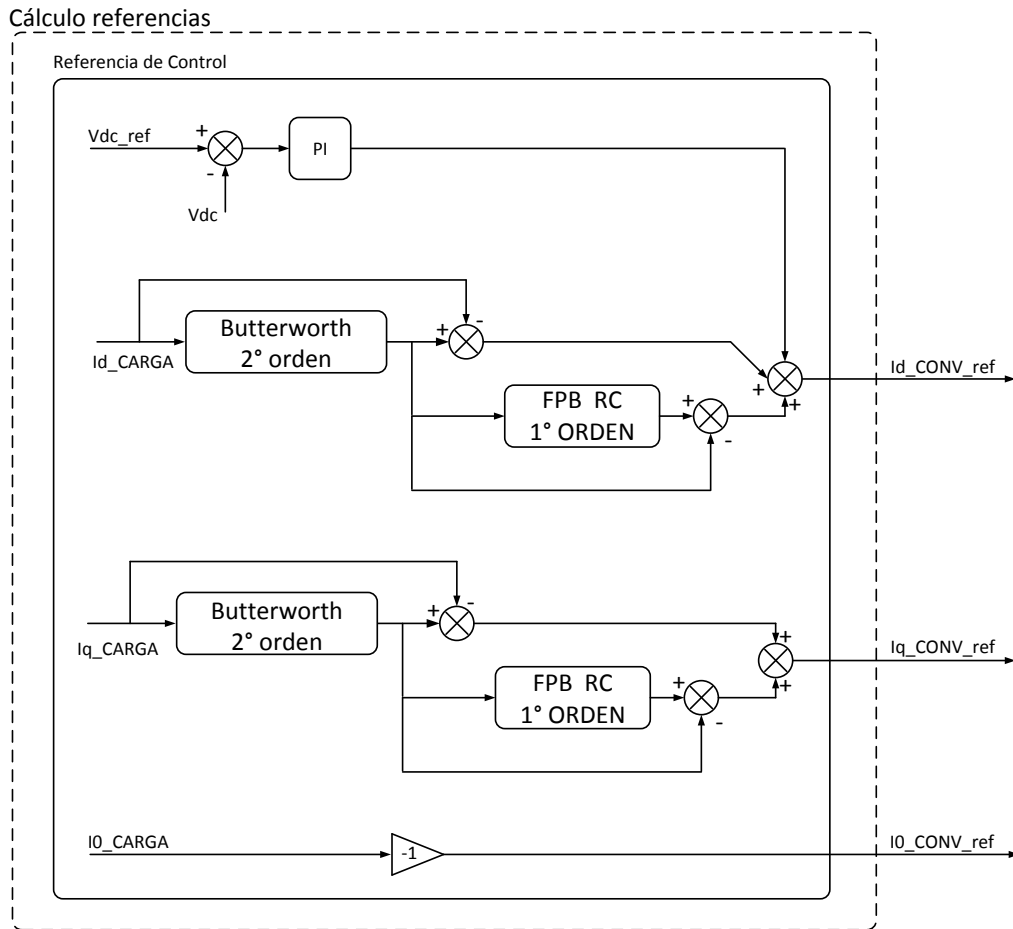


Figura 3-27: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO CARGA BUS DC – SUAVIZADOR PQ – COMP. CORR. SEC(-) Y (0).

### 3.5 Diseño software

Para que el controlador de potencia tenga el comportamiento mostrado en 3.2, no solo se necesita de las estrategias de control explicadas en 3.4, sino que también de un hilo conductor que permita la interacción del usuario, los modos de operación y el hardware. En otras palabras, es necesario definir el comportamiento del bloque Control Central propuesto en la Figura 3-2.

Suponiendo que se cuenta con un procesador estándar, la rutina principal del Control Central se inicia cuando éste se energiza. De esta manera se inicializan y declaran variables, funciones, periféricos e interrupciones a utilizar, como se muestra en el diagrama de la Figura 3-28. Las interrupciones son funciones que se ejecutan sólo si

se dispara un evento específico. Los eventos pueden ser por tiempo, envío y/o recepción de datos de comunicación, término o inicio de algún proceso, entre otros. La utilidad de usar interrupciones está en la mejora en el uso del procesador.

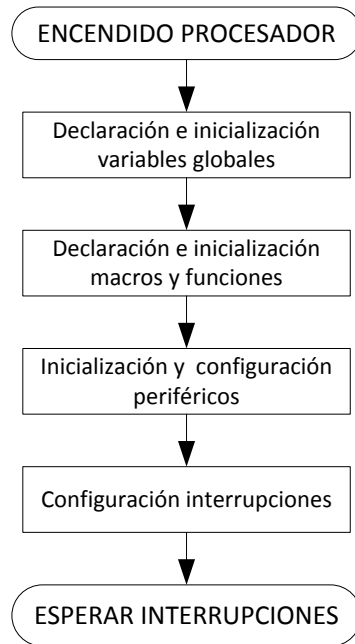


Figura 3-28: Diagrama de flujo rutina principal Controlador.

Se han definido tres rutinas de interrupciones como se muestra en el diagrama de la Figura 3-29. La primera se activa por el cambio de estado de uno de los pines del procesador y se denomina INT FALLA. La segunda se activa al finalizar un ciclo de la modulación PWM, es decir, cada  $T_{sw}$  y se denomina INT PWM. La tercera se activa por la recepción de un dato por el bus serial de comunicación y se denomina INT COM.

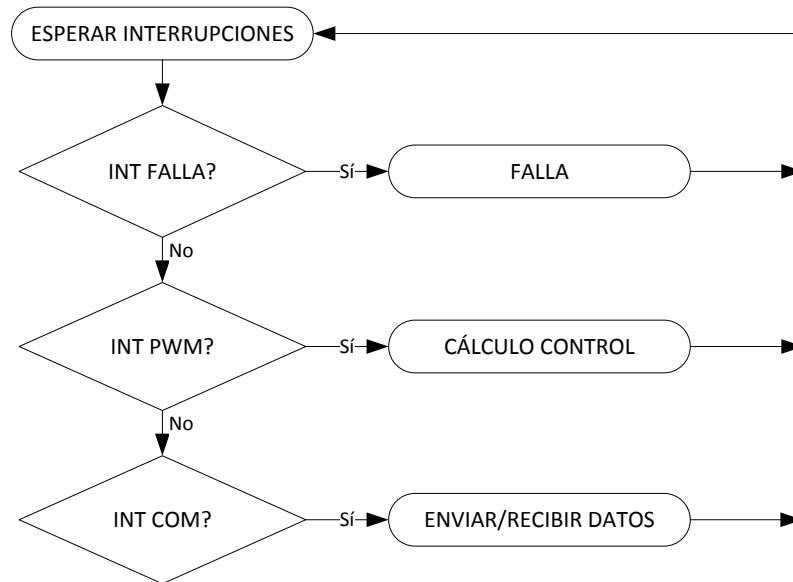


Figura 3-29: Diagrama de flujo rutina ESPERAR INTERRUPTOS

Cuando el pin de falla – definido en la implementación- cambia de estado *bajo* a *alto* se activa INT FALLA y se ejecuta la rutina FALLA que bloquea por software las señales de encendido y apagado de los interruptores de potencia y envía las señales de desconexión de los buses AC y DC independientemente del modo en que se esté, como se muestra en la Figura 3-30.

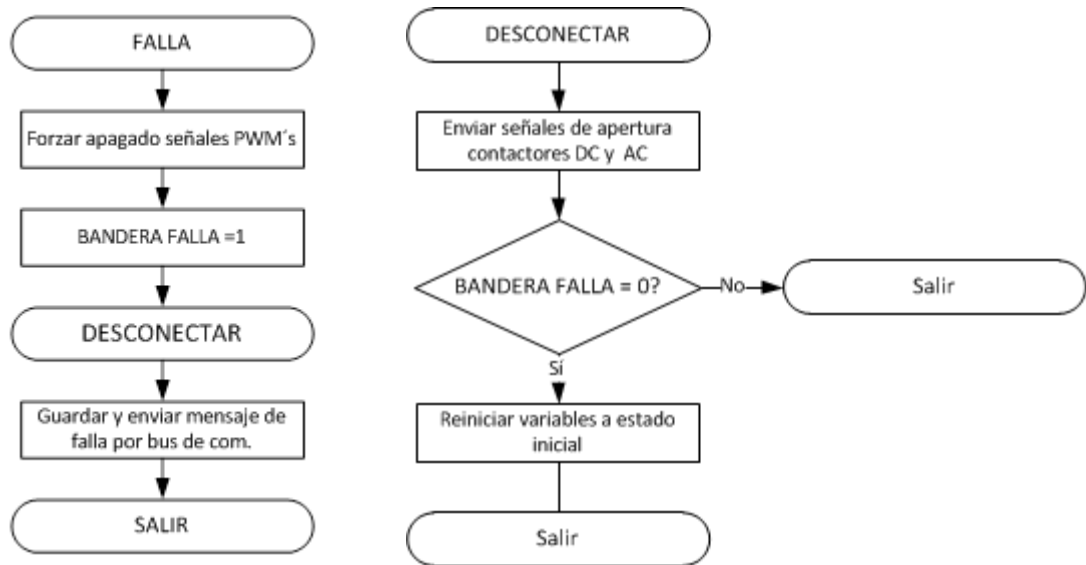


Figura 3-30: Diagrama de flujo rutina FALLA

Cada  $T_{sw}$ , es decir, en cada periodo de conmutación se realiza la lectura de los conversores análogo/digital (ADC) y del encoder para luego decidir si se está en un rango de operación seguro. Si esto es afirmativo, entonces se lee el estado de la conexión en la Interfaz de Conexión y se decide si se trabaja en modo VE o  $V2\mu G$ . De lo contrario, se activa la rutina FALLA. El diagrama de la rutina CÁLCULO CONTROL se muestra en la Figura 3-31.

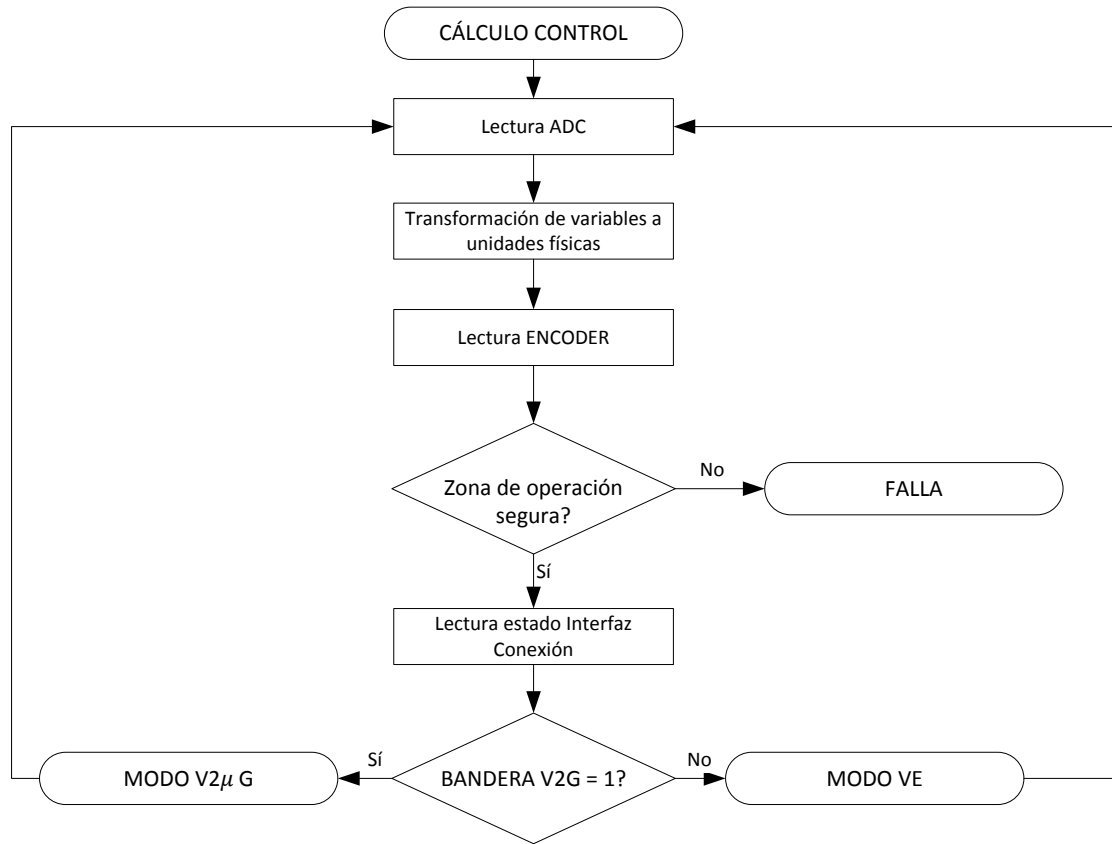


Figura 3-31: Diagrama de flujo rutina CÁLCULO CONTROL.

Como se explicó en 3.1 y 3.2 el MODO VE, básicamente, aplica la estrategia IFOC en la máquina de inducción, como se ve en el diagrama de la Figura 3-32.



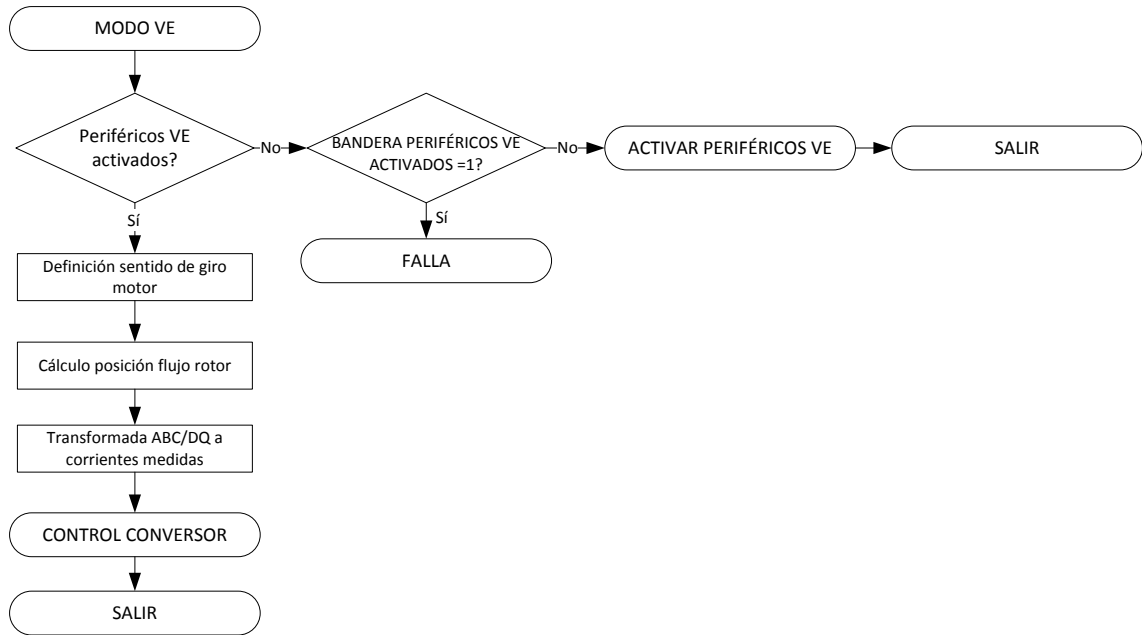


Figura 3-32: Diagrama flujo rutina MODO VE.

La rutina CONTROL CONVERTOR es genérica para ambos modos de operación y se encarga de ejecutar los controles PI de corriente, calcular la modulación vectorial y generar los disparos para los interruptores de potencia, como se muestra en el diagrama de la Figura 3-33.

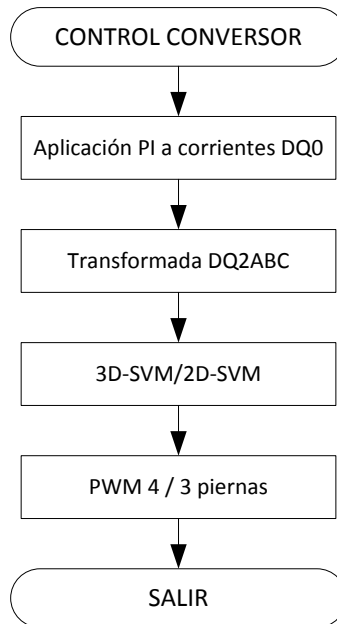


Figura 3-33: Diagrama de flujo rutina CONTROL CONVERTOR

Los periféricos VE son los elementos que se conectan al convertidor para operar en modo VE. Estos son el Banco de Baterías (BUS DC) y el Motor (BUS MOTOR). La rutina ACTIVAR PERIFÉRICOS VE, por lo tanto, se encarga de que ellos se conecten adecuadamente al convertidor, además de revisar que no exista conexión con la RED. El diagrama de esta rutina se muestra en la Figura 3-34.

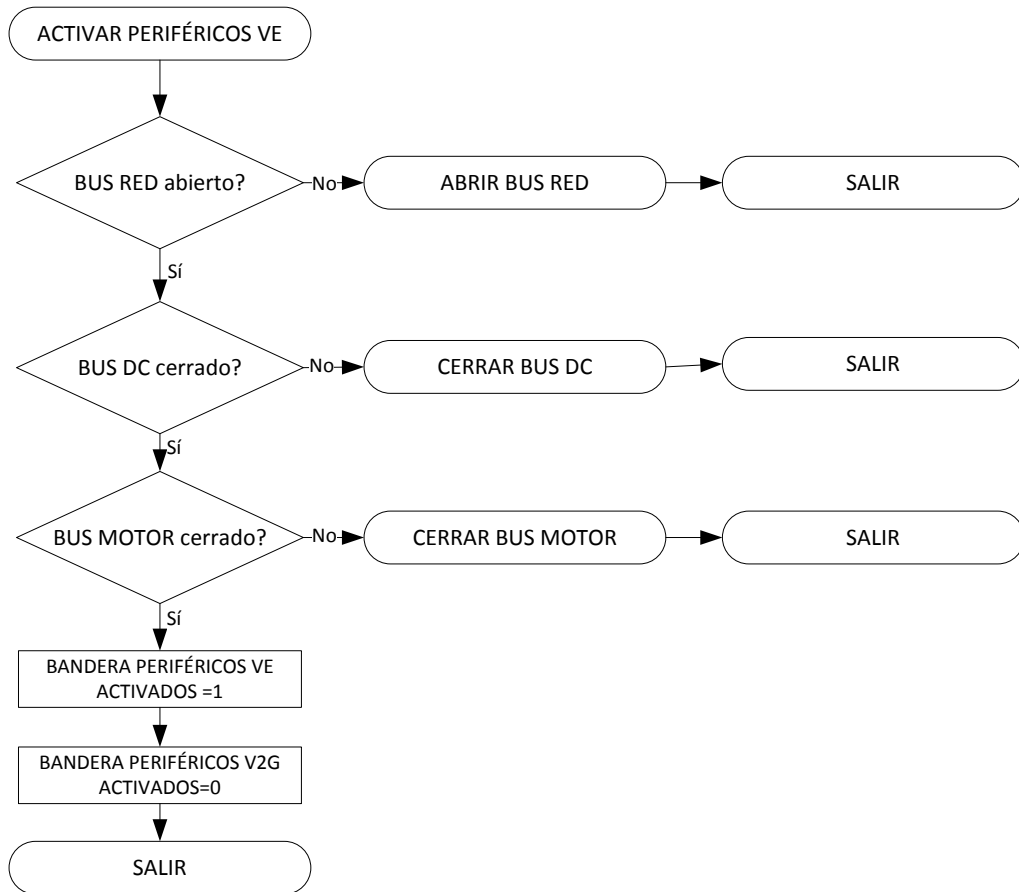


Figura 3-34: Diagrama flujo rutina ACTIVAR PERIFÉRICOS VE

La rutina MODO V2 $\mu$ G de acuerdo a lo visto en 3.2 ejecuta el algoritmo PLL para igualar la fase y frecuencia del convertor con las de la RED, activa sus periféricos, que en este caso son el bus DC y la conexión con la RED; y calcula las Referencias de Control. En la Figura 3-35 se muestra su diagrama de flujo.

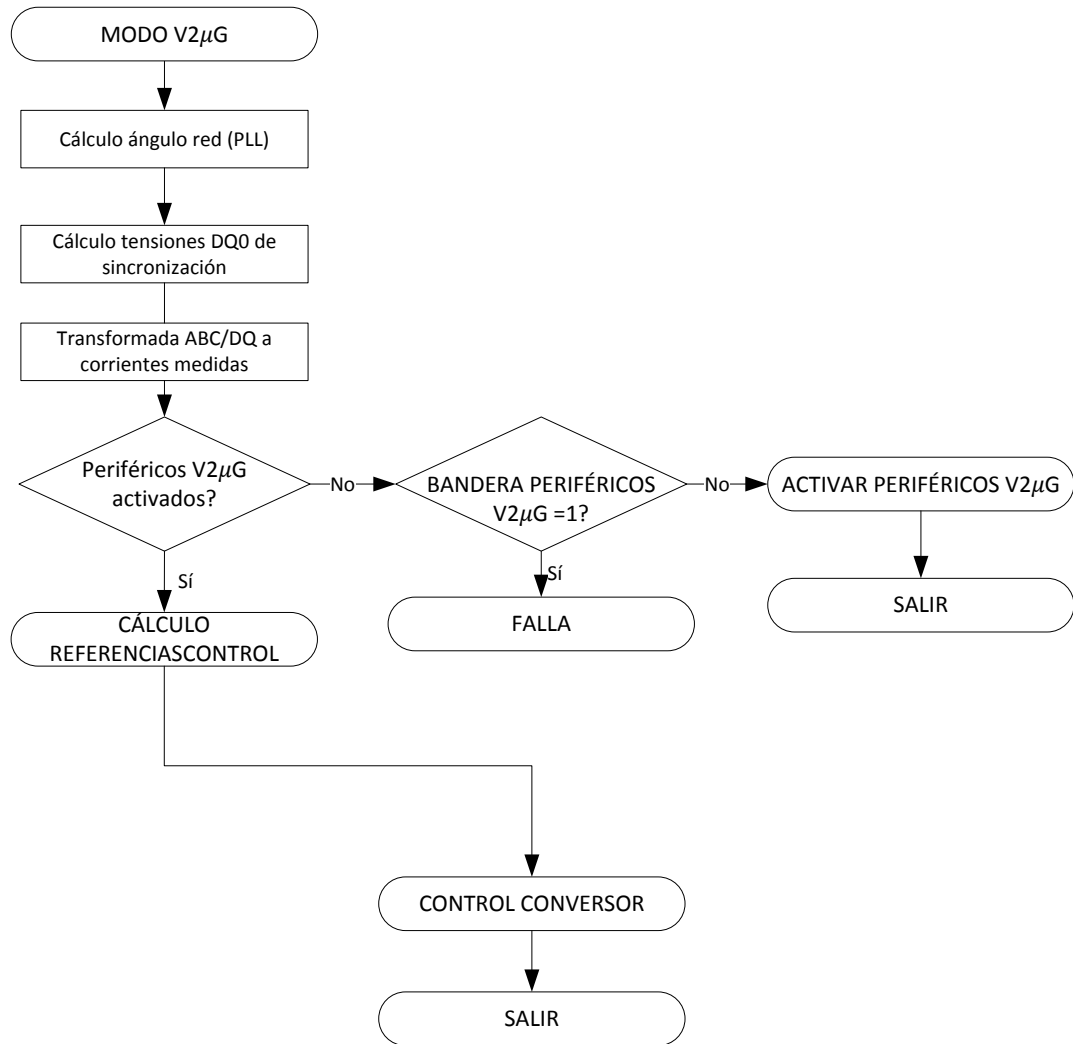


Figura 3-35: Diagrama de flujo rutina MODO V2G

En la rutina CÁLCULO REFERENCIAS DE CONTROL se selecciona y calcula el sub modo de operación de acuerdo a lo explicado en 3.4.2.3.

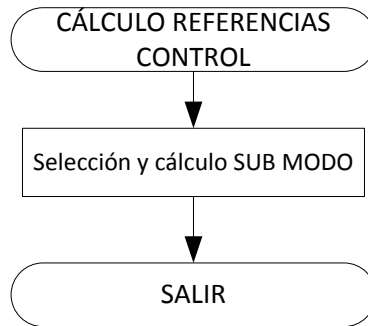


Figura 3-36: Diagrama de flujo rutina CÁLCULO REFERENCIAS DE CONTROL

La rutina ACTIVAR PERIFÉRICOS V2 $\mu$ G es similar a la mostrada en la Figura 3-34, sin embargo, se adiciona la rutina SINCRONIZAR y se cuida de no conectar el conversor a la RED mientras el Motor esté conectado. El diagrama de la rutina se muestra en la Figura 3-37.

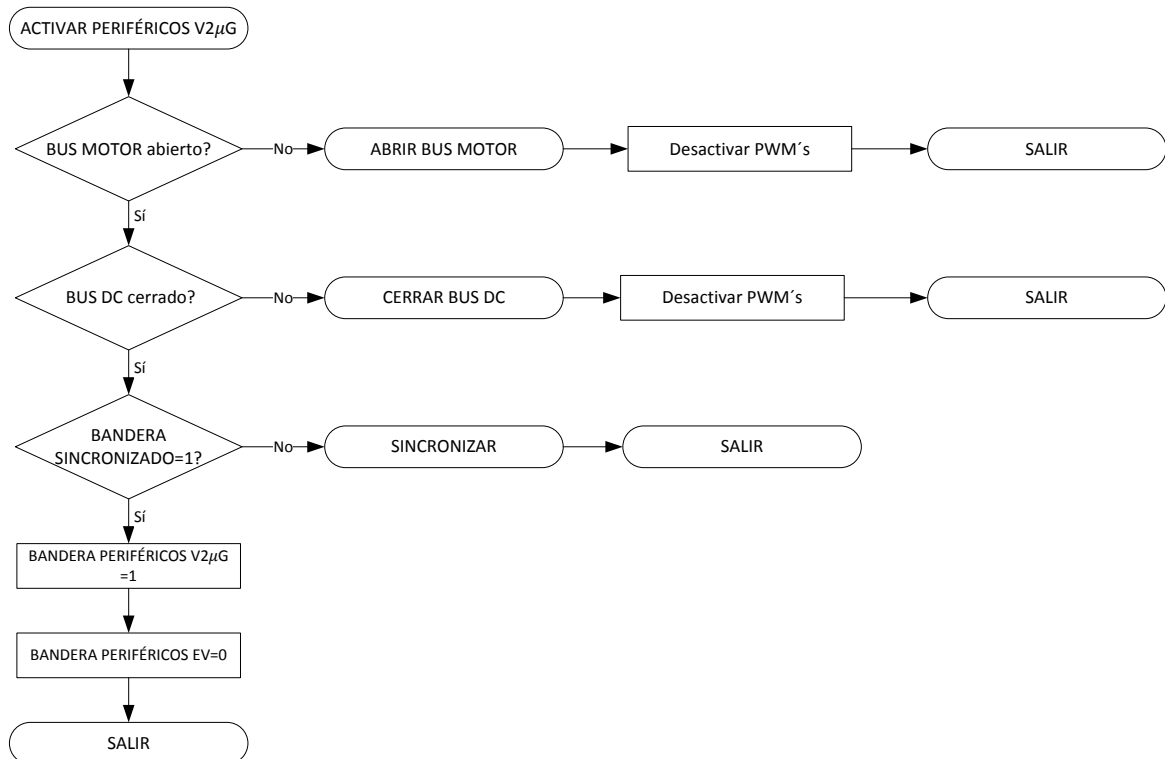


Figura 3-37: Diagrama de flujo rutina ACTIVAR PERIFÉRICOS V2 $\mu$ G

La rutina CONTROL CONVERTOR es la misa de la Figura 3-33.

La rutina SINCRONIZAR iguala las tensiones del convertor con las de la RED utilizando el SUB MODO IDLE como referencia de control y realiza la conexión física entre ellos. Su rutina se muestra en la Figura 3-38.

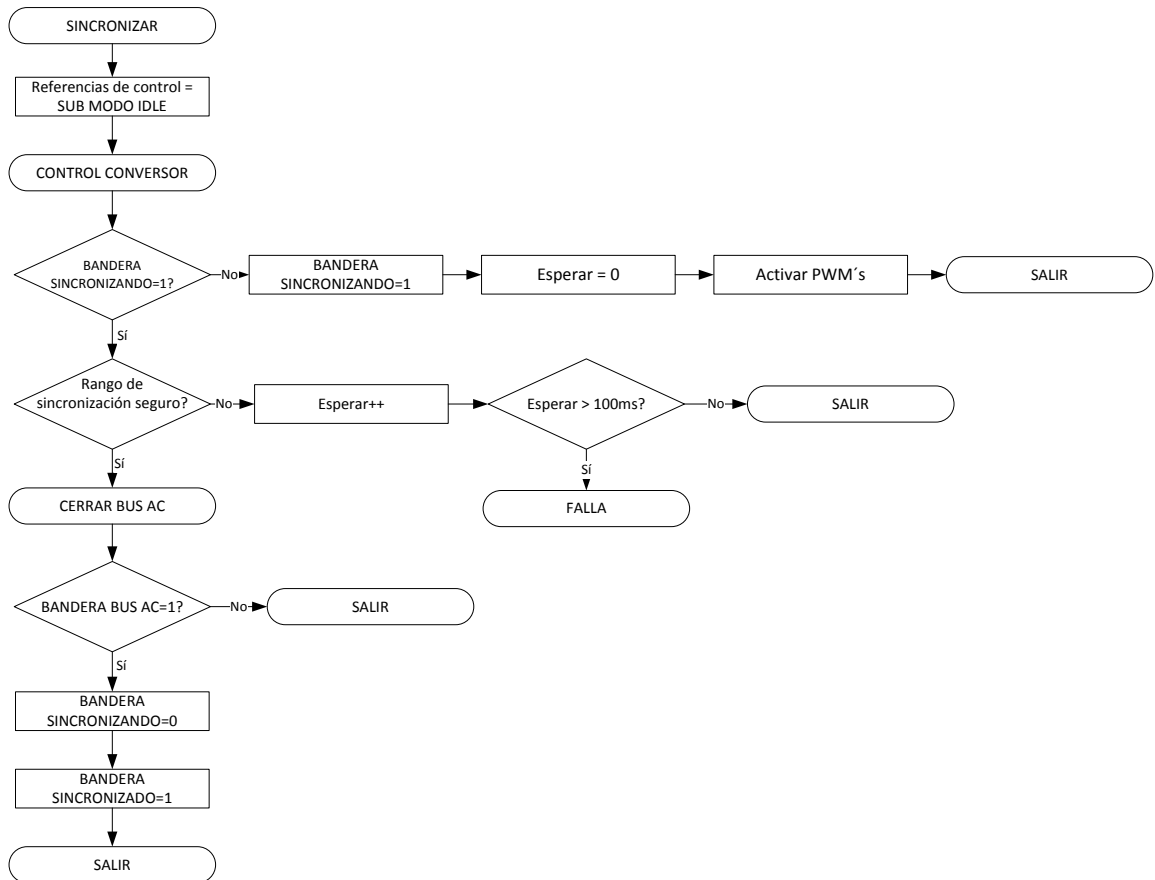


Figura 3-38: Diagrama de flujo rutina SINCRONIZAR

Finalmente, las rutinas que accionan los contactores que permiten la unión física entre el convertor y sus periféricos, es decir, ABRIR BUS RED, CERRAR BUS RED, ABRIR BUS MOTOR, CERRAR BUS MOTOR, ABRIR BUS DC y CERRAR BUS DC se muestran en la Figura 3-39, Figura 3-40, Figura 3-41, Figura 3-42, Figura 3-43 y Figura 3-44 respectivamente. Notar que se considera el uso de un contacto auxiliar para verificar que la acción de abrir o cerrar el contactor se ha llevado a cabo correctamente. También, se utiliza un tiempo de espera para evitar señales erróneas por “rebote” de las piezas mecánicas durante el cierre. Finalmente, la rutina CERRAR

BUS DC considera la acción adicional de carga suave del condensador del bus DC o Pre-Carga antes de conectar el Banco de Baterías al convertor.

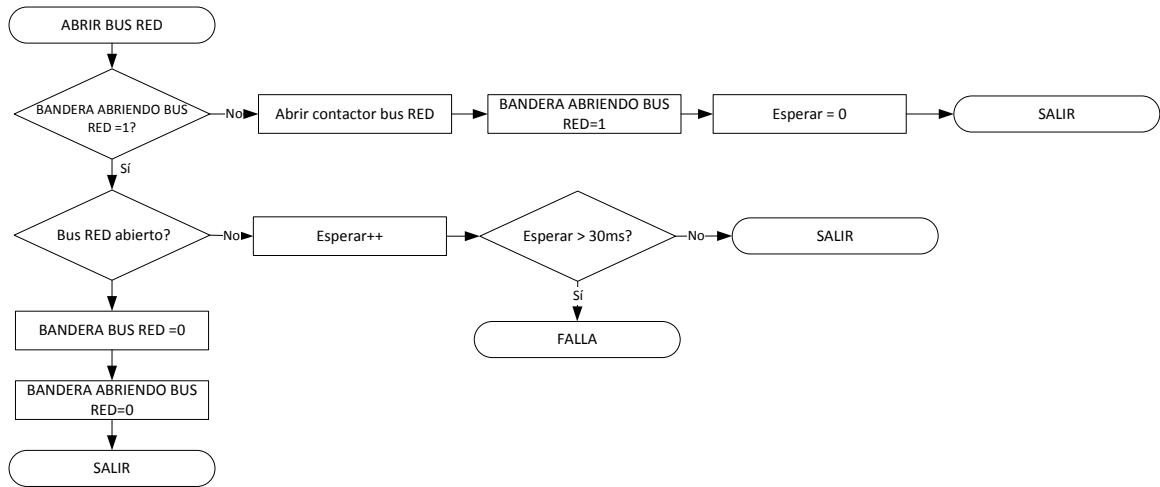


Figura 3-39: Diagrama de flujo rutina ABRIR BUS RED

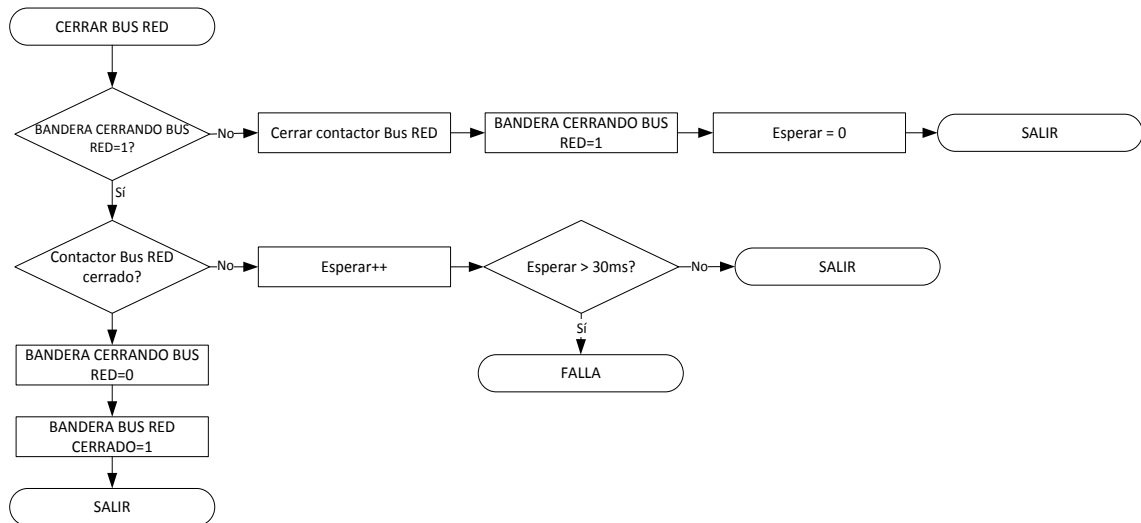


Figura 3-40: Diagrama de flujo rutina CERRAR BUS RED.

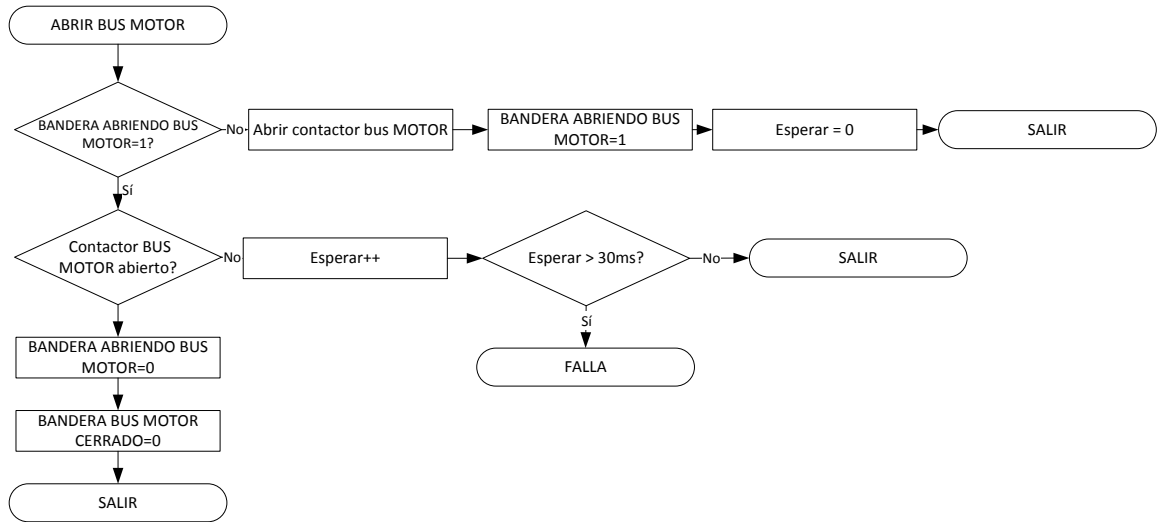


Figura 3-41: Diagrama de flujo rutina ABRIR BUS MOTOR

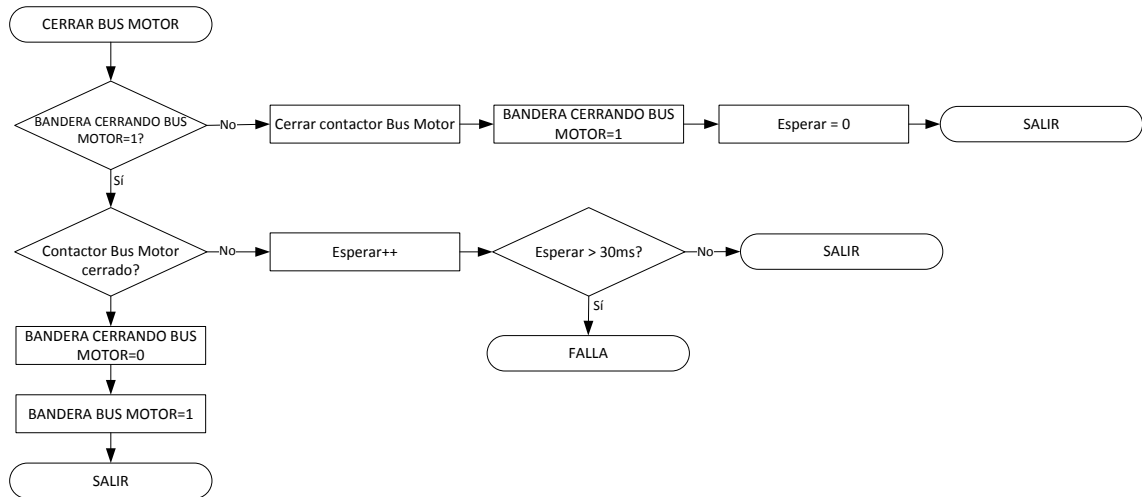


Figura 3-42: Diagrama de flujo rutina CERRAR BUS MOTOR



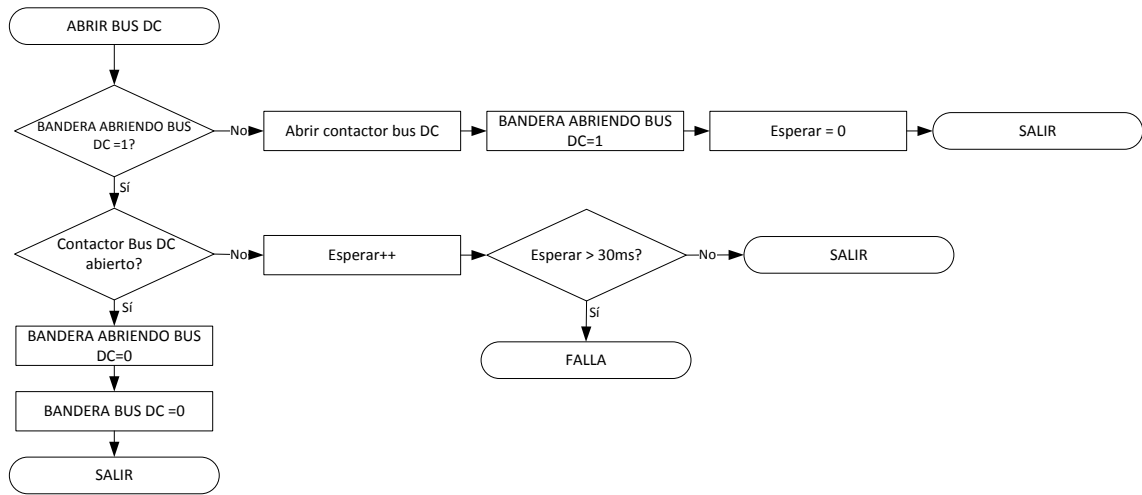


Figura 3-43: Diagrama de flujo rutina ABRIR BUS DC

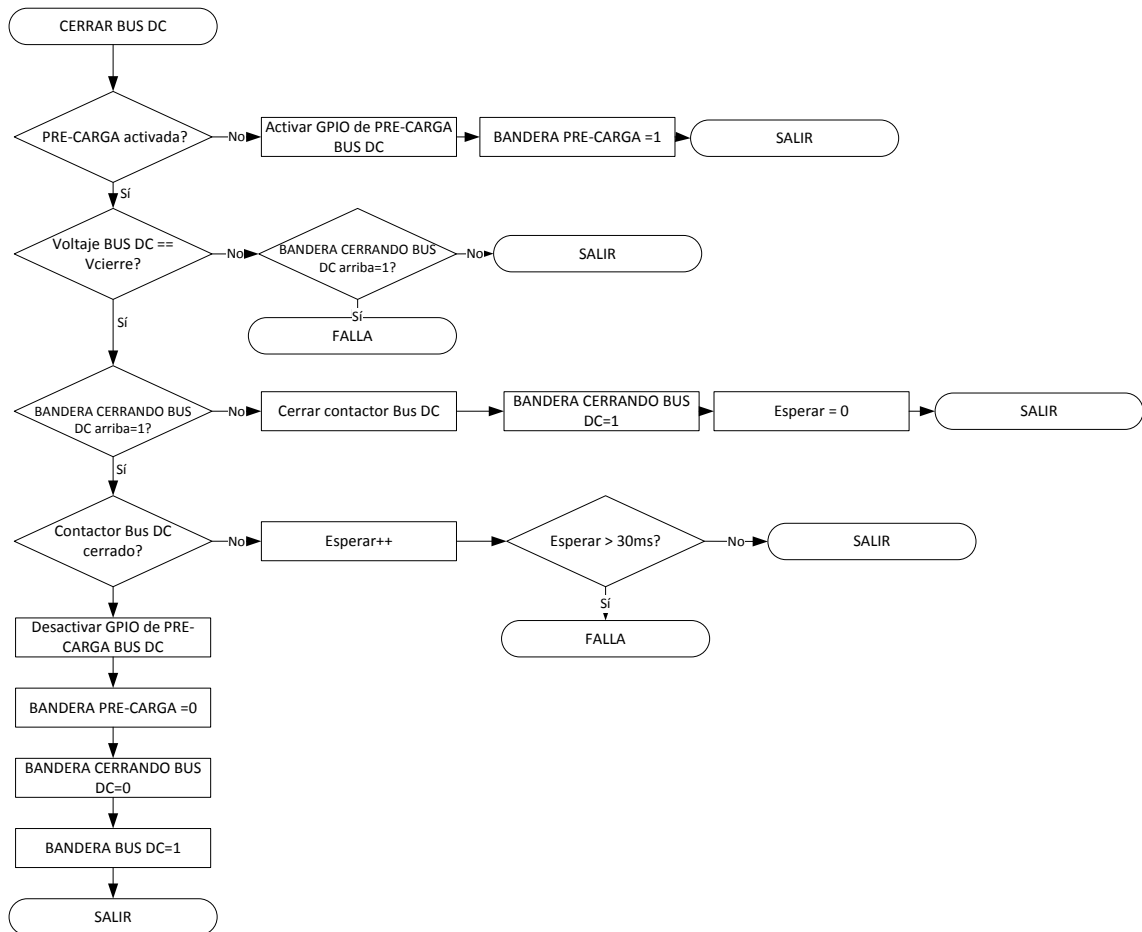


Figura 3-44: Diagrama de flujo rutina CERRAR BUS DC

## **4 IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR DE POTENCIA PARA VEHÍCULO ELÉCTRICO UTILITARIO QUE OPERA EN LA MICRO RED AISLADA DE HUATACONDO**

En este capítulo se presenta la implementación en laboratorio del controlador de potencia pensado para un vehículo eléctrico utilitario que puede operar en la micro red de Huatacondo. Se inicia con una sección de contextualización del uso del vehículo y la definición de especificaciones técnicas para el controlador. Se continúa con los cálculos de los elementos de hardware y control de acuerdo a lo presentado en 3.3 y 3.4. Finalmente, se presentan los componentes seleccionados y los esquemas eléctricos y físicos de su construcción.

### **4.1 Antecedentes de diseño**

#### **4.1.1 HUATACONDO**

Huatacondo es un pequeño poblado de 75 habitantes, la mayoría de la tercera edad, que está situado a 230 [km] al sureste de Iquique, en el norte de Chile y a 2.400 [m] sobre el nivel del mar. Cerca del 70% de las viviendas se encuentran deshabitadas, sin embargo para vacaciones, fiestas patrias y algunas fechas importantes como la celebración de la fiesta de la Asunción de la Virgen en la semana del 15 de agosto de cada año vuelven a habitarse.

En el ámbito económico, se desarrollan actividades agropecuarias de subsistencia, destacándose en los cultivos la alfalfa y el maíz; en las plantaciones los perales de navidad, naranjos y limones; y en la crianza de animales, chanchos, cabritos, conejos y cuyes. Dentro de sus recursos naturales con potencial energético destacan el solar, eólico y biomasa. Sumado a lo anterior, el pueblo posee un gran potencial turístico asociado a petroglifos, geoglifos, una cascada de sal y huellas de dinosaurios [104].

#### **4.1.2 CARACTERÍSTICAS SISTEMA ELÉCTRICO**

El sistema eléctrico es una micro red de topología circular o en anillo, de circuito trifásico - tetrapolar, 380[V] y 50[Hz], compuesto por una planta fotovoltaica de 23[kW], un generador eólico de 3[kW], un sistema de acumuladores tipo BESS (del

inglés *Battery Energy Storage System*) de 40[kW] y 170[kWh], un grupo diésel de 150[kVA] y una carga residencial que oscila entre los 5[kW] a 20 [kW], lo que les permite contar con generación propia de electricidad durante el día y la noche (ver Figura 4-1). Durante un día normal la potencia de la carga es suministrada por la planta fotovoltaica ( $P_{solar}$ ) y la diferencia es utilizada para cargar el equipo BESS ( $P_{BESS}$ ). Aproximadamente a las 20:00 horas el operador del sistema enciende el generador diésel para enfrentar la punta de consumo y terminar de cargar el BESS. A media noche se apaga el grupo electrógeno y el equipo BESS se encarga de suministrar la energía hasta la mañana del día siguiente donde el ciclo inicia otra vez. Cuando la potencia solar es menor o intermitente el operador debe encender el generador diésel más temprano y apagarlo más tarde según se requiera.

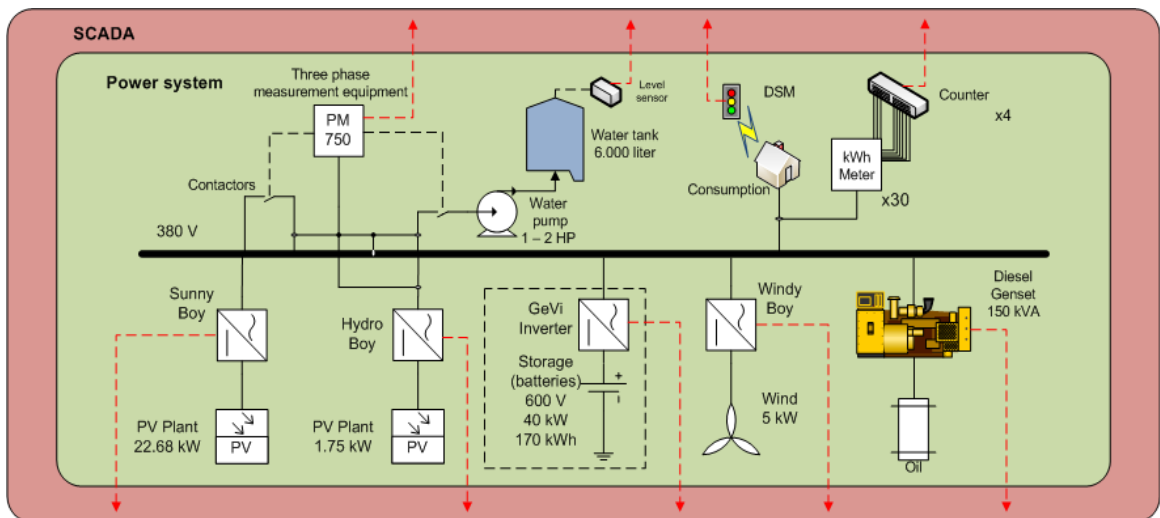


Figura 4-1: Esquema general eléctrico Huatacondo. Fuente: Centro Energía – FCFM – U. de Chile

Los modos de operación de la red eléctrica de Huatacondo se presentan en la Tabla 4-1.

Tabla 4-1: Modos operación micro red de Huatacondo.

<b>MODOS URED / SUB MODO V2μG</b>		
<b>ID</b>		
<b>GENERADOR DIÉSEL</b>	<b>MODO MAESTRO</b>	BESS cargando baterías pueblo
		BESS descargando baterías (Apoyo sistema en alta demanda)
	<b>TRANSICIÓN</b>	BESS modo maestro + diésel modo esclavo a BESS modo esclavo + diésel modo maestro (preparación carga baterías)
		BESS modo esclavo + diésel modo maestro a BESS modo maestro + diésel modo esclavo (preparación descarga)
	<b>APAGADO</b>	BESS cargando baterías (Fuente: PV+eólico)
		BESS descargando baterías (Alimentando pueblo)

La intención de la tabla anterior es definir los estados de la micro red para evaluar el uso del sub – modo más adecuado en la conexión V2 $\mu$ G. Su construcción está basada sólo en la utilización del generador diésel y el BESS. El modo maestro para cualquier equipo se entiende como su operación imponiendo frecuencia y tensión en la red para que los otros medios de generación se sincronicen a él. El modo esclavo se entiende como su operación sincronizado a una red donde existe un equipo en modo maestro. Cuando el generador diésel está en modo maestro el BESS se encuentra en modo esclavo cargando sus baterías generalmente durante la hora de mayor demanda, y descargando baterías en ocasiones muy particulares cuando la demanda supera la capacidad del diésel. Cuando el diésel está apagado el BESS sólo puede operar en modo maestro cargando sus baterías cuando la generación renovable supera la demanda del pueblo; o descargando sus baterías cuando la generación renovable es menor que la demanda del pueblo. Finalmente, existe un modo de transición en que el generador diésel y el BESS pueden pasar de maestro a esclavo o viceversa.

#### **4.1.3 RESULTADO TRABAJO EN TERRENO CON VECINOS DE HUATACONDO**

Durante la semana del 6 al 11 de agosto de 2012 se realizó una visita a la comunidad con el objetivo de evaluar junto a ellos la pertinencia de introducir un vehículo eléctrico en alguna de sus actividades y cuáles debiesen ser sus características para hacerlo.

Se concluyó que un vehículo eléctrico pensado y diseñado para el pueblo representa un avance importante hacia su sustentabilidad a través del apoyo diario de sus actividades productivas y de servicio. En consecuencia se definieron tres tareas en las que el auto puede desenvolverse. Estas son:

- 1- Transporte de carga a chacras.
- 2- Recolección de Residuos Sólidos Domiciliarios (RSD).
- 3- Transporte de carga al interior del pueblo.

##### **4.1.3.1 Transporte de carga a chacras**

Las actividades realizadas por los habitantes en las chacras son, básicamente, trabajar la tierra, aplicar abono, regar los cultivos y cosechar, implicando el movimiento de elementos desde y hacia el pueblo.

Actualmente las familias que trabajan activamente en las chacras son 17. Sus esfuerzos se concentran principalmente durante la mañana para evitar el intenso calor del medio día y la tarde. Cada familia puede acudir de manera individual al lugar y, en el caso que posea, puede utilizar algún vehículo a combustión para realizar las tareas de transporte de carga. En algunas ocasiones son ayudadas por vecinos que viajan a las afueras del pueblo o están ingresando a él.

Cuando las familias no cuentan con un vehículo, transportan los elementos en sus manos o con alguna herramienta como “carretillas”.

En la Figura 4-2 se muestra la ruta definida hacia las chacras. Comienza en un extremo del pueblo **A**, avanza hasta **B** donde se encuentran los cultivos más lejanos y termina en **A**.



Figura 4-2: Ruta propuesta Opción 1.

La Tabla 4-2 resume sus principales características físicas:

Tabla 4-2: Característica ruta Opción 1. Datos obtenidos desde *GoogleEarth*.

<b>Característica</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor</b>
Distancia total	[m]	3463
Pendiente máxima	[°]	21.9
Pendiente mínima	[°]	-20.9
Altura máxima	[m]	2322
Altura mínima	[m]	2242
Diferencia de altura	[m]	80

En la Figura 4-3 se muestran algunos aspectos de la ruta y de la zona de cultivos.



Figura 4-3: Estado caminos a chacras - Huatacondo

Otro aspecto importante de esta ruta son las modificaciones que, en ocasiones, sufre debido a los aludes producidos por el invierno boliviano.

#### 4.1.3.2 Recolección de Residuos Sólidos Domiciliarios (RSD)

Esta tarea consiste en trasladar nueve tarros de RSD a un vertedero ubicado a 1 [km] del pueblo, aproximadamente. La actividad se compone de tres partes. La primera es retirar de las calles 1 ó 2 tarros de uno de los nueve puntos destinados para su acumulación como se muestra en la Figura 4-4. La segunda parte es trasladarlos hasta el vertedero y verter su contenido en él. Por último, los tarros deben ser repuestos de donde se sacaron. Cabe destacar que el traslado de los tarros se realiza entre 2 y 3 tandas en un vehículo tipo camioneta.

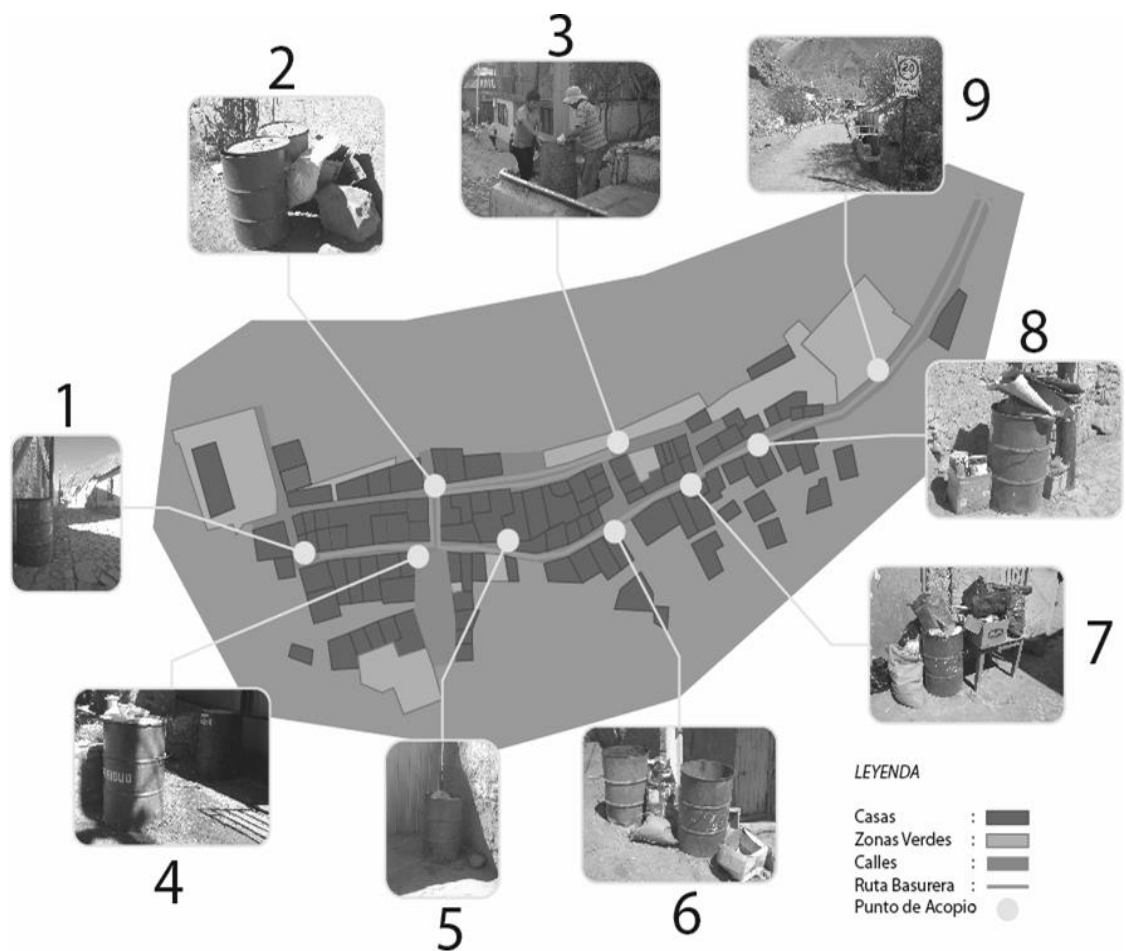


Figura 4-4: Puntos de recolección de basura pueblo de Huatacondo

La actividad es realizada por uno de los vecinos del pueblo, quien recibe una remuneración mensual de parte de la municipalidad de Pozo al Monte que considera



sus horas de trabajo, el uso de su vehículo y su combustible. El vecino recolecta los desechos con una frecuencia de dos veces por semana, los días lunes y jueves desde las 17:00 horas, durante 1 hora y 30 minutos aproximadamente.

El recorrido se realiza en una camioneta de 1 cabina, Toyota Hilux año 1979. Cabe señalar que el mayor volumen de basura apreciado en los puntos 6, 7 y 8 se debe a que se registró la actividad antes de la celebración de la fiesta de la Asunción de la Virgen, por lo que el número de habitantes fue mayor al normal. En este caso, el encargado realiza esta actividad todos los días, por una semana y con ayudante.

En la Figura 4-5 se muestra al encargado de la recolección de RSD cargando su camioneta con los tarros.



Figura 4-5: Operación de carga de tarros

El tarro de basura consiste en un tambor re-acondicionado de 2 [kg], con capacidad para 200 [Lt], cuyas dimensiones son 600 [mm] de diámetro y 800 [mm] de altura.

La ruta es la de la Figura 4-6. Comienza en el punto **A**, avanza hasta **B**, cerca de la escuela y uno de los límites del pueblo, luego llega a **C** donde se encuentra el vertedero de la ciudad, para finalmente regresar hasta **A**.



Figura 4-6: Ruta opción 2.

La Tabla 4-3 resume sus principales características:

Tabla 4-3: Características ruta Opción 2.

Característica	Unidad	Valor
Distancia total	[m]	1884
Pendiente máxima	[°]	21.5
Pendiente mínima	[°]	-20.7
Altura máxima	[m]	2326
Altura mínima	[m]	2285
Diferencia de altura	[m]	41

En la Figura 4-7 se muestra el estado de parte de la ruta hacia el vertedero.



Figura 4-7: Estados camino ruta vertedero.

#### 4.1.3.3 Transporte de carga al interior del pueblo

Esta actividad consiste en apoyar el traslado de elementos livianos sólo en el interior del pueblo. Para este trabajo no existe rutina ni carga definida, sin embargo, se observó que los vecinos reparten víveres que provienen desde Iquique, trasladan materiales de construcción, muebles y parte de lo cosechado en las chacras.

De acuerdo a la Figura 4-8 la ruta comienza en el punto **A**, avanza hasta **B**, cerca de la escuela y uno de los límites del pueblo, luego llega a C que es la entrada/salida de la ciudad para luego terminar en **A**. De esta manera se consideran las calles más importantes.

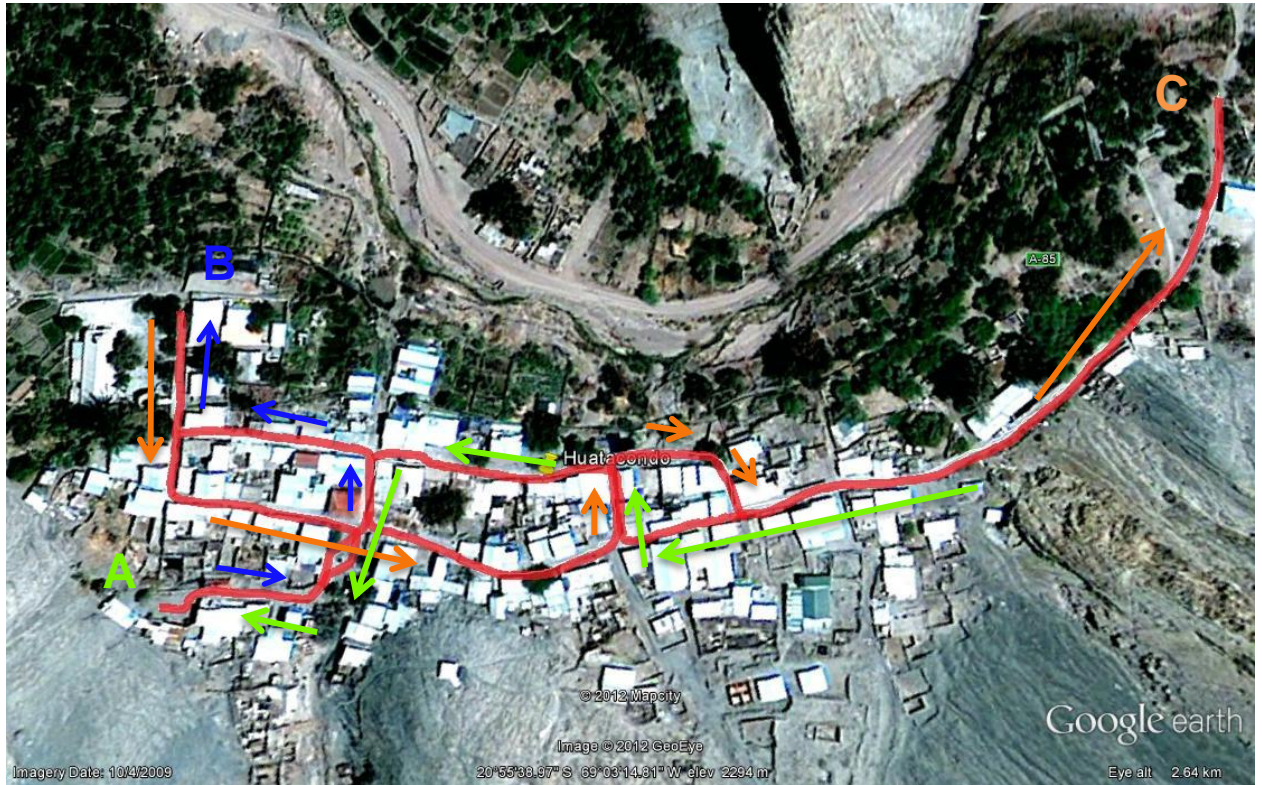


Figura 4-8: Ruta propuesta Opción 3.

La Tabla 4-4 resume sus principales características:

Tabla 4-4: Características ruta Opción 3. Datos obtenidos desde *GoogleEarth*.

Característica	Unidad	Valor
Distancia total	[m]	1214
Pendiente máxima	[°]	20.25
Pendiente mínima	[°]	-20.6
Altura máxima	[m]	2306
Altura mínima	[m]	2285
Diferencia de altura	[m]	21

En la Figura 4-9 se muestra el tipo y estado de las calles al interior del pueblo.



Figura 4-9: Estado calles interior pueblo.

#### 4.1.3.4 Mediciones en el sistema eléctrico

Durante la semana del 25 al 30 de septiembre de 2012 se instaló un equipo de mediciones eléctricas industrial *Fluke*, modelo *Power Quality Logger 1743* y se midieron 3 lugares. El primero fue el punto de inyección del generador diésel – BESS (del inglés *Battery Energy Storage System*), el segundo fue el punto de inyección de la planta fotovoltaica y el tercero fue en un extremo del sistema de distribución, como se muestra en la Figura 4-10.

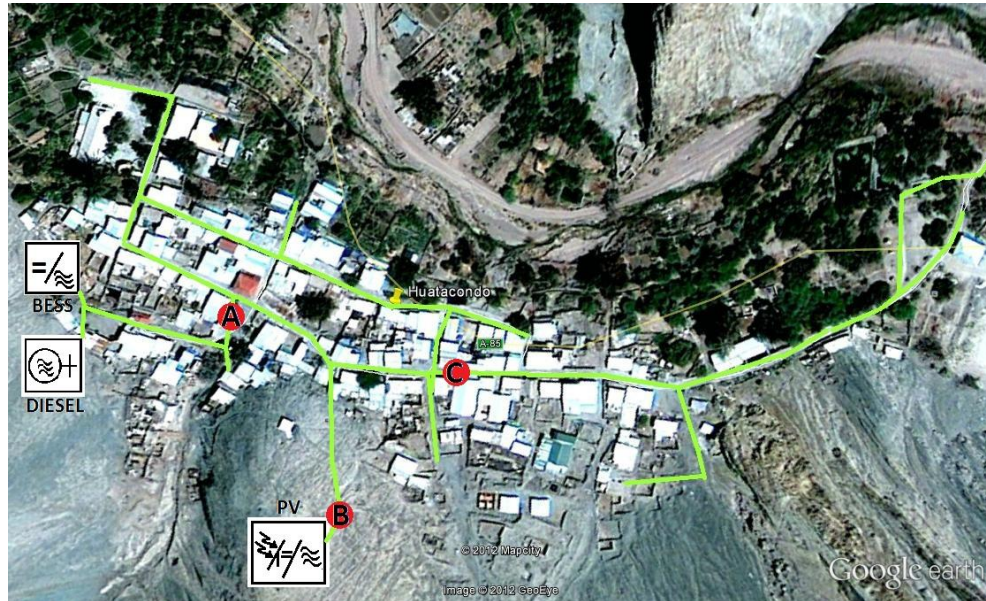


Figura 4-10: Puntos de mediciones eléctricas en el pueblo de Huatacondo.

Donde:

- Punto A: Medición de la generación diésel + BESS
- Punto B: Planta fotovoltaica.
- Punto C: Extremo del sistema de distribución.

El equipo *Fluke* tiene la capacidad de medir las siguientes variables e índices:

- Voltaje en tres fases + N
- Corriente en tres fases + N
- Potencia activa (Promedio, mínima y máxima por fase y total)
- Potencia reactiva (Promedio, mínima y máxima por fase y total)
- Potencia aparente (Promedio, mínima y máxima por fase y total)
- Distorsión armónica total de voltaje
- Distorsión armónica total de corriente
- Frecuencia
- Desbalance

La medición de la asimetría del sistema se realiza calculando el promedio en el tiempo de la relación entre las componentes de secuencia negativa y secuencia positiva, ya sea de voltaje o corriente, según sea el caso.

En la Figura 4-11 y Figura 4-12 se observan las distorsiones armónicas totales de corriente y voltaje medidos en el punto A. La mayor parte del tiempo, el THD de corriente es cero, con excepción de pulsos entre las 12:00 AM y 4:00 PM, producto de desconexiones repentinas en el sistema (planta fotovoltaica durante el día y desconexión del grupo electrógeno en la noche), y entre las 8:00 PM y 12:00 AM, cuando el grupo electrógeno termina de cargar las baterías y alimenta el pueblo. En este periodo de tiempo, el THD de voltaje disminuye considerablemente producto de la imposición de tensión que realiza el grupo diésel, sin embargo, produce un aumento considerable de THD de corriente absorbido por el BESS y que debe ser suministrada por el grupo electrógeno. Se saca de este balance la carga pasiva producida por el pueblo, ya que si fuese la fuente de la distorsión, se vería un THD de corriente alto durante el resto del día. Estas observaciones llevan a la conclusión de que el equipo BESS es el principal responsable por el alto contenido armónico de tensión y corriente presente en la red y que afecta directamente al grupo diésel.

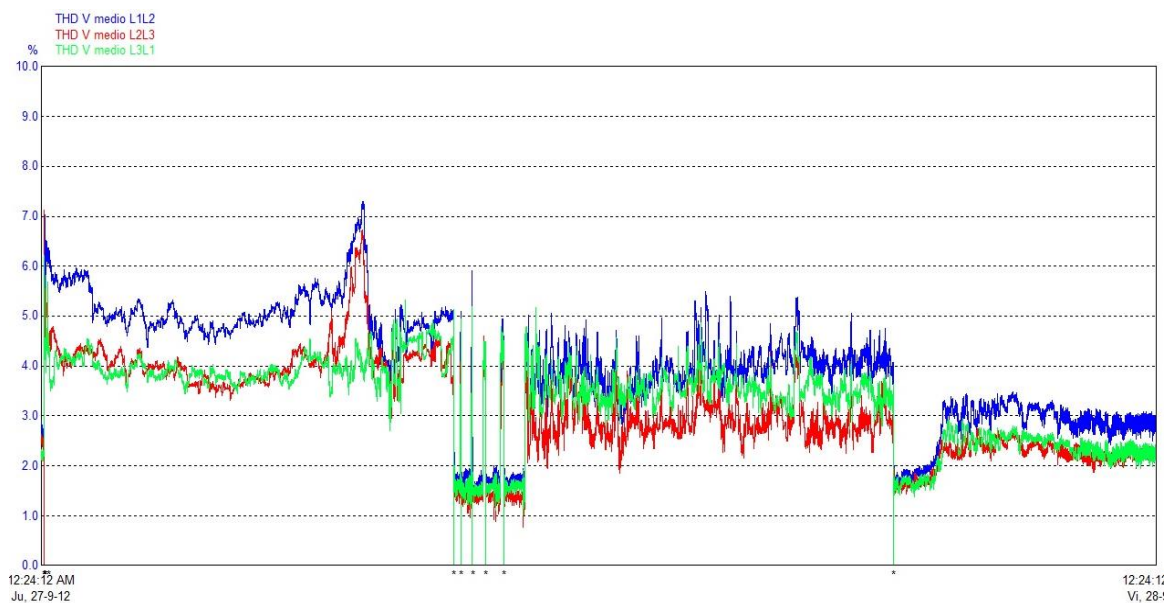


Figura 4-11: Medición THD tensión punto A - Huatacondo

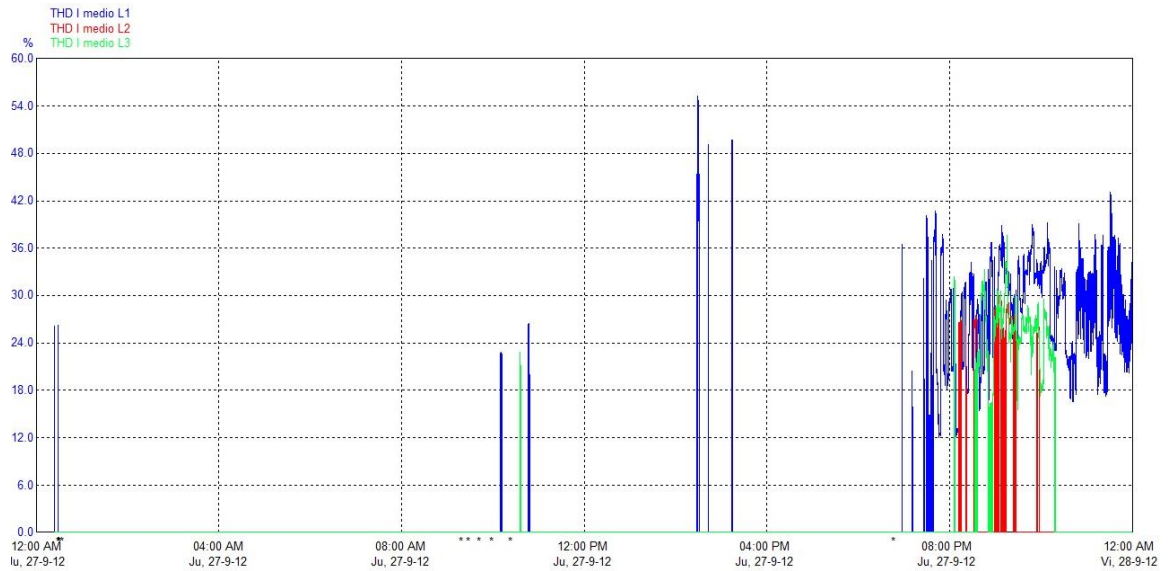


Figura 4-12: Medición THD corriente punto A – Huatacondo

En la Figura 4-13 se muestra el índice de asimetría de tensión y corriente en el punto A. Se observa que la asimetría de tensión durante el día es menor al 5[%] y la de corriente varía entre 0[%] y 100[%].

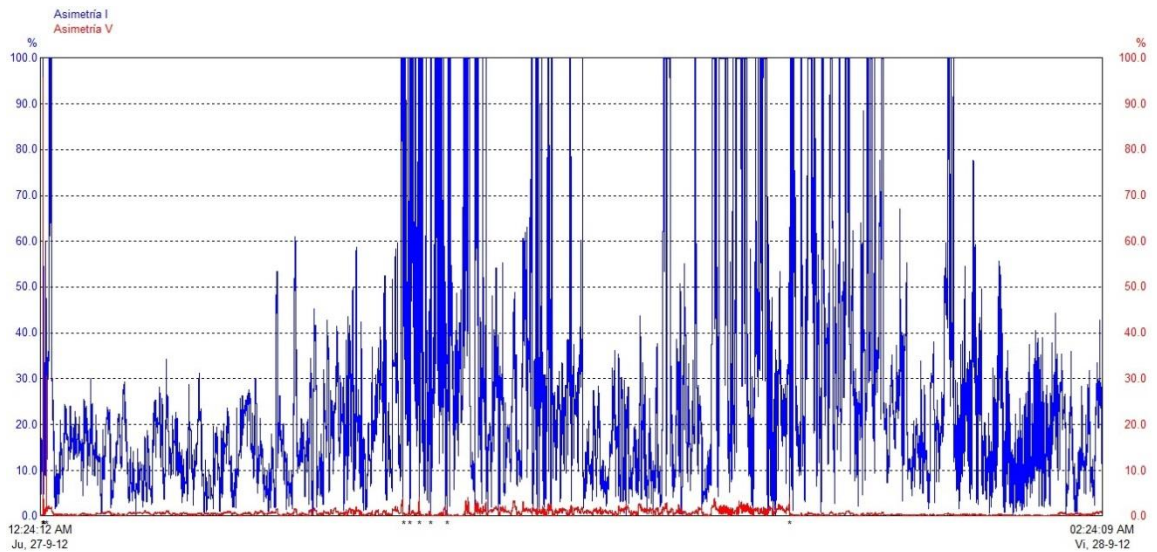


Figura 4-13: Asimetría en voltaje y corriente punto A - Huatacondo



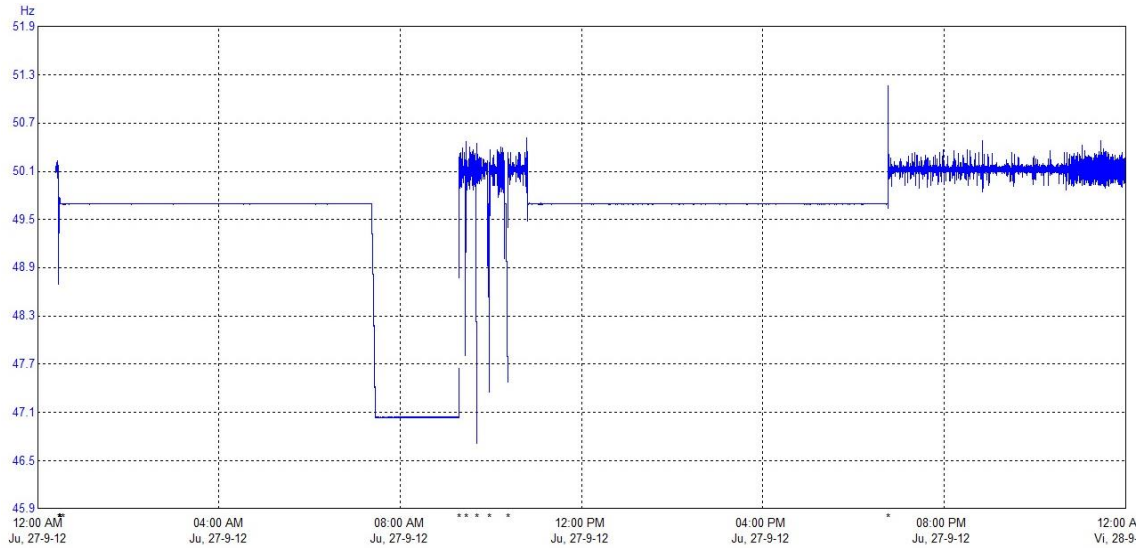


Figura 4-14: Frecuencia sistema - Huatacondo

La Figura 4-14 muestra la frecuencia de la micro red. En general presenta un comportamiento estable mientras el grupo BESS opera en modo maestro, con excepción de la mañana (7:30 AM y 9:30 AM), donde baja hasta 47[Hz]. Esto tiene relación con la descarga de las baterías y, posiblemente, con una mala configuración del sistema de control. El resto del tiempo, la frecuencia varía en torno a 50.1[Hz], debido a las curvas de *droop* programadas en el grupo eléctrico.

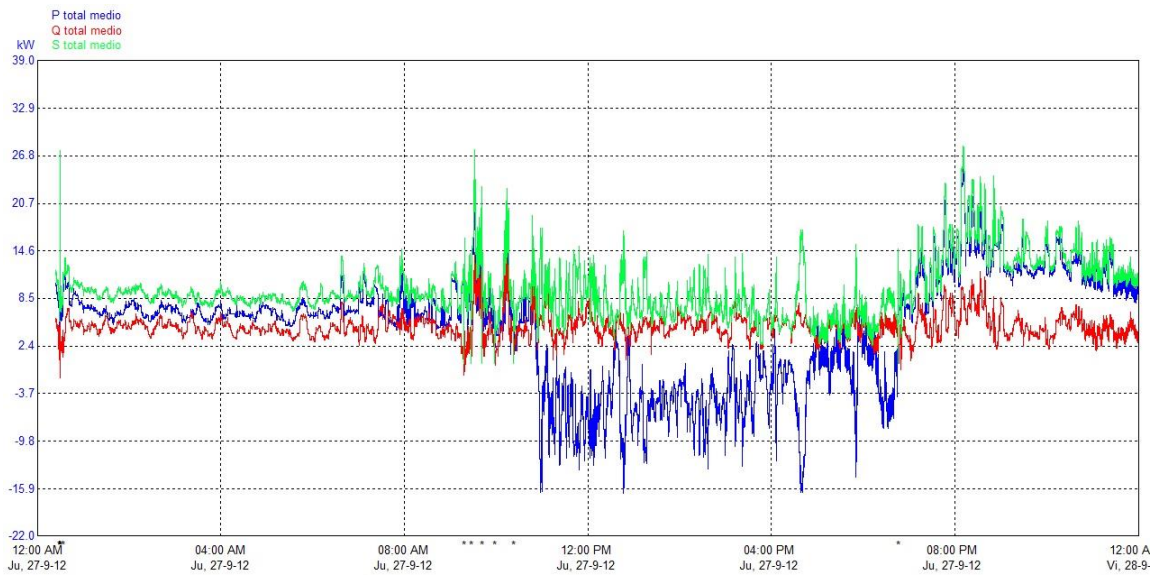


Figura 4-15: Potencia media total activa, reactiva y aparente punto A - Huatacondo

Finalmente, la Figura 4-15 muestra el comportamiento de las potencias medias activa, reactiva y aparente en el punto A. Se observa que la potencia reactiva siempre es positiva, por lo que la carga se comporta de manera inductiva principalmente.

El punto B fue medido desde las 07:50 AM del día 29 de septiembre de 2012 hasta las 07:50 PM del día 29 de septiembre de 2012. En este caso, una de las puntas de prueba se desconectó a las 3:50 PM, por lo que las mediciones posteriores a esa hora se consideran no válidas para análisis.

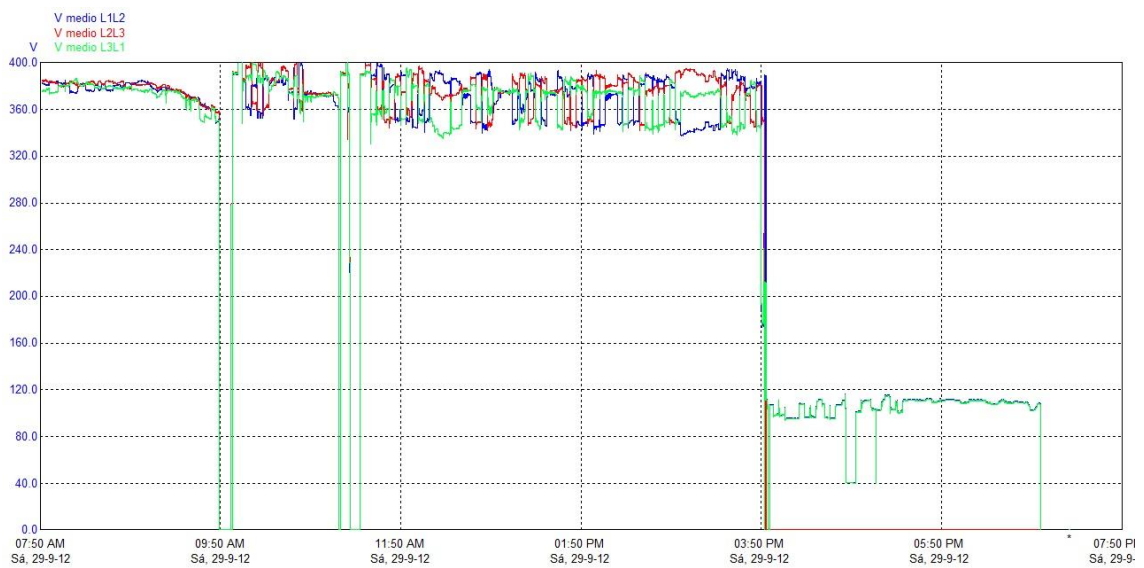


Figura 4-16: Tensión entre fases punto B - Huatacondo

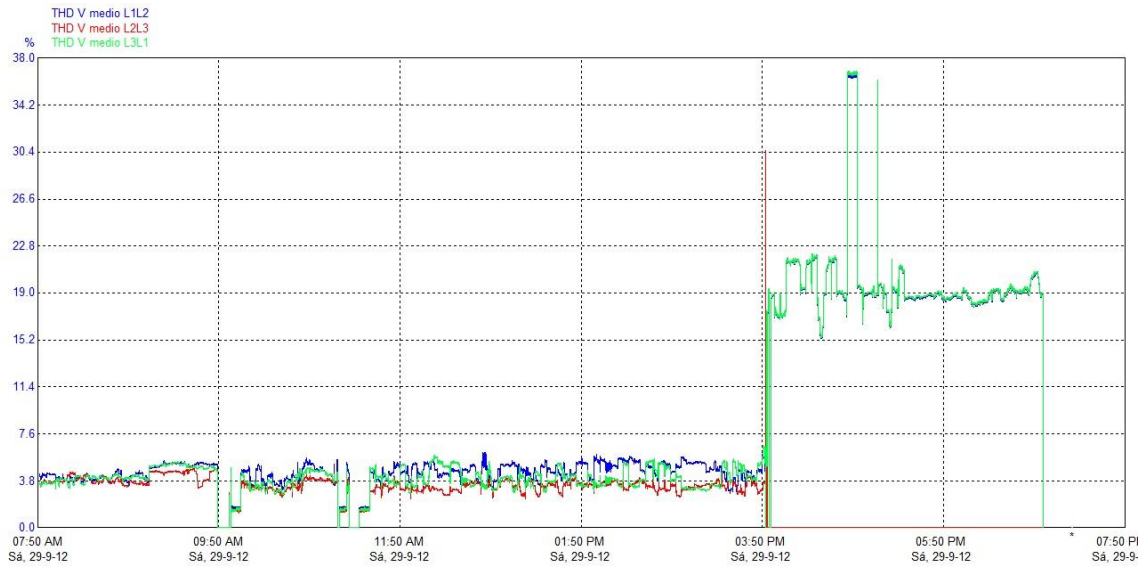


Figura 4-17: Medición THD tensión punto B – Huatacondo

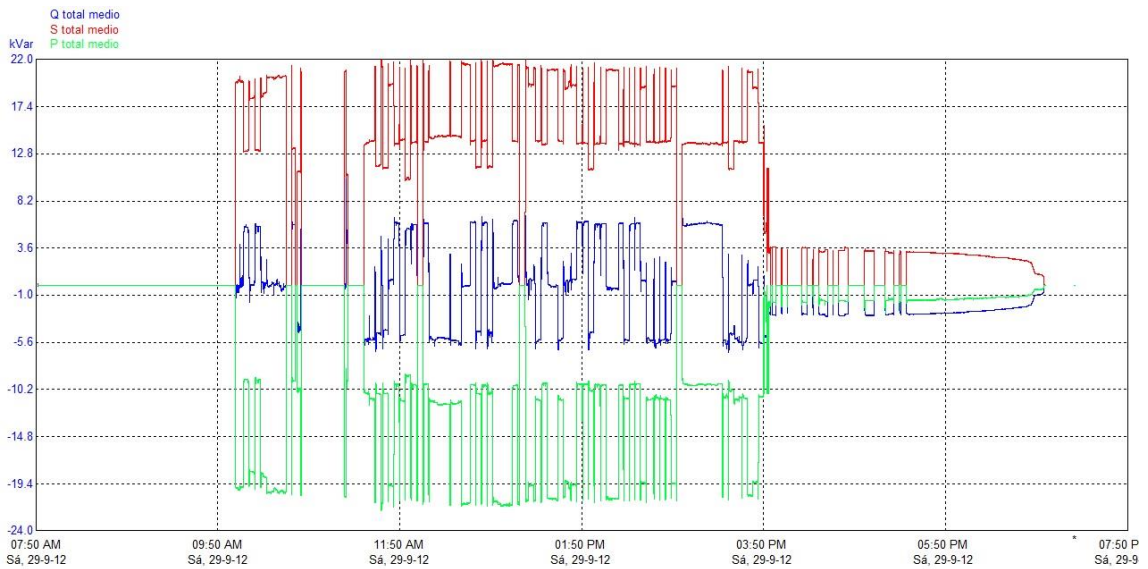


Figura 4-18: Potencia total media activa, reactiva y aparente punto B - Huatacondo

En el caso de la planta fotovoltaica, los niveles de THD de voltaje son menores a los recomendados por la norma IEEE1547, al igual que el THD de corriente que en todo momento es cercano a cero. Por otro lado, la potencia reactiva depende del nivel de potencia activa. En efecto, en la Figura 4-18 se observa que cuando la potencia activa es menor a  $15[kW]$  (entregando hacia el sistema), la potencia reactiva se desplaza hacia el pueblo. Por el contrario, cuando la potencia activa es mayor, la potencia

reactiva se desplaza desde el pueblo hacia la planta. Además, el nivel de potencia reactiva absorbido concuerda con el producido en el punto A, por lo que se puede inferir que el consumo de reactivos en el pueblo es producto de la planta fotovoltaica.

El punto C fue medido desde las 07:47 PM del día 29 de septiembre de 2012 hasta las 08:00 AM del día 30 de septiembre de 2012.

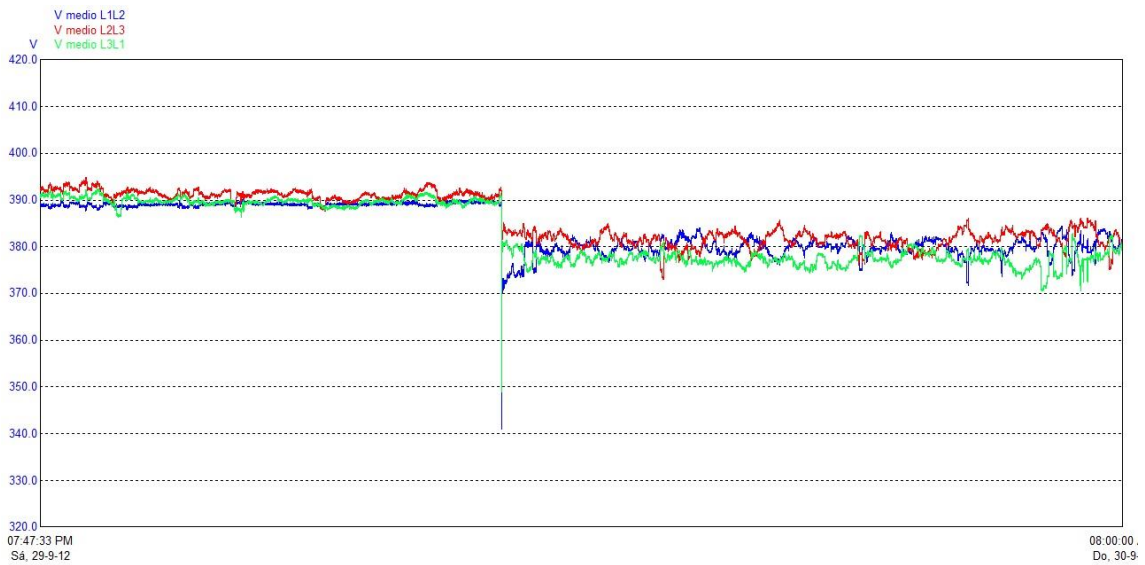


Figura 4-19: Tensión medio por fase, punto C

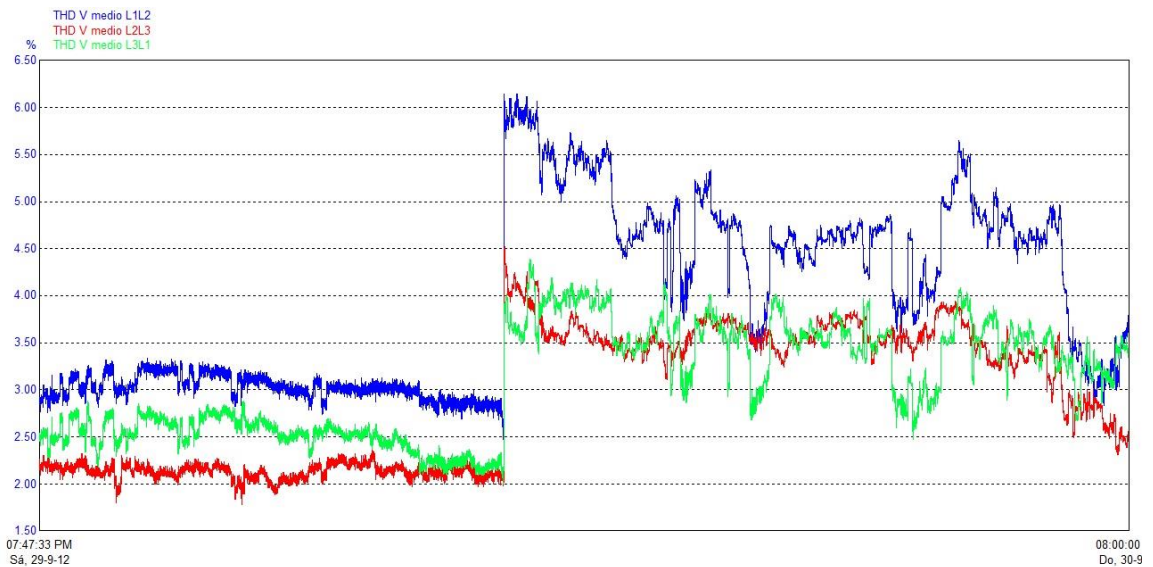


Figura 4-20: Distorsión armónica total de tensión punto C

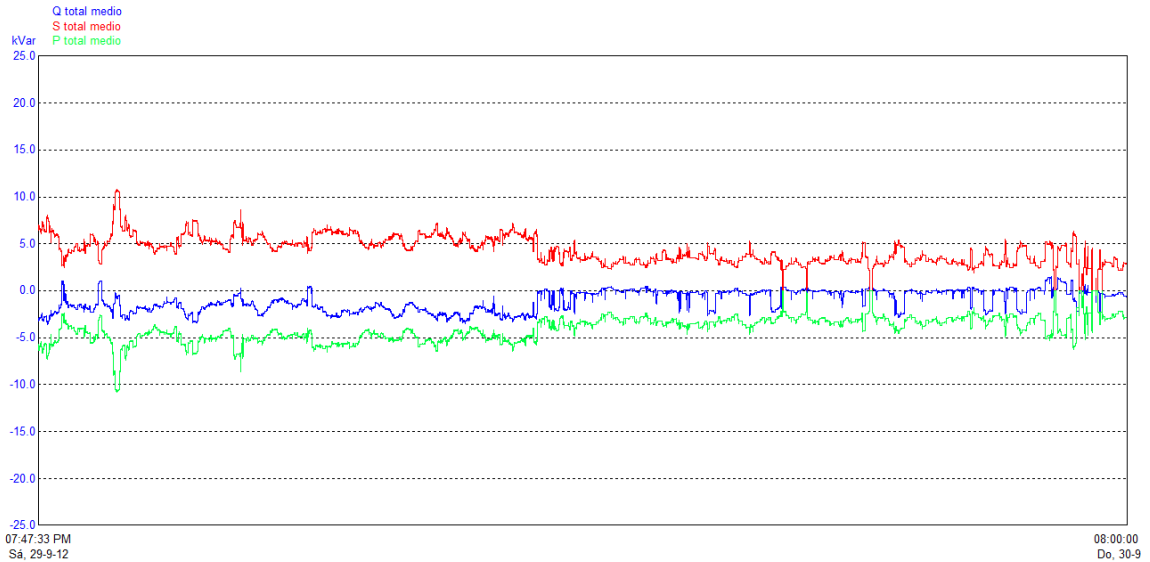


Figura 4-21: Potencia total media activa, reactiva y aparente punto C

En este punto se observan cosas similares al punto A, en relación a THD de tensión y corriente. Por otro lado, el nivel de potencia reactiva absorbida o entregada por esta parte de la carga es casi nula, por lo tanto, el factor de potencia es cercano a uno.

#### 4.1.4 MÁQUINA DE TRACCIÓN

Tomando en consideración el trabajo en terreno del vehículo y las características físicas de las rutas, se realizaron simulaciones de la dinámica del auto con el objetivo de estimar la potencia de tracción. Las distancias y pendientes de las rutas fueron extraídas desde el software *GoogleEarth*®. Los parámetros físicos del vehículo y los detalles de la modelación se explican en el Anexo 8.3. Los resultados se presentan en la Tabla 4-5:

Tabla 4-5: Resultado simulaciones potencia de tracción

		Comparación entre opciones			
		Distancia Total	Tiempo Total	Pendiente máxima	Potencia Máxima eje motor
		[m]	[min]	[°]	[kW]
Caso : 200[kg], 1500[rpm]	Opción 1: Ruta Chacras	3463	Valor	21.9	10.8
	Opción 2: Vertedero	1884	8.3	21.5	10.6
	Opción 3: Pueblo	1214	5.4	20.2	10.6

De acuerdo a los resultados anteriores, una máquina de inducción trifásica de 10[HP] es suficiente para la aplicación. Si bien la potencia nominal es menor a la potencia máxima simulada se sabe que este tipo de máquinas pueden entregar el doble de potencia mecánica en su eje por un lapso pequeño de tiempo, lo que es suficiente para superar las partes de mayor exigencia de las rutas. Por lo tanto, se elige el motor SIEMENS 1LE10011CB234AA4 cuyas características se muestran en la Tabla 4-6.

Tabla 4-6: Características máquina inducción

<b>CARACTERÍSTICAS MOTOR INDUCCIÓN SA201000 - SIEMENS - 1LE10011CB234AA4</b>				
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor Mín</b>	<b>Valor Nom</b>	<b>Valor Máx</b>
Torque	[Nm]	-49	-	49
Potencia mecánica	[kW]	0	7.5	15
Tensión bobina estator (conexión estrella)rms	[V]	0	380	400
Eficiencia plena carga	[%]	0	90	91
Factor de potencia	[ ]	-	0.83	-
Potencia bornes	[kVA]	0	10.0	20.1
Corriente línea rms	[A]	0	15.3	30.5
Velocidad	[rpm]	-1500	1500	1500

## 4.2 Resultados dimensionamiento de hardware y controladores

Para dimensionar el hardware se considera su operación en modo VE y V2 $\mu$ G, sin embargo, se utiliza como base las restricciones eléctricas impuestas por el modo VE bajo la lógica de que la principal función del controlador es la de accionar la máquina de tracción y que con un cambio leve en su estructura y capacidad de algunos de sus componentes es suficiente para operar en modo V2 $\mu$ G. De esta manera, el dimensionamiento comienza desde bornes de la máquina (lado AC) hacia el bus DC y finalmente se hacen los ajustes para su operación en modo V2 $\mu$ G.

Las características eléctricas en bornes de la máquina se muestran en la Tabla 4-7 y se encuentran utilizando la información de la Tabla 4-5 y Tabla 4-6.

Tabla 4-7: Valores de operación conversor lado AC

<b>VALORES DE OPERACIÓN CONVERTOR LADO AC</b>				
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor Mín</b>	<b>Valor Nom</b>	<b>Valor Máx</b>
Potencia activa	[kW]	0	8.3	16.5
Factor de potencia	[ ]	-	0.83	-
Potencia aparente	[kVA]	0	10.0	20.1
Tensión rms ff	[V]	0	380	400
Corriente lado rms línea	[A]	0	15.3	30.5
Frecuencia	[Hz]	-50	-	50

Para el lado DC se consideran dos aspectos. El primero es la restricción de tensión continua impuesta por la modulación 2D-SVPWM necesaria para sintetizar cierta tensión efectiva entre fases del lado AC. De acuerdo a la ecuación ( 2.28 )se tiene que:

$$V_{DC\text{Mínimo}}(@V_{ff}^{\text{Máximo}}) = \sqrt{2} V_{ff}^{\text{Máxima}} = 1.414 * 400 = 565.6 [V]$$

$$V_{DC\text{Mínimo}}(@V_{ff}^{\text{Nominal}}) = \sqrt{2} V_{ff}^{\text{Nominal}} = 1.414 * 380 = 537.3 [V]$$

El segundo aspecto es la potencia máxima en el bus DC que se puede estimar a partir de la potencia activa máxima en el lado AC y las pérdidas en el módulo de potencia cuando está alimentando el motor de acuerdo a las expresiones para resolver el modelo térmico de 3.3.1.3. Los parámetros utilizados se explicitan en el Anexo 8.5.

El resultado de considerar ambos aspectos se muestra en la Tabla 4-8.

Tabla 4-8: Valores de operación conversor lado DC - Modo VE

<b>VALORES DE OPERACIÓN CONVERTOR LADO DC MODO VE</b>				
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor Mín</b>	<b>Valor Nom</b>	<b>Valor Máx</b>
Potencia activa lado AC	[kW]	0	8.3	16.5
Pérdidas módulo de potencia - 3 piernas	[W]	0	579	623
Potencia	[kW]	0	8.9	17.1
Tensión	[V]	-	537.3	565.6
Corriente	[A]	0	16.6	30.2

Ahora bien, para tomar en cuenta la operación en modo  $V2\mu G$  basta con considerar, de manera adicional, las pérdidas producto de la cuarta pierna y el tamaño del condensador del bus DC. En efecto, como primera aproximación es posible considerar

que en el modo V2 $\mu$ G la cuarta pierna tiene el mismo nivel de uso que las otras tres. Esto es bajo la lógica de que, si bien ante un caso de desbalance severo como alimentar una carga monofásica la corriente por el neutro es tres veces mayor a la corriente por las otras piernas, la corriente en las otras piernas es un tercio. Esto implica que el cuarto polo aumentará más su temperatura, pero en términos generales, la potencia saliendo o entrando al conversor es la misma. Luego, la potencia total disipada se calcula cambiando el parámetro  $N_{IGBT}$  descrito en el Anexo 8.5 con lo que se obtiene:

$$P_t(@20[kVA]) = 830[W]$$

$$P_t(@10[kVA]) = 772[W]$$

De esta manera, la Tabla 4-8 se actualiza a la Tabla 4-9

Tabla 4-9: Valores de operación conversor lado DC - Modo V2 $\mu$ G

<b>VALORES DE OPERACIÓN CONVERTOR LADO DC MODO V2<math>\mu</math>G</b>				
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor Mín</b>	<b>Valor Nom</b>	<b>Valor Máx</b>
Potencia activa lado AC	[kW]	0	8.3	16.5
Pérdidas módulo de potencia - 4 piernas	[W]	0	772	830
Potencia	[kW]	0	9.1	17.3
Tensión	[V]	-	537.3	565.6
Corriente	[A]	0	16.9	30.6

Por otro lado, los detalles del cálculo de la capacitancia del bus DC se muestran en el Anexo 8.4. El resultado para ambos modos de operación se presentan en la Tabla 4-10 y se utiliza el de mayor valor.

Tabla 4-10: Capacitancia bus DC - Modo VE - Modo V2 $\mu$ G

<b>CAPACITANCIA BUS DC - MODO VE - MODO V2<math>\mu</math>G</b>				
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor Mín</b>	<b>Valor Nom</b>	<b>Valor Máx</b>
Cd Modo VE	[uF]	233	-	-
Cd Modo V2G	[uF]	4618	-	-

Finalmente, para el cálculo de la resistencia térmica del disipador se considera que la temperatura máxima de la juntura del semiconductor es  $T_j = 125[^\circ C]$ , la temperatura



máxima del ambiente es  $T_a = 40[^\circ\text{C}]$  y que la potencia total disipada por el módulo de potencia es máxima, es decir  $P_t = 830[\text{W}]$ . El resto de los parámetros considerados se detallan en el Anexo 8.5. Así, la resistencia térmica es la de la Tabla 4-11.

Tabla 4-11: Resistencia térmica disipador módulo de potencia Modo VE - Modo V2 $\mu$ G

<b>RESISTENCIA TÉRMICA DISIPADOR MÓDULO POTENCIA - MODO VE - MODO V2<math>\mu</math>G</b>				
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor Mín</b>	<b>Valor Nom</b>	<b>Valor Máx</b>
Rt(d-a)	[ $^\circ\text{C}/\text{W}$ ]	-	-	0.087

Respecto a los parámetros de los controladores, en la Tabla 4-12, Tabla 4-13, Tabla 4-14 y Tabla 4-15 se muestra el resultado de los cálculos utilizando las expresiones y recomendaciones descritas en 3.4 para el controlador de corriente en modo VE, controlador Bloque Sincronizador, controlador Bloque Control de Corriente - modo V2 $\mu$ G y Controlador SUB MODO CARGA BUS DC – modo V2 $\mu$ G, respectivamente.

Tabla 4-12: Parámetros Bloque Control Corriente modo VE

<b>BLOQUE CONTROL CORRIENTE MODO VE</b>		
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor</b>
Rs	[Ohm]	1.78
Ls	[H]	0.76
Sigma	[ ]	0.03
Fn	[Hz]	50.00
Wn	[rad/s]	314.16
Shi	[-]	0.71
Kp	[Ohm]	8.37
Ki	[(rad/s) Ohm]	2255.13

Tabla 4-13: Parámetros controlador Bloque Sincronizador modo V2 $\mu$ G

<b>CONTROLADOR BLOQUE SINCRONIZADOR</b>		
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor</b>
Fn	[Hz]	20.00
Wn	[rad/s]	125.66
Shi	[-]	0.71
Kp	[rad/s]	177.69
Ki	[(rad/s) <sup>2</sup> ]	15791.37

Tabla 4-14: Parámetros Bloque Control de Corriente modo V2 $\mu$ G

<b>BLOQUE CONTROL DE CORRIENTE MODO V2<math>\mu</math>G</b>		
<b>Parámetros</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor</b>
L	[H]	0.01
R	[Ohm]	0.80
Fn	[Hz]	550.00
Wn	[rad/s]	3455.75
Shi	[-]	0.71
Kp	[Ohm]	23.63
Ki	[(rad/s) Ohm]	59711.11

Tabla 4-15: Parámetros Controlador SUB MODO CARGA BUS DC - Modo V2 $\mu$ G

<b>CONTROLADOR SUB MODO CARGA BUS DC - MODO V2<math>\mu</math>G</b>		
<b>Parámetros</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor</b>
VbusDC_0	[V]	210.00
Cd	[F]	0.01
VdRED_0	[V]	66.00
IdCONV_0	[A]	0.00
Fn	[Hz]	1.00
Wn	[rad/s]	6.28
Shi	[-]	0.71
Kp	[1/Ohm]	0.21
Ki	[(rad/s)/Ohm]	0.94

### 4.3 Circuitos utilizados

Con los resultados de dimensionamiento de los principales elementos del controlador se procede a seleccionar sus componentes en el mercado nacional e internacional, al diseño de los circuitos eléctricos y al diseño físico. Para el diseño de los circuitos se utilizó el software *Altium*® y para el diseño físico se utilizó el software Autodesk Inventor®.

#### 4.3.1 CIRCUITO DE POTENCIA

El circuito de potencia está compuesto por cuatro módulos de dos IGBTs cada uno, modelo *CM300DY24NF* conectados en paralelo y paralelos a dos condensadores de 1000[ $\mu$ F] conectados en serie entre ellos, modelo *LNC2G103MSEJ – 400V*. En la

Figura 4-22 se muestra el esquema físico de conexiones en el controlador y en la Figura 4-23 se muestra la conexión interna de un módulo IGBT.

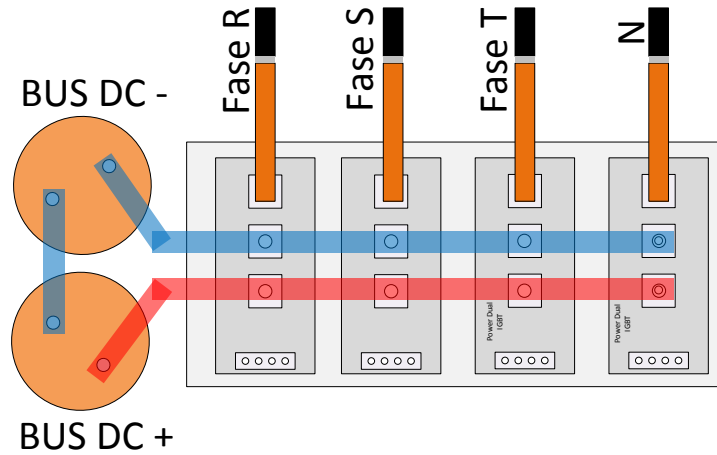


Figura 4-22: Esquema circuito de potencia controlador

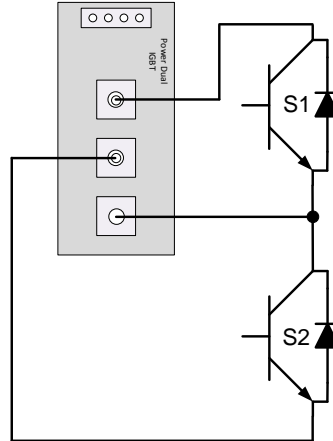


Figura 4-23: Conexión interna módulo IGBT *CM300DY24NF*

#### 4.3.2 CIRCUITO DE DISPARO IGBTs

Para el circuito de disparo se utilizan driver especializados marca Powerex, modelo *VLA503 – 01* que tienen la ventaja de estar empaquetados en un espacio reducido, se alimentan con una única fuente, tienen detección de sobre corriente en el módulo y son capaces de excitar hasta con 5[A] la compuerta del IGBT. Sus elementos de polarización son los recomendados por el fabricante [105].

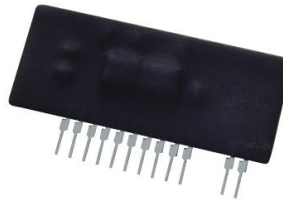


Figura 4-24: Forma física driver VLA503-01

### 4.3.3 CIRCUITO DEL PROCESADOR

El procesador seleccionado es el *TMS320F28335* de *Texas Instrument* embebido en la *Control Card F28335 Delfino* de la misma empresa.



Figura 4-25: Control Card F28335 Delfino con DSP TMS320F28335

Sus principales características son:

- Rapidez máxima procesador: 150[Mhz]
- CPU de 32 bit
- Precisión de Punto Flotante
- Memoria 256K x 16 Flash, 34K x 16 SRAM
- Boot ROM 8K x 16
- 64 GPIOs
- Soporte hasta para 8 interrupciones de procesador
- Soporte hasta para 58 interrupciones de periféricos
- Hasta 18 salidas PWM
- 2 interfaces para Encoder en cuadratura
- 2 módulos CAN
- 3 módulo SCI (UART)
- 16 conversores AD de 12 bit
- Tiempo de conversión AD de 80ns
- 2 *Sample and Hold*
- Soporte para JTAG

El circuito utilizado para interconectar el procesador con la etapa de potencia, el módulo de mediciones, el circuito de protecciones, el circuito de entradas – salidas y el circuito de comunicaciones se presenta en la Figura 4-26.

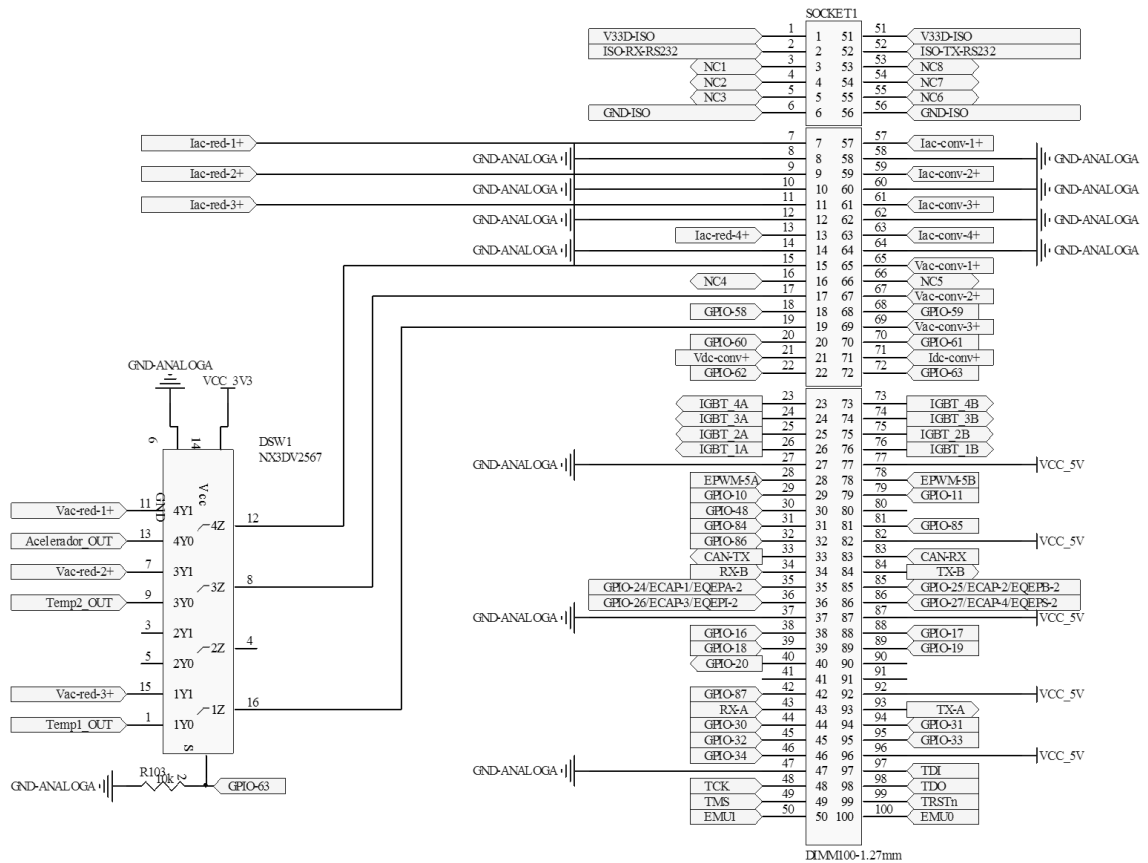


Figura 4-26: Circuito procesador.

El integrado *NX3DV2567* de NXP es un switch digital que se utiliza para intercambiar las señales del potenciómetro del acelerador y dos sensores de temperatura en el modo VE, por las mediciones de tensión de la red en el modo  $V2\mu G$ . Esto debido a que no se tienen suficientes canales AD para ambos modos.

#### 4.3.4 CIRCUITO MÓDULO DE MEDICIONES

Para las mediciones de tensión y corriente se utilizaron los transductores LV25-P y LA55-P respectivamente, cuyas salidas son en corriente y están aisladas galvánicamente del circuito primario. El transductor de tensión tiene una relación de transformación de 2500: 1000, soporta hasta  $500[V]_{rms}$  y su salida es hasta  $25[mA]$ . El

transductor de corriente tiene una razón de transformación de 1:1000, soporta hasta  $50[A]_{rms}$  y su salida es hasta  $50[mA]_{rms}$ .

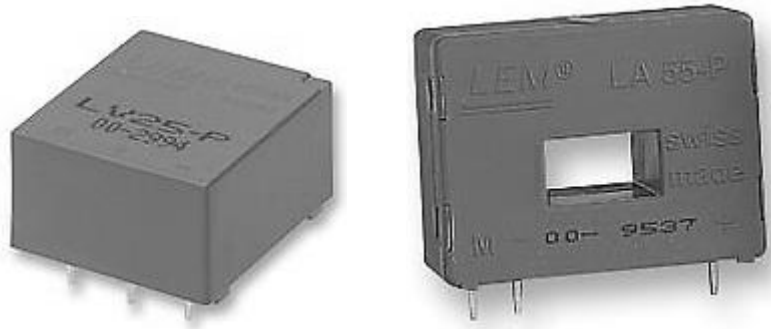


Figura 4-27: Izquierda: Transductor tensión. Derecha: Transductor corriente

Con esto, el circuito de la Figura 3-7 queda como el de la Figura 4-28 para mediciones de corriente alterna o continua, como el de la Figura 4-29 para mediciones de tensión alterna y como el de la Figura 4-30 para mediciones de tensión continua.

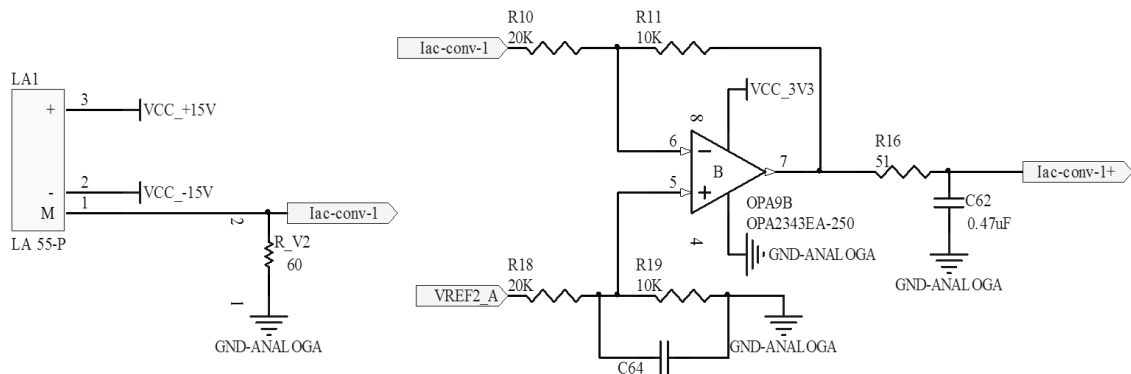


Figura 4-28: Circuito módulo medición corriente AC/DC

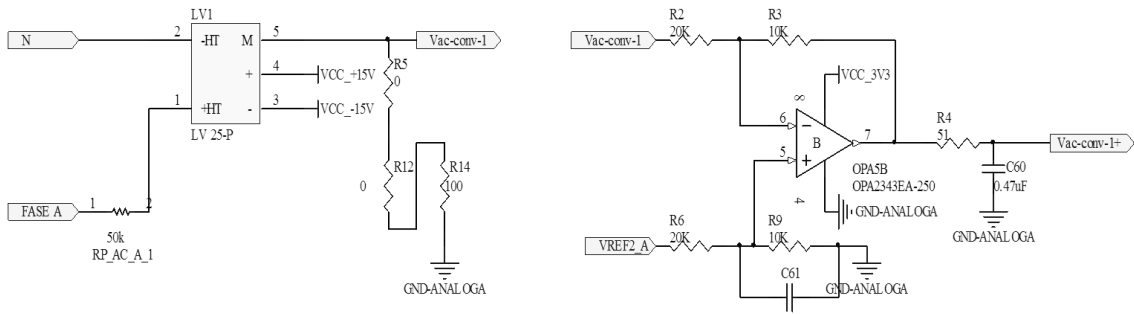


Figura 4-29: Circuito módulo medición tensión AC

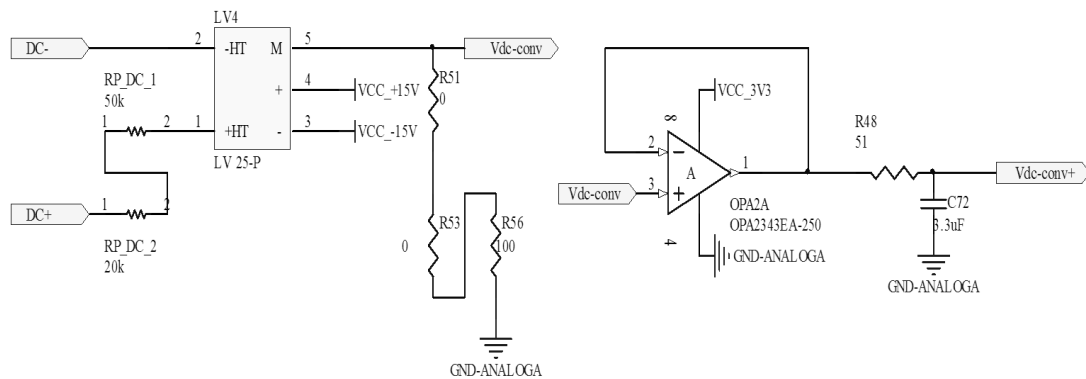


Figura 4-30: Circuito módulo medición tensión DC

El amplificador operacional utilizado fue el *OPA2343EA – 250* de *Texas Instrument* y a la salida de cada etapa de adaptación se utilizó un filtro RC pasa bajos de frecuencia de corte cercana a  $5000[Hz]$  para evitar el aliasing producto de la digitalización de las señales.

Para la medición de velocidad rotacional en el laboratorio, se utilizó el encoder de salida diferencial 735 – *HV* del fabricante *British Encoder Product Company*.



Figura 4-31: Encoder 735-HV .

El driver utilizado para recibir este tipo de salida fue el integrado *AM26LS32ACD* de *Texas Instrument*. El circuito utilizado se muestra en la Figura 4-32 y Figura 4-33.

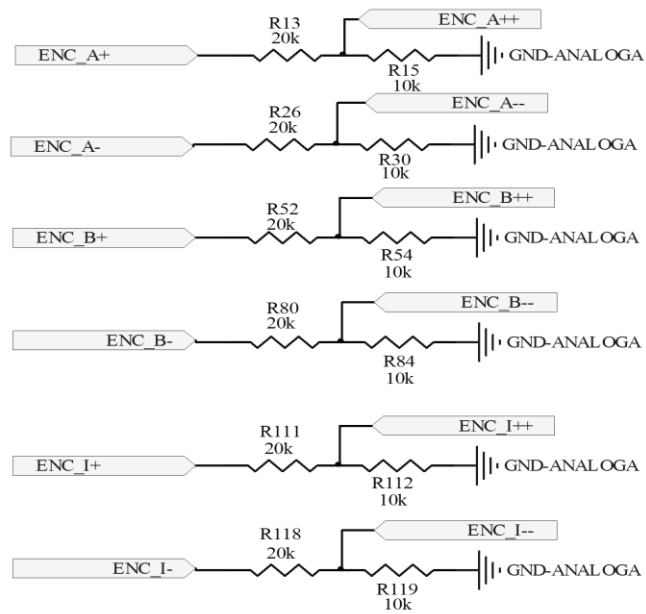


Figura 4-32: Circuito adaptación tensión salida encoder - entrada driver diferencia



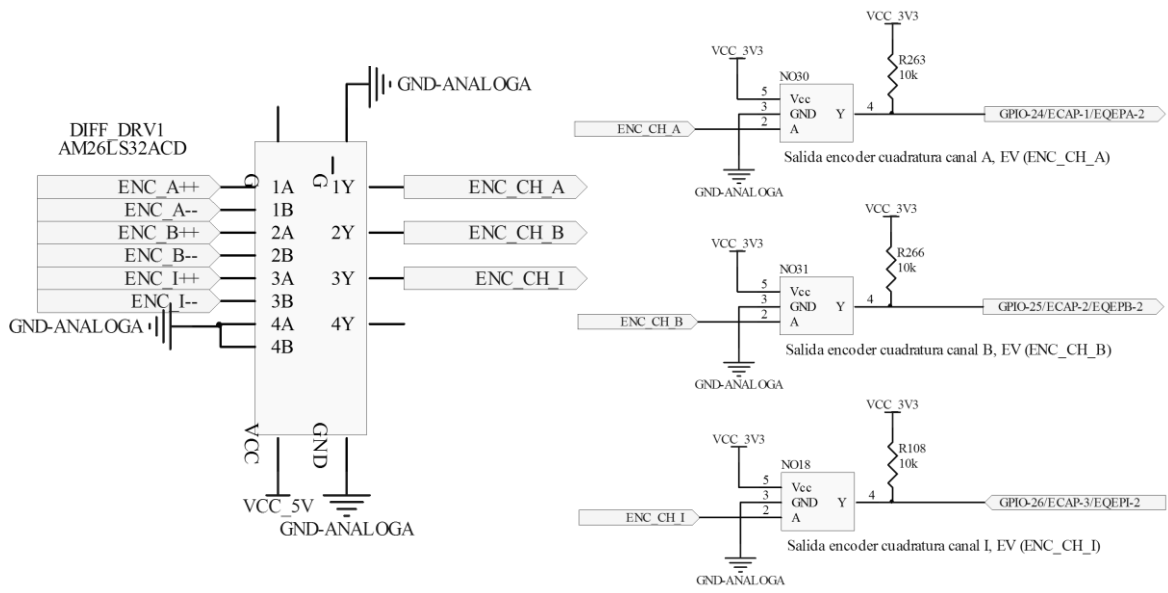


Figura 4-33: Izquierda: Driver diferencial. Derecha: Adaptación salida driver diferencia - entrada procesador

Los integrados NO30, NO31 y NO18 son buffer negadores modelo SN74LVC1G06DBVR de Texas Instrument. Gracias a ellos se protege la entrada del procesador debido a que pueden saturar la salida en 3.3[V].

#### 4.3.5 CIRCUITO DE PROTECCIONES

Este circuito busca desactivar de manera rápida el Módulo de Potencia mediante el bloqueo de las señales que encienden los IGBTs. Los eventos que activan la operación de este circuito son:

- EVENTO 1: Sobre tensión en Bus DC (750[V])
- EVENTO 2: Sobre corriente en Bus DC (70[A])
- EVENTO 3: Sobre corriente en alguna de las cuatro piernas del módulo de potencia (70[A])
- EVENTO 4: Señal de falla en algún driver de los IGBTs
- EVENTO 5: Baja tensión en una de las dos fuentes que alimenta los transductores (Módulo de la tensión menor a 13[V])
- EVENTO 6: Señal de falla desde procesador

Para los eventos 1, 2 y 3 se utiliza el comparador dual *MAX962EUA* de Maxim Integrated para comparar la señal entregada por los respectivos transductores con una tensión continua que delimita su valor máximo o mínimo. Si la señal supera estos límites entonces se tiene una falla y la comparación entrega un “0” lógico que se envía a un circuito NAND, modelo *CD74HC30* cuya salida en “1” representa un evento. En la Figura 4-34 se muestra el circuito de comparación y generador del EVENTO 2. En la Figura 4-35 se muestra el circuito para generar los límites de la protección. Por flexibilidad de diseño, estos límites pueden tener diferentes niveles debido a que dependen de una de las quince posiciones del potenciómetro digital *MAX5474EKA + T* de Maxim, y se tiene uno para cada evento de medición (tensión bus DC, corriente bus DC y corriente en las cuatro piernas).

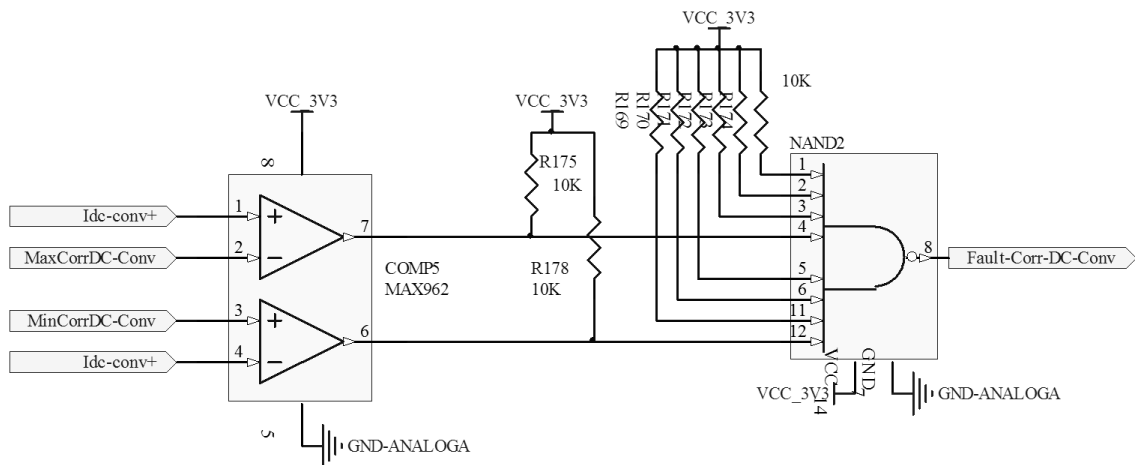


Figura 4-34: Circuito comparación medición con límites para generación evento sobre corriente bus DC.

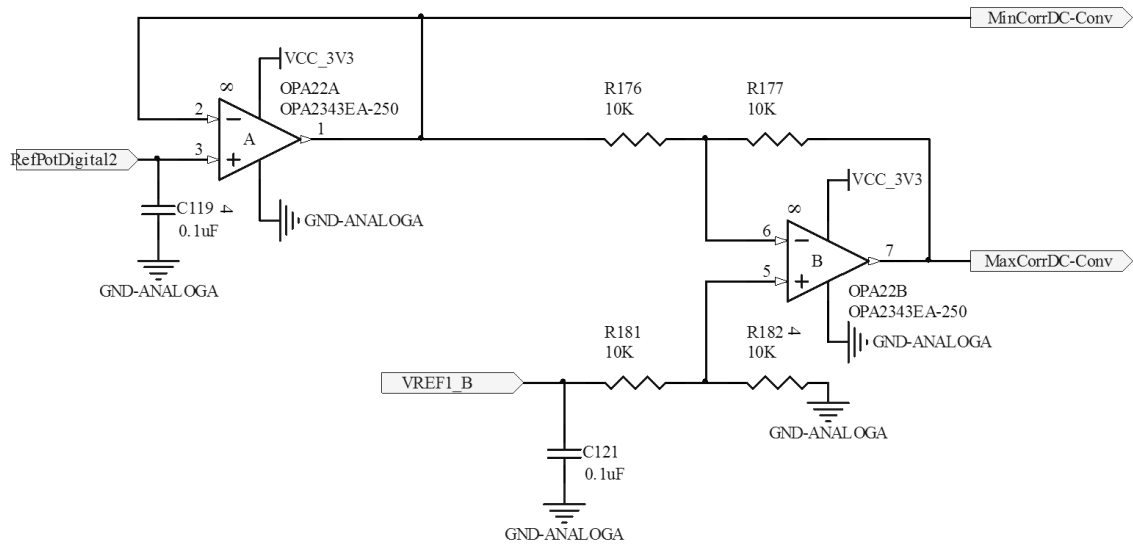


Figura 4-35: Circuito generador de límite superior e inferior a partir de salida potenciómetro digital

Los Amplificadores Operacionales u OPAMP (del inglés *Operational Amplifier*) utilizados en este circuito son del mismo tipo que los usados en la adaptación de las mediciones. Por otro lado, la señal  $V_{REF1B}$  es una referencia de tensión de valor 3[V] y se genera con el integrado *LT1790BCS6 – 3TRMPBF* de Linear Technology.

Como redundancia, cada uno de los ocho driver de los IGBTs tiene la capacidad de generar una señal por sobre corriente en el módulo. Para no lidiar con las ocho señales, se condensan en una sola mediante el circuito de la Figura 4-36, donde  $V_{L+}$  es una alimentación continua de 5[V] y  $V_{L-}$  su referencia. Luego, la salida del circuito es el EVENTO 4.

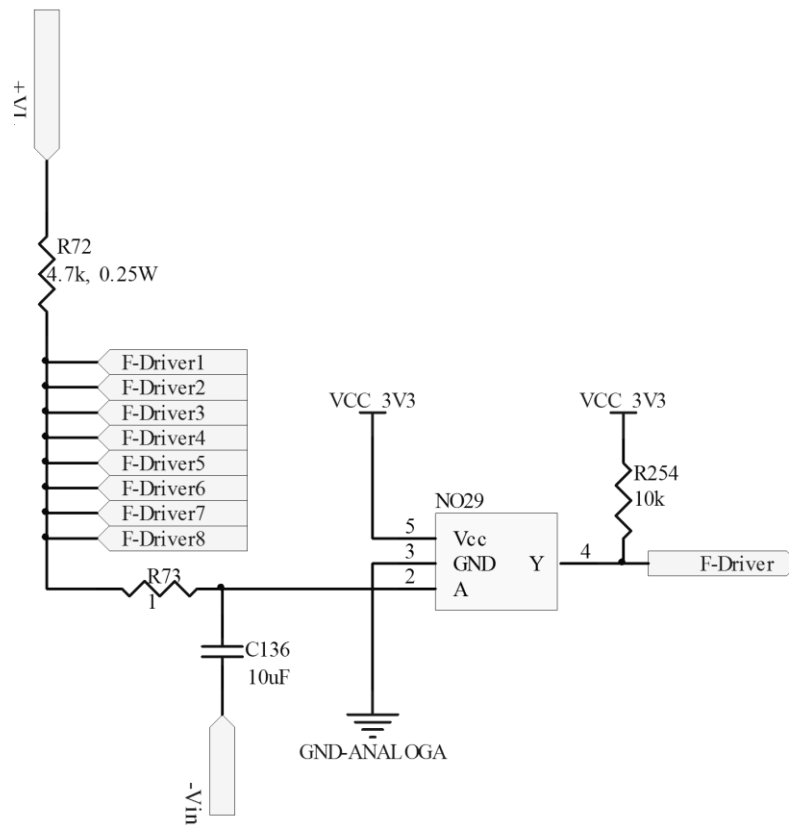


Figura 4-36: Circuito generador evento Señal falla driver IGBTs

Por otro lado, una causa común de falla en equipos de potencia es debido al mal funcionamiento de sus sensores producto de que su alimentación está apagada mientras el control está encendido o es menor a la necesaria para que opere correctamente. Para evitar esto, se utilizaron los circuitos de la Figura 4-37, basados en el de la Figura 4-35, para adaptar la tensión de alimentación positiva y negativa de los transductores; y para generar una tensión de comparación. Luego, se utilizan sus salidas en un circuito de comparación similar al de la Figura 4-34 y se obtiene el EVENTO 5.

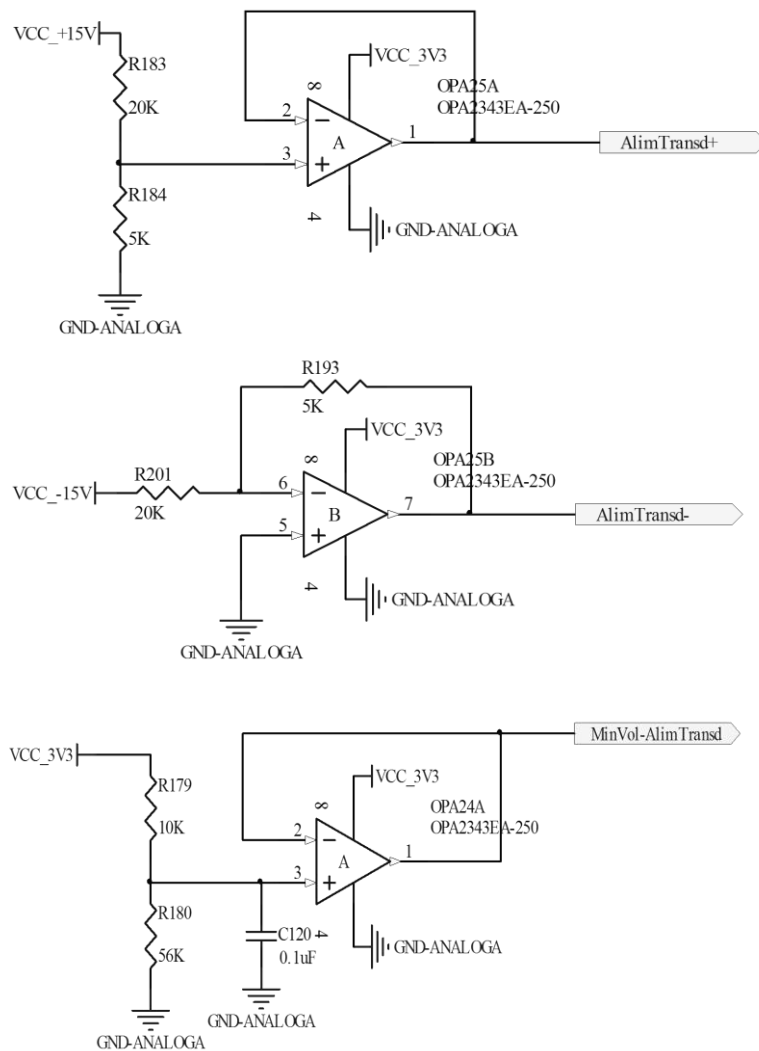


Figura 4-37: Circuito superior: Adaptación tensión transductor positiva. Circuito central: Adaptación tensión transductor negativa. Circuito inferior: Tensión mínima de comparación para gatillar evento.

Las fallas detectadas por software generan el EVENTO 6 desde el procesador.

Ahora bien, la señal del evento gatillado se conecta a uno de los ocho Latch albergados en los dos integrados LATCH1 y LATCH 2, modelo *CD4043BDWR* de *Texas Instrument*. La principal propiedad de un Latch es que su salida es igual a la entrada hasta que se le envíe una señal de reset, la que puede provenir desde el procesador o por la pulsación de un botón. Esto permite guardar el evento de falla incluso si su causa es intermitente. En la Figura 4-38 se muestra el circuito utilizado.

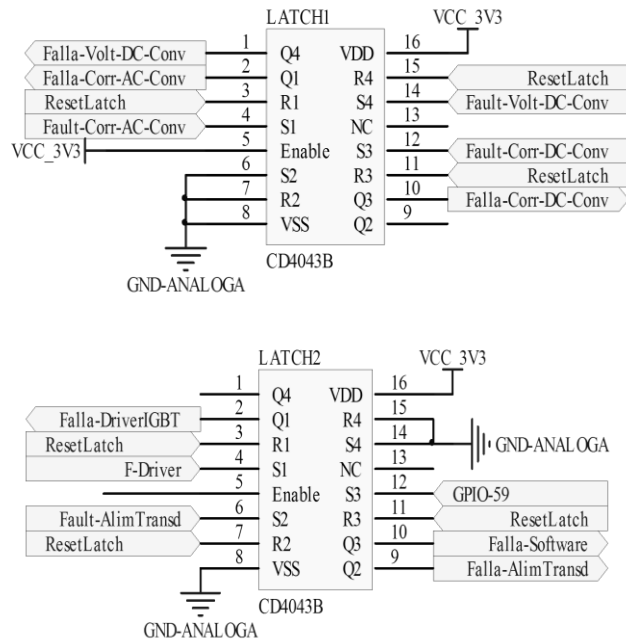


Figura 4-38: Circuitos LATCH

Por último, las salidas de los Latch son recibidas en el circuito de la Figura 4-39, permitiendo que el resultado del circuito lógico de protecciones sea sólo uno. Mientras no haya un evento de falla, el integrado NOR1, modelo *CD74HC4002M96* mantendrá sus dos salidas en “1” lógico y, por lo tanto, el integrado AND3, modelo *SN74LV08A*, también. En otro caso, “Señal Falla” será un “0” lógico, negando las entradas del circuito lógico de bloqueo de disparo de las señales PWM de la Figura 4-40.

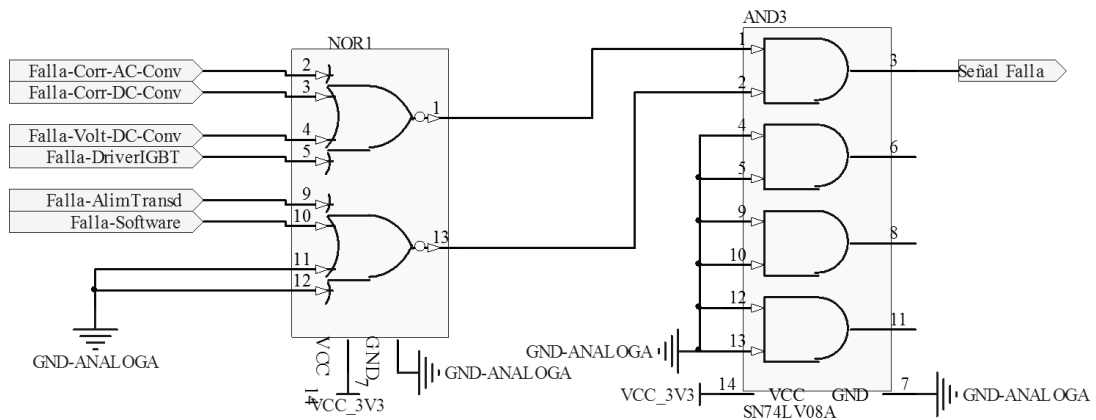


Figura 4-39: Circuito lógico final de la señal de falla

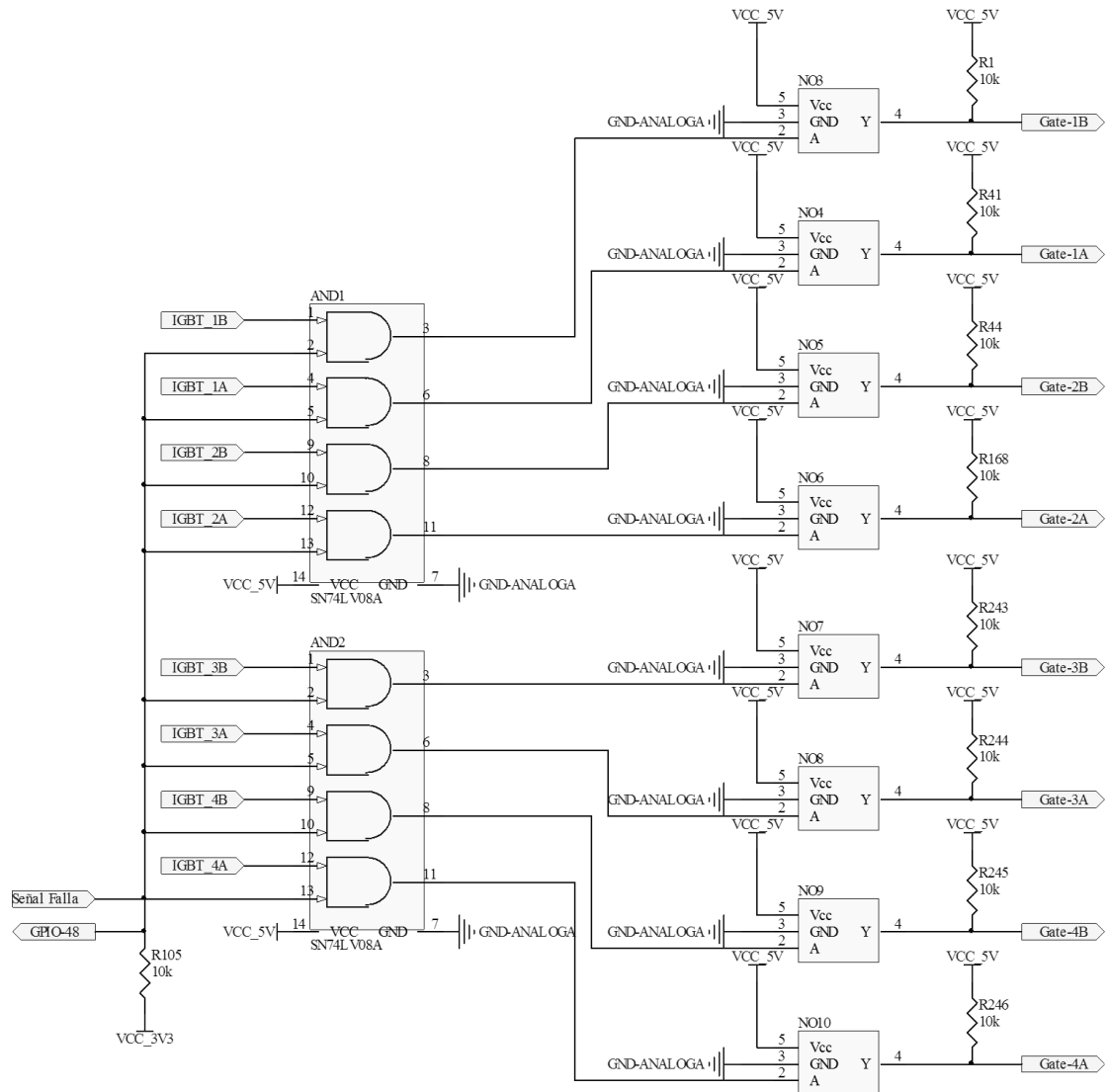


Figura 4-40: Circuito de bloqueo señales PWM

Las señales *IGBT\_1A*, *IGBT\_1B* hasta *IGBT\_4B* son los disparos provenientes del procesador para la activación de los IGBTs. Las señales *GATE\_1A*, *GATE\_1B* hasta *GATE\_4B* son las entradas de los driver de los IGBTs.

#### 4.3.6 CIRCUITOS DE ENTRADAS Y SALIDAS DISCRETAS

En la lógica de proteger las entradas y salidas del procesador ante sobre tensión y sobre corriente, en cada una de ellas se utilizó como interfaz un integrado negador

modelo *SN74LVC1G06DBVR*. El circuito para las señales de entrada es el de la Figura 4-41 y para las señales de salida es el de la Figura 4-42.

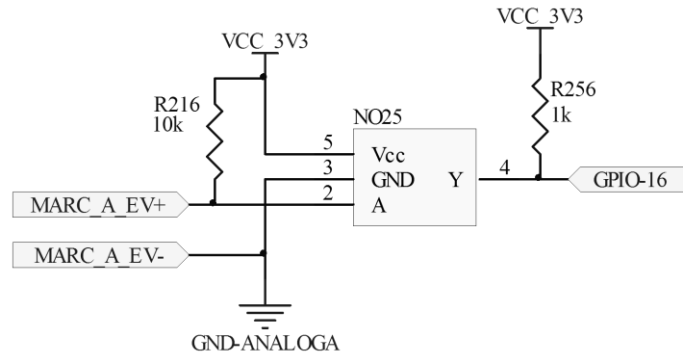


Figura 4-41: Circuito entradas discretas

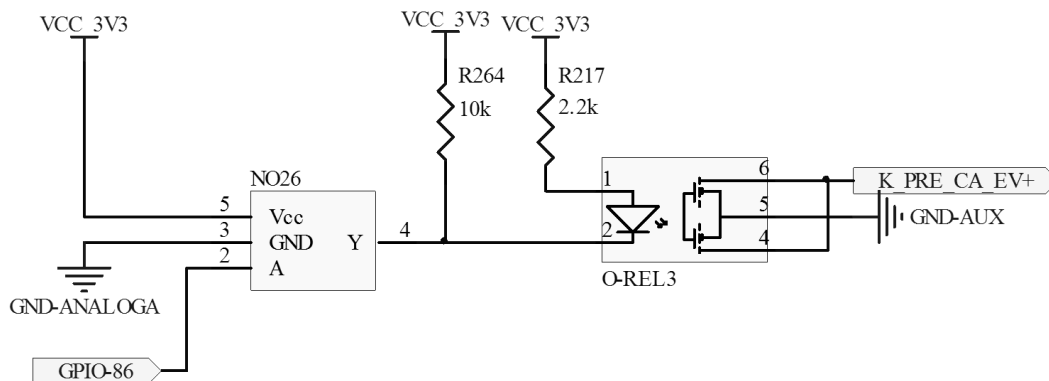


Figura 4-42: Circuito salidas discretas

El integrado O-REL es un opto – relé, modelo *LCA717S* de Clare y se utiliza para el accionamiento de elementos que necesitan más corriente que la que el negador puede entregar, por ejemplo, bobinas de contactores.

#### 4.3.7 CIRCUITO DE COMUNICACIONES

Para permitir comunicación bidireccional entre el procesador y algún equipo externo se eligió la interfaz RS-232 y CAN debido a facilidad y masividad de uso. Para la interfaz RS-232 se utilizó el integrado *MAX3223CUP* de Texas Instrument que permite dos canales al mismo tiempo y el integrado *IS07221A* para aislarlo, como se muestra en la Figura 4-43 y Figura 4-44.



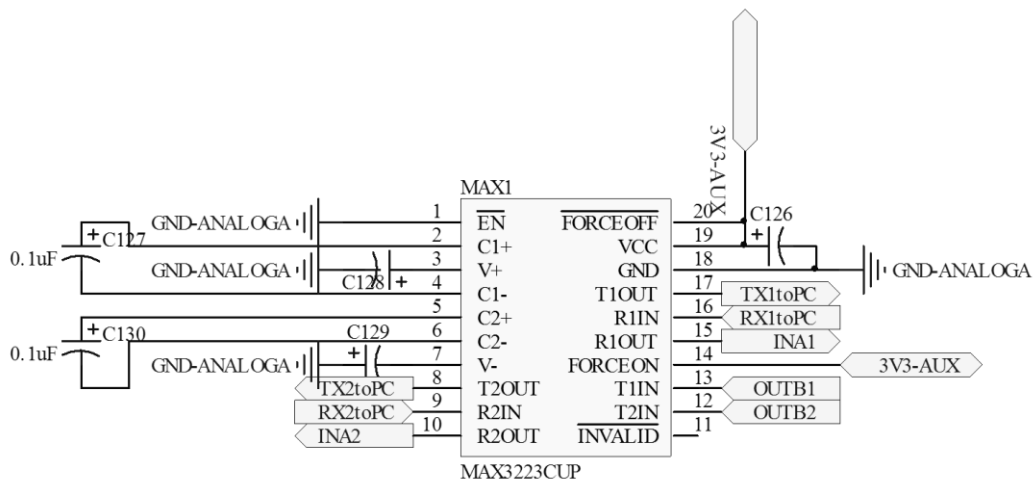


Figura 4-43: Circuito interfaz doble RS-232

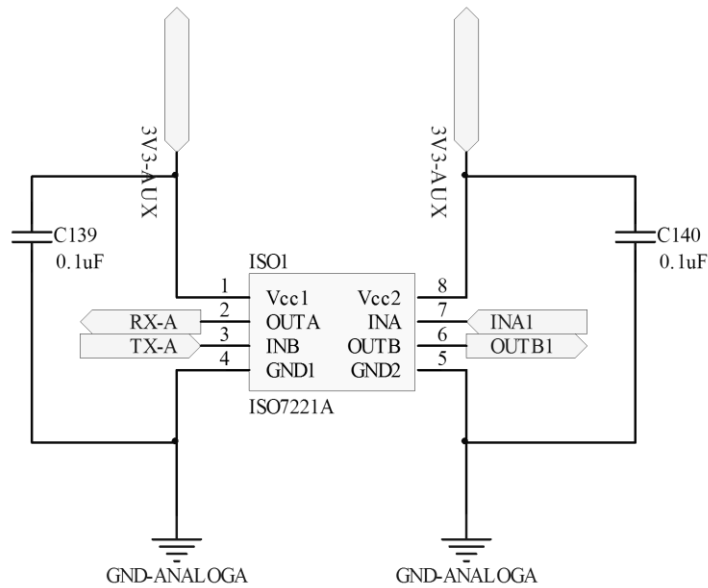


Figura 4-44: Circuito aislamiento procesados - interfaz RS-232

Para la interfaz CAN se utilizó el integrado *PCA82C250T*, como se muestra en la Figura 4-45. La resistencia *R204* debe tener un valor de  $124[\Omega]$  si se utiliza el controlador como fin del bus. En caso contrario se debe dejar en circuito abierto.

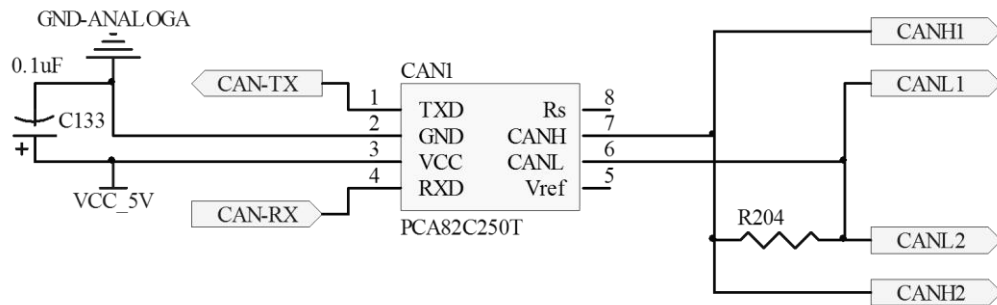


Figura 4-45: Circuito interfaz CAN

Para la tarea de cargar nuevos programas y monitorear el funcionamiento del procesador se utilizó la interfaz JTAG (del inglés *Joint Test Action Group*) cuyo circuito es muestra en la Figura 4-46

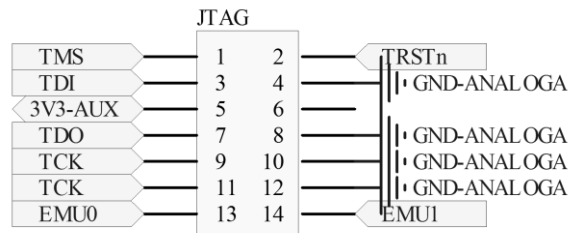


Figura 4-46: Circuito interfaz JTAG

La fuente auxiliar 3V3 – AUX se obtuvo con un regulador de tensión ADP3338 de *Analog Device*, utilizando el circuito de la Figura 4-47.

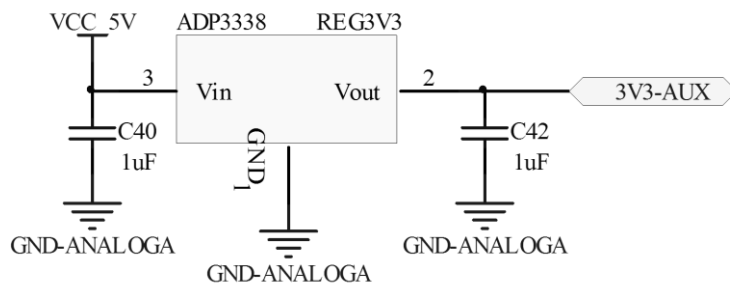


Figura 4-47: Fuente auxiliar 3.3[V] para activación JTAG

### 4.3.8 CIRCUITO DE ENERGIZACIÓN

Para la energización de los integrados se necesitan fuentes de tensión de  $+3.3[V]$ ,  $+5[V]$ ,  $+15[V]$ ,  $-15[V]$  y una fuente general de  $12[V]$ . Las fuentes seleccionadas son de la empresa *Traco Power* y sus modelos son:

- *THL6 – 2410WISM* para  $+3.3[V]$ ,  $6[W]$
- *THL6 – 2411WISM* para  $+5[V]$ ,  $6[W]$
- *TEN15 – 1223* para  $\pm 15[V]$ ,  $15[W]$
- *TEN30 – 1213* para  $+15[V]$ ,  $30[W]$

Los circuitos utilizados se muestran en la Figura 4-48, Figura 4-49, Figura 4-50 y Figura 4-51 respectivamente.

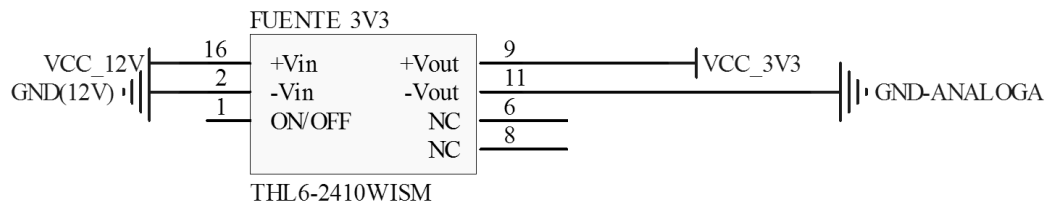


Figura 4-48: Circuito fuente de alimentación 3.3[V]

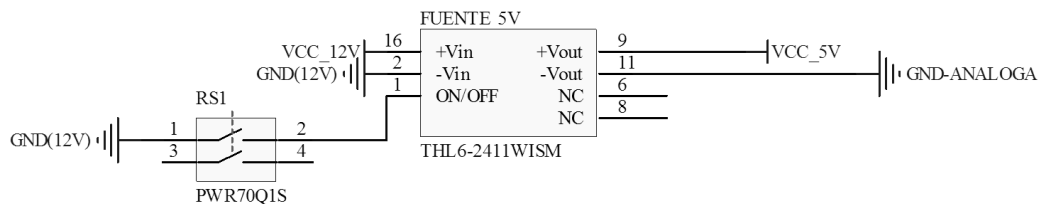


Figura 4-49: Circuito fuente de alimentación 5[V]

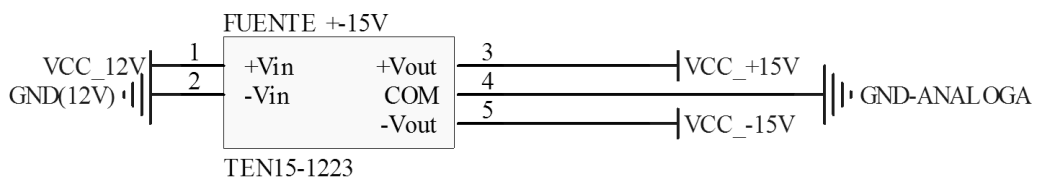


Figura 4-50: Circuito fuente de alimentación  $\pm 15[V]$

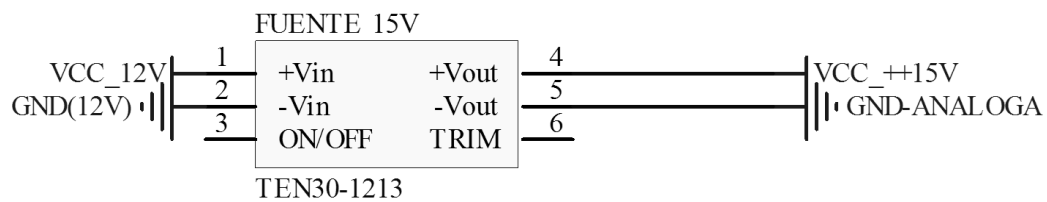


Figura 4-51: Circuito fuente de alimentación 15[V]

Para la alimentación general de la electrónica se utiliza la entrada  $VCC_{12V}$ , que es para una fuente de tensión de 12[V].

#### 4.4 Resultado físico

Una vez seleccionados los elementos y conexiones eléctricas que componen el controlador, el paso siguiente es definir su ubicación física, de manera de reducir la superficie utilizada y evitar la radiación e influencia de interferencia electromagnética en el circuito. Para esto se decidió construir una única placa que albergue toda la electrónica descrita en vez de tener diferentes placas realizando procesos diferentes. La ventaja de esta opción es la reducción en el espacio total, disminución en la cantidad de conectores, rutas cortas entre integrados y seguridad de apantallamiento para cada señal. Las desventajas son el costo de re hacer todo ante un mal diseño, complejidad de encontrar problemas ante fallas y debilidad mecánica debido al tamaño. En la Figura 4-52 se muestra la diagramación de la solución física.

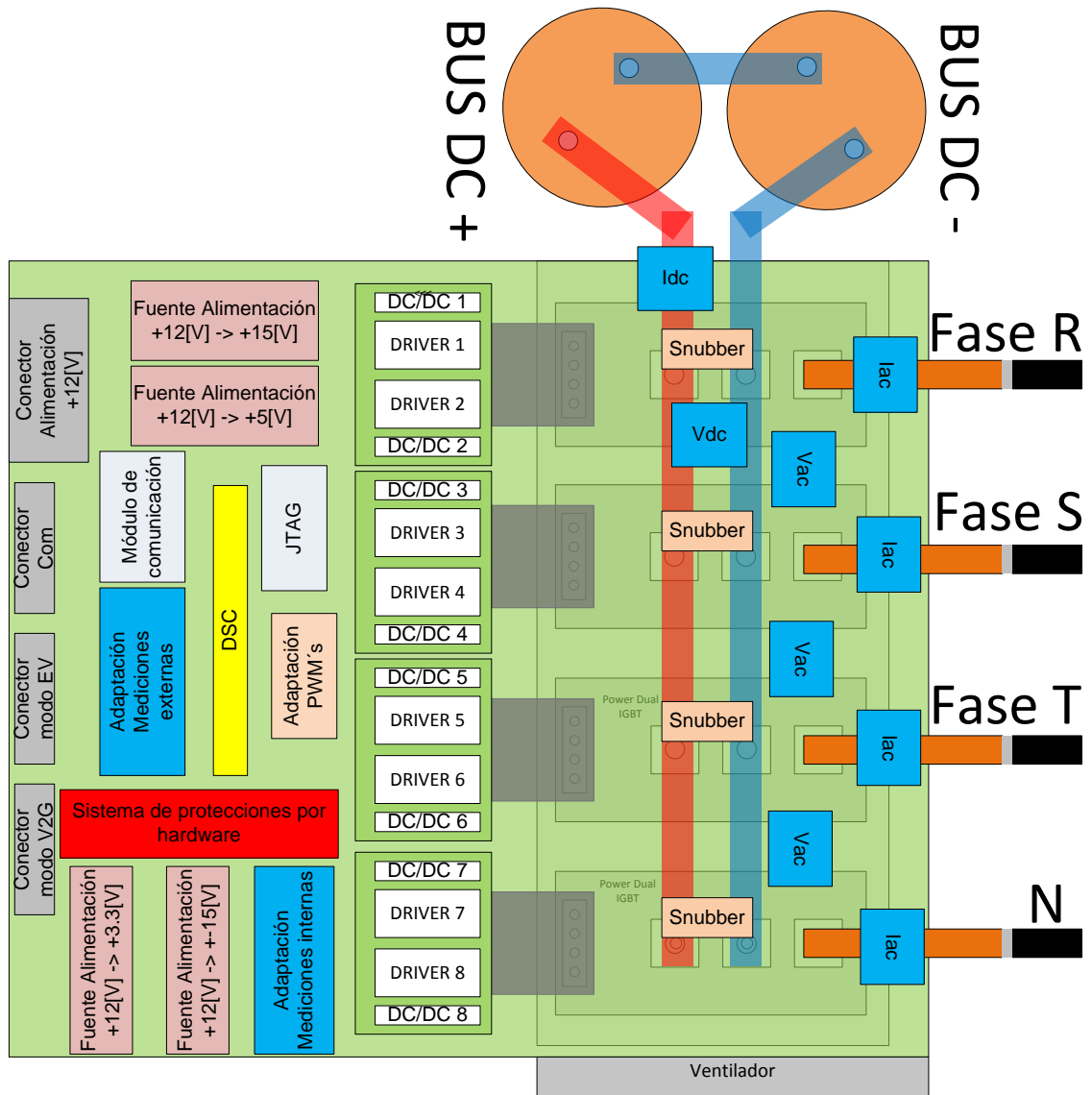


Figura 4-52: Diagramación electrónica Controlador de Potencia

En la Figura 4-53, Figura 4-54 y Figura 4-55 se muestra el diseño físico.

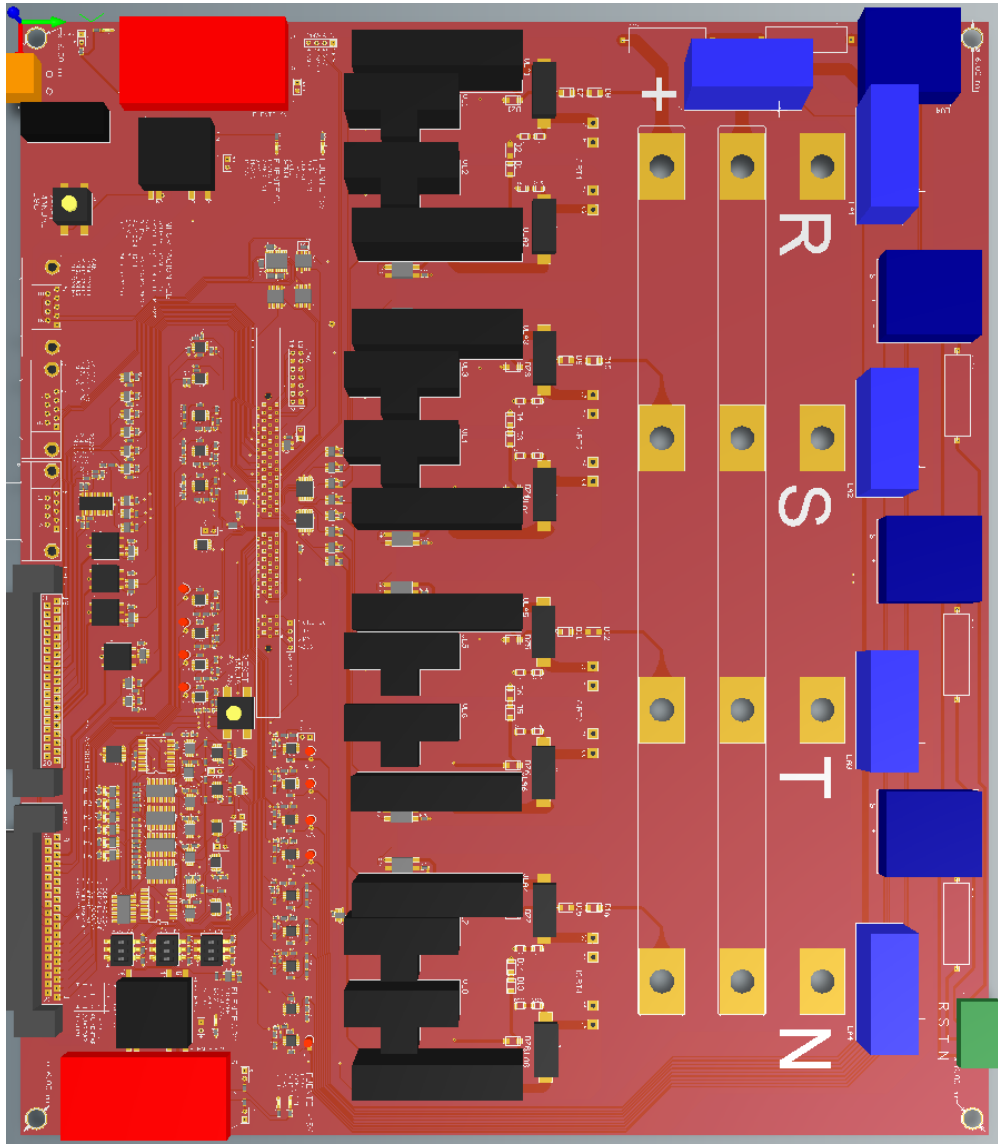


Figura 4-53: Vista superior diseño PCB Controlador de Potencia

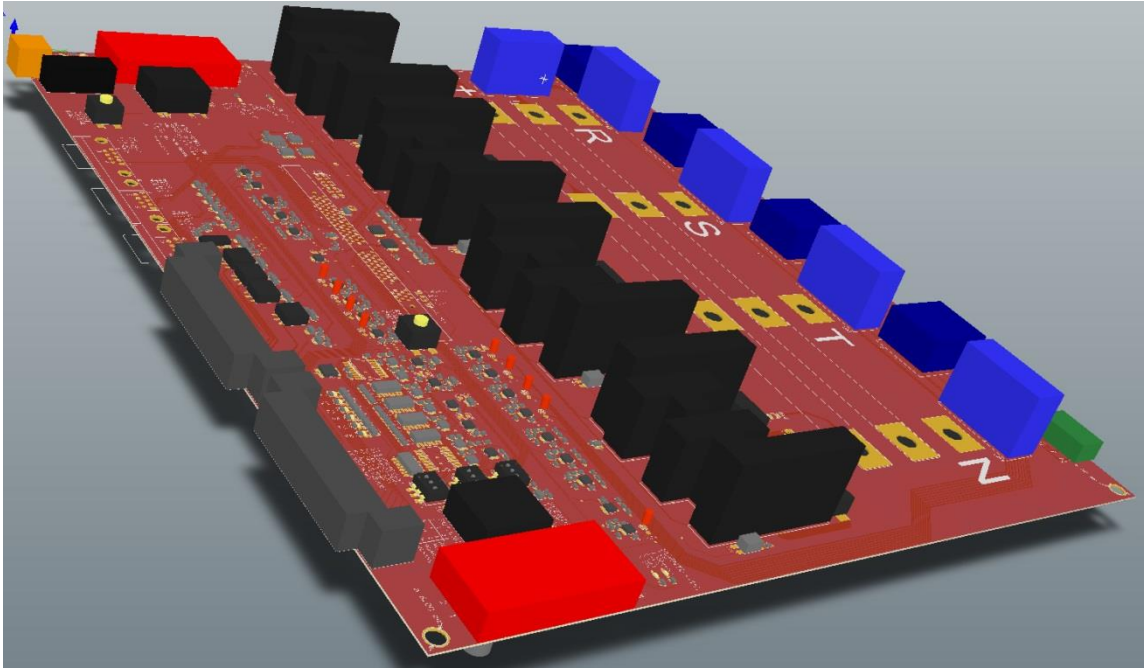


Figura 4-54: Vista lateral diseño PCB Controlador de Potencia

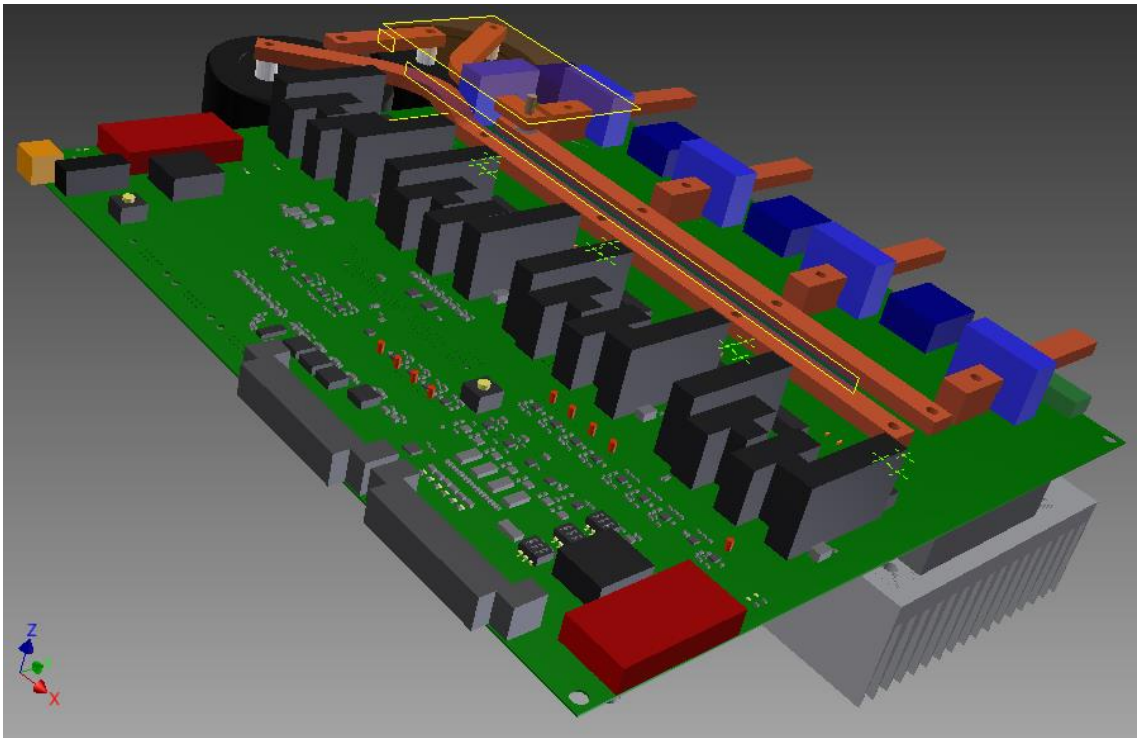


Figura 4-55: Vista en perspectiva 3D diseño físico Controlador de Potencia

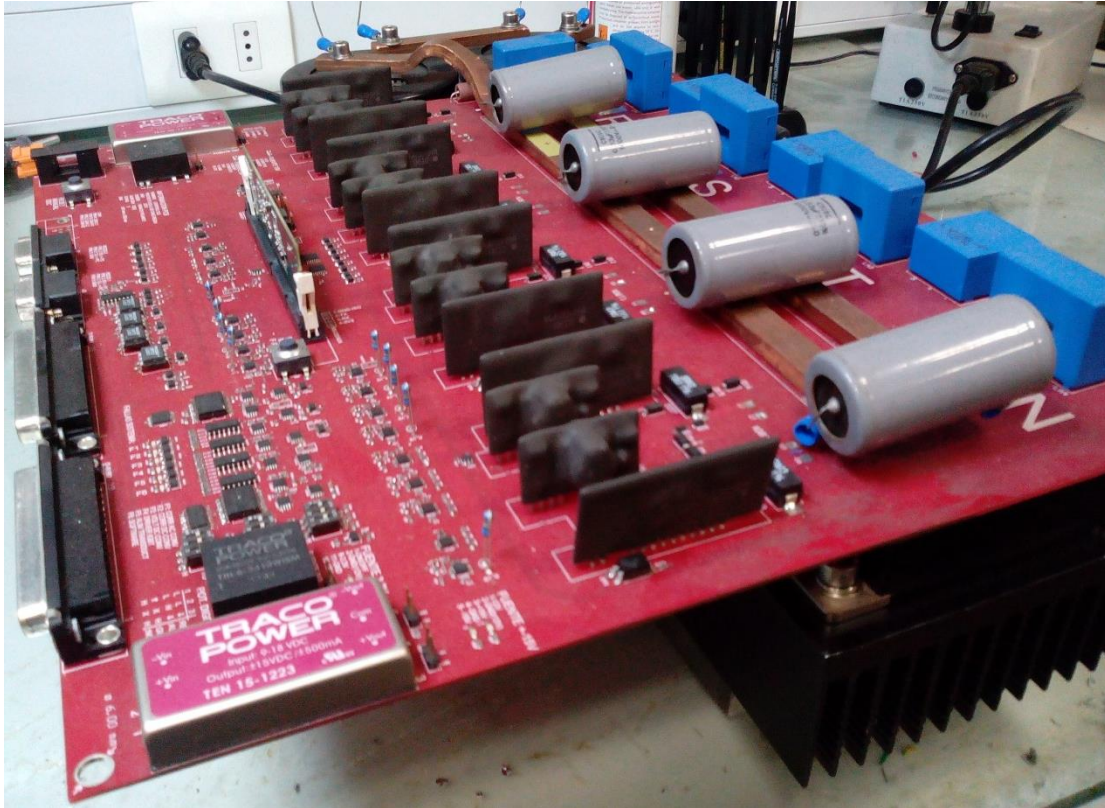


Figura 4-56: Implementación real Controlador de Potencia

La PCB de prueba de la Figura 4-56 se construyó en la empresa china PCBCART y sus componentes fueron soldados y ensamblados en el laboratorio de Electrónica de Potencia del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile.



## 5 VALIDACIÓN DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN EN LABORATORIO

En este capítulo se muestran los principales experimentos y resultados que permiten verificar y validar el funcionamiento del controlador de potencia implementado, tanto en modo VE como  $V2\mu G$ . Respecto a sus capacidades eléctricas sólo se verifican bajo las condiciones de las pruebas y no se realizan experimentos en operación nominal o máxima por seguridad y por limitaciones de potencia en los elementos del montaje.

No se aborda en esta parte las pruebas realizadas para la sintonización final de los controlares en ambos modos.

Se comienza con una descripción del montaje donde se explicitan las principales características de los elementos utilizados, luego se describen las pruebas y finalmente se presentan los resultados.

### 5.1 Montaje

En la Figura 4-1 se muestra el montaje completo del experimento realizado. Por un lado, la fuente de la red ficticia se construye a partir de la red trifásica del laboratorio de Electrónica de Potencia del Departamento de Ingeniería Eléctrica, ubicado en las dependencias de la Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile, cuya tensión es reducida y controlada por un Variac trifásico de  $10[kVA]$ . Luego, la red es aislada con un transformador trifásico compuesto de tres transformadores monofásicos de  $1[kVA]$  cada uno. De esta manera, para todas las pruebas en modo  $V2\mu G$  se trabaja con tensión trifásica de  $60[V]_{peak}$  y  $50[Hz]$ . El lado de la carga se forma con una inductancia serie que se conecta a una carga resistiva trifásica variable de manera discreta, compuesta por tres unidades monofásicas y a una carga no lineal, compuesta por un rectificador trifásico cuya salida está conectada a una resistencia fija. A partir de estos dos elementos se construyen tres casos de prueba. El primero, denominado CASO 1, es cuando se utiliza una carga resistiva monofásica. El segundo, denominado CASO 2 es cuando se utiliza la carga resistiva trifásica. El tercero, denominado CASO 3 es cuando se utiliza el rectificador trifásico como carga.

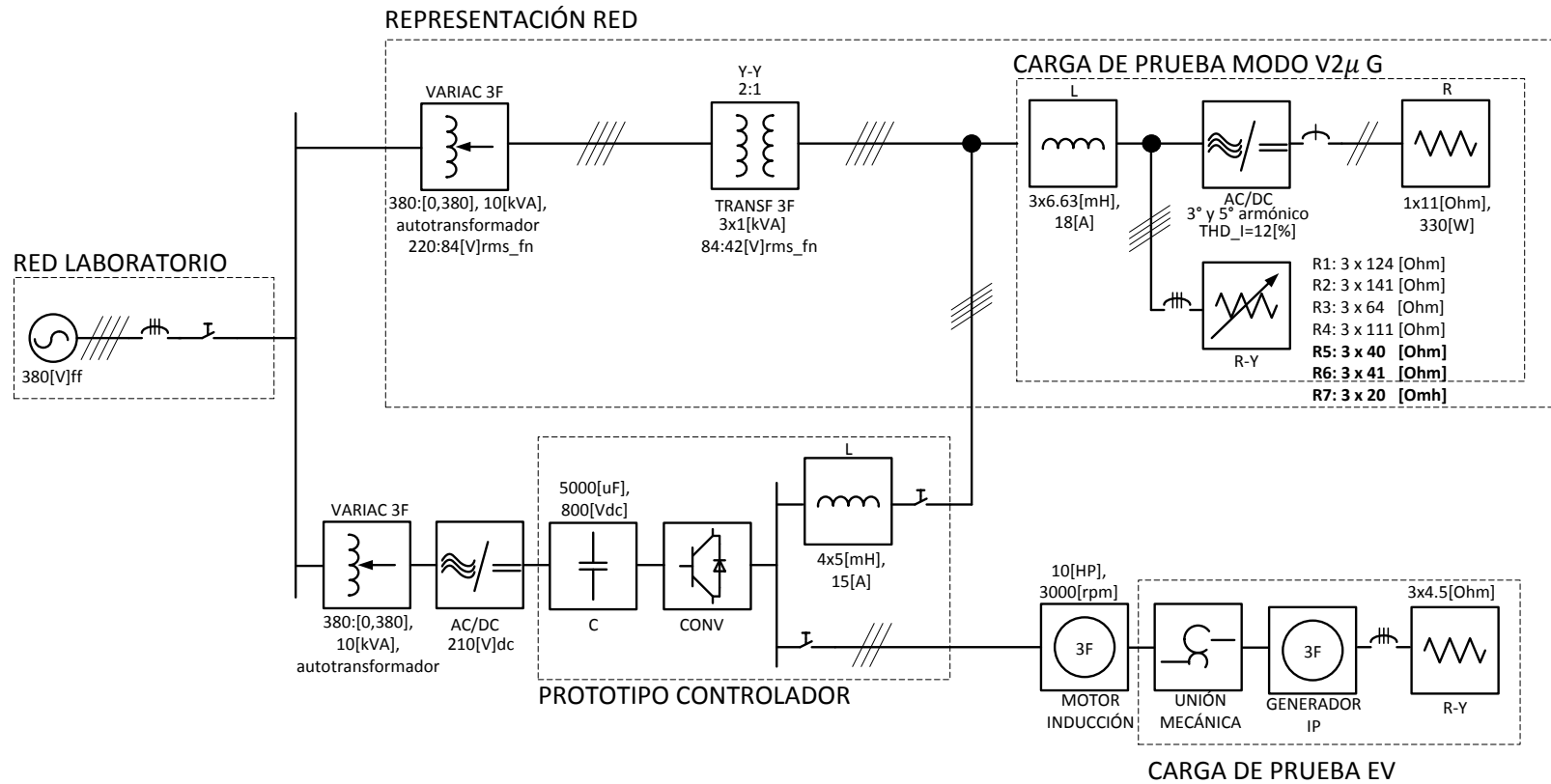


Figura 5-1: Diagrama unilineal montaje experimental. Zona inferior derecha: Carga de pruebas EV. Zona superior derecha: Carga pruebas V2μG.

Para el modo VE se acciona una máquina de inducción trifásica cuyo eje está unido mecánicamente a un generador de imanes permanente trifásico. A su vez, el generador está conectado a una carga resistiva trifásica mediante un interruptor trifásico. Se hace notar que para estas pruebas la unión mecánica entre el encoder y el rotor de la máquina de prueba y entre el encoder y la base del conjunto motor-generador no estaban del todo alineados ni firmes respectivamente, provocando que las mediciones de velocidad fueran inestables para las pruebas sobre las 400[rpm].

La alimentación del bus DC del convertidor se realiza mediante un autotransformador de 10[kVA] cuya salida se conecta a un rectificador trifásico. De esta manera la tensión en el bus DC es variable según se necesite. Es importante notar en esta configuración las limitaciones del convertidor para absorber potencia desde la red puesto que el rectificador trifásico tiene un flujo de potencia unidireccional. Cuando esto suceda se observará un aumento en la tensión del bus DC.

Respecto a los instrumentos utilizados, para el modo  $V2\mu G$  se usó un osciloscopio (M1) marca RIGOL, modelo DS2202, con cuatro tenazas de corriente modelo SL261; y dos sondas diferenciales de tensión modelo DP-25 y marca PINTEK. También, se utilizó el equipo PW3198 (M2), marca HIOKI para la medición en régimen permanente. Finalmente, se utilizó el software CodeComposer Studio v5 y el cable JTAG USB100v2 (M3) marca Blackhawk para tomar datos directamente desde el procesador.

## **5.2 Descripción pruebas**

### **5.2.1 Modo VE**

Las pruebas en este modo tienen el objetivo de verificar el funcionamiento de la estrategia IFOC aplicada a una máquina de inducción trifásica tipo jaula de ardilla, cuyas características eléctricas se presentan en la Tabla 5-1.

Tabla 5-1: Características motor inducción de prueba.

<b>CARACTERÍSTICAS MOTOR</b>		
Característica	Unidad	Valor
Marca	-	Marelli Motor
Modelo	-	MA 132SB2 - B3
V-delta	[V]	380
I-delta	[A]	14.8
Frecuencia	[Hz]	50
Potencia	[kW]	7.5
Velocidad	[RPM]	2910
Cos fi	-	0.84

El experimento consiste en observar la respuesta de los controladores de corriente en eje directo y cuadratura utilizando el cable JTAG bajo tres condiciones de operación:

- CONDICIÓN 1: Escalón de  $I_q$  con generador en vacío.
- CONDICIÓN 2: Escalón de  $I_q$  con generador con carga
- CONDICIÓN 3: Escalón de carga en generador con  $I_q$  fijo.

### 5.2.2 Modo $V2\mu G$

Las pruebas en este modo tienen el objetivo de verificar y mostrar el funcionamiento del controlador de potencia y sus efectos en la red trifásica a la que está conectado ante diferentes referencias de control (SUB-MODOS) y cargas (CASOS) tanto en régimen transitorio como permanente. También, se espera dar alguna indicación de cuál de los sub-modos puede ser un aporte a la micro red de Huatacondo, según los estados definidos en la Tabla 4-1.

Las referencias de control estudiadas son las cinco base y las cinco compuestas descritas en 3.4.2.3 y que se repiten por comodidad de lectura en la Tabla 5-2.

Tabla 5-2: Sub modos de operación V2μG. Casos de prueba.

	SUB MODO OPERACIÓN	CASOS
REFERENCIAS BASE	IDLE	CARGA RESISTIVA MONOFÁSICA
		CARGA RESISTIVA TRIFÁSICA
		CARGA NO LINEAL TRIFÁSICA
	COMPENSACIÓN I SEC(0)	CARGA RESISTIVA MONOFÁSICA
	COMPENSACIÓN I SEC(-)	CARGA RESISTIVA MONOFÁSICA
		CARGA RESISTIVA TRIFÁSICA
		CARGA NO LINEAL TRIFÁSICA
	SUAVIZADOR PQ	CARGA RESISTIVA MONOFÁSICA
		CARGA RESISTIVA TRIFÁSICA
		CARGA NO LINEAL TRIFÁSICA
	CARGA BUS DC	CARGA RESISTIVA MONOFÁSICA
		CARGA RESISTIVA TRIFÁSICA
CARGA NO LINEAL TRIFÁSICA		
REFERENCIAS COMPUSTAS	COMP. I SEC(-) - COMP. I SEC(0)	CARGA RESISTIVA MONOFÁSICA
		CARGA RESISTIVA TRIFÁSICA
		CARGA NO LINEAL TRIFÁSICA
	CARGA BUS DC - SUAVIZADOR PQ	CARGA RESISTIVA MONOFÁSICA
		CARGA RESISTIVA TRIFÁSICA
		CARGA NO LINEAL TRIFÁSICA
	CARGA BUS DC - COMP. I SEC(-) - COMP. I SEC(0)	CARGA RESISTIVA MONOFÁSICA
		CARGA RESISTIVA TRIFÁSICA
		CARGA NO LINEAL TRIFÁSICA
	SUAVIZADOR PQ - COMP. I SEC(-) - COMP. I SEC(0)	CARGA RESISTIVA MONOFÁSICA
		CARGA RESISTIVA TRIFÁSICA
		CARGA NO LINEAL TRIFÁSICA
	CARGA BUS DC - SUAVIZADOR PQ - COMP. I SEC(-) - COMP. I SEC(0)	CARGA RESISTIVA MONOFÁSICA
		CARGA RESISTIVA TRIFÁSICA
		CARGA NO LINEAL TRIFÁSICA

El procedimiento es probar cada sub-modo, definido en la Tabla 5-2, para escalones de cada tipo de carga disponible (CASOS 1, 2 y 3), medir con M1 el régimen transitorio de las corrientes de la fase A de la red, el convertidor y la carga; y la tensión del bus DC. Por otro lado, medir con el equipo M2, tensión, corriente y THD en las tres fases, desbalance de tensión y corriente; y potencia activa y reactiva desde el punto de vista de la red. Previo a las mediciones, tanto con M1 como con M2, el inversor está sincronizado a la red y con las referencias de control cargadas en el procesador. La secuencia de toma de datos con osciloscopio es: configuración carga, configuración osciloscopio, conexión carga, desconexión carga y guardado de datos. Para las pruebas con M2, la secuencia es activación control en procesador, conexión carga, desconexión carga, guardado de datos. La única variable no controlada es el momento en que se conecta y desconecta la carga.

## **5.3 Resultados**

### **5.3.1 Modo VE**

#### **5.3.1.1 CONDICIÓN 1**

El comportamiento de los controladores de corriente se muestra en el gráfico de la Figura 5-2. En la parte superior se encuentran la referencia y realimentación de la corriente en eje directo  $I_D$ . En la parte inferior se muestra la referencia y realimentación de la corriente en cuadratura  $I_Q$ .

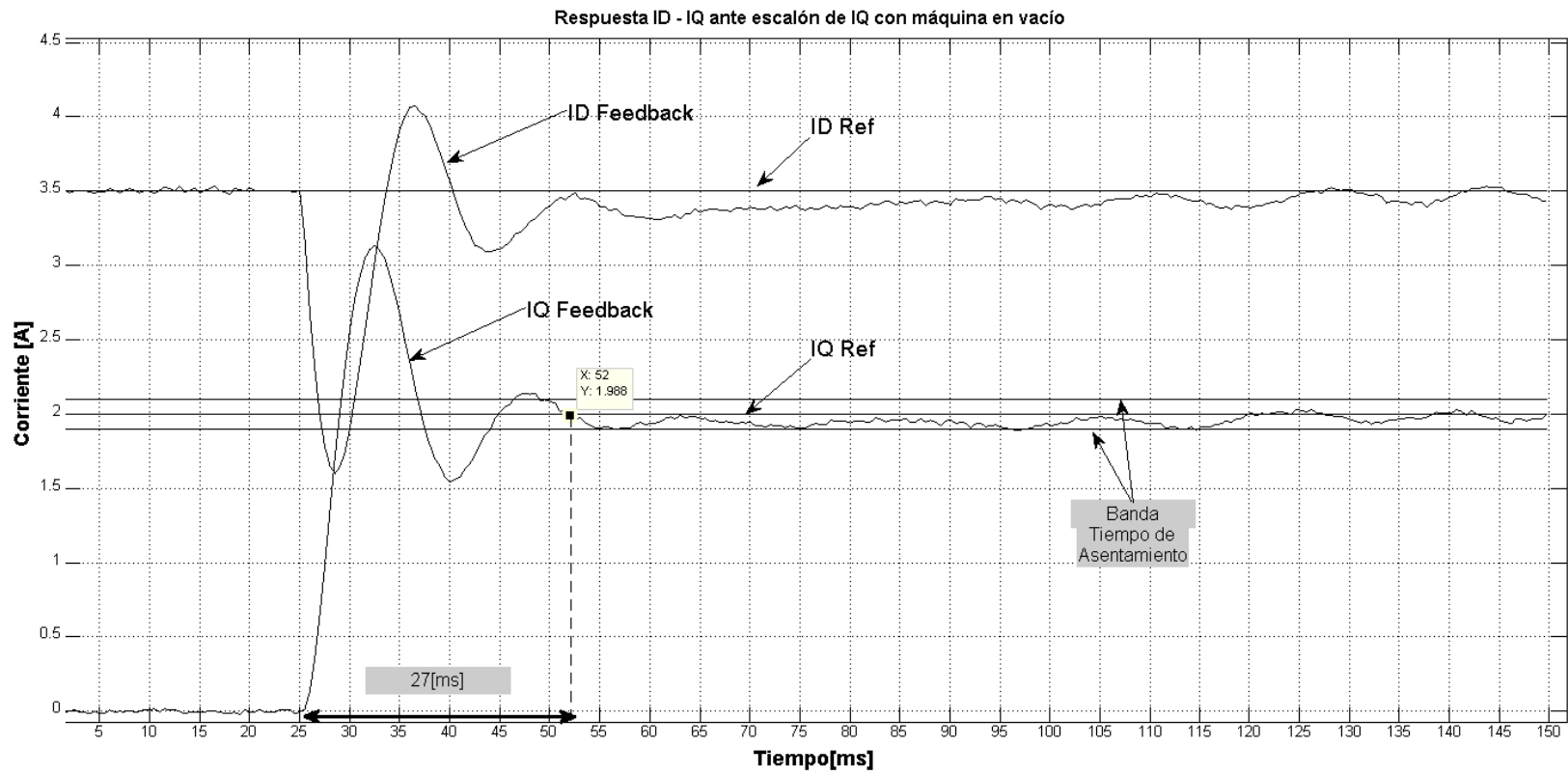


Figura 5-2: Resultado experimental Condición 1. Corrientes en plano D-Q. Medición M3

A los 25[ms] se realiza el escalón de corriente  $I_Q$  desde 0[A] a 2[A], obteniéndose un tiempo de asentamiento de 27[ms]. Este tiempo se ha definido como el tiempo que demora la corriente  $I_Q$  en entrar a la banda de tiempo de asentamiento y cruzar la referencia. La banda de tiempo de asentamiento es de  $\pm 5[\%]$  en torno a la referencia. Se observan además tres cosas interesantes respecto a la respuesta de los controladores. La primera es que existe un acoplamiento importante entre ambas corrientes ( $I_D$  e  $I_Q$ ) que es justamente lo que se intenta evitar con este tipo de control. Esto implica que durante el transitorio, el eje de referencia no está orientado correctamente y los supuestos del control vectorial dejan de ser válidos. La razón de esto puede explicarse, en parte, por el brusco cambio de velocidad ante la nueva referencia que no es seguida correctamente por el *encoder*, la ausencia de términos de desacoplamiento en la estrategia de control y porque las corrientes que circulan por los transductores de corriente son pequeñas en relación a la necesaria para obtener una buena precisión en la medición. En la simulación de la Figura 5-3 se muestra cómo aumenta el acoplamiento entre ambas corrientes a medida que el escalón de velocidad, producto de la nueva referencia de  $I_Q$ , es mayor.



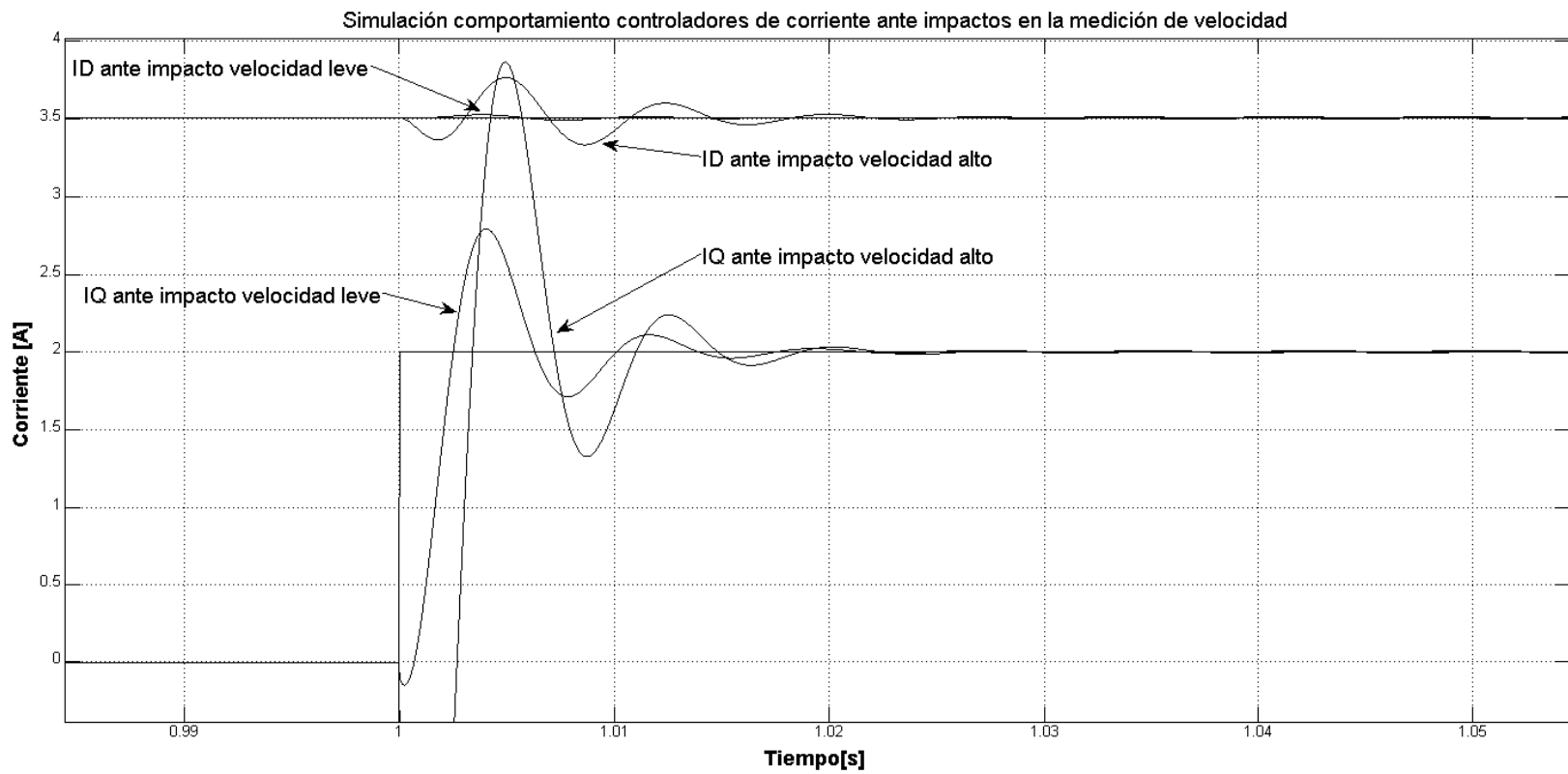


Figura 5-3: Simulación comportamiento controladores de corriente ante impactos en la medición de velocidad.

El segundo aspecto importante es que el tiempo de estabilización de la corriente  $I_D$  es mucho mayor que el de  $I_Q$ , posiblemente debido a que por construcción del experimento no se puede sintetizar tensiones suficientemente altas que aceleren la respuesta dinámica del control. El tercer punto interesante es que ambas corrientes oscilan levemente en el régimen permanente, debido, principalmente, a la inestabilidad en la medición de velocidad, según se muestra en la simulación de la Figura 5-4.

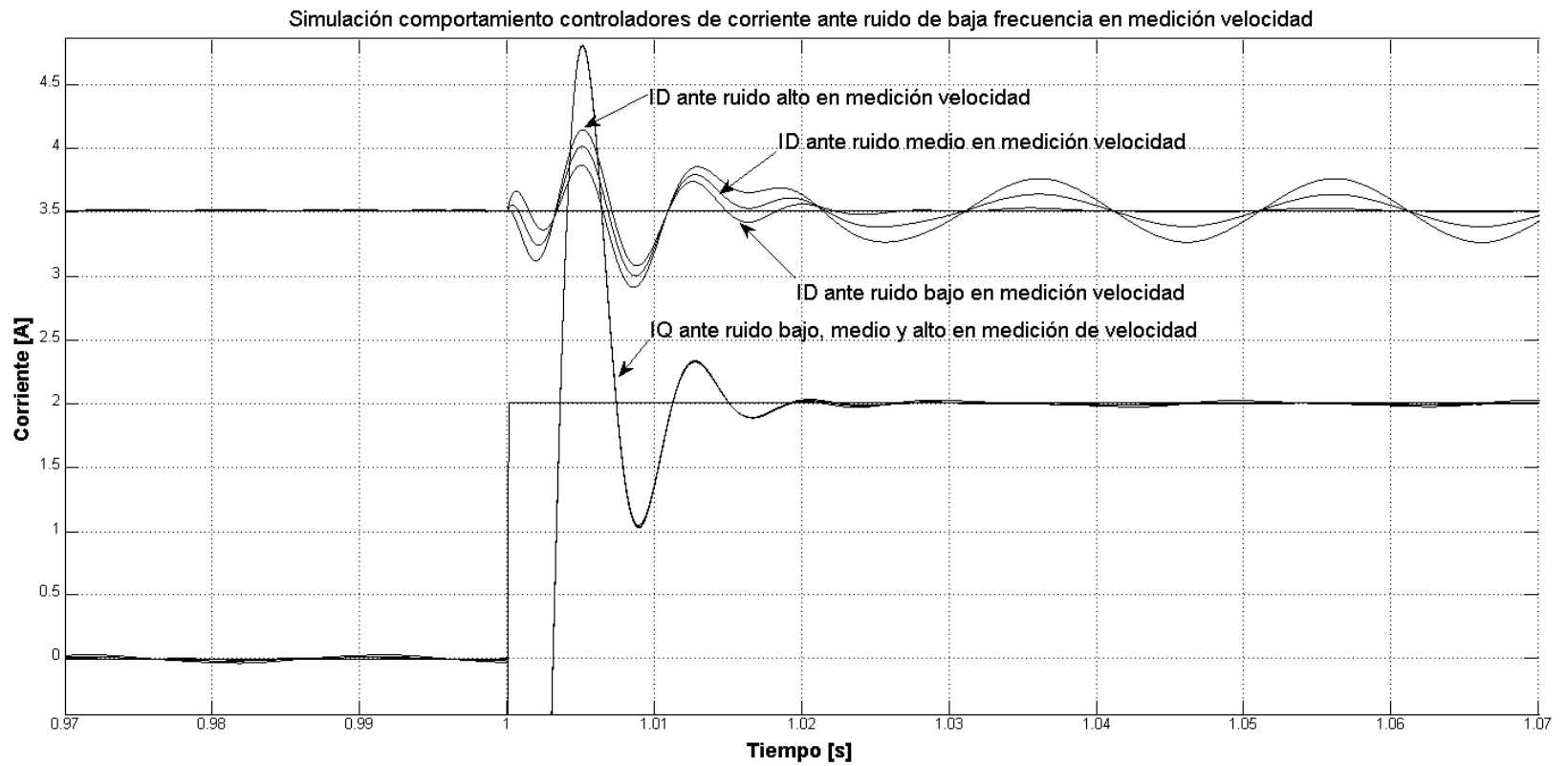


Figura 5-4: Simulación comportamiento controladores de corriente ante ruido de baja frecuencia en medición de velocidad.

En ella se muestran tres casos en que a la velocidad de rotor se le ha sumado una onda sinusoidal de amplitud 1[%], 10[%] y 20[%] respecto a ella y de frecuencia 50[Hz], generándose los casos Bajo, Medio y Alto respectivamente.

#### 5.3.1.2 CONDICIÓN 2

El comportamiento de los controladores de corriente se muestra en el gráfico de la Figura 5-5. En la parte superior se encuentran la referencia y realimentación de la corriente en eje directo  $I_D$ . En la parte inferior se muestran la referencia y realimentación de la corriente en cuadratura  $I_Q$ .

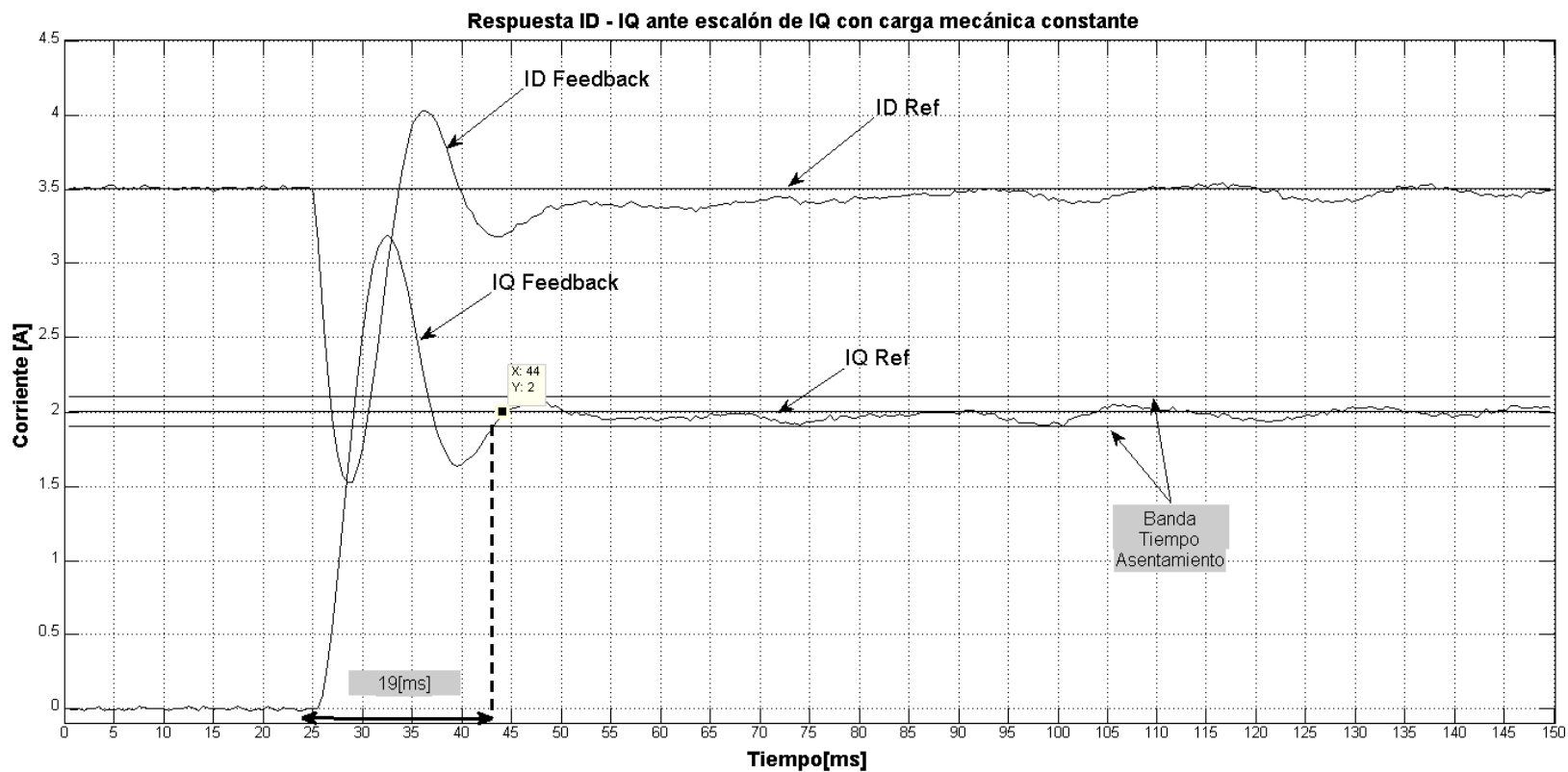


Figura 5-5: Resultado experimental Condición 2. Medición M3

Para esta condición, se observa el mismo comportamiento en las corrientes que en el experimento anterior, sin embargo, el tiempo de asentamiento de la corriente en cuadratura disminuyó a 19[ms]. Esto se debe a que la medición de velocidad mejora levemente con carga mecánica en la máquina.

#### 5.3.1.3 CONDICIÓN 3

El comportamiento de los controladores de corriente se muestra en el gráfico de la Figura 5-6. En la parte superior se encuentran la referencia y realimentación de la corriente en eje directo  $I_D$ . En la parte inferior se muestra la referencia y realimentación de la corriente en cuadratura  $I_Q$ .

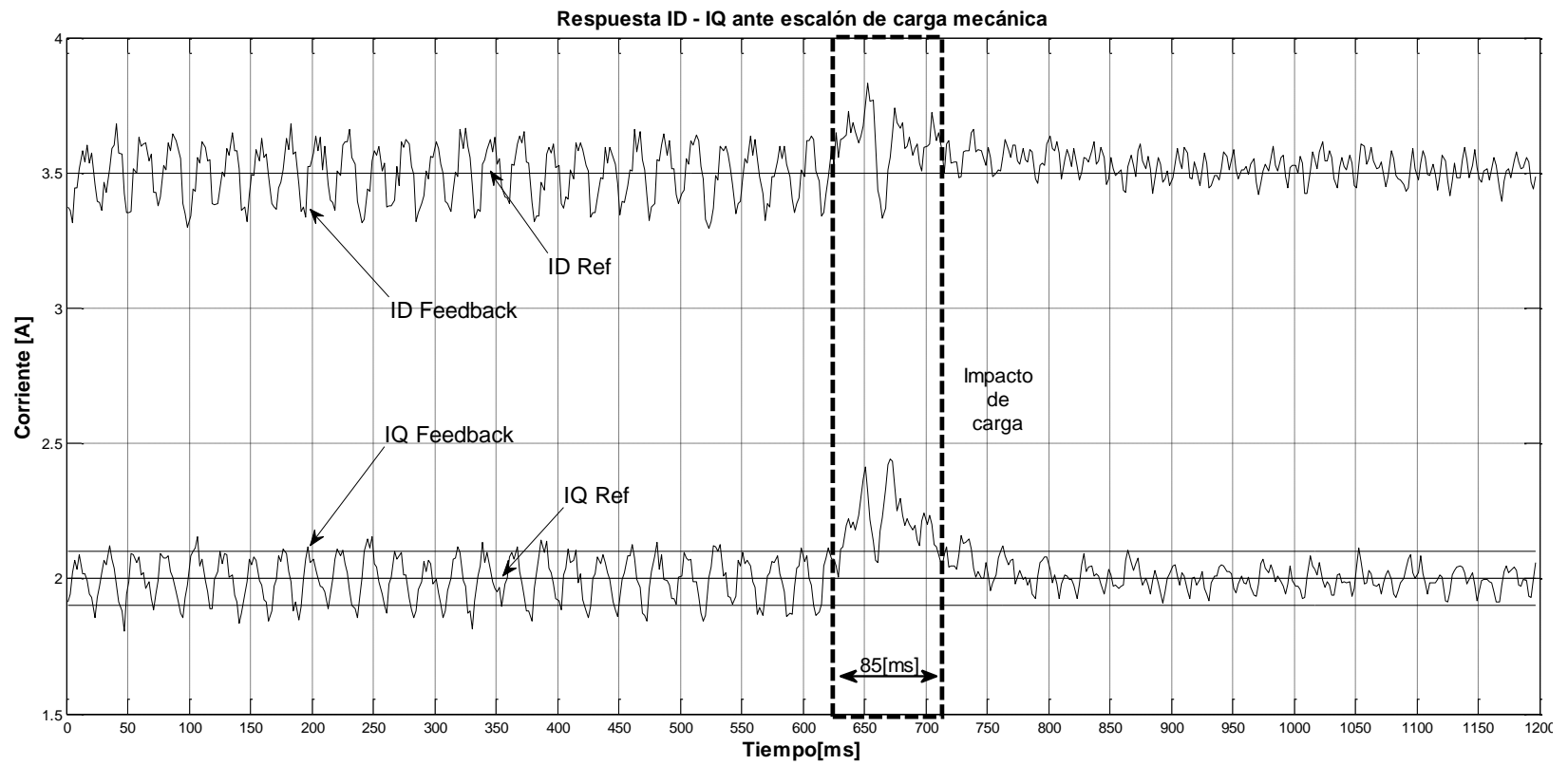


Figura 5-6: Resultado experimental Condición 3. Medición M3

En este caso se observan dos fenómenos interesantes. El primero es que ambas corrientes oscilan con mayor amplitud antes del impacto de carga que después. Esto se explica porque la máquina se encuentra en vacío al comienzo de la prueba, implicando que las mediciones de corriente de estator contengan mayor error debido a que son de baja amplitud. Además, como se explicó en las pruebas anteriores, cuando existe carga en la máquina la medición de velocidad es mejor y en consecuencia la respuesta de los controladores. El segundo fenómeno interesante es el tiempo de asentamiento de la corriente en cuadratura. Para este experimento es de  $86[ms]$ , prácticamente 4.5 veces más que en la Condición 2, lo que se explica por la respuesta mecánica de las máquinas y, nuevamente, por las dificultades en la medición de velocidad.

### **5.3.2 Modo V2 $\mu$ G**

#### 5.3.2.1 SUB MODO BASE

La primera prueba es para contar con un registro base de comparación, denominado SUB MODO BASE y consiste en grabar el comportamiento de la red en los casos 1, 2 y 3 sin encender ni conectar el inversor. De esta manera, la comparación es bajo el escenario en que no se hace nada y la red sigue como lo descrito en 4.1.1.

Se observa en la Figura 5-7 que para el CASO 1, tanto el THD de tensión como de corriente (de la fase cargada) es menor a 2[%]. El THD de corriente de las fases sin carga es anormalmente alto sólo por la manera en que el índice THD es calculado. En otras palabras aplicar el índice THD a una línea sin corriente no tiene sentido. Esto es algo que se repite en el resto de las pruebas. El desbalance de tensión ante una carga monofásica es de 2.5[%] y el de corriente es del 100[%]. La potencia activa total media consumida por la carga es de 100[W] y la reactiva es de  $-127[VAr]$ . Como es de esperar, para una carga monofásica en una red con neutro existe circulación de corriente por él, en este caso 3[A] efectivos.



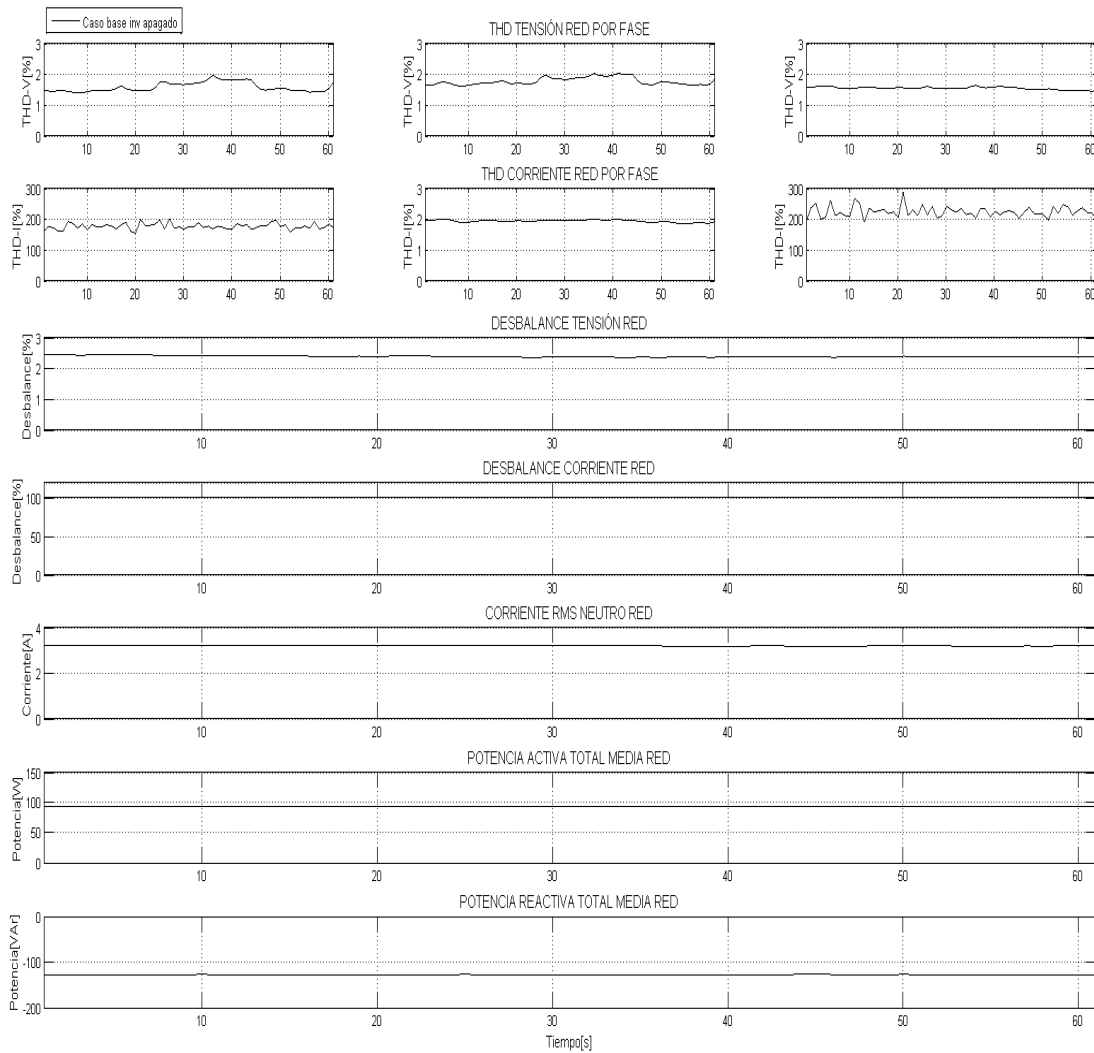


Figura 5-7: Resultados régimen permanente SUB MODO BASE – CASO 1. Medición M2

Para el CASO 2 el THD de corriente y tensión también es menor al 2[%], el desbalance de corriente y tensión para todas las fases es menor al 1[%] y la corriente por el neutro es menor a 0.5[A] efectivos. Debido al diseño de la prueba, la potencia activa y reactiva total media es mayor que en el CASO 1, siendo 400[W] y  $-400[VAr]$  respectivamente. Finalmente, para el CASO 3 el THD de tensión sube a 4.5[%] y el de corriente a 12.5[%]. El desbalance de corriente y tensión es menor al 2[%]. La corriente por el neutro es menor a 0.5[A] efectivos. La potencia activa es de 600[W] y la reactiva es de  $-400[VAr]$ . En la Tabla 5-3 se resumen los resultados del SUB MODO BASE

Tabla 5-3: Resultados régimen permanente SUB MODO BASE. Medición M2

SUB MODO		BASE			
PUNTO MEDICIÓN	INDICADOR	UNIDAD	CASO 1	CASO 2	CASO 3
FASE A	THD V	[%]	<2	<2	4.4
	THD I	[%]	>100	<2	12.4
FASE B	THD V	[%]	<2	<2	4.1
	THD I	[%]	<2	<2	13.5
FASE C	THD V	[%]	<2	<2	4.6
	THD I	[%]	>100	<2	12.4
RED	DESBALANCE V	[%]	2.4	<2	<2
	DESBALANCE I	[%]	100	<2	<2
	I RMS NEUTRO	[A]	3	<1	<1
	P	[W]	94	364	626
	Q	[Var]	-127	-410	-408

Para valores de THD y desbalance menores a 2[%], tanto de corriente como tensión, serán considerados suficientemente pequeños como para no importar su valor exacto. Para el caso de la corriente efectiva por el neutro, esta simplificación se dará cuando sea menor a 1[A].

#### 5.3.2.2 SUB MODO IDLE

El SUB MODO IDLE consiste en imponer que las referencias de control sean nulas y se espera que el efecto del convertidor sincronizado a la red sea mínimo. Los resultados medidos con el Hioki se muestran en la Tabla 5-4.

Tabla 5-4: Resultados régimen permanente SUB MODO IDLE. Medición M2

SUB MODO		IDLE			
PUNTO MEDICIÓN	INDICADOR	UNIDAD	CASO 1	CASO 2	CASO 3
FASE A	THD V	[%]	2	<2	4.4
	THD I	[%]	>100	<2	12.1
FASE B	THD V	[%]	2	<2	4.1
	THD I	[%]	3	2.5	13.4
FASE C	THD V	[%]	2	<2	4.6
	THD I	[%]	>100	2.5	12.2
RED	DESBALANCE V	[%]	2.4	<2	<2
	DESBALANCE I	[%]	96	<2	<2
	I RMS NEUTRO	[A]	2.9	<1	<1
	P	[W]	93	270	630
	Q	[VAr]	-122	-350	-420
	S	[VA]	153	442	757
	cos(phi)	-	0.61	0.61	0.83

Para el CASO 1 el THD de corriente y tensión aumentan levemente hasta el 2[%], con excepción de la fase con carga que llega hasta 3[%]. Lo mismo ocurre para el CASO 2, donde sólo la corriente de la fase con carga supera el 2[%] de THD llegando a 2.5[%]. Para el CASO 3 no se aprecian diferencias sustanciales. Llama la atención que en el CASO 2 la potencia activa trifásica total media aportada por la red disminuya en 25[%] y un 14.5[%] la reactiva, significando una disminución total del 20[%] de la potencia aparente total media. En el resto de los casos, las diferencias son menores al 4[%]. Una de las posibles razones es que el HIOKI tenga algún error en sus mediciones producto de la conmutación de alta frecuencia de los interruptores de potencia.

Se concluye entonces que el inversor en el SUB MODO IDLE a lo más eleva el THD de corriente y tensión entre 1[%] y 2[%]. Además, para el CASO 2 realiza un aporte de potencia activa y reactiva a la red respecto al SUB MODO BASE.

### 5.3.2.3 SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC (0)

Como se explicó en 3.4.2.3.2 este sub modo sólo tiene sentido para redes con neutro y cargas desbalanceadas, por lo que en la Tabla 5-5 se presentan resultados sólo para el CASO 1.

Tabla 5-5: Resultados régimen permanente SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(0).  
Medición M2

SUB MODO		COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC (0)	
PUNTO MEDICIÓN	INDICADOR	UNIDAD	CASO 1
FASE A	THD V	[%]	<2
	THD I	[%]	6.5
FASE B	THD V	[%]	<2
	THD I	[%]	2.5
FASE C	THD V	[%]	<2
	THD I	[%]	4.6
RED	DESBALANCE V	[%]	2.3
	DESBALANCE I	[%]	96
	I RMS NEUTRO	[A]	0.3
	P	[W]	90
	Q	[Var]	-124

La operación de inyectar componente de secuencia cero prácticamente no tiene efecto sobre el THD de tensión, pero sí levemente sobre el THD de corriente de la fase con carga que es 0.5[%] mayor que en SUB MODO BASE y 0.5[%] menor que en el SUB MODO IDLE, que es considerado normal, puesto que lo esperable es que no haya efecto sobre él. En las corrientes de las otras dos fases se observa una disminución importante en el THD respecto al SUB MODO BASE. Esto se debe a que existe una corriente de baja amplitud circulando hacia o desde la red que permite medir de mejor manera el índice de distorsión armónica. Ahora bien, la aparición de estas corrientes se explica porque el inversor aporta un tercio de la componente de secuencia cero de la carga en cada fase, cuya totalidad retorna por la cuarta pierna, como se explica en el Anexo 8.6 y se muestra en la simulación de la Figura 5-8. Los tres gráficos superiores corresponden a corrientes en fase inyectadas a la red para el sub modo en estudio. El gráfico inferior es la corriente resultante que circula por el neutro del convertidor. Luego, las corrientes de secuencia cero que no pueden circular por la conexión de la carga, deben hacerlo hacia la fuente. Esto se puede apreciar en la simulación de la Figura 5-9. En ella, el gráfico superior muestra la corriente en la carga, denominada **A** y la corriente de la fase A en la fuente, denominada **B**. En los dos gráficos centrales se muestran las corrientes en la fase B y C de secuencia cero en la red (se reconocen por

estar en fase). En estas fases la corriente en la carga es nula. En el último gráfico se muestra la corriente por el neutro de la red.

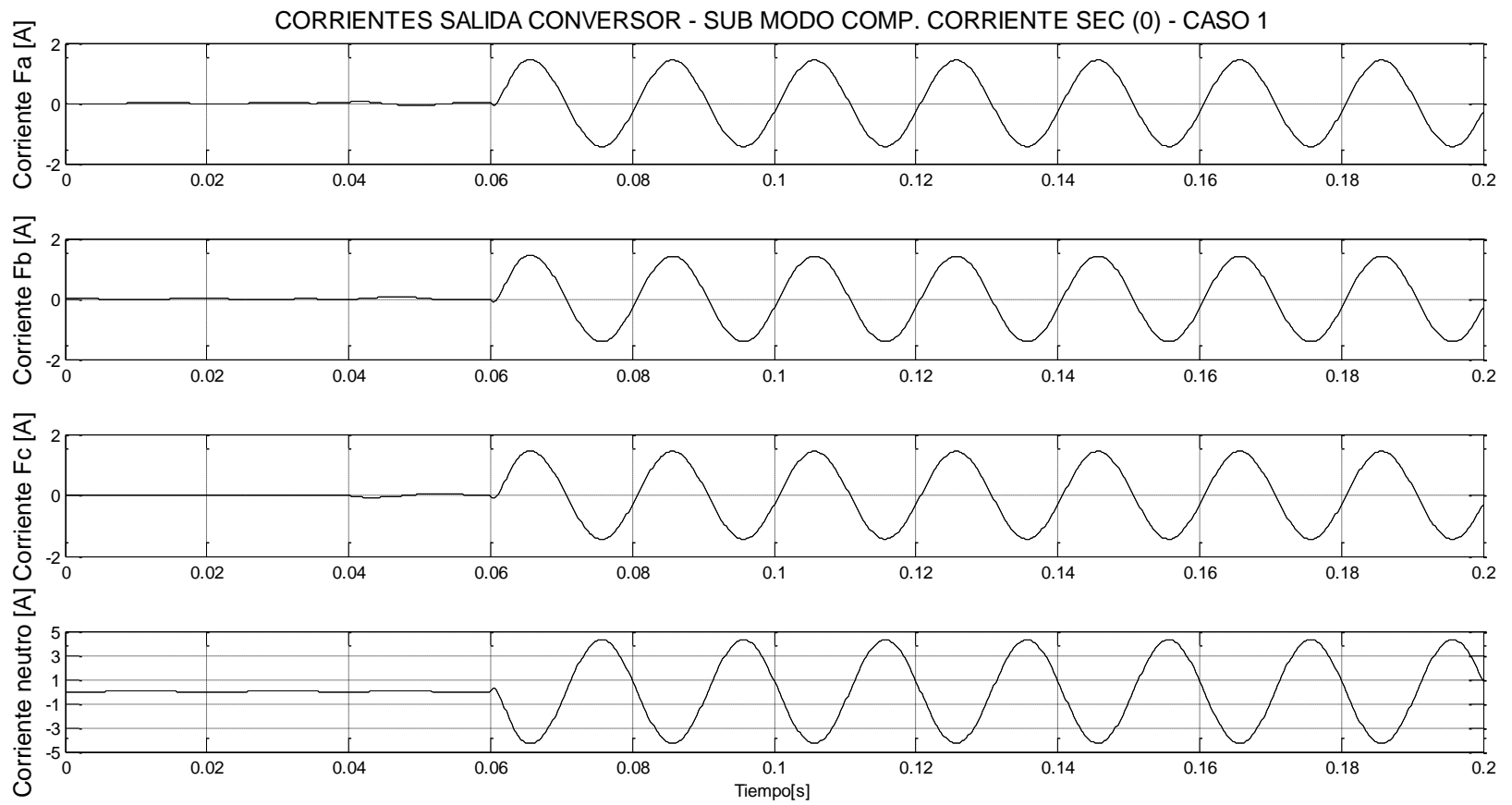


Figura 5-8: Simulación salida convertor SUB MODO COMP. SEC (0) - CASO 1.

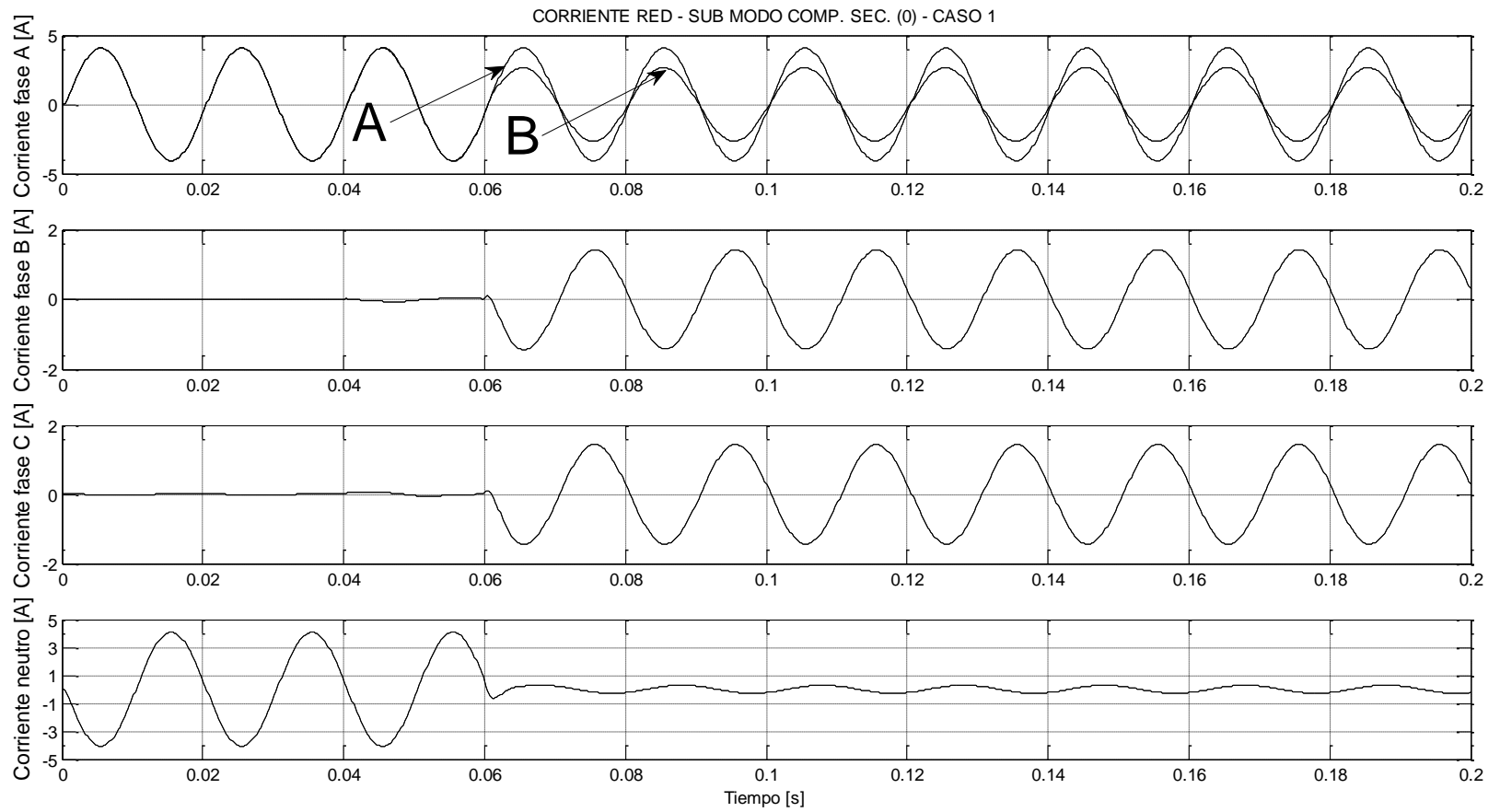


Figura 5-9: Simulación corrientes RED y CARGA, SUB MODO COMP. CORRIENTE SEC(0).

El desbalance de tensión se mantiene respecto al SUB MODO BASE y el de corriente baja levemente a 96[%] debido a las corrientes de secuencia cero inyectadas a la red. La corriente por el neutro disminuye a 0.3[A] efectivos.

En la Figura 5-10 se muestra cómo opera el convertidor inyectando o absorbiendo corriente de secuencia cero por el neutro. Entre 0.54[s] y 0.56[s] se enciende el control. Se observa además que, a pesar de la importante disminución de corriente por el neutro de la red, el convertidor no es capaz de eliminarla por completo. Esto es debido a las limitaciones de respuesta de los controladores PI ante referencias sinusoidales (ver Figura 5-11) y a mediciones digitales que no son idénticas a la realidad.



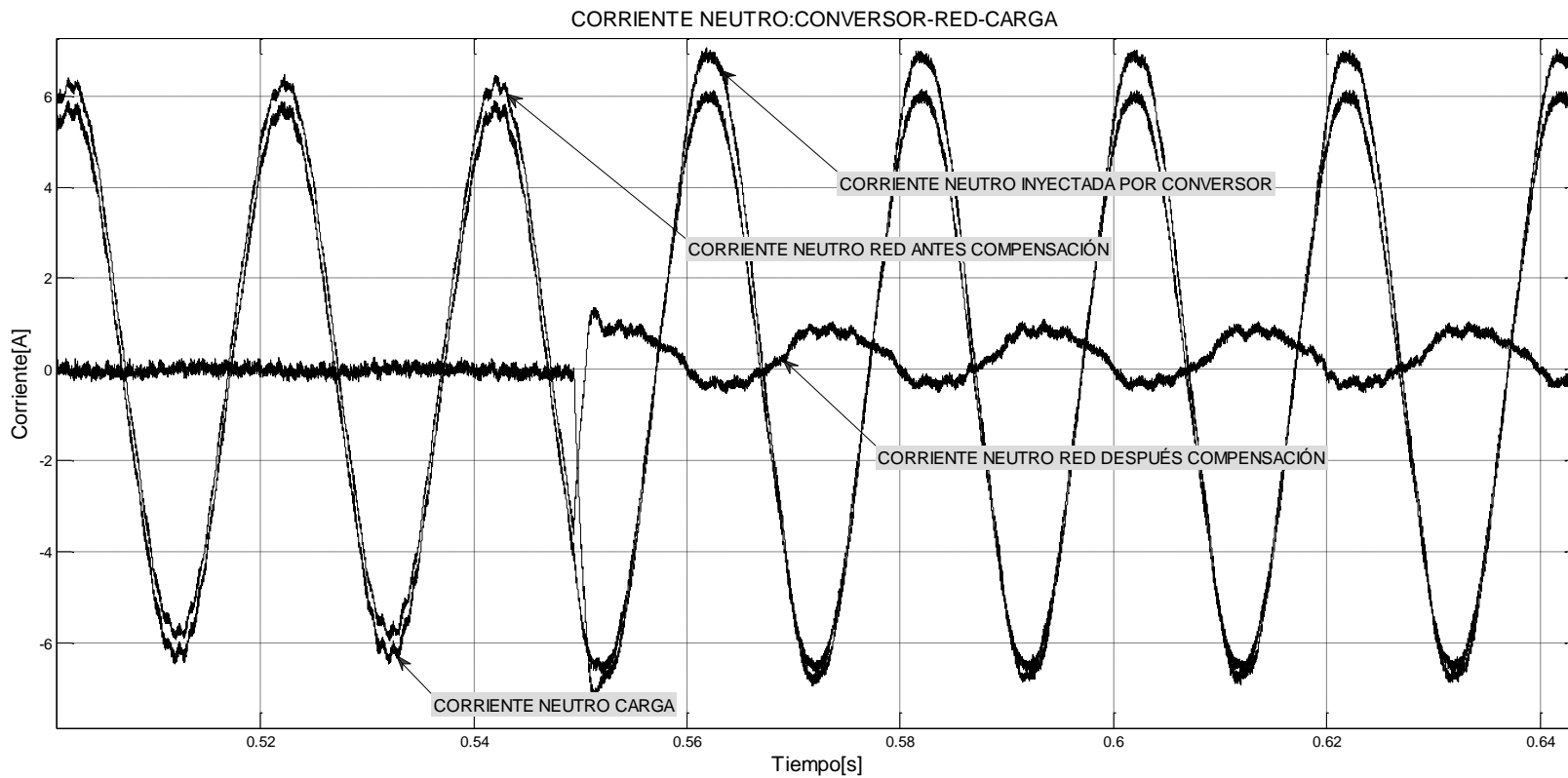


Figura 5-10: Funcionamiento transitorio SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(0) - CASO 1. Medición M1

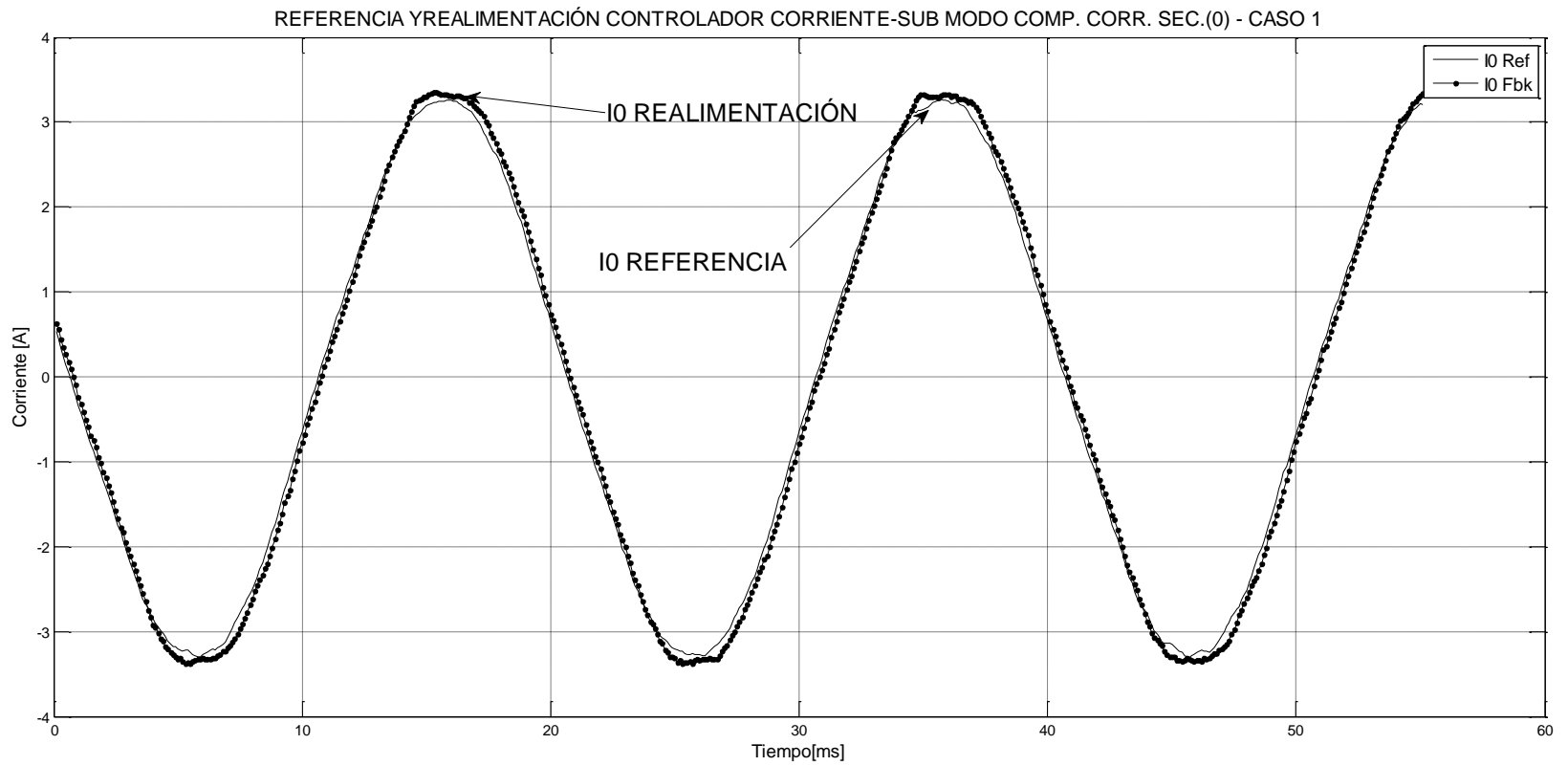


Figura 5-11: Referencia y realimentación controlador corriente - SUB MODO COM. CORR. SEC (0) - CASO 1. Medición M1

En conclusión, el SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (0) efectivamente inyecta corriente homopolar hacia la carga, la que circula hacia ella y hacia la red, sin embargo no es capaz de suministrar todo lo requerido debido a limitaciones en el controlador de corriente y/o por limitaciones en las mediciones de corriente del sistema.

#### 5.3.2.4 SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC (-)

El SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(-) consiste en detectar la componente de secuencia negativa requerida o entregada por la carga para ser utilizada como referencia de control para ser inyectada a la red, evitando que sea suministrada por la fuente. En la Tabla 5-6 se muestran los resultados para esta prueba.

Tabla 5-6: Resultados régimen permanente SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(-).Medición M2

SUB MODO		COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC (-)			
PUNTO MEDICIÓN	INDICADOR	UNIDAD	CASO 1	CASO 2	CASO 3
FASE A	THD V	[%]	<2	<2	3.9
	THD I	[%]	6.1	<2	4.5
FASE B	THD V	[%]	<2	<2	3.7
	THD I	[%]	2	<2	4.5
FASE C	THD V	[%]	<2	<2	3.8
	THD I	[%]	3.4	<2	4.5
RED	DESBALANCE V	[%]	<2	<2	<2
	DESBALANCE I	[%]	6.2	0	0
	I RMS NEUTRO	[A]	3.1	<1	<1
	P	[W]	90	250	590
	Q	[Var]	-90	-320	-360

La adición de una componente de secuencia negativa a la red, que contrarreste la inyectada por la carga, reduce de la misma manera el THD de corriente y tensión que el sub modo anterior para el CASO 1. Esto se debe a que, nuevamente, aparecen corrientes en la generación que permiten su cálculo, a pesar de que se tenga una carga monofásica. Estas corrientes, que conforman la componente de secuencia negativa, son aportadas por la fase A, B y C del convertidor; y retornan por el neutro de la red en conjunto con la componente de secuencia cero que no es compensada. En

este caso, la cuarta pierna no inyecta ni absorbe corriente. Este hecho, además, reduce el desbalance de corriente a un 6.2[%]. El fenómeno se visualiza en la simulación de la Figura 5-12, donde el gráfico superior muestra la corriente de la fase A de la fuente y la carga. En los dos gráficos centrales están las corrientes de la fase B y C de la generación respectivamente y corresponden a corrientes que conforman la componente de secuencia negativa. El gráfico inferior es la corriente por el neutro de la red. A los 0.06[s] se enciende el control.

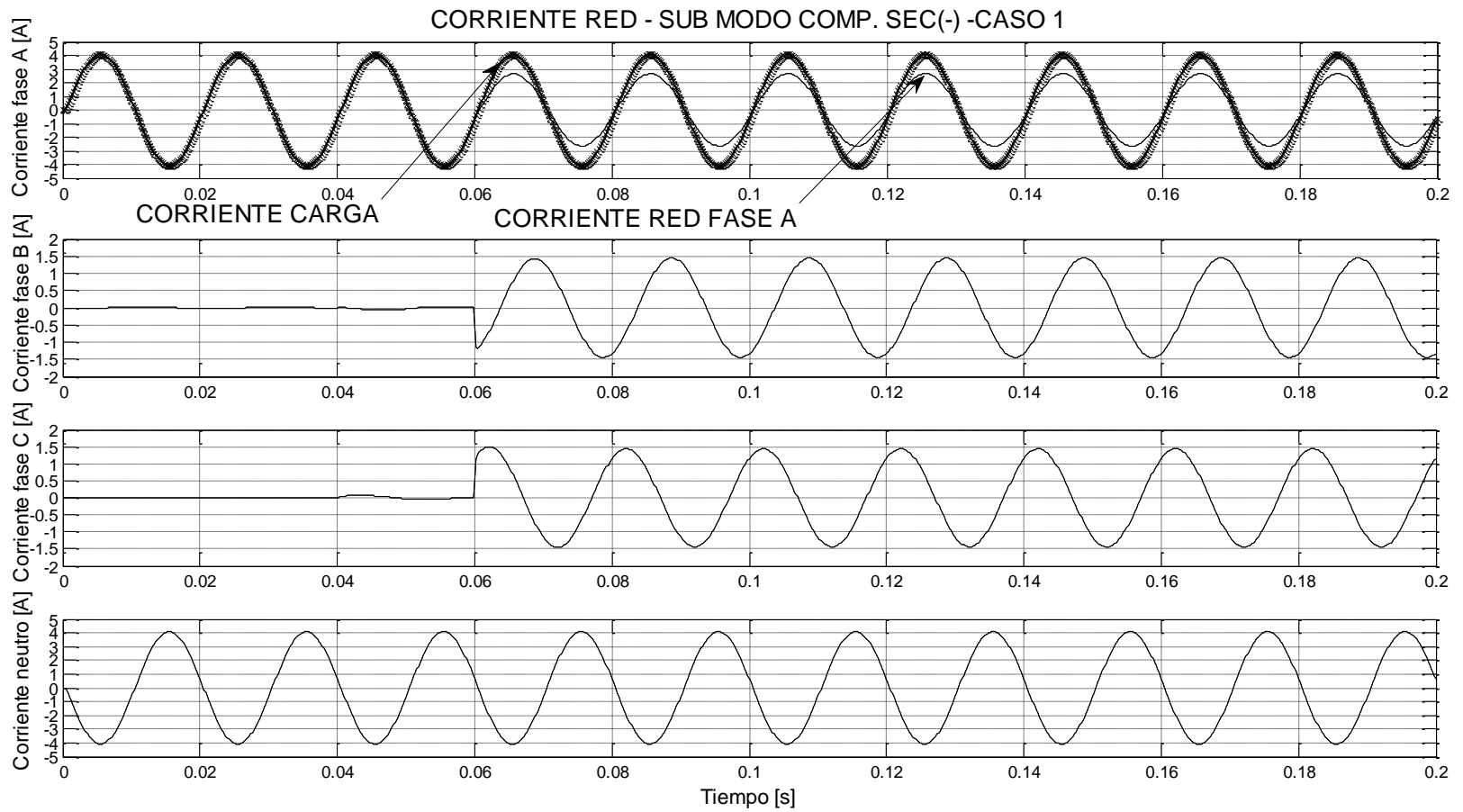


Figura 5-12: Simulación corrientes RED - SUB MODO COMP. CORR. SEC (-) - CASO 1.

Por otro lado, cada fase del convertidor aporta las corrientes que forman la componente de secuencia negativa, como se muestra en la simulación de la Figura 5-13, donde los tres primeros gráfico corresponden a las corrientes de las fases A, B y C y el gráfico inferior es la corriente por la cuarta pierna.

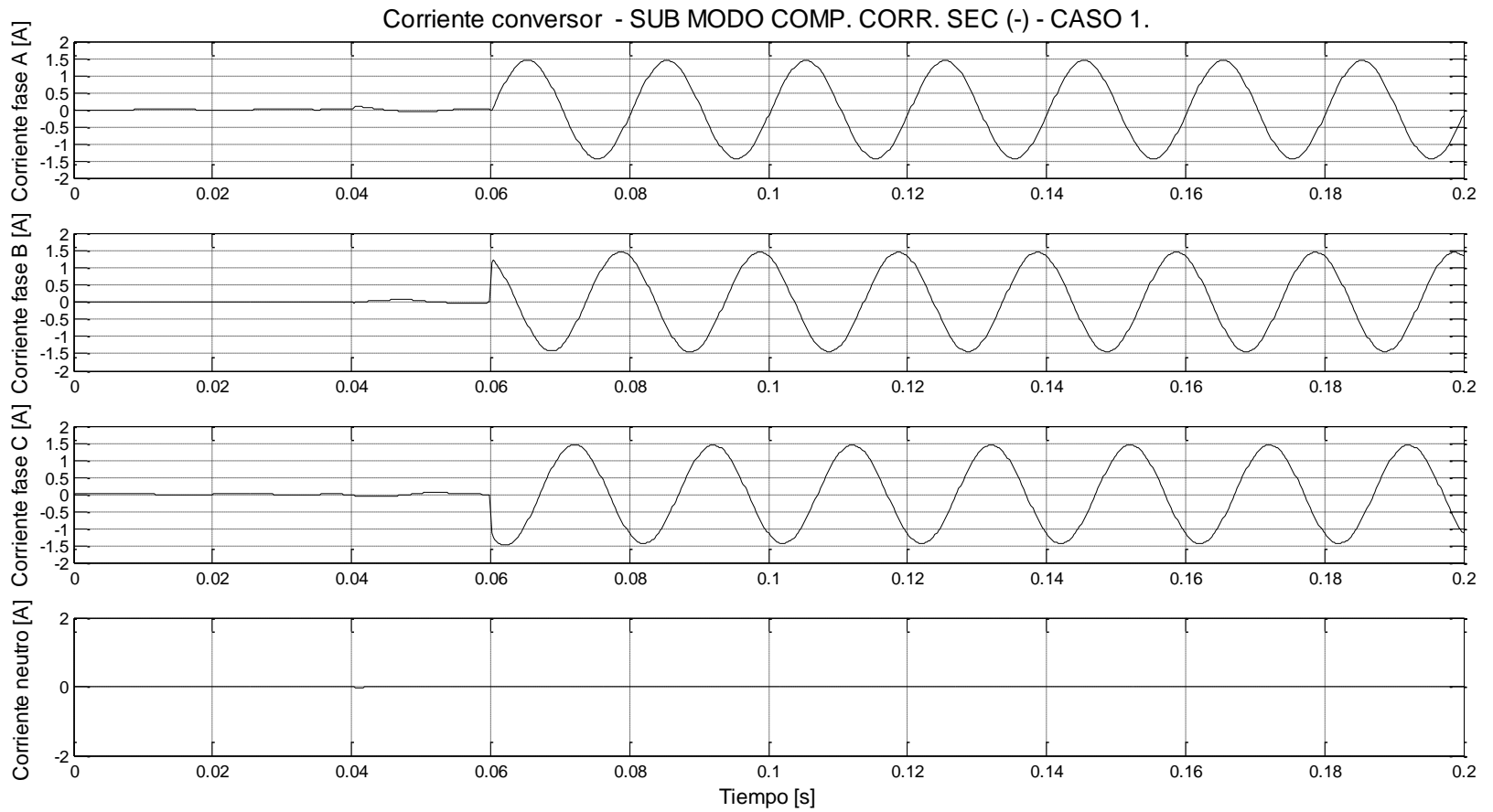


Figura 5-13: Simulación corriente convertor - SUB MODO COMP. CORR. SEC (-) - CASO 1.

En la Figura 5-14 se muestra la referencia de control y la realimentación para los controladores de corriente en ejes  $d - q$  en el CASO 1, obtenidos desde el procesador del conversor. Se hace evidente, en los máximos y mínimos, de la limitación de los controladores PI para seguir referencias de control que varían rápidamente en el tiempo.



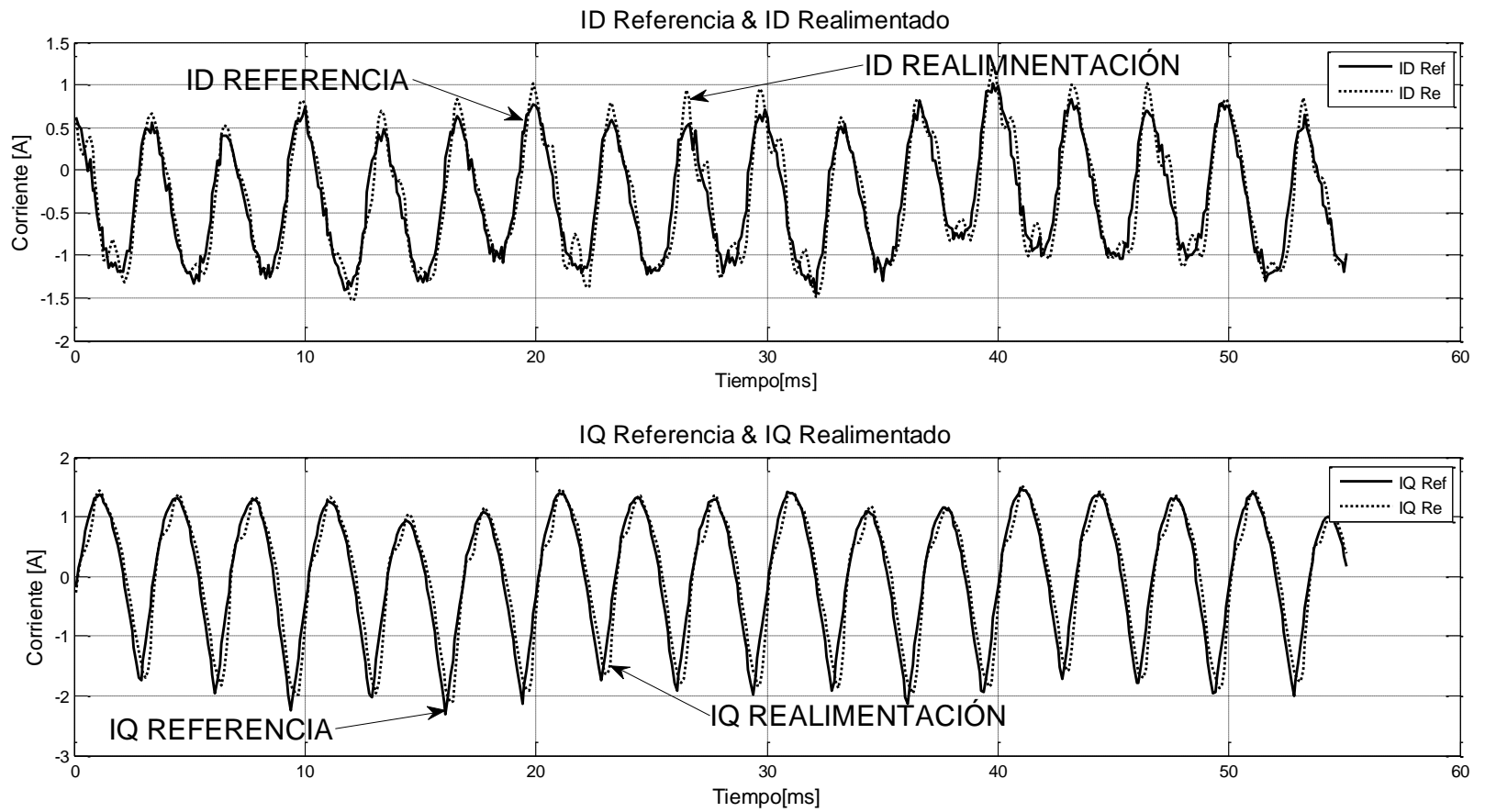


Figura 5-14: Referencia y realimentación controladores de corriente - CASO 1. Medición M3

En la Figura 5-15 se presenta el comportamiento de las corrientes de línea de la fuente, antes y después de encender las referencias de control. Se observa que la corriente de la fase con carga disminuye aproximadamente  $1[A]$  luego de encender el control y las corrientes de las otras dos fases presentan un desfase de  $180[^\circ]$  lo que se explica por la inyección de la componente de secuencia negativa de igual amplitud que la componente de secuencia positiva y cero que circula hacia la carga.

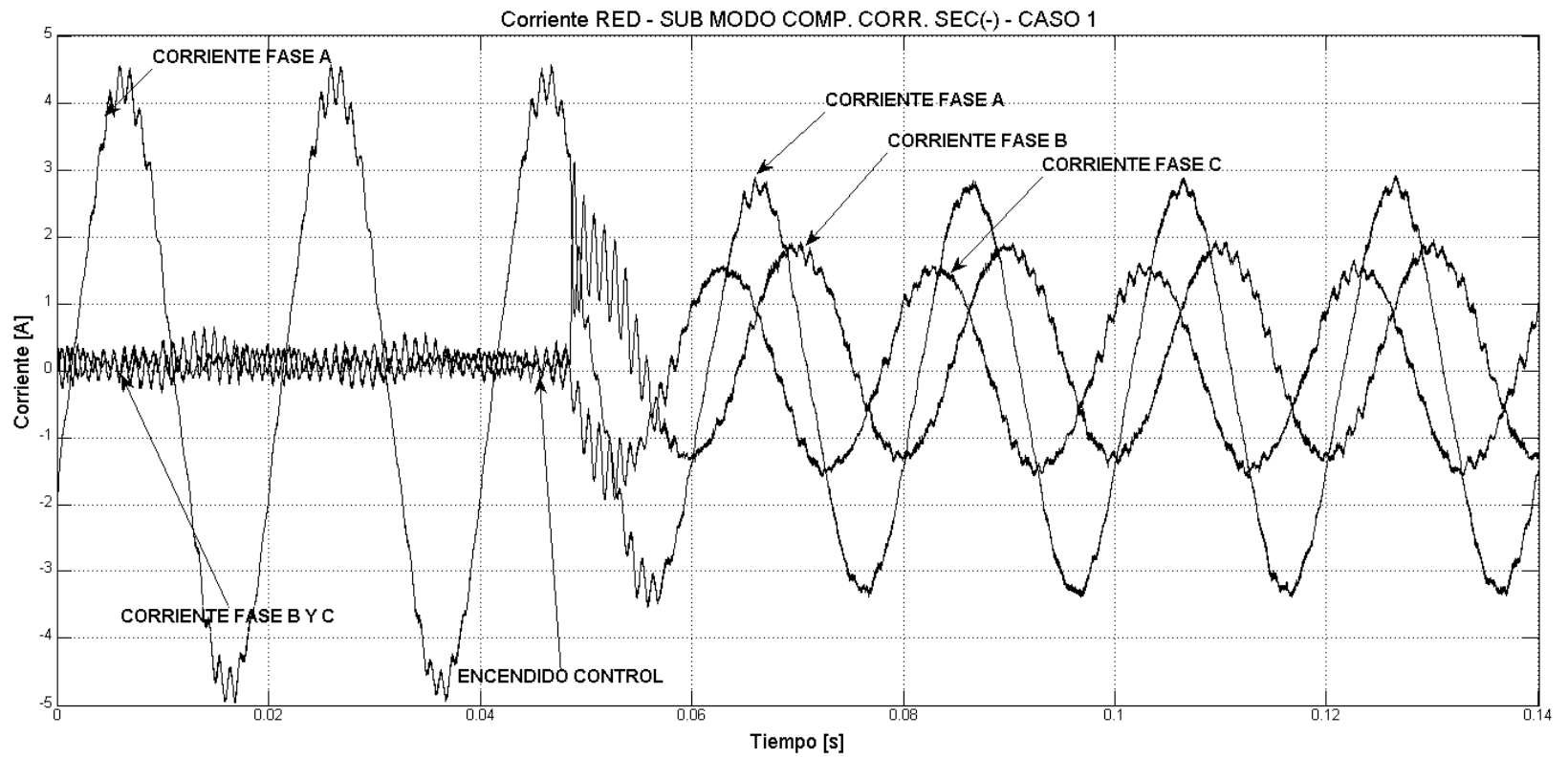


Figura 5-15: Corriente RED - SUB MODO COMP. CORR. SEC(-) - CASO 1. Medición M1

Para el CASO 2 no se notan diferencias importantes respecto al SUB MODO BASE, con excepción de una leve disminución en la potencia activa y reactiva, similar al SUB MODO IDLE. En el CASO 3 se aprecia su aporte en la reducción de componentes armónicos, logrando bajar el THD de corriente desde un 12.4[%] en las fases A y C, a un 4.5[%] y desde 13.5[%] a 4.5[%] en la fase B. En consecuencia, el THD de tensión se reduce en aproximadamente medio punto porcentual en cada fase.

En la Figura 5-16 se muestra el funcionamiento del conversor de manera transitoria.

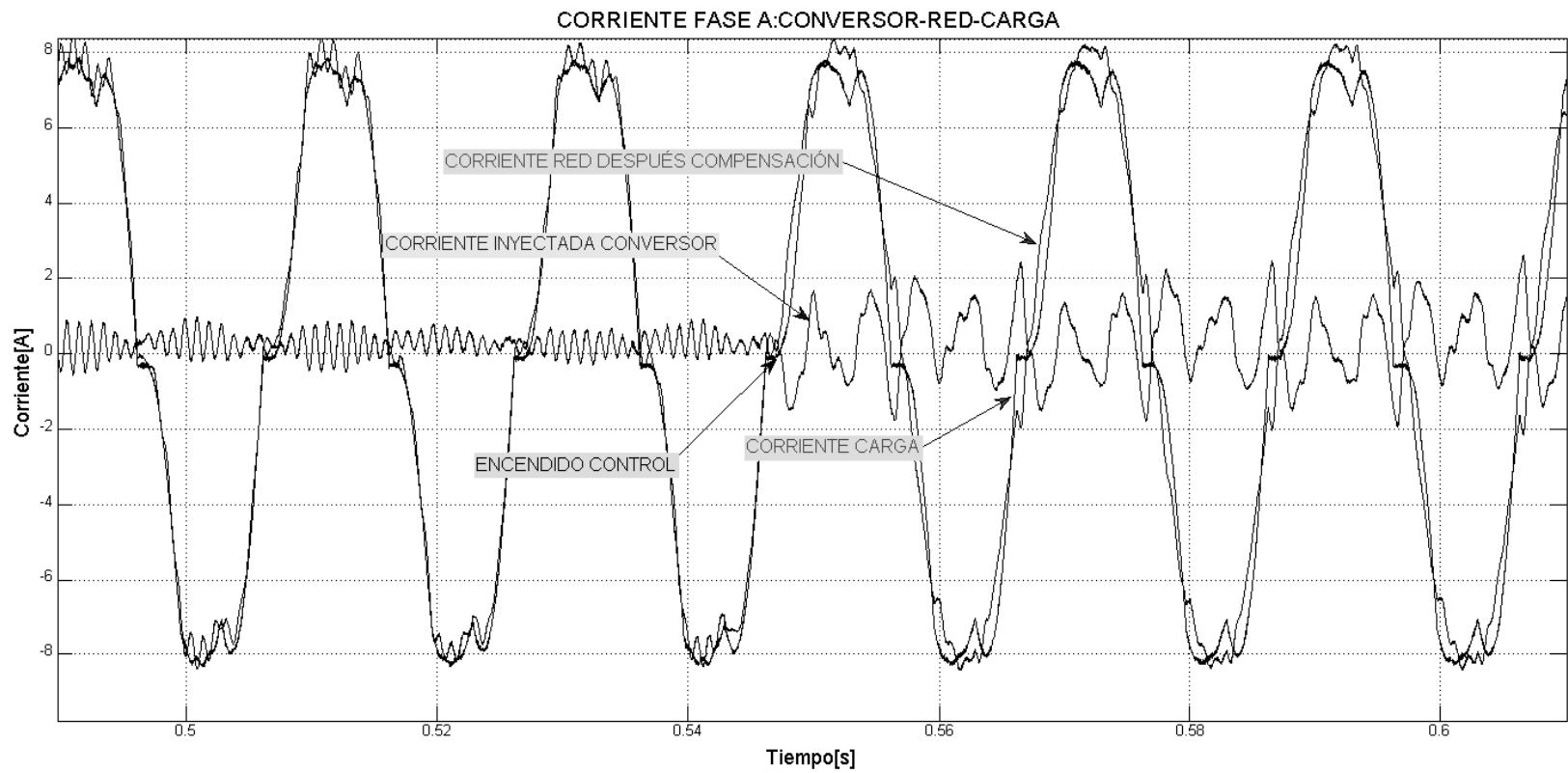


Figura 5-16: Funcionamiento transitorio SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(-) - CASO 3. Medición M1

Antes de encender el control, la corriente en la carga es suministrada por la fuente y el conversor se encuentra en SUB MODO IDLE. Después de encender el control, se observa que el conversor inyecta corriente de secuencia negativa reduciendo los armónicos 5° y 7° en la generación.

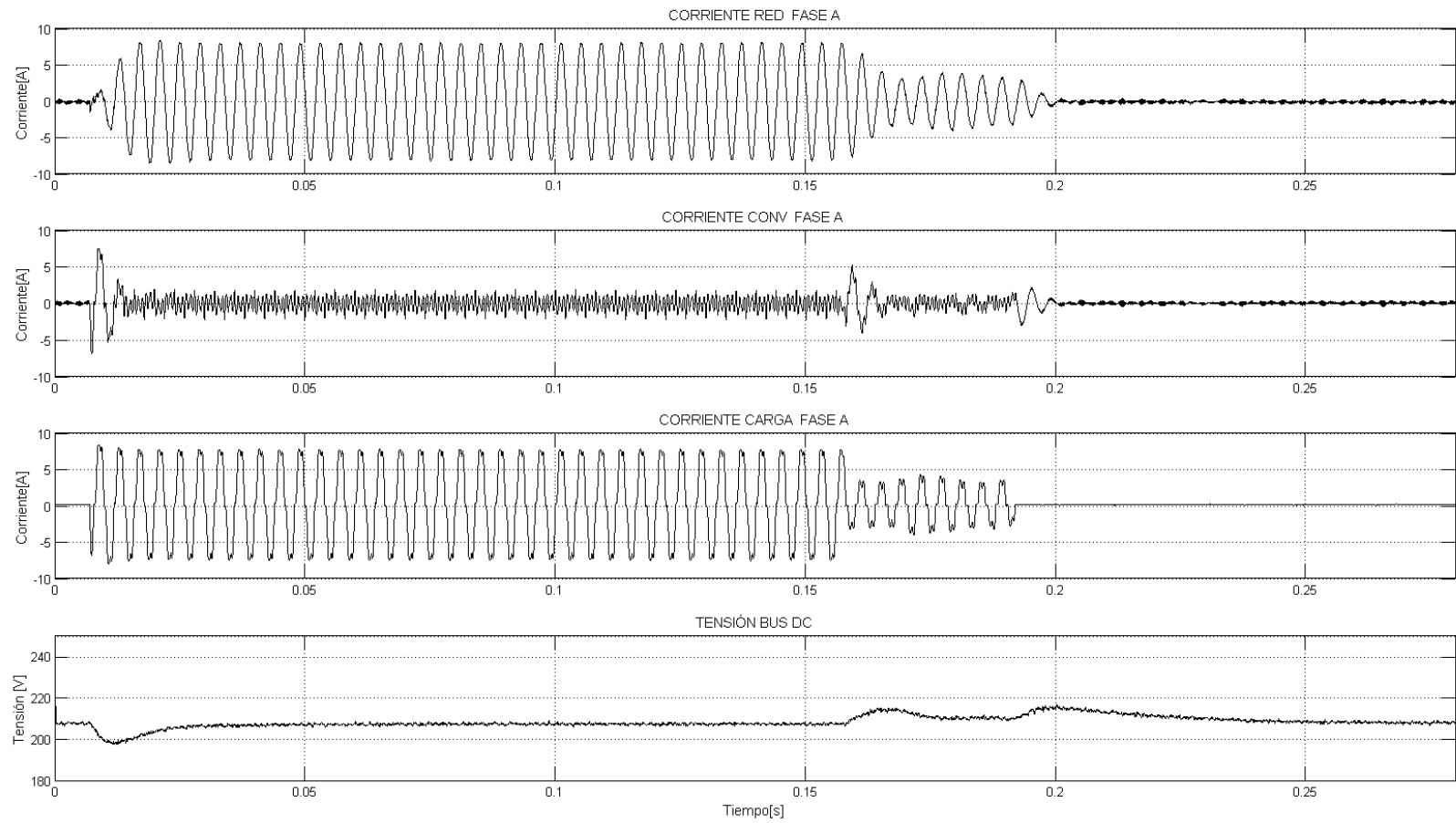


Figura 5-17: Corriente RMS fase A de RED, CONV y CARGA; Tensión bus DC – CASO 3. Medición M1

En la Figura 5-17 se muestran las corrientes de la fase A de la fuente, convertidor, carga, y tensión en el bus DC para el CASO 3. Llama la atención que ante la toma y desprendimiento de carga el convertidor tiene una sobre oscilación en la corriente inyectada que dura aproximadamente un ciclo provocando que la red vea una rampa de corriente y no un escalón como en el SUB MODO BASE. Esto se explica por la respuesta del filtro pasa altos utilizado para la detección de la componente de secuencia negativa. En efecto, un impacto de carga genera un escalón en la representación de la componente de secuencia positiva en ejes  $d - q$ , que, evidentemente, no es posible de eliminar por el filtro diseñado y en consecuencia se transforma en parte de la referencia de control. Este efecto se refleja en el bus DC mediante la absorción o entrega de energía al sistema, provocando un alza o una disminución de su tensión respectivamente.

Si bien, a priori, tener una oscilación de potencia en el convertidor es un efecto no deseado, da pie para pensar que puede resultar útil si se quiere suavizar los escalones de potencia que ve el sistema aguas arriba al punto de conexión, ya sea por la intermitencia en la generación de una o más fuentes de energía y/o por la conexión o desconexión intempestiva de carga.

En conclusión, la reducción de la componente de secuencia negativa permite bajar considerablemente el desbalance de corriente para el CASO 1, debido a que las corrientes de secuencia negativa son inyectadas de manera balanceada en las tres fases del sistema. No se observan mayores cambios en el CASO 2 respecto al SUB MODO BASE. En el CASO 3 se mide una importante reducción del contenido armónico. A nivel general, durante el transitorio se reduce el impacto del escalón de carga sobre la fuente, sin embargo, se genera una oscilación en la tensión del bus dc.

#### 5.3.2.5 SUB MODO SUAVIZADOR P – Q

El SUB MODO SUAVIZADOR P-Q es una referencia que se diseña sólo para reducir de manera controlada el efecto de los escalones de potencia de la carga en la fuente, de acuerdo a lo observado y medido en el sub modo anterior. La idea es que ante un cambio en la carga, el convertidor entregue la totalidad de la potencia por una cierta



cantidad de ciclos para luego disminuir su aporte paulatinamente hasta llegar a cero, a la vez que la fuente toma la carga suavemente.

Los resultados para este sub modo de operación se presentan en la Tabla 5-7

Tabla 5-7: Resultados régimen permanente SUB MODO SUAVIZADOR P-Q. Medición M2

SUB MODO		COMPENSACIÓN SUAVIZADOR P-Q			
PUNTO MEDICIÓN	INDICADOR	UNIDAD	CASO 1	CASO 2	CASO 3
FASE A	THD V	[%]	2.5	<2	4.4
	THD I	[%]	>100	<2	12.2
FASE B	THD V	[%]	2.5	<2	4.4
	THD I	[%]	3.5	2	13.2
FASE C	THD V	[%]	2.5	<2	4.5
	THD I	[%]	>100	2	12.3
RED	DESBALANCE V	[%]	2.5	<2	<2
	DESBALANCE I	[%]	97	<2	2
	I RMS NEUTRO	[A]	3	<1	<1
	P	[W]	92	255	580
	Q	[Var]	-141	-320	-390

Al intentar suavizar los escalones de carga se observa de la tabla anterior que los efectos en la red en régimen permanente son mínimos, con valores de THD, corriente por el neutro, desbalance y potencia similares al SUB MODO BASE. La única diferencia importante es el aporte de potencia activa en el CASO 2 que alcanza el 36[%]. Ahora bien, lo interesante de este sub modo es lo que se observa en las corrientes de la fase A de la fuente, convertidor y carga en el régimen transitorio (en las otras fases ocurre lo mismo para los casos 2 y 3), en las Figura 5-18, Figura 5-19. Figura 5-20, para el CASO 1, CASO 2 y CASO 3 respectivamente.

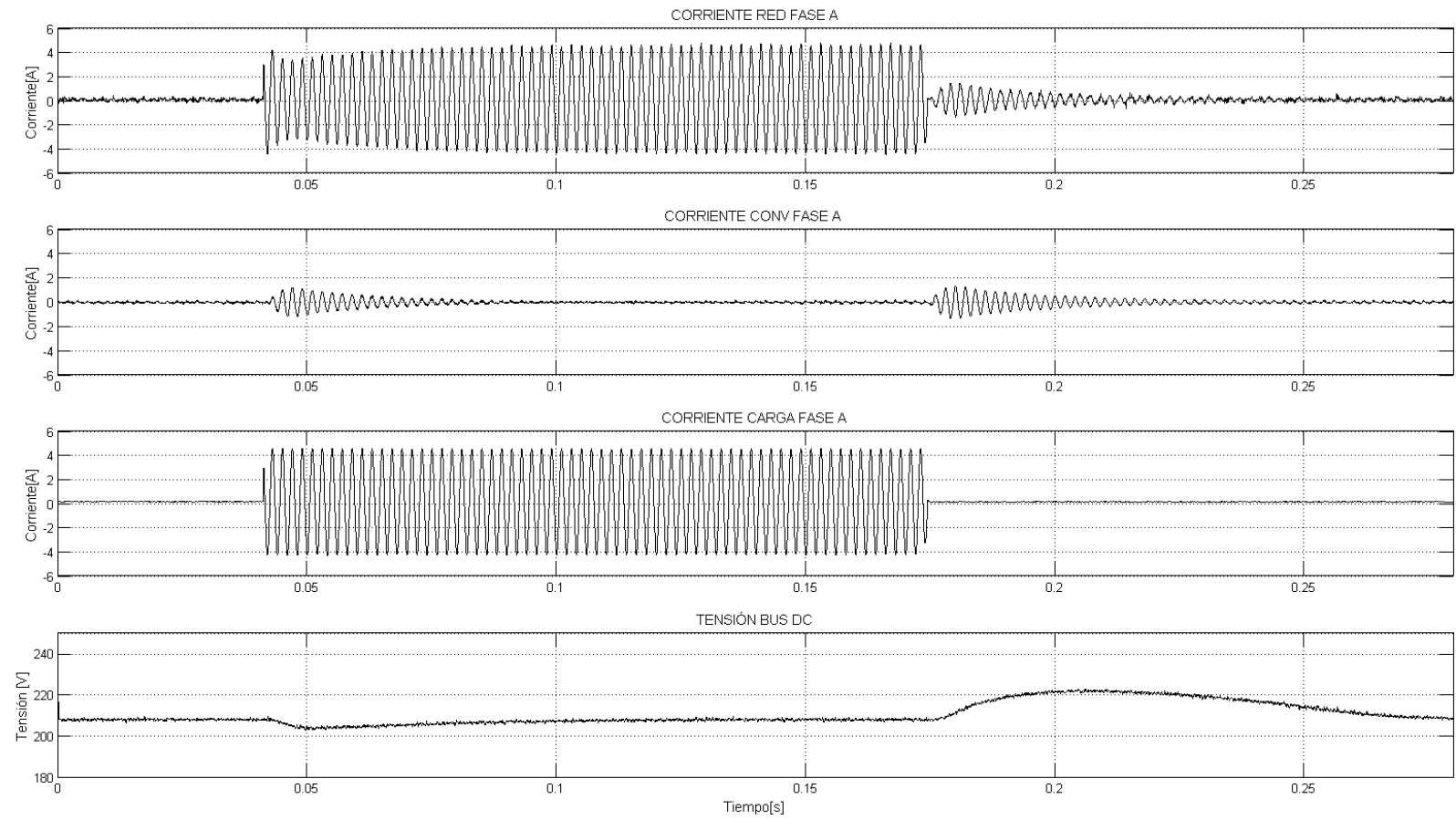


Figura 5-18: Corriente RMS fase A de RED, CONV y CARGA; Tensión bus DC – CASO 1. Medición M1

Para el CASO 1 el convertidor toma sólo una porción pequeña de carga que se refleja en una reducción en la tensión del bus DC. Cuando la carga se desprende, el convertidor debe absorber potencia desde la red, para generar el efecto suavizador, sin embargo, lo realiza un par de ciclos más tarde. La tensión del bus DC aumenta desde 208[V] a 221[V], lo que representa un 6.2[%] de sobre tensión. La causa de la lentitud al tomar y botar carga se debe a la velocidad de respuesta del filtro utilizado para obtener las referencias de control del sub modo.

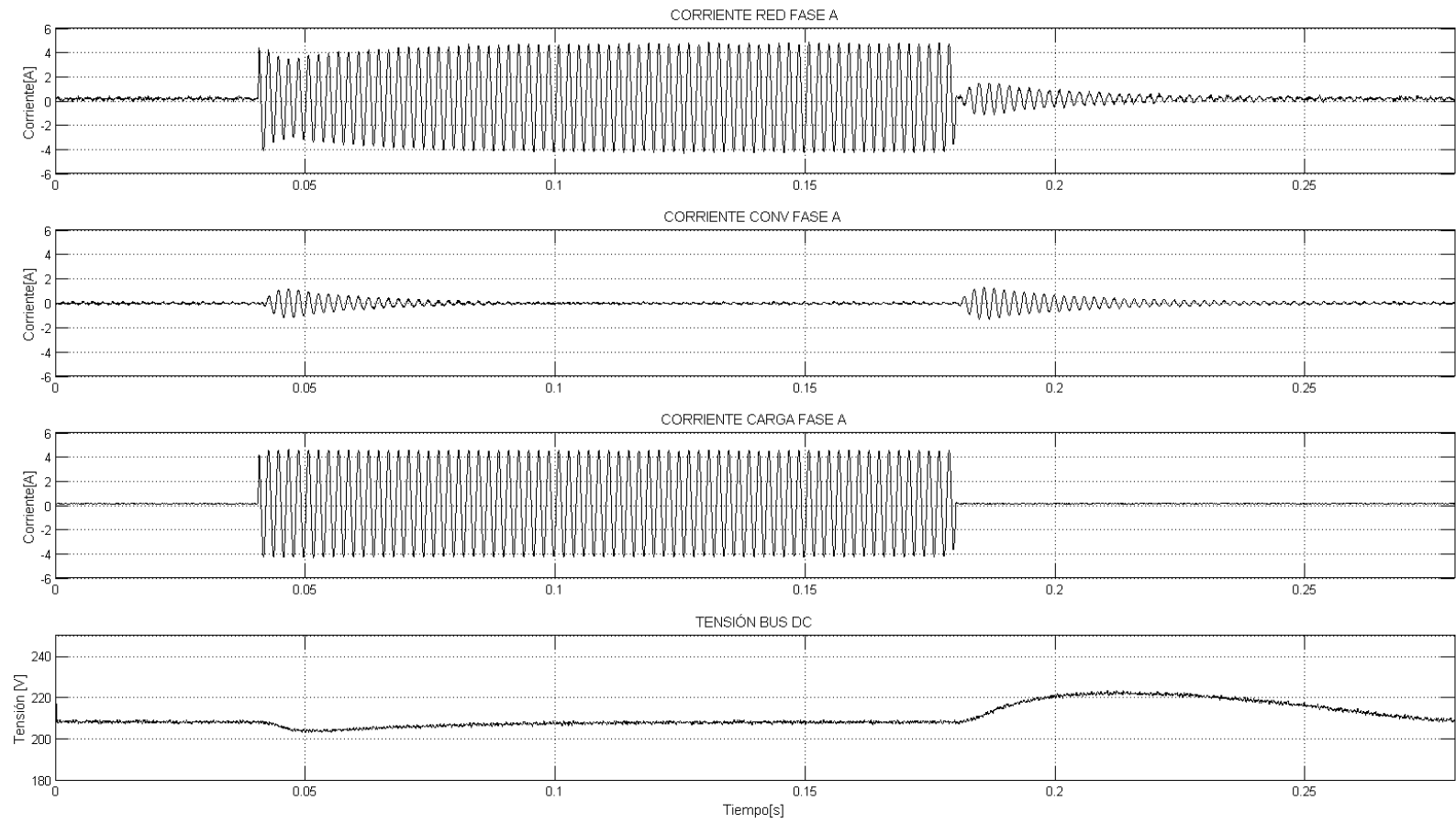


Figura 5-19: Corriente RMS fase A de RED, CONV y CARGA; Tensión bus DC – CASO 2. Medición M1

Para el CASO 2 ocurre lo mismo, pero en las tres fases. En el CASO 3 se puede observar una respuesta cercana a lo deseado. En efecto, el conversor parte tomando carga y la entrega de manera suave, sin embargo en los dos primeros ciclos no es capaz de evitar el escalón de corriente. También, para el desprendimiento de carga, el conversor genera el efecto no deseado de absorber potencia activa desde la red, provocando un segundo impacto de carga, elevando drásticamente la tensión del bus DC, desde 208[V] a 255[V], lo que representa una sobre tensión del 22[%]. Lo esperado es que el conversor tome potencia desde la red, partiendo desde el mismo nivel de potencia que tenía la carga antes de ser desconectada para luego realizar una transición lenta a la condición de potencia cero.

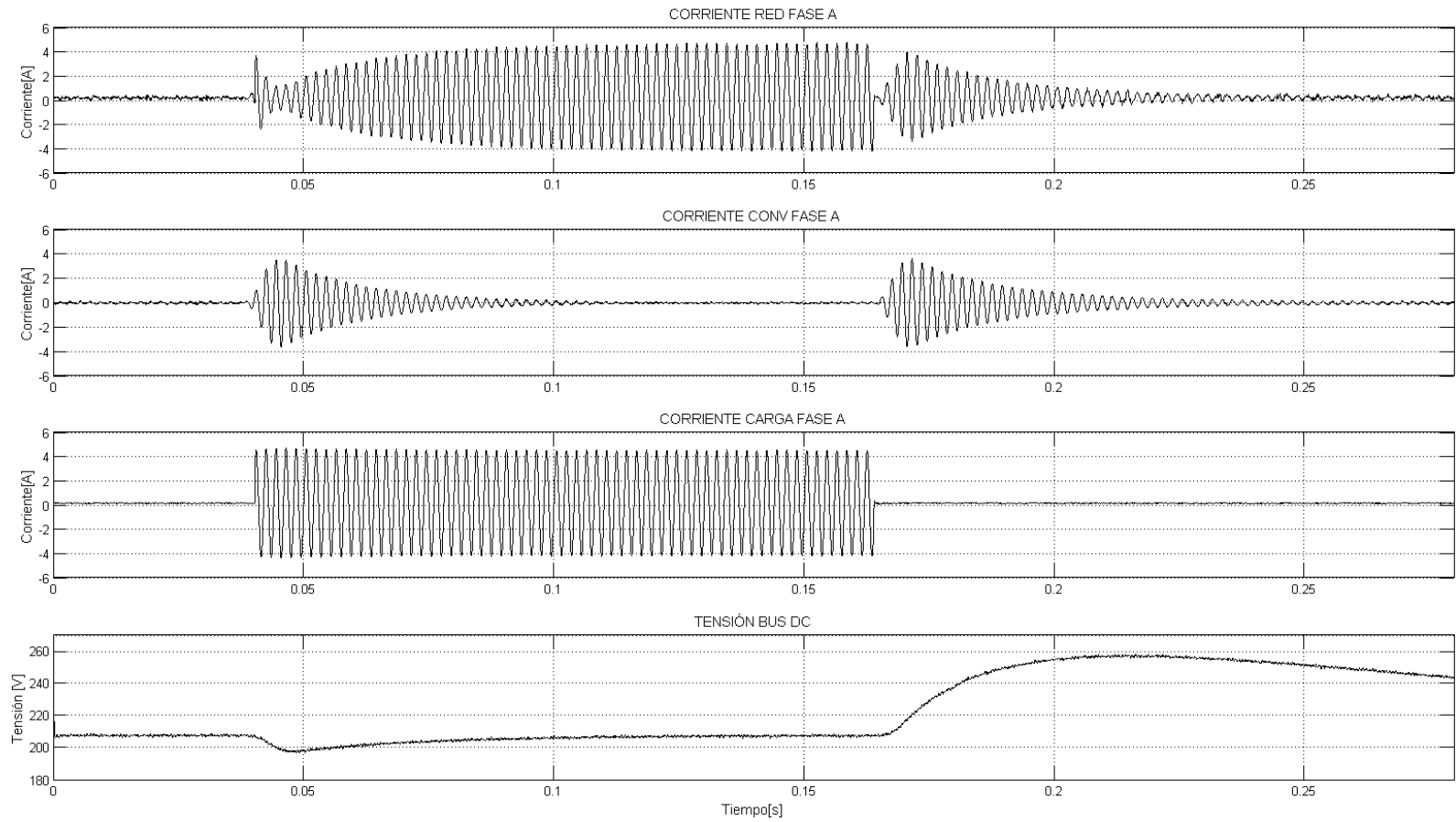


Figura 5-20: Corriente RMS fase A de RED, CONV y CARGA; Tensión bus DC – CASO 3. Medición M1

En conclusión, el SUB MODO SUAVIZADOR P-Q no tiene mayores efectos sobre la red en el régimen permanente, sin embargo, en el régimen transitorio realiza en parte la tarea de suavizar, especialmente ante una conexión de carga. En el caso de la desconexión genera el efecto contrario, provocando un escalón de potencia que no existe en el SUB MODO BASE. Adicional a esto se generan sobre tensiones en el bus DC producto de la incapacidad de los condensadores del bus DC de absorber una cantidad importante de energía. Si bien esto no debiese ocurrir con un banco de baterías, se considera un buen caso de estudio para probar la efectividad de los controladores.

#### 5.3.2.6 SUB MODO CARGA BUS DC

Este sub modo tiene el objetivo de mantener el nivel de tensión del bus DC en un valor deseado, mediante la absorción o inyección de potencia activa de la red de manera controlada. A diferencia de los sub modos anteriores, el SUB MODO CARGA BUS DC funciona mediante la manipulación de las corrientes de secuencia positiva inyectadas o absorbidas de manera equilibrada por las tres fases. En particular la acción de control es un cambio en la corriente de eje directo que para un convertidor sincronizada y bien orientado significa un cambio en la potencia activa. Si se quisiera tener un control de potencia reactiva se puede hacer algo similar en la corriente en cuadratura.

Los resultados de las pruebas se muestran en la Tabla 5-8.

Tabla 5-8: Resultados régimen permanente SUB MODO CARGA BUS DC. Medición M2

SUB MODO		CARGA BUS DC			
PUNTO MEDICIÓN	INDICADOR	UNIDAD	CASO 1	CASO 2	CASO 3
FASE A	THD V	[%]	2.5	<2	4.6
	THD I	[%]	50	2.7	11.7
FASE B	THD V	[%]	2	<2	4.5
	THD I	[%]	3.5	2.6	12.8
FASE C	THD V	[%]	2	<2	4.7
	THD I	[%]	45	2.6	11.9
RED	DESBALANCE V	[%]	2.4	<2	<2
	DESBALANCE I	[%]	80	<2	<2
	I RMS NEUTRO	[A]	3	<1	<1
	P	[W]	93	260	590
	Q	[Var]	-180	-350	-413

Se desprende de la tabla anterior que este sub modo no afecta de manera importante la red respecto al SUB MODO BASE. En efecto, la variación máxima de THD, tanto de tensión como corriente está entre medio y un punto porcentual respecto al SUB MODO BASE. Además, para el CASO 1 el desbalance disminuye prácticamente un 20[%], Para el CASO 3 se ve una disminución en el THD de corriente del orden de medio punto porcentual. Cabe mencionar que el aporte de potencia activa y reactiva son prácticamente los mismo que en el SUB MODO IDLE, por lo que sus efectos en la red son equivalentes a imponer una referencia de control nula en régimen permanente.



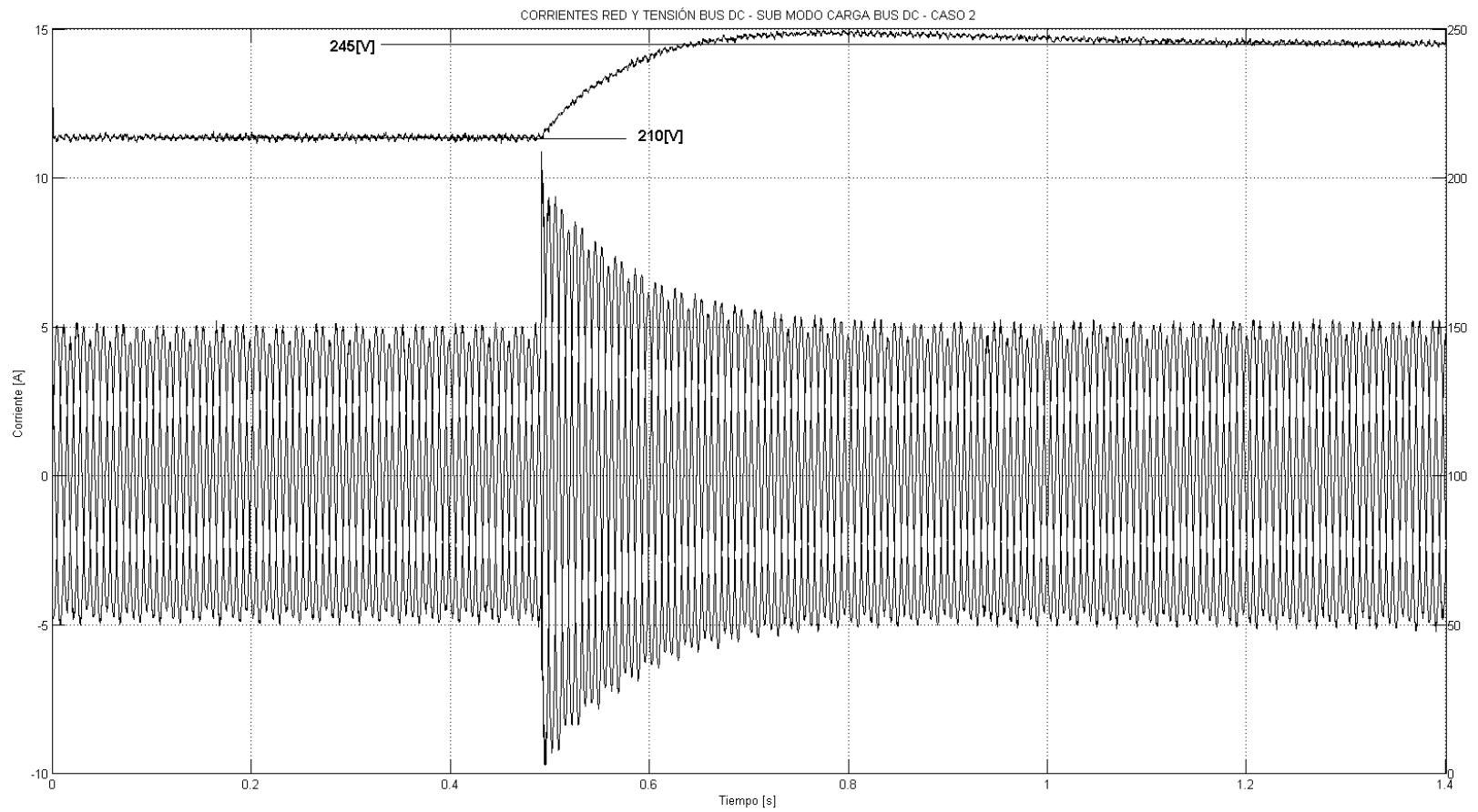


Figura 5-21: Corriente Red y Tensión bus DC ante escalón de referencia - SUB MODO CARGA BUS DC - CASO 2. Medición M1

En régimen transitorio se puede observar que la tensión del bus DC sigue la consigna impuesta de  $V_{dc_{ref}} = 240[V]$ , con un error de  $5[V]$  en régimen permanente, equivalente a  $2[\%]$ , como se muestra en la Figura 5-21. Notar que la respuesta del controlador de tensión demora decenas de ciclos antes de llegar a la referencia debido a que es un control externo a los de corriente, por lo que por construcción es más lento. Por otro lado, la tensión en el bus DC se mantiene constante para los impactos de carga en los CASOS 1, 2 y 3, según se muestra en la Figura 5-22, Figura 5-23 y Figura 5-24 respectivamente.

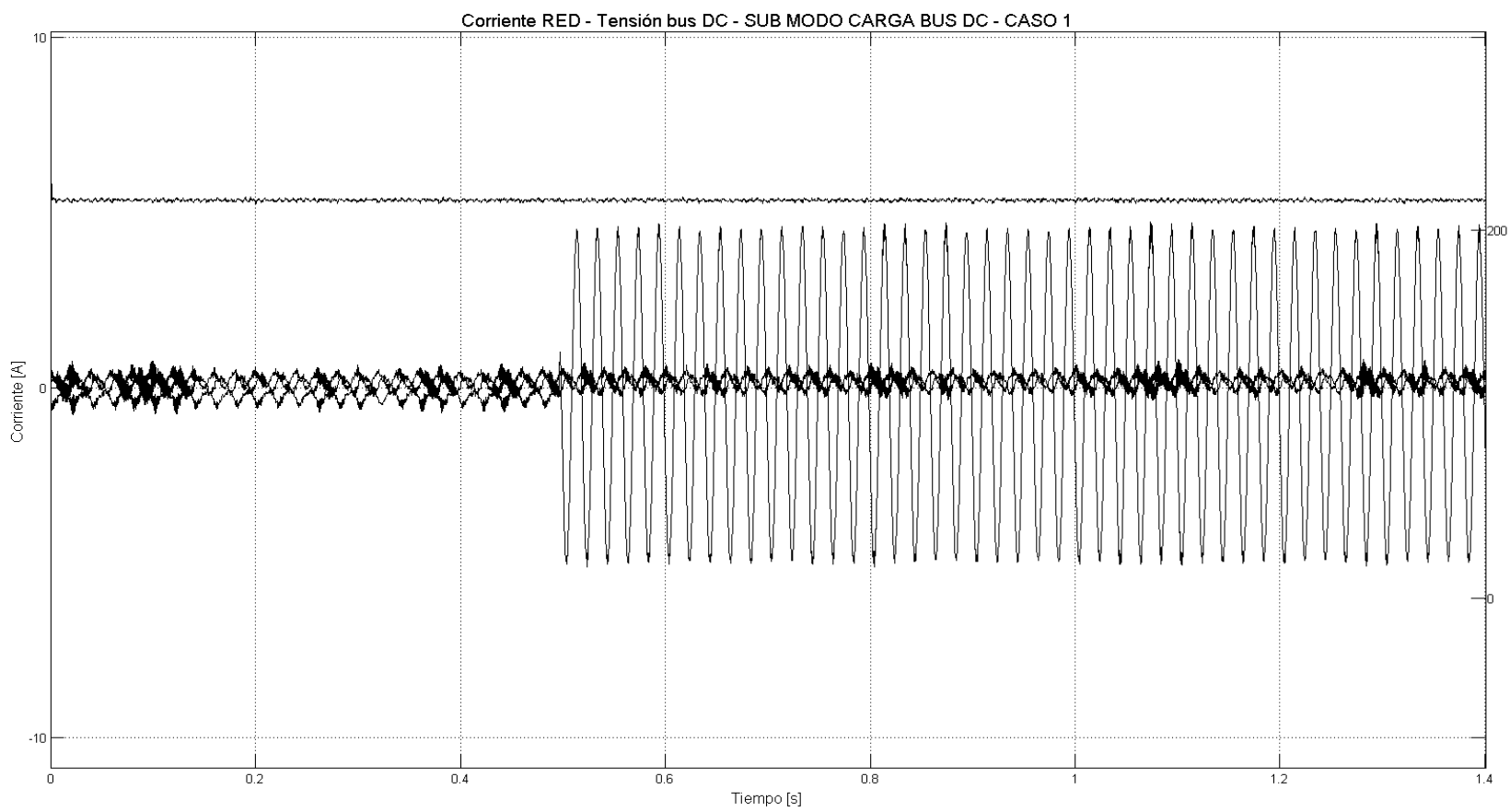


Figura 5-22: Transitorio Corriente Red - Tensión bus DC - SUB MODO CARGA BUS DC - CASO 1. Medición M1

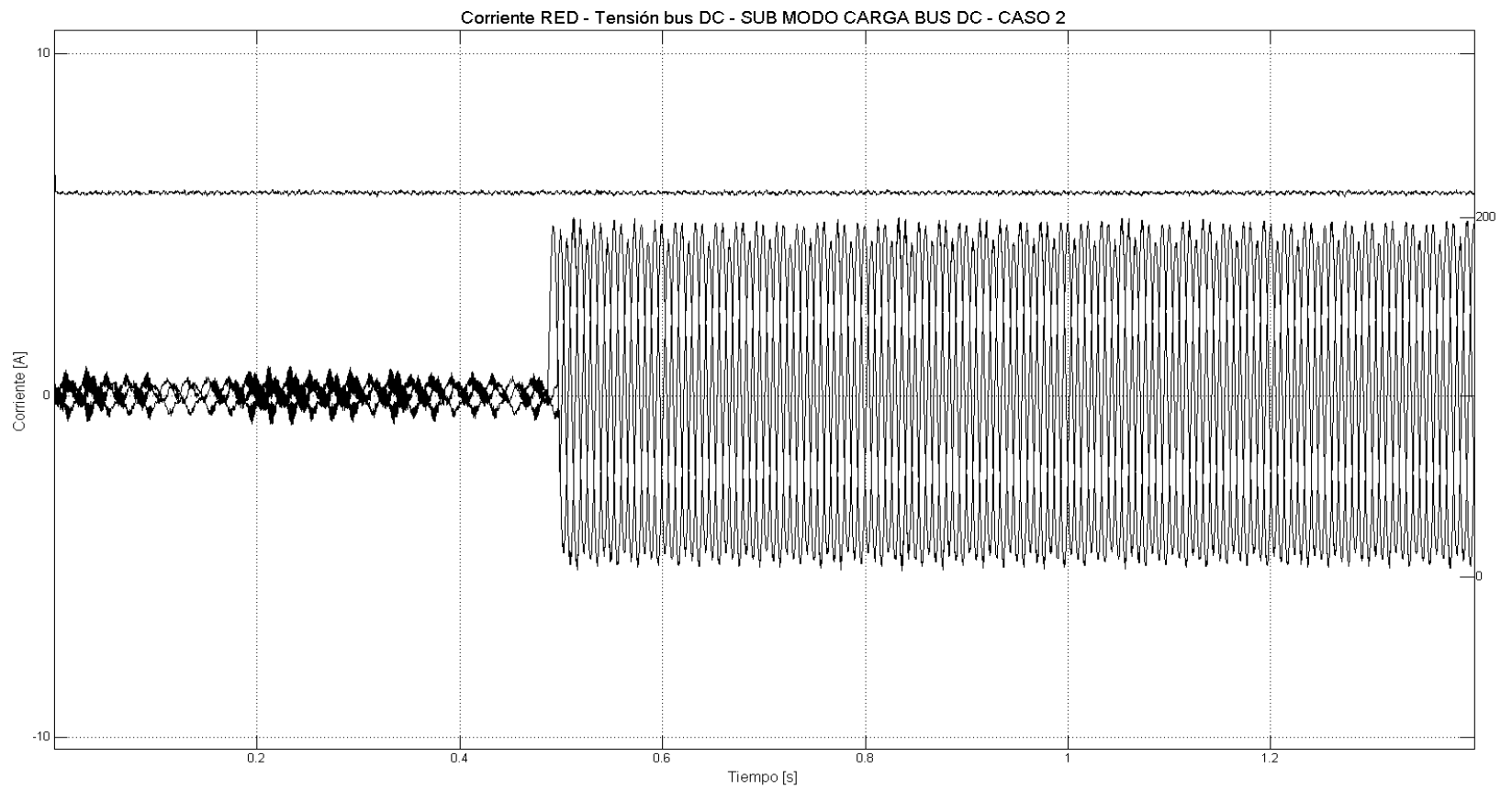


Figura 5-23: Transitorio Corriente Red - Tensión bus DC - SUB MODO CARGA BUS DC - CASO 2. Medición M1

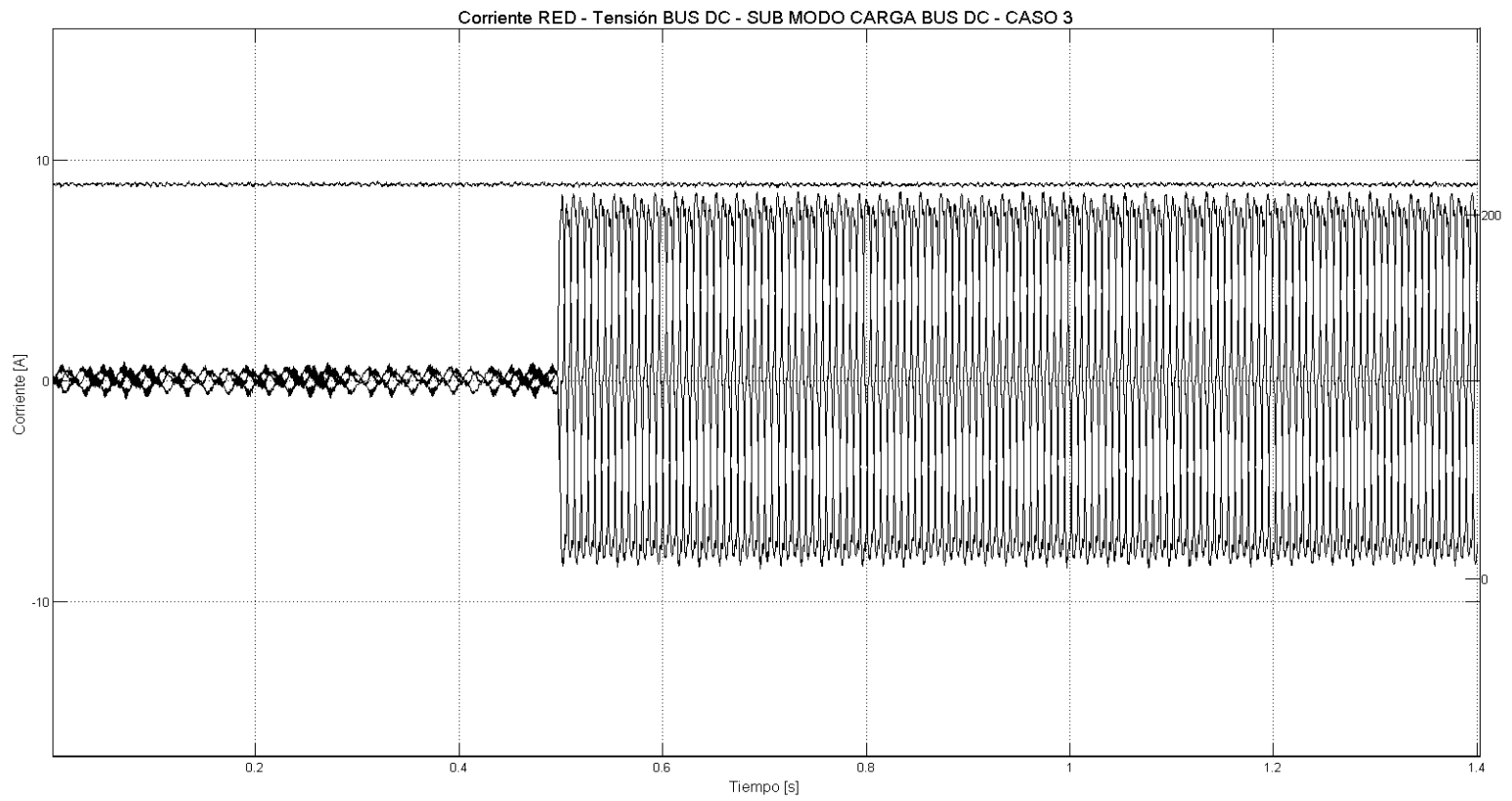


Figura 5-24: Transitorio Corriente Red - Tensión bus DC - SUB MODO CARGA BUS DC - CASO 3. Medición M1

La implicancia de este control es la posibilidad de mantener la tensión en el bus en un valor deseado, lo que permite que la modulación vectorial aplicada por el controlador funcione de mejor manera; operar en ciertos sub modos sólo con un bus DC compuesto por condensadores y/o tener la capacidad de implementar un algoritmo de carga de un bus DC compuesto por acumuladores electroquímicos. En efecto, la capacidad del convertidor de sintetizar un cierto nivel de tensión es directamente proporcional a la tensión del bus DC. Cuando se solicita una tensión AC mayor a la posible de producir, aparecen distorsiones de baja frecuencia en el lado de la red, fenómeno conocido como sobre modulación. Si el bus DC está compuesto por un banco de condensadores apropiados, el convertidor puede operar en SUB MODO IDLE, SUB MODO COMPENSACION CORRIENTE SECUENCIA (0) Y SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-), sin la necesidad de una fuente de potencia activa permanente en el lado DC, no obstante se debe contar con una en el lado AC ya que se deben cubrir sus pérdidas. En el caso de que el bus DC esté compuesto por un acumulador electroquímico apropiado, este control puede permitir la absorción o inyección de potencia activa de manera controlada. En particular se pueden implementar algoritmos de carga manipulando la tensión del bus DC para controlar su corriente. Cuando la tensión de referencia es mayor a la tensión del acumulador se absorbe potencia desde la red y cuando es menor, se inyecta. Finalmente, se hace notar que este sub modo puede ser un aporte para el SUB MODO SUAVIZADOR, ya que puede ayudar a la restitución de la tensión del bus DC y evitar lo mostrado en la Figura 5-20 donde la tensión varía de manera descontrolada ante un impacto de carga.

Los cinco sub modos presentados a continuación son propuestas de referencias de control construidas a partir de los cinco sub modos presentados en los apartados anteriores. La idea de estas mezclas es verificar si en conjunto generan mejores resultados sobre la red y si pueden ser utilizados en la micro red de Huatacondo.

### 5.3.2.7 SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0)

Este sub modo combina la capacidad del convertor de compensar las corrientes de secuencia negativa y cero de la carga. El bloque de referencia utilizado es el de la Figura 5-25.

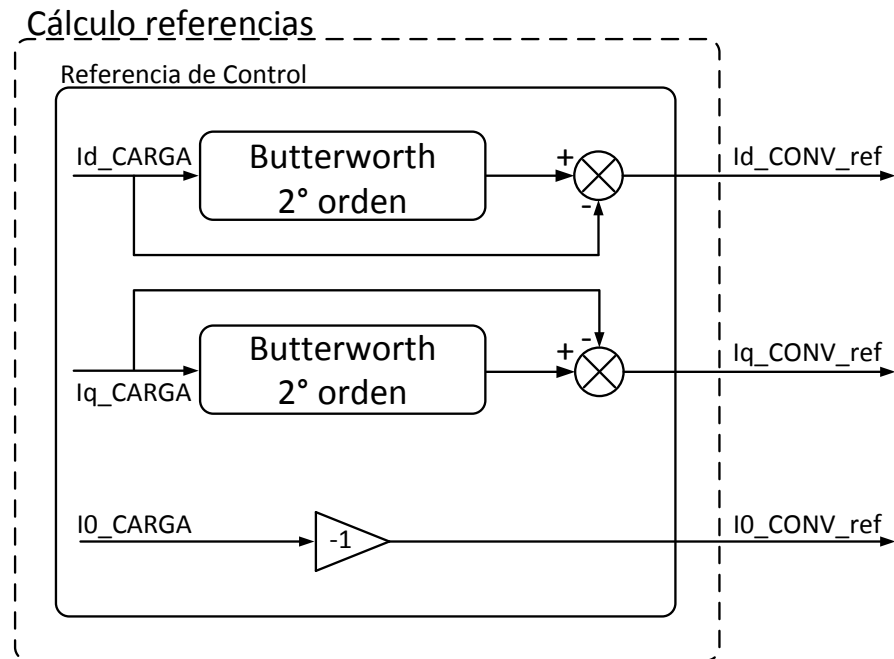


Figura 5-25: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO COMP. CORRIENTE SEC(-) Y (0).

Los resultados de las pruebas se presentan en la Tabla 5-9.

Tabla 5-9: Resultados régimen permanente SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(-) Y (0).  
Medición M2

SUB MODO		COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC (-) Y (0)			
PUNTO MEDICIÓN	INDICADOR	UNIDAD	CASO 1	CASO 2	CASO 3
FASE A	THD V	[%]	<2	<2	4
	THD I	[%]	4.2	<2	4.4
FASE B	THD V	[%]	<2	<2	3.9
	THD I	[%]	4.3	<2	4.5
FASE C	THD V	[%]	<2	<2	3.9
	THD I	[%]	3.2	<2	4.5
RED	DESBALANCE V	[%]	<2	<2	<2
	DESBALANCE I	[%]	4	<2	<2
	I RMS NEUTRO	[A]	<1	<1	<1
	P	[W]	89	260	600
	Q	[Var]	-125	-320	-372

Para el CASO 1 se observa una disminución del THD de corriente en las fases sin carga, al igual que el desbalance de corriente y la corriente por el neutro, producto de la inyección de corrientes de secuencia cero y negativa en la red, tal como se explicó en 5.3.2.3 y 5.3.2.4. Las potencias activa y reactiva disminuyen en un 10[%] y 1.5[%] respectivamente. En comparación con el SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (0) se observa una disminución entre 2[%] y 1[%] en los THD de corriente y 92[%] en el desbalance de corriente. Respecto al SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) hay una mejora del 2[%] en el THD de la corriente de la fase A y en el desbalance de corriente. Debido al aporte de la compensación de la componente de secuencia cero hay una disminución de la corriente por el neutro.

Para el CASO 2 sólo se observa un aporte en la disminución de medio punto porcentual del THD de corriente en la fase B y C respecto al SUB MODO BASE y el mismo aporte de potencia activa y reactiva que en el SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-).

Para el CASO 3 se observan las mismas características que en el SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-).



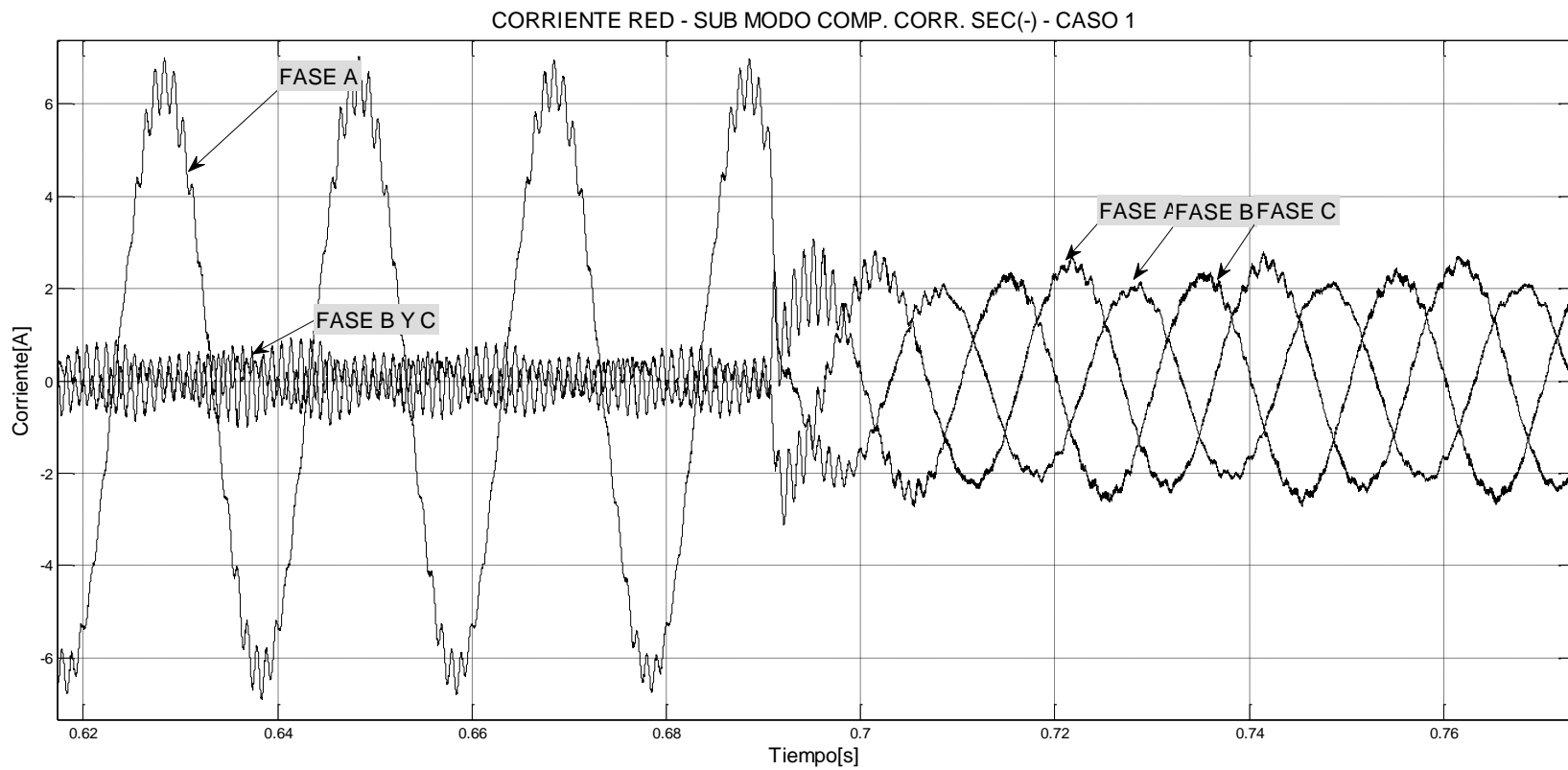


Figura 5-26: Corriente Red - SUB MODO COMP. CORR. SEC(-) y (0) - CASO 1. Medición M1

Desde el punto de vista transitorio, el efecto sobre la red es similar al observado en el SUB MODO COMPENSACIÓN SECUENCIA (-), sin embargo, como se muestra en la Figura 5-26 las corrientes de la fase B y C no están rotadas en  $180[^\circ]$  debido a que en este sub modo la componente de secuencia cero circula desde el conversor hacia la carga y no hacia la fuente.

También, en la Figura 5-27 se aprecia otra similitud al comportamiento de las corrientes observadas en el SUB MODO COMPENSACIÓN SECUENCIA(-) - CASO 3, es decir, de manera natural existe un suavizado en la corriente que ve la fuente con una oscilación en la tensión del bus DC.

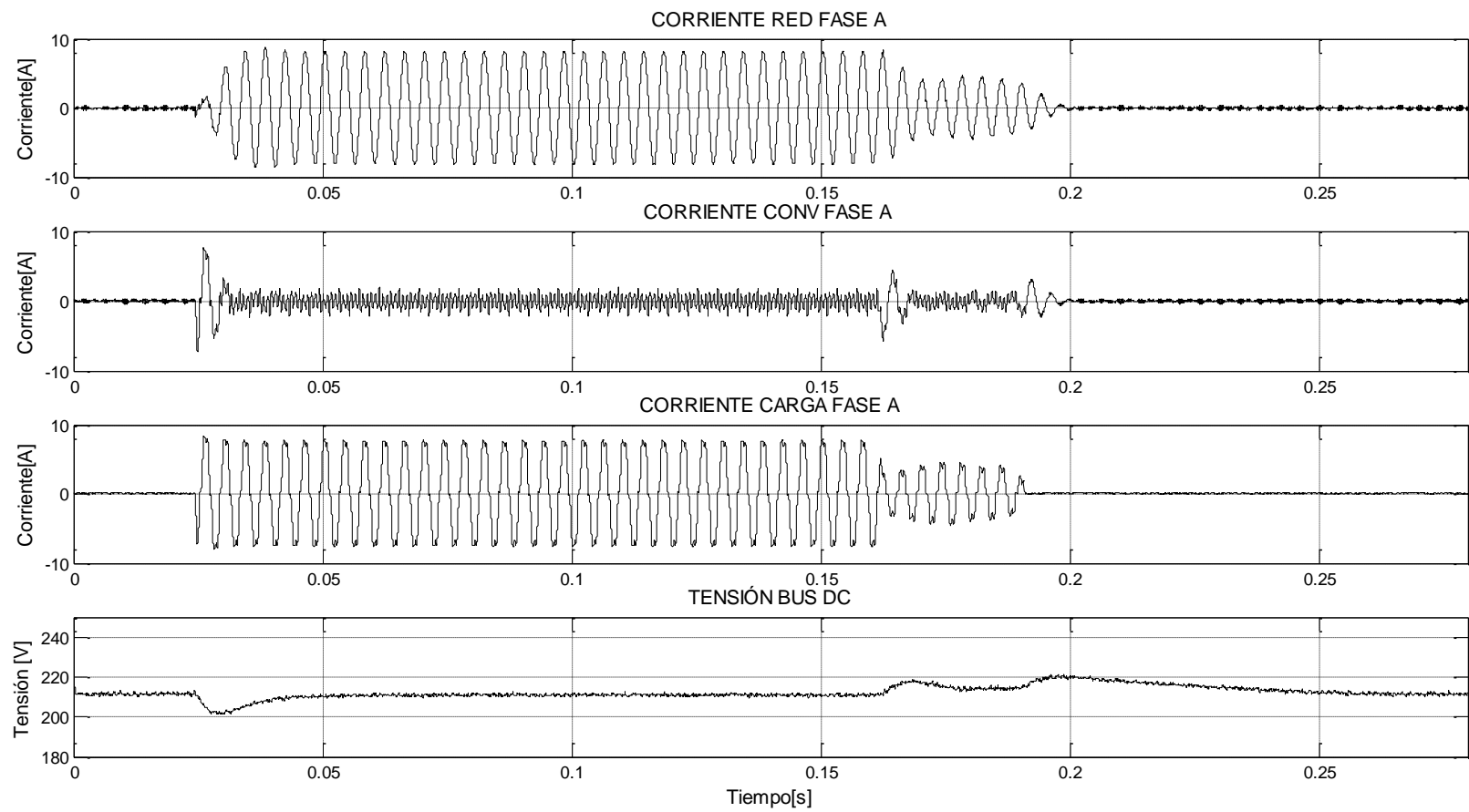


Figura 5-27: Corriente fase A de RED, CONV y CARGA; Tensión bus DC – CASO 3. Medición M1

En conclusión, al unir ambos sub modos se mejoran las debilidades de cada uno por separado, en particular el desbalance en el CASO 1 y THD de corriente para el CASO 3 en el SUB MODO COMPENSACIÓN SEC (0); y corriente por el neutro para el CASO 1 en el SUB MODO COMPENSACIÓN SEC (-).

### 5.3.2.8 SUB MODO CARGA BUS DC Y SUAVIZADOR P-Q

Con este sub modo se busca reestablecer lo más rápido posible un nivel de tensión en el bus DC (componente del SUB MODO CARGA BUS DC) ante la operación del SUB MODO SUAVIZADOR P-Q. La manera de calcular las referencias de control se muestran en la Figura 5-28.

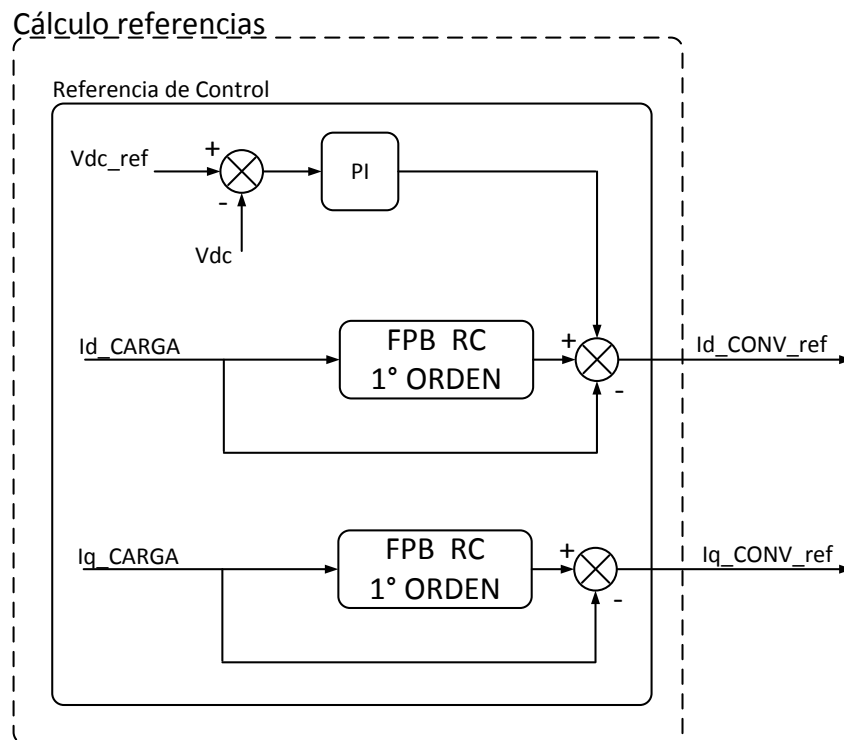


Figura 5-28: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO CARGA BUS DC Y SUAVIZADOR P-Q.

Los resultados del régimen permanente se muestran en la Tabla 5-10.

Tabla 5-10: Resultados régimen permanente SUB MODO CARGA BUS DC Y SUAVIZADOR P-Q. Medición M2

SUB MODO		CARGA BUS DC Y SUAVIZADOR P-Q			
PUNTO MEDICIÓN	INDICADOR	UNIDAD	CASO 1	CASO 2	CASO 3
FASE A	THD V	[%]	<2	<2	4.6
	THD I	[%]	35	2.5	11.8
FASE B	THD V	[%]	<2	<2	4.3
	THD I	[%]	3	2.5	12.9
FASE C	THD V	[%]	<2	<2	4.5
	THD I	[%]	40	2.5	12
RED	DESBALANCE V	[%]	2.45	<2	<2
	DESBALANCE I	[%]	81	<2	2
	I RMS NEUTRO	[A]	3.1	<1	<1
	P	[W]	96	270	600
	Q	[Var]	-150	-350	-416

Se desprende que este sub modo no mejora significativamente ninguno de los indicadores en alguno de los casos respecto al SUB MODO BASE, SUB MODO CARGA BUS DC y SUB MODO SUAVIZADOR P-Q. Lo interesante es observar el comportamiento de la tensión del bus DC respecto al SUB MODO SUAVIZADOR P-Q. En efecto, en la Figura 5-29 se presenta una comparación de la tensión del bus DC para cada caso entre ambos sub modos.

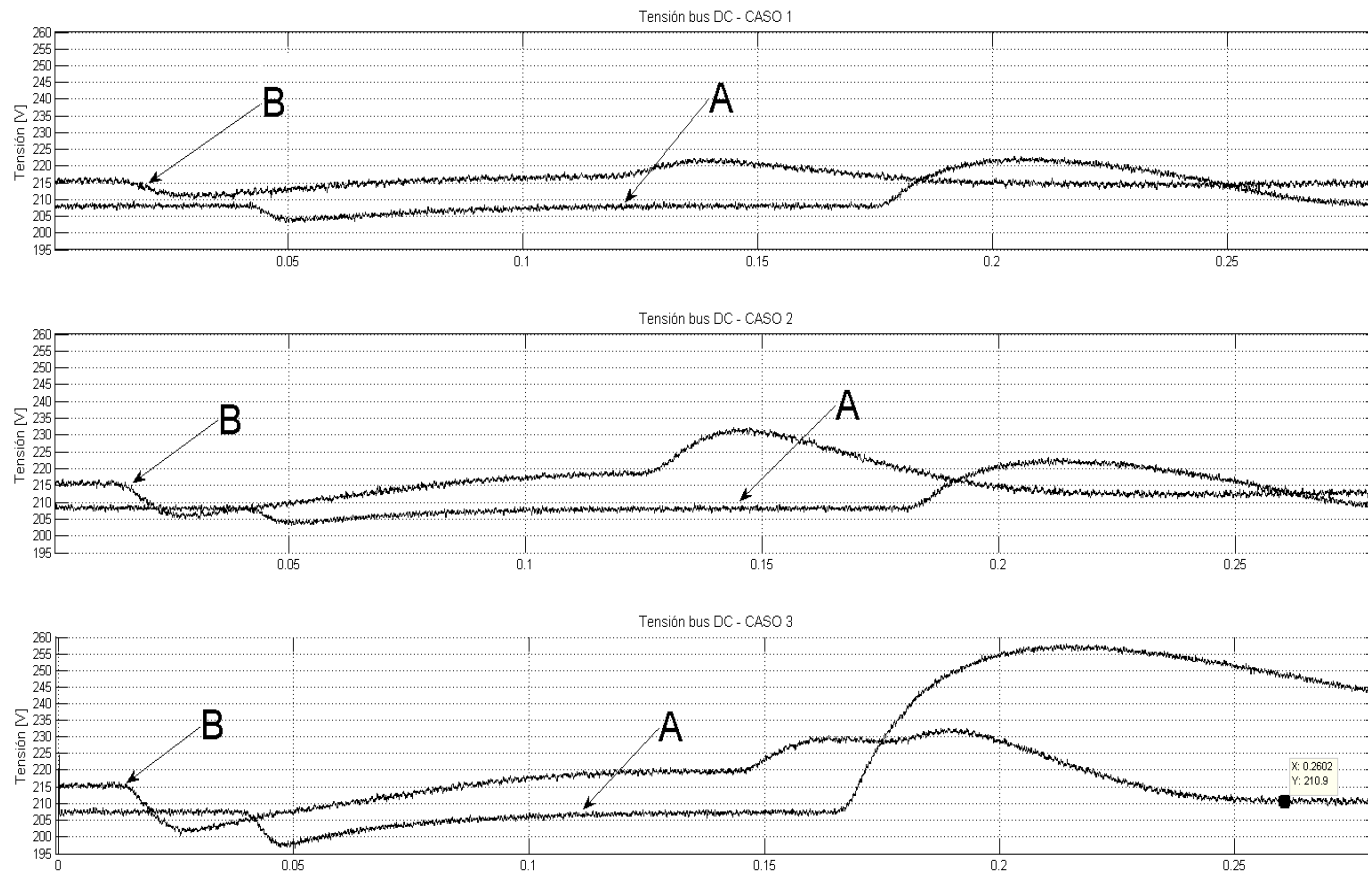


Figura 5-29: Comparación tensión bus DC.(Arriba: CASO 1; medio: CASO 2; abajo: CASO 3). Medición M1

La curva rotulada con una letra **A** corresponde la tensión del bus DC del SUB MODO SUAVIZADOR P-Q y la rotulada con la letra **B** corresponde a la tensión del bus DC del SUB MODO CARGA BUS DC – SUAVIZADOR P-Q. Para el CASO 1 - sub modo **B**, luego del impacto de carga la tensión baja 5[V] para luego recuperarse hasta la tensión original, momento en que se desconecta la carga, generando un alza de 5[V] en la tensión. En cambio en la curva **A**, luego de la conexión de la carga, la tensión demora más en recuperarse y en la desconexión la sobretensión es de 15[V], 10[V] más que en el modo **B**. Para el CASO 2 - curva **B** el tiempo de recuperación también es menor, sin embargo la sobre oscilación de tensión es la misma. Finalmente, para el CASO 3 es donde se ve mejor el aporte de combinar ambos sub modos. Nuevamente el tiempo de recuperación es menor para la curva **B** sin embargo, la sobre oscilación es sólo de 10[V] en vez de 45[V] como en la curva **A**.

Notar que ambas curvas se han tomado en pruebas diferentes, por lo tanto, están desplazadas en el tiempo y no tienen la misma tensión de referencia. Por lo tanto, lo importante es ver las diferencias y comparar.

En conclusión, combinar ambos sub modos permite mejorar el comportamiento de la tensión del bus DC tanto en tiempo de recuperación como en sobre oscilación, sin provocar grandes efectos en la red en régimen permanente.

#### 5.3.2.9 SUB MODO CARGA BUS DC Y COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0)

En este caso, al igual que en el anterior se busca revisar el efecto de intentar mantener la tensión del bus DC en un valor fijo. En la Figura 5-30 se muestra el esquema de cálculo de las referencias de control para este sub modo.

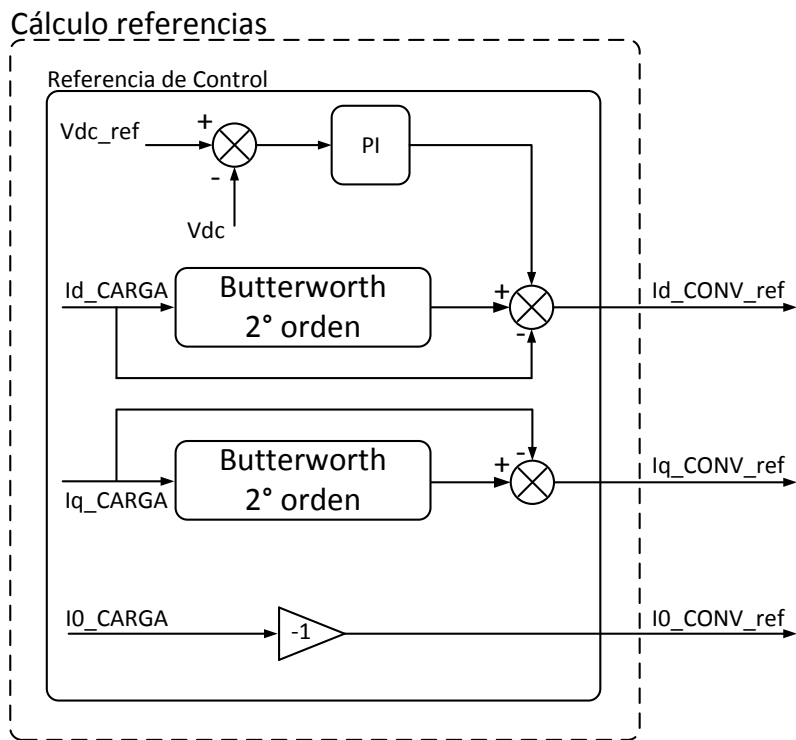


Figura 5-30: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO CARGA BUS DC, COMP. CORRIENTE SEC(-) Y (0).

En la Tabla 5-11 se muestran los datos en régimen permanente:

Tabla 5-11: Resultados régimen permanente SUB MODO CARGA BUS DC, COMP. CORR SEC(-) Y (0). Medición M2

SUB MODO		CARGA BUS DC Y COMP. CORRIENTE SEC (-) Y (0)			
PUNTO MEDICIÓN	INDICADOR	UNIDAD	CASO 1	CASO 2	CASO 3
FASE A	THD V	[%]	<2	<2	3.8
	THD I	[%]	3.5	<2	4
FASE B	THD V	[%]	<2	<2	3.65
	THD I	[%]	3.7	<2	4.1
FASE C	THD V	[%]	<2	<2	3.7
	THD I	[%]	3.7	<2	4.1
RED	DESBALANCE V	[%]	<2	<2	<2
	DESBALANCE I	[%]	2	<2	<2
	I RMS NEUTRO	[A]	<1	<1	<1
	P	[W]	115	280	614
	Q	[Var]	-170	-350	-407



Respecto al SUB MODO BASE se observan mejoras en los THD de corriente y tensión para los tres casos, en particular, para el CASO 3 se logra reducir desde 12.4[%], 13.5[%] y 12.4[%] a 4[%], 4.1[%] y 4.1[%] en las fases A, B y C el THD de corriente respectivamente siendo el mejor resultado de disminución de distorsión armónica hasta el momento. El desbalance de tensión, corriente y la corriente por el neutro se mantienen en valores mínimos. La potencia activa y reactiva es casi idéntica a la del SUB MODO BASE, por lo que este tipo de operación no significa un gasto adicional de potencia para el sistema.

Respecto al régimen transitorio lo interesante es ver la capacidad del sub modo de mantener la tensión del bus DC. En la Figura 5-31 la curva **A** es la tensión del bus DC en el SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0) y la curva **B** es la tensión del bus DC del sub modo en estudio. En los tres casos, cuando se conecta la carga, la tensión del bus DC disminuye y la sobre oscilación, en promedio, no supera los 10[V]. El tiempo de recuperación para la curva **B** y **A** son prácticamente iguales e igual a 20[ms]. En cambio, el tiempo de recuperación para la desconexión de la carga es de 1[ms] para la curva **B** versus 4[ms], 7[ms], 6[ms] para los CASOS 1, 2 y 3 de la curva **A** respectivamente.

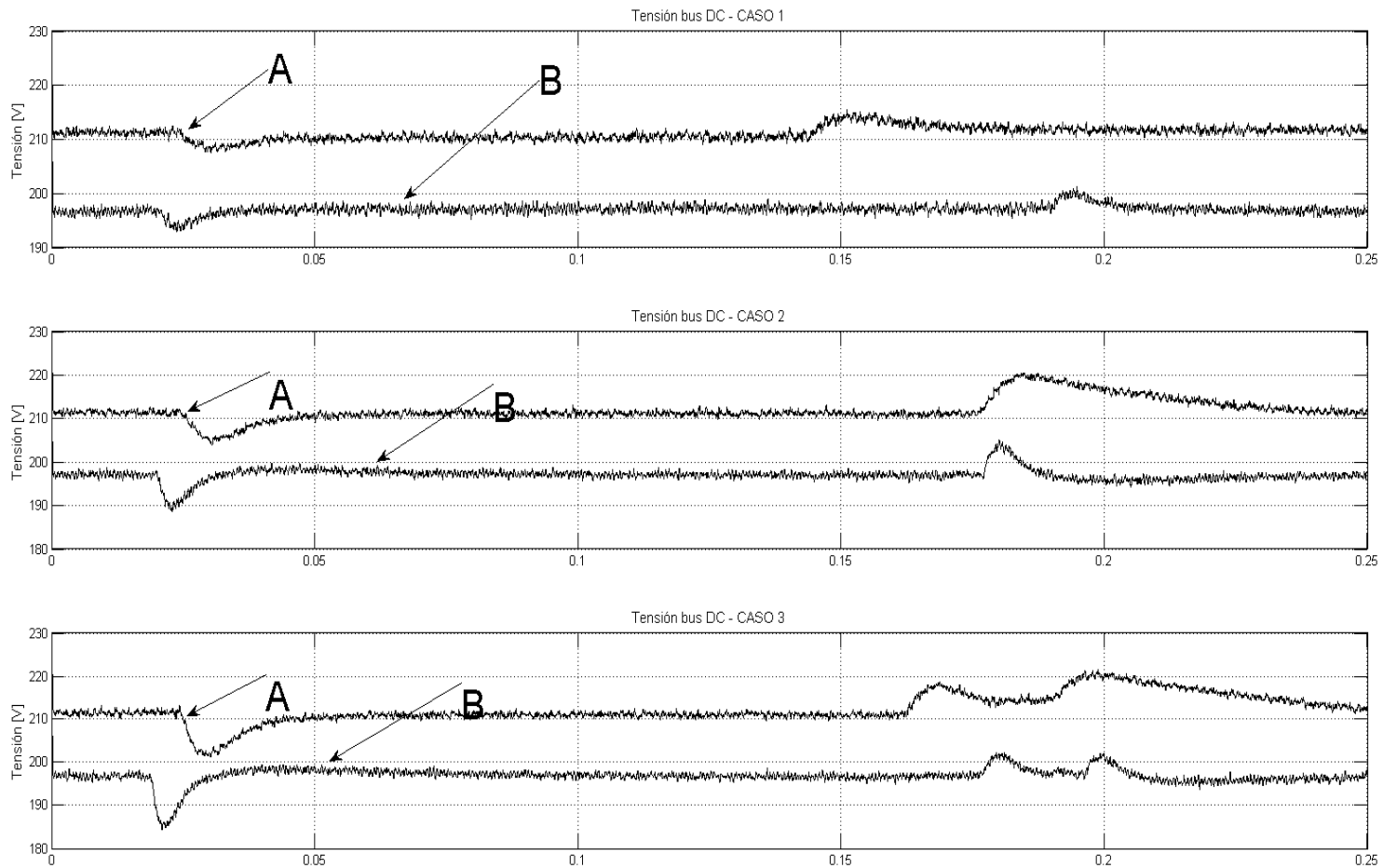


Figura 5-31: Comparación tensión bus DC.(Arriba: CASO 1; medio: CASO 2; abajo: CASO 3). Medición M1

Respecto a la sobre oscilación de tensión, en los tres casos es prácticamente igual y no superan los 10[V].

En conclusión, agregar el control de la tensión del bus DC al SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0), aumenta la rapidez de recuperación de la energía del bus ante cargas o descargas y disminuye levemente la sobre oscilación de tensión.

### 5.3.2.10 SUB MODO SUAVIZADOR P-Q Y COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0)

Este sub modo tiene el objetivo de verificar si al agregar la compensación de corriente de secuencia (-) y (0) es posible mantener y/o mejorar las características del SUB MODO SUAVIZADOR. En la Figura 5-32 se muestra el esquema de cálculo de las referencias de control.

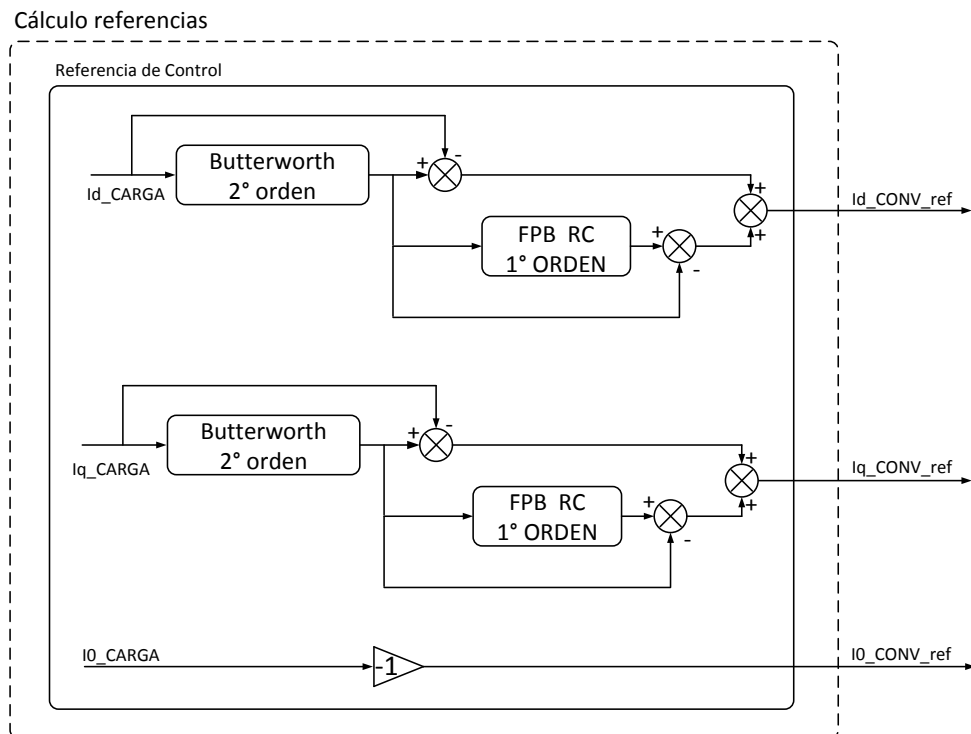


Figura 5-32: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO SUAVIZADOR P-Q, COMP. CORRIENTE SEC(-) Y (0).

En la Tabla 5-12 se muestran los resultados del régimen permanente.

Tabla 5-12: Resultados régimen permanente SUB MODO SUAVIZADOR P-Q, COMP. CORR. SEC(-) Y (0). Medición M2

SUB MODO		SUAVIZADOR P-Q, COMP. CORRIENTE SEC (-) Y (0)			
PUNTO MEDICIÓN	INDICADOR	UNIDAD	CASO 1	CASO 2	CASO 3
FASE A	THD V	[%]	<2	<2	3.9
	THD I	[%]	4.1	<2	4.3
FASE B	THD V	[%]	<2	<2	3.8
	THD I	[%]	4.5	<2	4.4
FASE C	THD V	[%]	<2	<2	3.8
	THD I	[%]	3.5	<2	4.5
RED	DESBALANCE V	[%]	<2	<2	<2
	DESBALANCE I	[%]	4	<2	<2
	I RMS NEUTRO	[A]	<1	<1	<1
	P	[W]	91	250	580
	Q	[Var]	-125	-315	-360

Respecto al SUB MODO BASE, en todos los casos y variables, compensar las corrientes de secuencia negativa, cero y escalones de carga da mejores resultados. Lo mismo ocurre si se compara sólo con el SUB MODO SUAVIZADOR o sólo con el SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC (-) Y (0). Por otro lado, al revisar el transitorio de las corrientes de la fase A de la fuente, el convertidor, la carga; y la tensión del bus DC, se puede apreciar que el efecto suavizador mejora sustancialmente, logrando el resultado deseado, logrando que el convertidor supla la carga en los primeros ciclos de su conexión y disminuya lentamente la potencia entregada hasta cero. Lo mismo ocurre con la desconexión de la carga, como se observa en la Figura 5-33, Figura 5-34 y Figura 5-35, para los casos 1, 2 y 3 respectivamente:

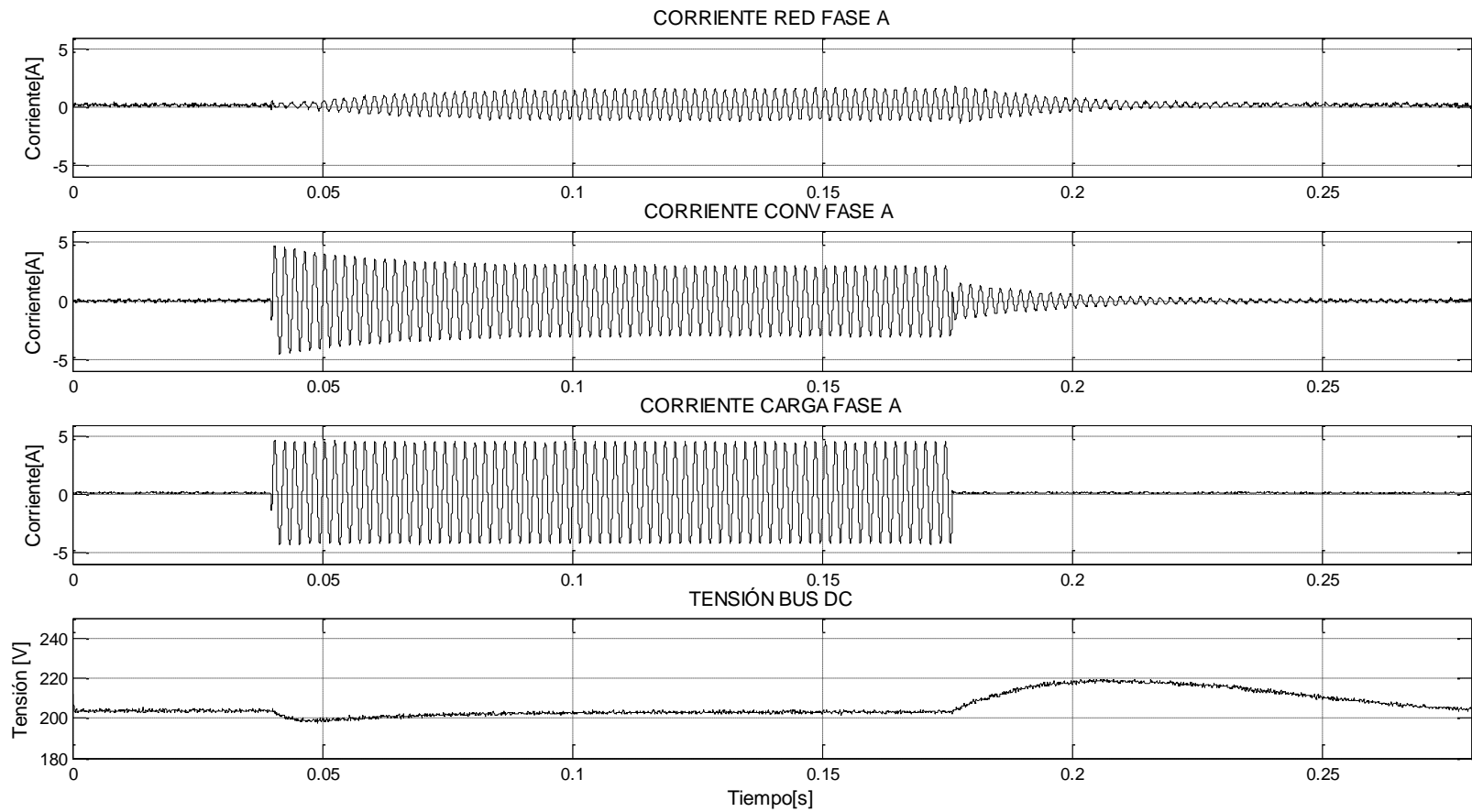


Figura 5-33: Corriente fase A de RED, CONV y CARGA; Tensión bus DC – CASO 1. Medición M1

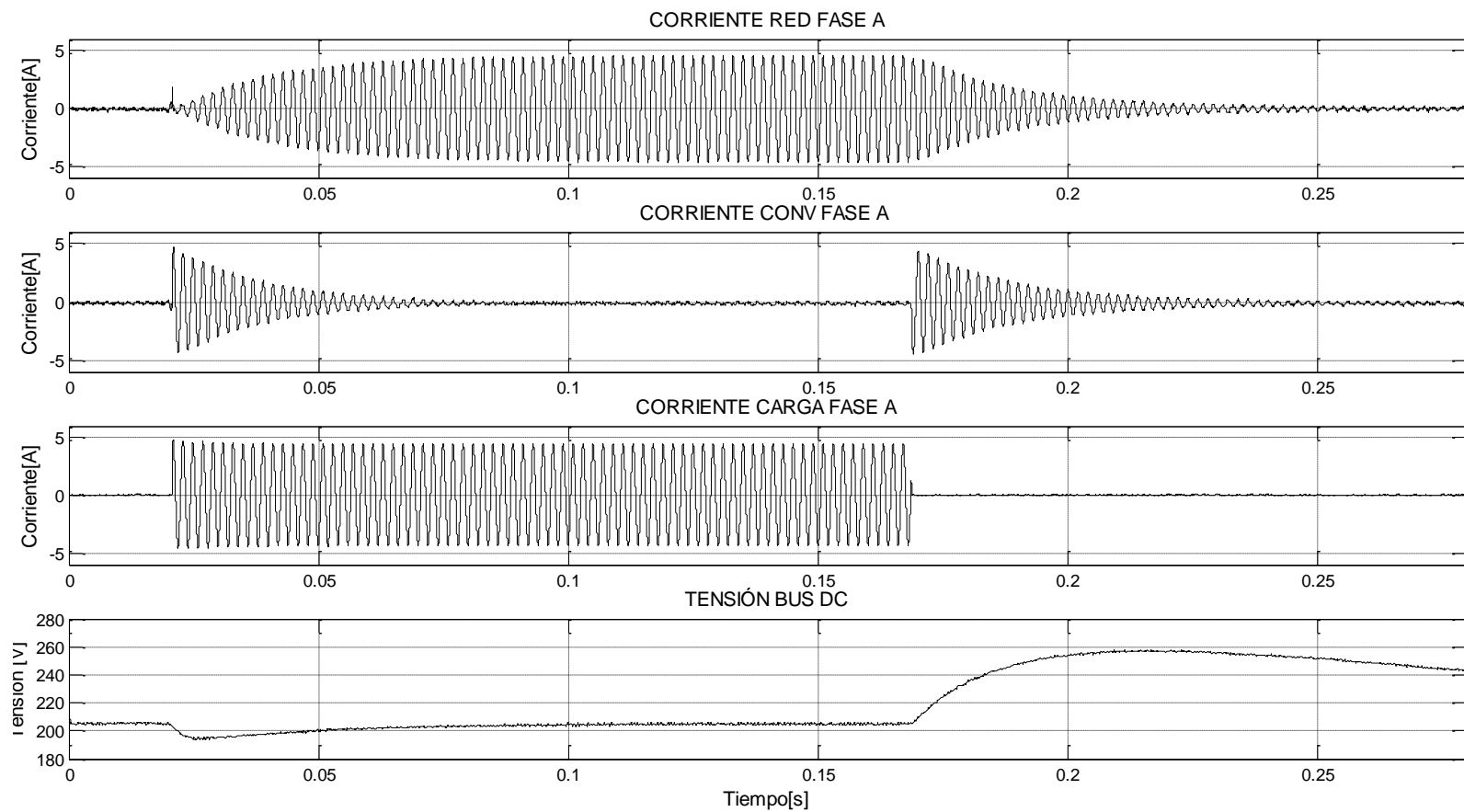


Figura 5-34: Corriente fase A de RED, CONV y CARGA; Tensión bus DC – CASO 2. Medición M1

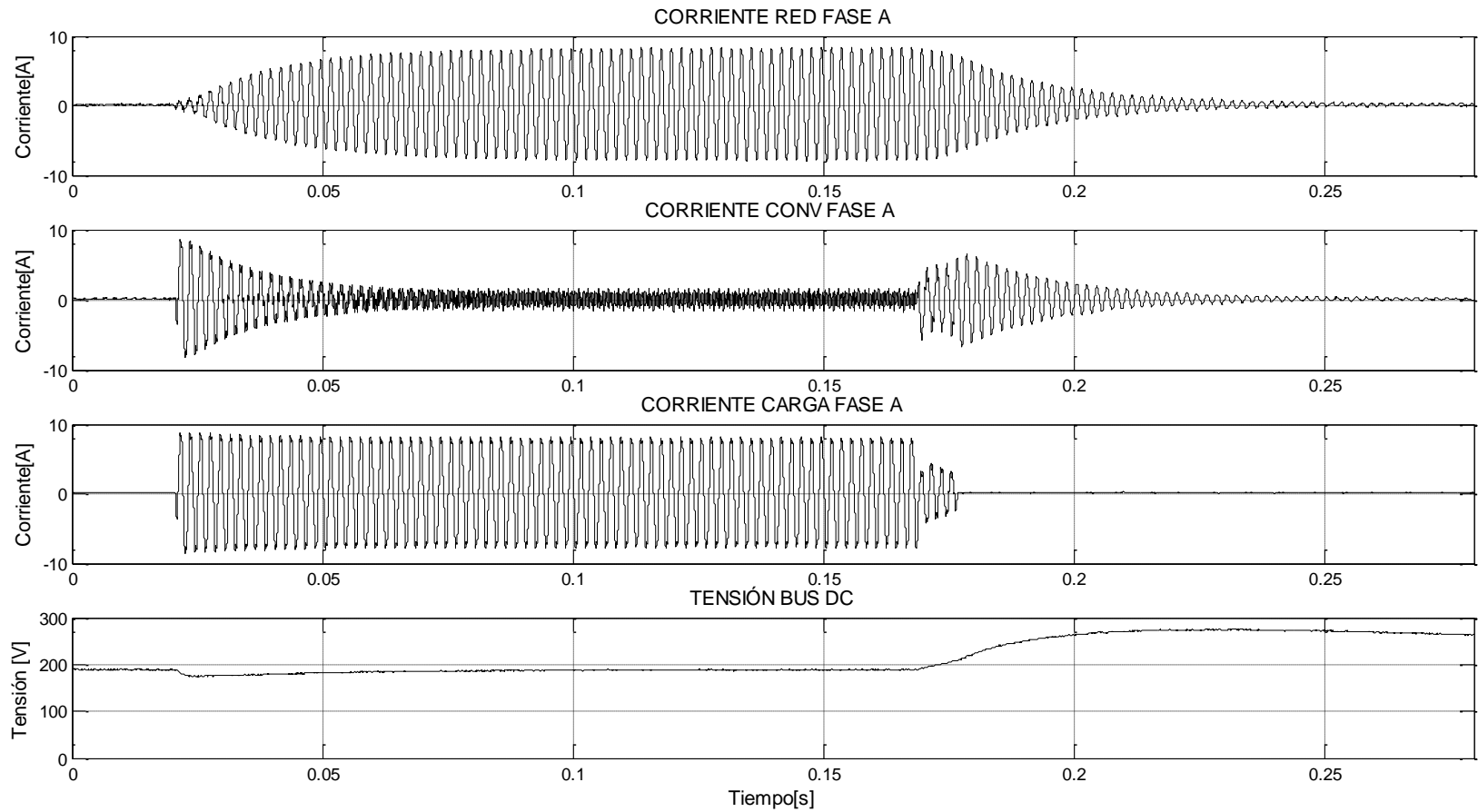


Figura 5-35: Corriente fase A de RED, CONV y CARGA; Tensión bus DC – CASO 3. Medición M1

Es interesante notar en la última figura que el proceso de inyección de corrientes de secuencia negativa y cero ocurren en paralelo al de suavizado. También, es interesante ver que la sobretensión del bus DC en la desconexión de la carga es mayor que en los sub modos vistos anteriormente. En efecto, comparado con el SUB MODO SUAVIZADOR, el sub modo en estudio presenta una sobretensión mayor en 5[V], 35[V] y 30[V] para los casos 1, 2 y 3 respectivamente. En comparación con el SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0) la diferencia de sobre tensión respecto al sub modo en estudio es 10[V], 45[V] y 75[V] para los casos 1, 2 y 3 respectivamente. Para las conexiones de carga, las sobretensiones son similares en todos los casos. En otras palabras, obtener un suavizado de mejor calidad en el lado AC implica un mayor esfuerzo en términos energéticos en el lado DC.

La mejora en el efecto suavizador se debe a que el cálculo de la referencia de control se hace mediante la unión de dos filtros pasa altos que tienen tiempos de respuesta distintos. El filtro Butterworth es el que opera en los primeros ciclos del escalón de carga, tal como fue observado en la Figura 5-27, mientras que en los ciclos posteriores actúa principalmente el filtro pasa altos del SUB MODO SUAVIZADOR P-Q.

#### 5.3.2.11 SUB MODO CARGA BUS DC, SUAVIZADOR P-Q Y COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0)

Del análisis de la experiencia anterior inmediatamente aparece la inquietud de ver qué sucede cuando se agrega el SUB MODO CARGA BUS DC. Para esto, el bloque de cálculo de referencias de control se construye como el de la Figura 5-36.



### Cálculo referencias

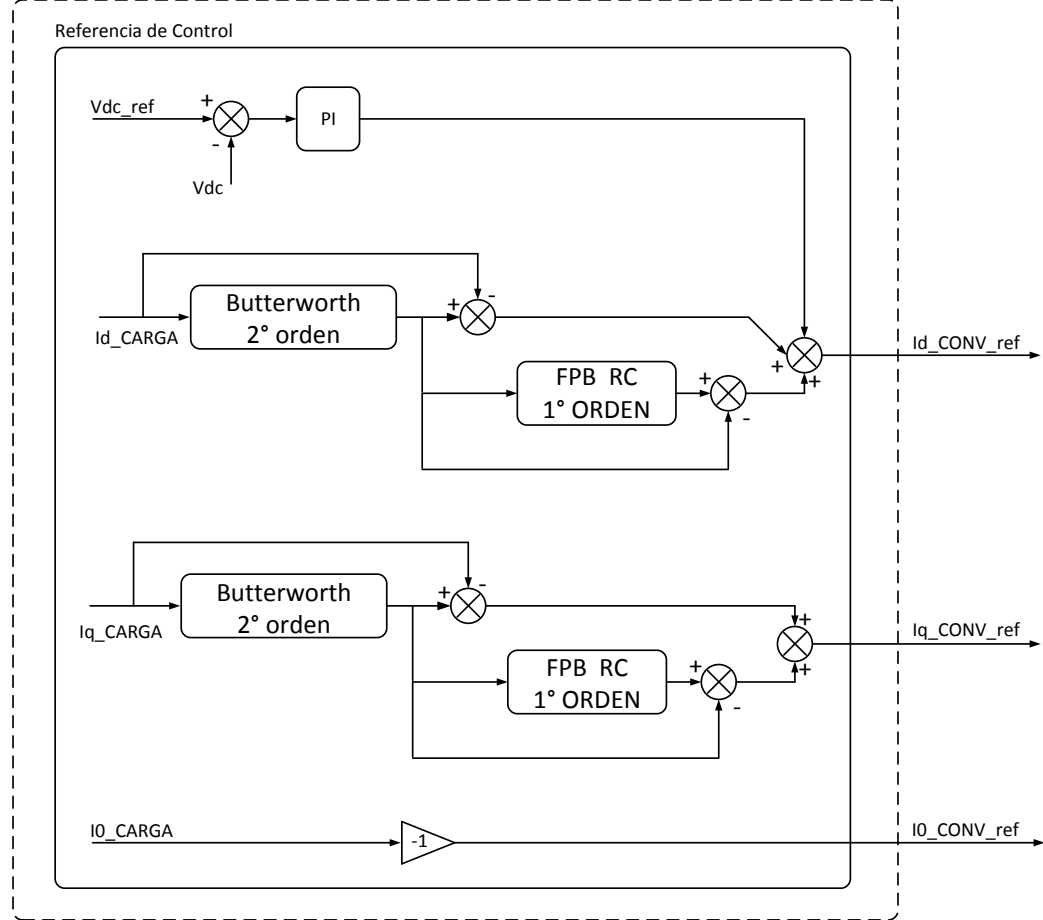


Figura 5-36: Bloque cálculo referencia de control - SUB MODO CARGA BUS DC, SUAVIZADOR P-Q, COMP. CORRIENTE SEC(-) Y (0).

Los resultados en régimen permanente se presentan en la Tabla 5-13

Tabla 5-13: Resultados régimen permanente SUB MODO CARGA BUS DC, SUAVIZADOR P-Q, COMP. CORR. SEC(-) Y SEC(0). Medición M2

SUB MODO		CARGA BUS DC, SUAVIZADOR P-Q, COMP. CORRIENTE SEC (-) Y (0)			
PUNTO MEDICIÓN	INDICADOR	UNIDAD	CASO 1	CASO 2	CASO 3
FASE A	THD V	[%]	<2	<2	3.8
	THD I	[%]	3.3	<2	4
FASE B	THD V	[%]	<2	<2	3.65
	THD I	[%]	3.7	<2	4.1
FASE C	THD V	[%]	<2	<2	3.75
	THD I	[%]	4	<2	4.1
RED	DESBALANCE V	[%]	<2	<2	<2
	DESBALANCE I	[%]	<2	<2	<2
	I RMS NEUTRO	[A]	<1	<1	<1
	P	[W]	112	275	600
	Q	[Var]	-166	-350	-400

De acuerdo a la tabla anterior, los efectos de este sub modo sobre la red son similares al SUB MODO SUAVIZADOR P-Q, COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0). En particular se observan leves mejoras en los THD de tensión en el CASO 1 y 3. Ahora bien, lo interesante en este sub modo es observar el comportamiento de la acción suavizadora y la tensión del bus DC en régimen transitorio.

En la Figura 5-37, Figura 5-38 y Figura 5-39, se muestran las corrientes de la fase A de la fuente, convertidor y carga; y tensión del bus DC para cada caso respectivamente.

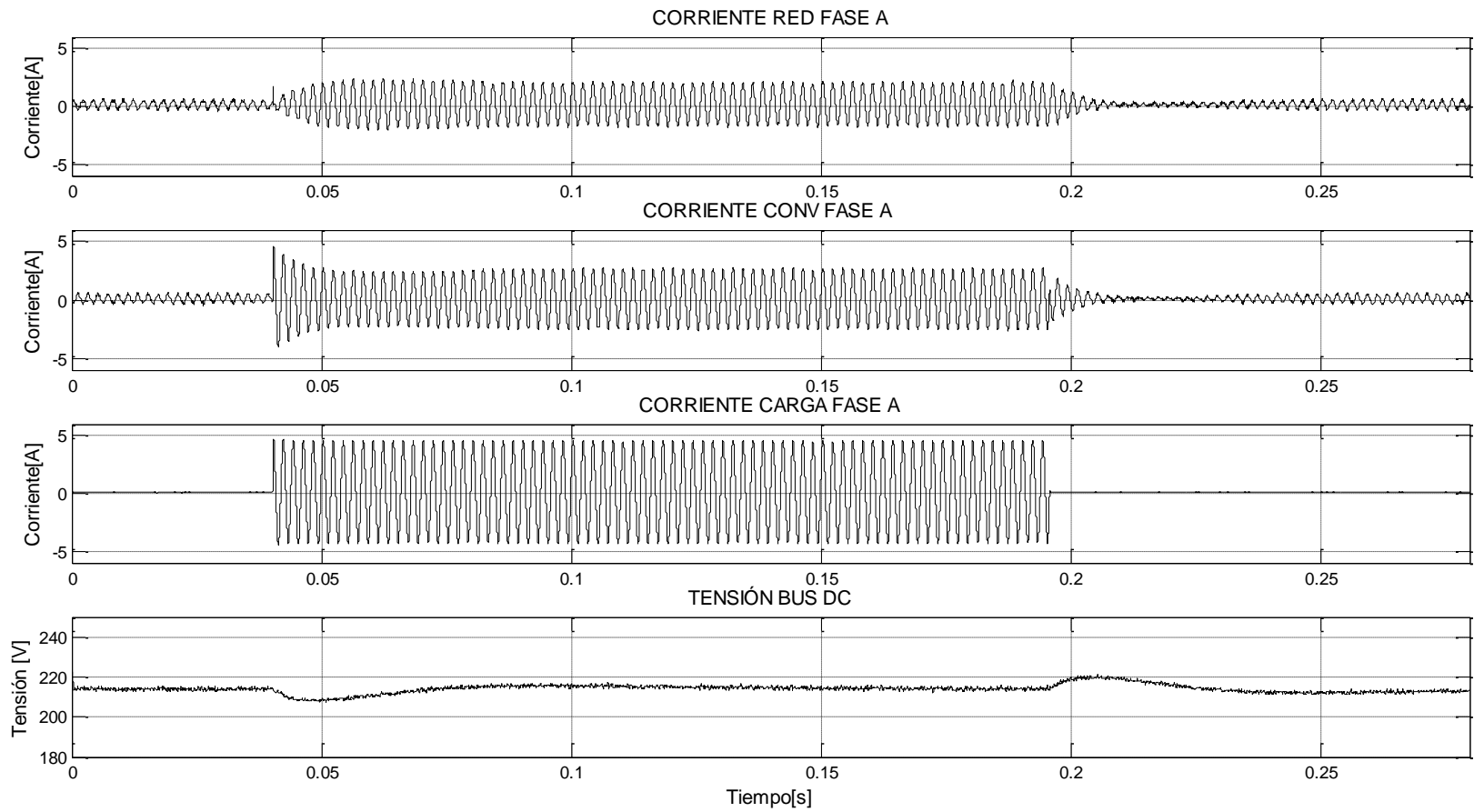


Figura 5-37: Corriente fase A de RED, CONV y CARGA; Tensión bus DC – CASO 1. Medición M1

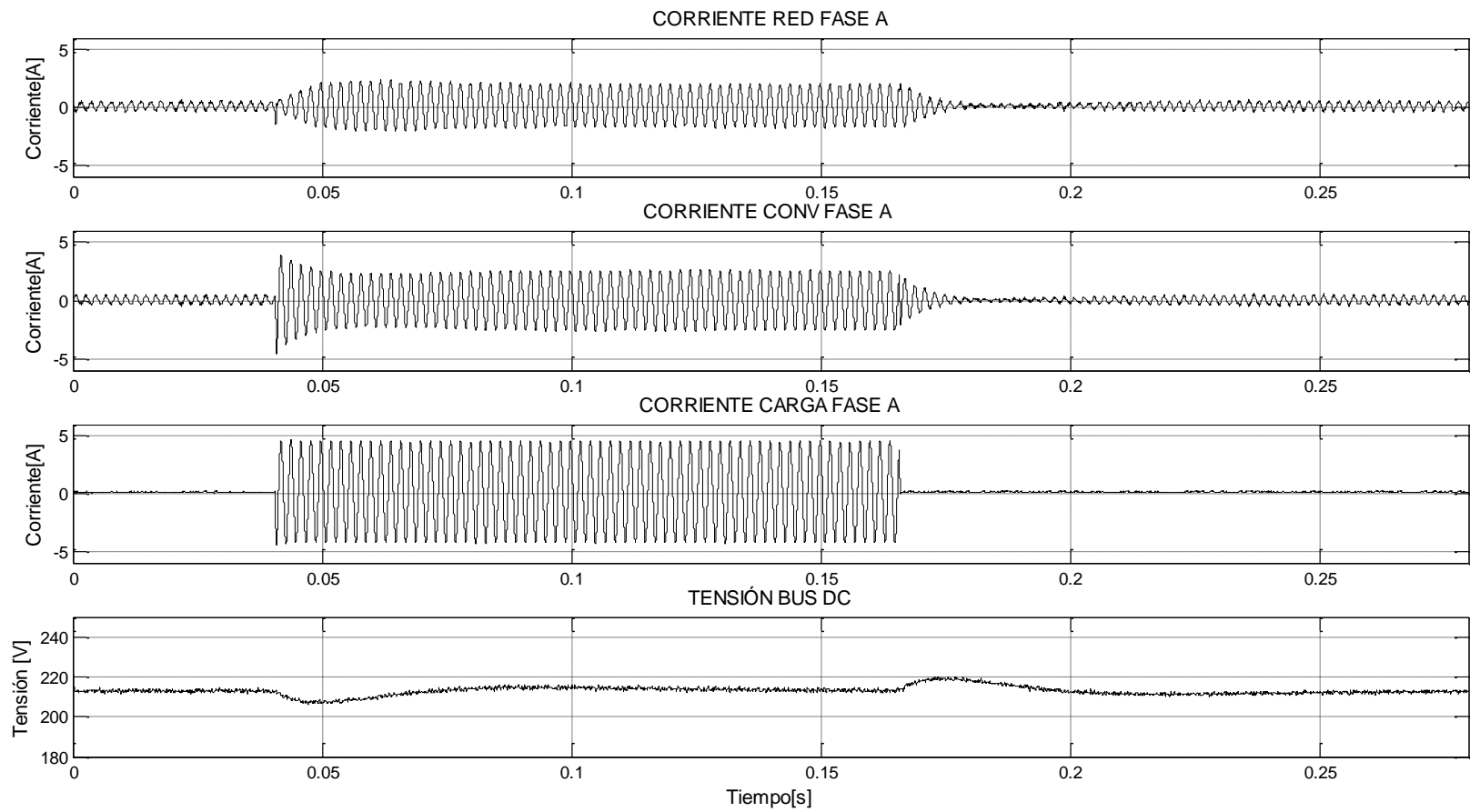


Figura 5-38: Corriente fase A de RED, CONV y CARGA; Tensión bus DC – CASO 2. Medición M1

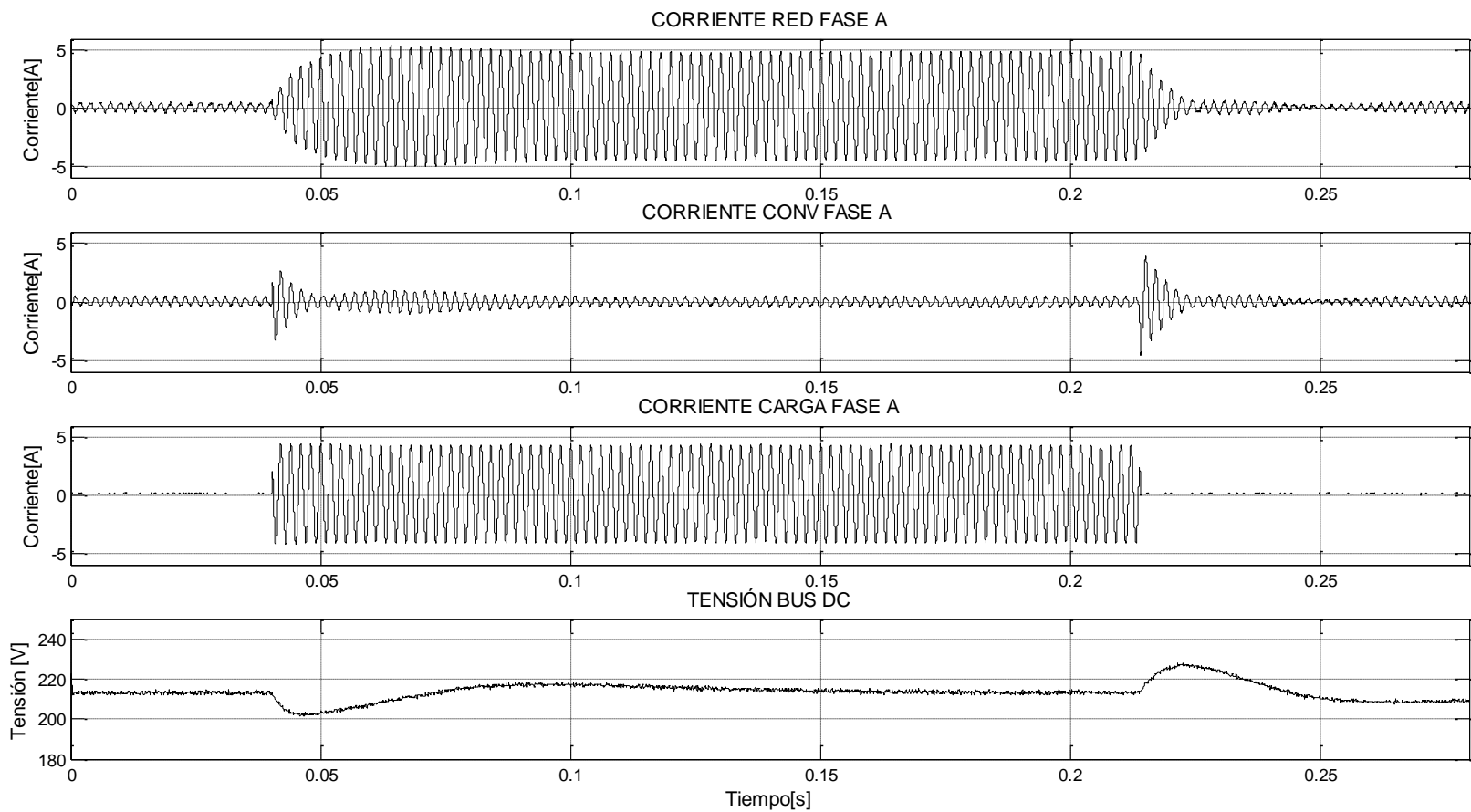


Figura 5-39: Corriente fase A de RED, CONV y CARGA; Tensión bus DC – CASO 3. Medición M1

Se observa que al agregar el SUB MODO CARGA BUS DC, la acción suavizadora se realiza de la manera deseada, sin embargo, por menos tiempo. Esto se nota directamente en el aporte de corriente del convertidor en la operación del sub modo estudiado.

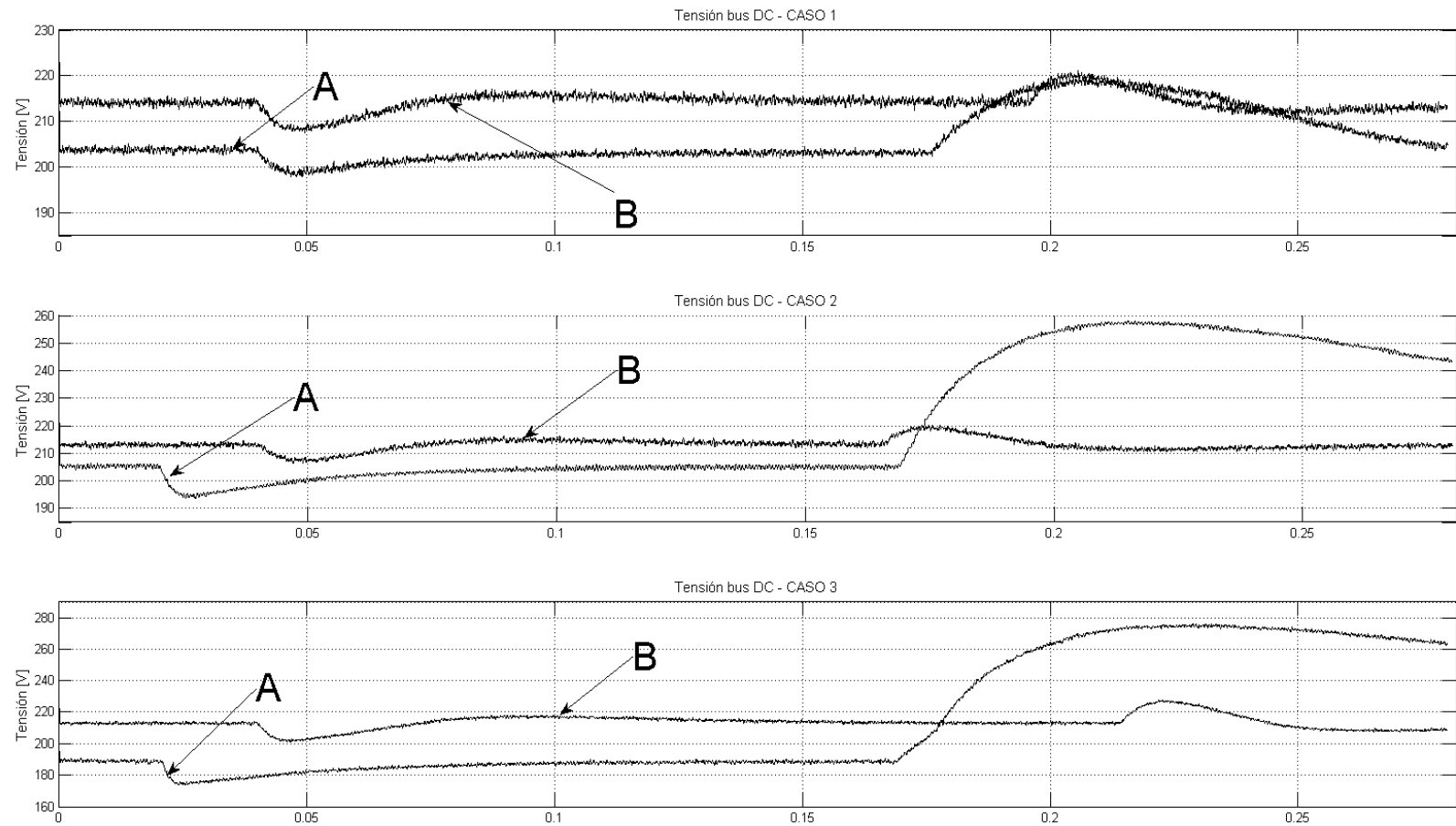


Figura 5-40: Comparación tensión bus DC.(Arriba: CASO 1; medio: CASO 2; abajo: CASO 3). Medición M1

Ahora bien, respecto a la tensión del bus DC, en la Figura 5-40, la curva **A** es la tensión del bus DC para el SUB MODO SUAVIZADOR P-Q, COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0) y la curva **B** es la tensión del bus DC del sub modo en estudio. Para los tres casos, cuando la carga es conectada la sobre tensión no supera los 10[V] (respecto a la tensión inicial) en ambos sub modos, sin embargo, cuando la carga es desconectada la sobre tensión en el sub modo en estudio es 5[V], 8[V] y 13[V] para los casos 1, 2 y 3 respectivamente. Esto representa un disminución de 10[V], 47[V] y 67[V] respecto al SUB MODO SUAVIZADOR P-Q, COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0). El tiempo de recuperación también es menor. En efecto, ante una conexión de la carga el tiempo de recuperación de la curva **A** es 166[ms], 105[ms] y 93[ms] para los casos 1, 2 y 3 respectivamente, versus 5[ms], 4[ms] y 5[ms] para los casos 1, 2 y 3 respectivamente en la curva **B**. Cuando la carga es desconectada los tiempos son 95[ms], > 200[ms] y > 200[ms] para la curva **A** en los casos 1, 2 y 3 respectivamente, versus 49[ms], 50[ms] y 48[ms] para los casos 1, 2 y 3 respectivamente en la curva **B**.

En conclusión, los resultados de esta prueba muestran que los cuatro sub modos basales pueden operar de manera conjunta. Es más, son capaces de aportar los mejor de cada uno, disminuyendo los efectos no deseados de las distintas cargas en la red, mejorando el efecto suavizador y disminuyendo las oscilaciones de la tensión del bus DC. No obstante, se debe considerar que para obtener una recuperación más rápida de la tensión del bus DC implica que la rampa de suavizado será de mayor pendiente, es decir, la fuente toma la totalidad de la carga en menos tiempo. Luego, para un ajustar correctamente el tiempo de recuperación de la tensión del bus DC y el tiempo de suavizado, se debe tener claridad del tiempo de respuesta del o los equipos generadores conectados aguas arriba al punto de conexión y el efecto de las oscilaciones de tensión en lo que esté conectado en el bus DC del convertidor.



## 6 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Como resultado de este trabajo, se investiga, diseña, construye y valida un prototipo de convertidor trifásico, tetrapolar y multifuncional que permite controlar el torque de una máquina de inducción trifásica o sincronizar y controlar potencia de manera bidireccional con una red trifásica y, actuar como acondicionador de potencia aguas arriba al punto de conexión.

Para esto, se realiza una extensa revisión del estado del arte de los conceptos de vehículo eléctrico, micro redes y acondicionadores de potencia basados en filtros activos, entregando conocimientos mínimos para desarrollar el concepto  $V2\mu G$  en una micro red que opera en modo isla. De esto se desprende que el convertidor debe tener las siguientes características generales:

RESUMEN DISEÑO ELÉCTRICO				
ÁMBITO		MODO VE	MODO V <sub>μ</sub> 2G	
Hardware	Módulo de potencia	Estructura	Inversor Fuente de Voltaje (VSI)	
		Topología	-	Filtro Activo Paralelo
		Fases utilizadas	3f	3f + N
		Interruptor de potencia	IGBT	
		Frecuencia conmutación	10 [kHz]	
		Tiempo muerto	3[us]	
		Snubber bus DC	Sí	
		Bus DC	Banco baterías + condensadores	
	Conexiones electromecánicas	Contactores trifásicos de 4 polos + contactos auxiliares		
	Acoplamiento RED	-	Inductor	
	Mediciones eléctricas	Transductores de corriente y tensión		
	Circuitos encendido IGBT	Driver fuente de corriente tipo push - pull		
	Alimentación electrónica	Fuentes de tensión tipo switching		
	Medición velocidad	Encoder	-	
	Protecciones	Análogas - Circuitos lógicos		
Comunicación	Interfaz RS 232 - JTAG			
Software	Control central	Gestión: mediciones, I/O discretos, comunicaciones, protecciones y modos de operación.		
Control	Control interruptores de potencia	2D-SVM	3D-SVM	
	Control torque	FOC	-	
	Control de corriente	PI	PI	
	Detección fase	-	PLL	
	Referencias de control	Análogas	Ejes de referencia sincrónicos d - q	

Se utiliza la micro red de Huatacondo como caso de estudio para implementar el convertidor de potencia. Se realizan viajes y reuniones con la comunidad para obtener las condiciones de borde del diseño. Respecto a este punto, se toma en consideración aspectos del sistema eléctrico y de las actividades productivas comunitarias del pueblo, concluyéndose que el dimensionamiento del convertidor debe ser desde el punto de vista de su uso para la tracción de un vehículo eléctrico utilitario, destacándose tres actividades: Transporte de carga a chacras, recolección de RSD y transporte de carga al interior del pueblo. De acuerdo a esto, las exigencias del convertidor deben responder a los datos de la siguiente tabla:

		<b>Comparación entre opciones</b>			
		<b>Distancia Total</b>	<b>Tiempo Total</b>	<b>Pendiente máxima</b>	<b>Potencia Máxima eje motor</b>
		[m]	[min]	[°]	[kW]
Caso : 200[kg], 1500[rpm]	<b>Opción 1: Ruta Chacras</b>	3463	Valor	21.9	10.8
	<b>Opción 2: Vertedero</b>	1884	8.3	21.5	10.6
	<b>Opción 3: Pueblo</b>	1214	5.4	20.2	10.6

Además, debe tener la capacidad, como mínimo, de dar soporte para equilibrar carga y filtrar armónicos aguas arriba al punto de conexión.

En consecuencia, se diseña y construye con las siguientes especificaciones:

<b>VALORES DE OPERACIÓN CONVERTOR LADO AC</b>				
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor Mín</b>	<b>Valor Nom</b>	<b>Valor Máx</b>
Potencia activa	[kW]	0	8.3	16.5
Factor de potencia	[ ]	-	0.83	-
Potencia aparente	[kVA]	0	10.0	20.1
Tensión rms ff	[V]	0	380	400
Corriente lado rms línea	[A]	0	15.3	30.5
Frecuencia	[Hz]	-50	-	50

<b>VALORES DE OPERACIÓN CONVERTOR LADO DC MODO V2<math>\mu</math>G</b>				
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor Mín</b>	<b>Valor Nom</b>	<b>Valor Máx</b>
Potencia activa lado AC	[kW]	0	8.3	16.5
Pérdidas módulo de potencia - 4 piernas	[W]	0	772	830
Potencia	[kW]	0	9.1	17.3
Tensión	[V]	-	537.3	565.6
Corriente	[A]	0	16.9	30.6

<b>CAPACITANCIA BUS DC - MODO VE - MODO V2<math>\mu</math>G</b>				
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor Mín</b>	<b>Valor Nom</b>	<b>Valor Máx</b>
Cd Modo VE	[uF]	233	-	-
Cd Modo V2G	[uF]	4618	-	-

Finalmente, para validar el concepto V2 $\mu$ G se realiza la implementación considerando los modos de operación VE y V2 $\mu$ G. En el primero, el controlador es capaz de manipular el torque de una máquina de inducción trifásica, mientras que en el segundo es capaz de integrarse con la red. Los principales resultados de la implementación explican a continuación:

## 6.1 Modo VE

- Se miden exitosamente las corrientes de estator de la máquina de prueba, permitiendo observar el desempeño de los controladores de corriente diseñados para el control vectorial.
- Se experimentan tres condiciones de operación equivalentes a un cambio de referencia en el pedal de “acelerador” con la máquina en vacío (Condición 1), cambio en el pedal de “acelerador” con carga mecánica (Condición 2) y con el pedal de “acelerador” fijo se realiza un cambio en la carga mecánica.
- Las pruebas muestran que el convertidor y su control responden de manera coherente a la teoría y a las simulaciones de contraste, sin embargo, existe un acoplamiento importante entre las corrientes de eje directo y cuadratura, debido, principalmente, a la calidad de las mediciones de velocidad en el eje de la máquina.
- También, muestran que en régimen permanente existe una oscilación en la medición de velocidad, presumiblemente proporcional a la velocidad real de la

máquina, que genera una oscilación en la corriente de eje directo. Esta oscilación es menor con la máquina con carga que sin ella.

- La rapidez de respuesta de los controladores de corriente son mayores ante cambios en la referencia de la corriente de cuadratura que ante cambios en la carga mecánica.
- Se advierte, entonces, que para lograr un control vectorial de calidad sobre la máquina de inducción, es esencial contar con una medición precisa y estable de la velocidad de su eje lo que se puede lograr con un sensor de calidad y conexión mecánica de precisión.

## **6.2 Modo $V2\mu G$**

- Se miden las variables más relevantes de la fuente, el convertidor en prueba y la carga, tanto en régimen permanente como transitorio para todos los sub modos propuestos. Además, se toman datos para el SUB MODOS BASE utilizados como punto de comparación.
- Los sub modos IDLE, COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (0), COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-), CARGA BUS DC Y SUAVIZADOR P-Q, pueden operar de manera independiente generando efectos sobre la red claramente diferenciables, por lo que pueden ser utilizados como base para construir otros sub modos más complejos y con características nuevas.
- Con el SUB MODO IDLE se muestra que el convertidor por sí sólo no perjudica ni beneficia la red en cuanto a distorsión armónica y desbalance, sin embargo, entrega una pequeña porción de potencia activa y reactiva que baja la carga de la fuente. Esto indica que, a pesar de imponer referencias de corriente nula, los controladores asociados no tienen la dinámica suficiente para mantener esta condición. Si bien esta característica es no deseada, se observa que no es un impedimento para que el convertidor pueda operar intercambiando potencia con la red y ayude a mejorar las señales de corriente y tensión aguas arriba al punto de conexión.
- Con el SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC (0), SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SEC(-) y SUB MODO CARGA BUS DC se

verifica que el convertidor es capaz de inyectar corrientes de secuencia cero, negativa y positiva respectivamente de manera controlada y de suplir en gran medida las requeridas por la carga. Además, se observan sus efectos sobre la red. En efecto, la inyección de secuencia cero permite reducir la corriente por el neutro de la fuente para cargas desbalanceadas, la inyección de secuencia negativa mejora directamente el desbalance y la distorsión armónica de corriente desde el punto de vista de la red y de manera indirecta la distorsión armónica y desbalance de tensión en ella. El control de la componente de secuencia positiva permite absorber potencia activa desde la red, transferirla hacia el bus DC y viceversa. En consecuencia, se logra tener control de la tensión del bus DC o en su defecto de la corriente en él.

- En vista de los resultados anteriores, se diseña el SUB MODO SUAVIZADOR P-Q que busca suavizar los escalones de potencia en la fuente producto de la conexión o desconexión de carga. De esta manera, por ejemplo, se puede reducir el daño en máquinas rotatorias de generación debido a torques pulsatorios en la fuente motriz. Se concluye que este sub modo no cumple con lo requerido ya que si bien suaviza la toma de carga, en el momento del rechazo genera un nuevo escalón de potencia que afecta la fuente. Además, produce oscilaciones de potencia activa que afectan el nivel de tensión en el bus DC.
- Como consecuencia de lo anterior se prueban los cuatro sub modos compuestos, obteniéndose, en general, que tienen mejores resultados que utilizar los sub modo base.
- Si sólo se requiere compensar la componente de secuencia cero y/o negativa, y/o mantener la tensión del bus DC en un nivel constante, lo mejor es utilizar el SUB MODO CARGA BUS DC Y COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0).
- Si se requiere suavizar los escalones de carga, el mejor resultado se obtuvo con el SUB MODO CARGA BUS DC, SUAVIZADOR P-Q Y COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0). El SUB MODO COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0) mejora el comportamiento del SUB MODO

SUAVIZADOR P-Q en los primeros ciclos de operación y el SUB MODO CARGA BUS DC evita grandes oscilaciones de tensión en el bus DC.

- A modo general, se observa que los controladores PI con referencias no constantes responden insatisfactoriamente a la dinámica de las pruebas. En particular para la reducción de las componentes de secuencia negativa y cero, lo adecuado es utilizar controladores especializados para las frecuencias particulares de las referencias de control calculadas según las características de la red donde se instale el convertidor. También, es posible modificar la inductancia de acoplamiento entre el convertidor y la red para obtener una mayor respuesta dinámica.
- Es probable que si las pruebas y/o la aplicación final de este equipo se hiciesen con un bus DC compuesto por acumuladores electroquímicos, las sobretensiones del bus DC, producto de la desconexión de las cargas, serían menores, debido a que tendría mayor capacidad de absorber energía en relación a un condensador.
- En relación al uso del convertidor en una micro red se deduce de los resultados que los sub modos que más aportan al sistema son el SUB MODO CARGA BUS DC - COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0) y el SUB MODO CARGA BUS DC - SUAVIZADOR P-Q – COMPENSACIÓN CORRIENTE SECUENCIA (-) Y (0). El primero tiene la ventaja de compensar las componentes de secuencia negativa y cero mientras se carga el bus DC (un acumulador electroquímico en la operación real). El segundo sub modo es más útil cuando no sea prioridad cargar el bus DC, sino que ayudar a mejorar la operación de los equipos conectados aguas arriba al punto de conexión.
- En particular para la micro red de Huatacondo y de acuerdo a la información presentada en 4.1.3.4, el punto más conveniente para la conexión del convertidor es la barra de inyección del generador diésel (punto A) con el uso de los sub modos siguientes:

MODOS URED / SUB MODO V2μG		COMP. CORR. SEC(-) Y (0) + CARGA BUS DC	COMP. CORR. SEC(-) Y (0); CARGA BUS DC; SUAVIZADOR P-Q	MODO IDLE	
ID					
GENERADOR DIÉSEL	MODO MAESTRO	BESS cargando baterías pueblo		✓	
		BESS descargando baterías (Apoyo sistema en alta demanda)	✓		
	TRANSICIÓN	BESS modo maestro + diésel modo esclavo a BESS modo esclavo + diésel modo maestro (preparación carga baterías)			✓
		BESS modo esclavo + diésel modo maestro a BESS modo maestro + diésel modo esclavo (preparación descarga baterías)			✓
	APAGADO	BESS cargando baterías (Fuente: PV+eólico)	✓		
		BESS descargando baterías (Alimentando pueblo)		✓	

Donde el objetivo es que el banco de acumuladores del vehículo se cargue, idealmente, en el periodo en que hay exceso de energía renovable, mediante el primer sub modo. Si esto se logra antes de que se encienda el diésel, el conversor pasa al segundo sub modo para proteger el uso del BESS. Por otro lado, cuando se use el generador diésel, el objetivo es que opere de la manera más eficiente posible para disminuir el consumo de petróleo y el daño en la máquina motriz.

### 6.3 Trabajo futuro

En términos de hardware se deben probar y configurar los puertos de comunicación RS 232 y CAN. Se deben realizar pruebas de funcionamiento en condiciones nominales para asegurar que no hayan componentes sub dimensionados. También, para que el



equipo pueda ser instalado definitivamente en un vehículo eléctrico debe ser encapsulado para otorgarle protección y soporte mecánico.

En términos de control, para un mejor rendimiento de la capacidad de compensar componentes de secuencia negativa y cero se debe mejorar el PLL de sincronización y se deben cambiar los controladores PI por otros que puedan seguir referencias oscilatorias, como controladores Proporcionales Resonantes. También, se propone programar un algoritmo de carga de baterías que permita inyectarles o extraerles corriente según necesite el sistema y la operación en isla.

Debido a la capacidad del vehículo de almacenar energía, se plantea integrar la operación en isla para alimentar cargas monofásicas y trifásicas, así como también, la capacidad para sincronizarse con sistemas monofásicos, por ejemplo, para extraer energía desde algún sistema fotovoltaico alejado de la red y que opera de manera aislada.

Es interesante evaluar la adición de una etapa de potencia elevadora de tensión entre el banco de baterías y el bus DC del convertor para que la tensión en los acumuladores esté en un rango de bajo peligro.

También es una contribución a este trabajo, realizar una evaluación económica de la producción de convertidores integrados con capacidad  $V2\mu G$ , una evaluación económica del beneficio para el dueño del vehículo en el contexto de participación en un sistema donde sea remunerado por entregar servicios complementarios y una evaluación económica costo – beneficio de agregar el cuarto polo al controlador del vehículo.

En general, el convertor tiene la flexibilidad para estudiar y probar esquemas de control para apoyar la red ante fallas y también, para realizar pruebas para estimar y/o modelar la degradación del banco de baterías producto de la operación en modo  $V2\mu G$ .

## 7 BIBLIOGRAFÍA

- [1] The Development Planning Unit - University College London. (2002) [Online]. <http://www.bartlett.ucl.ac.uk/dpu/latest/publications/newsletters/44.pdf>
- [2] J Rocabert, A Luna, F Blaabjerg, and P Rodríguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734-4749, Mayo 2012.
- [3] Centro de Energía - FCFM, "Diagnóstico de necesidades de infraestructura energética de la Ciudad de Santiago (y Chile) para soportar/integrar vehículos eléctricos en escala comercial," Universidad de Chile, Santiago, Informe Final Preliminar 2010.
- [4] Juan de Santiago et al., "Electrical Motor Drivelines in Comercial All-Electrica Vehicles: A Review," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, pp. 475 - 484, February 2012.
- [5] C C Chan and Y S Wong, "The State of the Art of Electric Vehicles Technology," in *Power Electronics and Motion Control Conference. IPEMC*, 2004, pp. 46-57.
- [6] K T Chau, C C Chan, and Chunhua Liu, "Overview of Permanent - Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 2246-2257, Junio 2008.
- [7] C C Chan and K T Chau, "An Overview of Power Electronics in Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, pp. 3-14, February 1997.
- [8] M P Kazmierkowski, L G Franquelo, J Rodriguez, M A Pérez, and J I León, "High Performance Motor Drives," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 5, pp. 6-26, September 2011.
- [9] Thomas M Jahns and Vladimír Blasko, "Recent Advances in Power Electronics Technology for Industrial and Traction Machine Drives," *Proceedings of the IEEE*,

vol. 89, pp. 963-975, Jun 2001.

- [10] Mehrdad Ehsani, Khwaja Rahman, and Hamid Toliyat, "Propulsion System Design of Electric and Hybrid Vehicles," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 19-27, February 1997.
- [11] Isao Takahashi and Toshihiko Noguchi, "A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of and Induction Motor," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. IA-22, pp. 820-828, September/October 1986.
- [12] M Depenbrock, "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 3, pp. 420-430, October 1988.
- [13] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni Serra, and Angelo Tani, "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, pp. 779 - 788, September 2002.
- [14] F.Blaschke, *Siemens Zeitschrift*, vol. 45, pp. 757-760, 1971.
- [15] A Haddoun et al., "Comparative Analysis of Control Techniques for Efficiency Improvement in Electric Vehicles," , 2007.
- [16] Song Jianguo and Chen Quanshi, "Research of Electric Vehicle IM Controller Based On Space Vector Modulation Direct Torque Control,".
- [17] Jian Li, Huangang Wang, Wenli Xu, Geng Yang, and Yuexuan Dou, "A New Toruqe Direct Control Scheme of Induction Machines And Its DSP - Based Implementation,".
- [18] M Stanley Whittingham, "History, Evolutin, and Future Status of Energy Storage," *Proceeding of the IEEE*, vol. 100, pp. 1518-1534, May 2012.
- [19] Andrew F Burke, "Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 806-820, April 2007.

- [20] Alireza Khaligh and Zhihao Li, "Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, pp. 2806-2815, July 2010.
- [21] James Larminie and John Lowry, *Electric Vehicle Technology Explained*. England: John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
- [22] Ivan Cuscov, Sumesh Krishnamoorthy, and Y A Vershinin, "Energy Storage and Powertrain Systems for Electric Vehicle," in *14th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems*, Washington, DC, USA, 2011, pp. 698-703.
- [23] Murat Yilmaz and Philip Krein, "Review of Charging Power Levels and Infrastructure for Plug In Electric and Hybrid Vehicles,".
- [24] A M Foley, I J Winning, and B P Gallachóir, "State of the Art in Electric Vehicle Charging Infrastructure,".
- [25] Saeid Haghbin et al., "Integrated Chargers for EV's and PHEV's: Examples and New Solutions," in *XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, Rome, 2010.
- [26] Willet Kempton and Jasna Tomic, "Vehicle-to-grid power implementation: From stabilizing the grid to supporting large-scale renewable energy," *Journal of Power Source*, vol. 144, no. 1, pp. 280-294, June 2005.
- [27] Jasna Tomic and Willett Kempton, "Using fleets of electric-drive vehicles for grid support," *Journal of Power Sources*, vol. 168, no. 2, pp. 459-468, June 2007.
- [28] F R Islam, H R Pota, and M S Ali, "V2G Technology for Designing Active Filter System to Improve Wind Power Quality,".
- [29] Bill Kramer, Sudipta Chakraborty, and Benjamin Kroposki, "A Review of Plug-in Vehivles and Vehicle-to-Grid Capability,".

- [30] F R Islam and H R Pota, "Design a PV-AF system using V2G Technology to Improve Power Quality," Camberra, Australia,.
- [31] Yilmaz Murat and Krein Philip, "Review of the Impact of Vehicle-to-Grid Technologies on Distribution Systems and Utility Interfaces," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, pp. 5673-5689.
- [32] Dyaln C Erb, Omer C Onar, and Alireza Khaligh, "Bi-Directional Charging Topologies for Plug-in Hybrid Electric Vehicles," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, Palm Spring, CA, USA, 2010, pp. 2066-2072.
- [33] Yu Du, S Lukic, B Jacobson, and A Huang, "Review of high power isolated bi-directional DC-DC converters for PHEV/EV DC charging infrastructure," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Phoenix, USA, 2011, pp. 553-560.
- [34] M Yilmaz and P Krein, "Review of benefits and challenges of vehicle-to-grid technology," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 3082-3089.
- [35] CERTS. [Online]. <http://certs.lbl.gov/>
- [36] S Chowdhury, S P Chowdhury, and P Crossley, *Microgrids and Active Distribution Networks*. London, United Kingdom: The Institution of Engineering and Technology, 2009.
- [37] F Katiraei, R Iravani, N Hatziargyriou, and A Dimeas, "Microgrids Management," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 54-65, June 2008.
- [38] R Teodorescu and F Blaabjerg, "Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone and grid-connected mode," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1323-1332, September

2004.

- [39] F Blaabjerg, R Teodorescu, M Liserre, and A Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, October 2006.
- [40] J Guerrero, Hang Lijun , and J Uceda, "Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2845-2859, August 2008.
- [41] Ionel Vechiu, Gelu Gurguiatu , and Emil Rosu, "Advanced Active Power Conditioner to Improve Power Quality in Microgrids,".
- [42] K V Suslov, A S Smirnov, and N N Solonina, "Distributed filtering of high harmonics in microgrids," in *Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU)*, 2011.
- [43] J F Cobber , W L Kling, and M A Myrzik, "Power Quality aspects of a future micro grid,".
- [44] G J6os, B.T Ooi, D McGillis, F Galiana, and R Marceau, "The Potential of Distributed Generation to Provide Ancilliary Services," in *Power Engineering Society Summer Meeting. IEEE*, 2000.
- [45] Fei Wang, Jorge L Duarte , and Marcel A Hendrix, "Grid - Interfacing Converter Systems With Enhanced Voltage Quality for Microgrid Application - Concept and Implementarion," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011.
- [46] Muhammad H Rashid,. Pensacola, Florida, USA: Academic Press, p. 830.
- [47] M El-Habrouk, M K Darwish, and P Metha, "Active power filters: A review," , 2000.

- [48] Subhashish Bhattacharya and Deepak Divan, "Active Filter Solutions For Utility Interface Of Industrial Loads," , Madison.
- [49] Hirofumi Akagi, "The State of the Art of Active Filters for Power Conditioning," , Tokyo.
- [50] Kamal Al-Haddad Bhim Singh and Chandra Ambrish, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, 1999, pp. 960-971.
- [51] Muhammad H Rashid,. Pensacola, Florida, USA: Academic Press, pp. 225-267.
- [52] Bhim Singh, K Al-Haddad, and A Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 960-971, October 1999.
- [53] S A Azmi, K H Ahmed, S J Finney, and B W Williams, "Comparative Analysis Between Voltage and Current Source Inverters in Grid Connected Application," , Glasgow, UK.
- [54] Antonio Martins, José Ferreira, and Helder Azevedo, "Active Power Filters for Harmonic Elimination and Power Quality Improvement," , Portugal.
- [55] M B Barbieri, P L Arnera, M I Valla, and V F Corasaniti, "Comparison of Active Filters Topologies in Medium Voltages Distribution Power Systems," , 2008.
- [56] Darwin Rivas, Luis Morán, Juan Dixon, and José Espinoza, "Improving Passive Filter Compensation Performance With Active Techniques," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, pp. 161-171, February 2003.
- [57] João Ota, Marcelo Villalva, Fujio Sato, and Ernesto Ruppert, "3-D Space Vector PWM Implementation for Four Leg Voltage Source Inverter," , Brasil, 2011.
- [58] Liu Yang, Dakai Hu, Fei Liu, Jianjun Sun, and Xiaoming Zha, "A Boost Converter

- Control Based Three phase Four Leg Active Power Filter," , Wuhan, China, 2010.
- [59] M Salem Ali and Marian P Kazmierkowski, "Current Regulation of Four Leg PWM-VSI," , 1998.
- [60] M F Shousha, S A Zaid, and O A Mahgoub, "Better Performance for Shunt Active Power Filters," , Cairo.
- [61] Lucian Asiminoaei, Frede Blaabjerg, and Steffan Hansen, "Evaluation of Harmonic Detection Methods for Active Power Filter Applications," , 2005.
- [62] Mario González, Víctor Cárdenas, and Ciro Nuñez, "An Optimal Selection of the References Generation Scheme for the DQ Theory to Compensate Unbalance, Reactive Power, Harmonic Distortion and Non Characteristic Harmonics," , Mexico, 2006.
- [63] Horofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa, and Akira Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, pp. 625-631, May/June 1984.
- [64] Edith Clarke, *Circuit analysis of A-C power systems*. New York, USA, 1956.
- [65] Ashfanor Kabir and Upal Mahbub, "Synchronous Detection and Digital control of Shunt Active Power Filter in Power Quality Improvement," , Bangladesh.
- [66] Víctor Cárdenas, Luis Morán, Arturo Bahamondes, and Juan Dixon, "Comparative Analysis of Real Time Reference Generation Techniques for Four Wire Shunt Active Power Filters," , 2003.
- [67] Hirofumi Akagi and Toshihiko Tanaka, "A New Method of Harmonic Power Detection Based on the Instantaneous Active Power in Three Phase Circuits," , Japón, 1995.



- [68] Freitas J Sepulveda, Julio Martins, and João Afonso, "P-Q Theory Power Components Calculations," , Portugal, 2003.
- [69] R H Park, "Two reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis," *Transaction of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716-727, July 1929.
- [70] S Battacharya, D M Divan, and B Banerjee, "Synchronous Reference Frame Harmonic Isolator Using Series Active Filter," in *Conf. on Power Electronics and Applications*, vol. 3, Florence, Italy, 1991, pp. 30-35.
- [71] Chen Donghua and Xie Shaojun, "Review of the control strategies applied to active power filters," , Hong Kong, 2004.
- [72] Jon Are Suul, Kjell Ljøkelsøy, Tarjei Midtsund, and Tore Undeland, "Synchronous Reference Frame Hysteresis Current Control for Grid Converter Applications," , 2011.
- [73] Sergio Oliveira da Silva, Angelo Feracin Neto, Silvia Cervantes, Alessandro Goedel, and Claudionor Nascimento, "Synchronous Reference Frame Based Controllers Applied to Shunt Active Power Filters in Three Phase Four Wire Systems," , 2010.
- [74] Robert Griñó, Rafael Cardoner, Ramón Costa-Castelló, and Enric Fossas, "Digital Repetitive Control of a Three Phase Four Wire Shunt Active Filter," , 2007.
- [75] Marian Kazmierkowski and Luigi Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage Source PWM Converters: A Survey," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 45, pp. 691-703, October 1998.
- [76] Marcelo Gradella Villalva, Milton de Oliveira Filho, and Ernesto Ruppert Filho, "Detailed Implementation of a Current Controller with 3D Space Vectors for Four

Wire Active Filters," , San Pablo, Brasil.

- [77] Mauricio Aredes, Jürgen Häfner, and Klemens Heumann, "Three Phase Four Wire Shunt Active Filter Control Strategies," , 1997.
- [78] H Kanaan, S Geroges, A Hayek, and K Al-Haddad, "Modelling and Comparative Evaluation of Control Techniques Applied to a PWM Three Phase Four Wire Shunt Active Power Filter," , 2006.
- [79] J Yao and T C Green, "Three Dimensional Space Vector Modulation for a Four Leg Three Level Inverter," , 2005.
- [80] Nikhil Prabhakar and Mahesh Mishra, "Dynamic Hysteresis Current Control to Minimize Switching for Three Phase Four Leg VSI Topology to Compensate Nonlinear Load," , 2010.
- [81] Jena Satyaranjan, Babu Chitti, Samantaray Mohapatra, and Mohamayee Mohapatra, "Comparative Study Between Adaptive Hysteresis and SVPWM Current Control for Grid-connected Inverter System," *Proceeding of the 2011 IEEE Students Technology Symposium*, pp. 310-315, January 2011.
- [82] Simone Buso, Luigi Malesani, and Paolo Mattavelli, "Comparison Of Current Control Techniques for Active Filter Applications," *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 45, pp. 722-729, October 1998.
- [83] Chen Yuqing, Zhang Kehu, Ji Zhaojun, and Kong Feng, "Current loop control strategy research for shunt active power filter," *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1-4, Nov 2009.
- [84] H Daniyal, E Lam, L Borle, and H Lu, "Hysteresis, PI and Ramp-time Current Control Techniques for APF: An experimental comparison," *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 2151-2156, June 2011.
- [85] Zeng Qingrong and Chang Liuchen, "Study of advanced current control strategies

for three-phase grid-connected pwm inverters for distributed generation," *Proceedings of 2005 IEEE Conference on Control Applications*, pp. 1311-1316, Aug 2005.

[86] H Pinheiro et al., "Space Vector Modulation for Voltage Source Inverters: A Unified Approach," , Brasil, 2002.

[87] J Dixon, S Tepper, and L Morán, "Practical evaluation of different modulation techniques for current controlled voltage source inverters," , 1996.

[88] S R Bowes and D Holliday, "Copmarison of pulse width modulation control strategies for three phase inverter systems," , 2006.

[89] Da Silva Edison, Dos Santos Euzeli, and Brandao Cursino, "Pulsewidth Modulation Strategies," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, pp. 37-45, June 2011.

[90] Yu Zhenyu, Mohammed Arefeen, and Panahi Issa, "A Review of Three PWM Techniques," *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 257 - 281, June 1997.

[91] Richard Zhang, V Himamshu, Dushan Boroyevich, and Fred Lee, "Three Dimensional Space Vector Modulation for Four Leg Voltage Source Converters," , 2002.

[92] Roberto Cárdenas, "Modulación PWM," Departamento de Ingeniería Eléctrica - Universidad de Chile, Santiago, Apunte.

[93] Joao Ota, Marcelo Villalva, Fujio Sato, and Ernesto Ruppert, "3D Space Vector PWM Implementation for Four - Leg Voltage Source Inverter," *Power Electronics Conference*, pp. 79-86, September 2011.

[94] Wong Man-Chung, Zhao Zheng-Yi, Han Ying-Duo, and Zhao Liang-Bing, "Three-Dimensional Pulse-Width Modulation Technique in Three-Level Power Inverters

for Three-Phase Four Wired System," *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 16, pp. 418-427, May 2001.

- [95] Li Xiangsheng, Deng Zhiqian, Chen Zhida, and Fei Qingzhao, "Analysis and Simplification of Three-Dimensional Space Vector PWM for Three-Phase Four-Leg Inverters," *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 450-464, February 2011.
- [96] Inc The Institute of Electrical and Electronics Engineers, "IEEE Standar for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," IEEE, New York, IEEE Standards 2003.
- [97] Michael Salcone and Joe Bond, "Selecting Film Bus Link Capacitors For High Performance Inverter Applications," in *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, 2009, pp. 1692-1699.
- [98] Powerex - Power Semiconductor Solutions. (2000) PWRX. [Online]. <http://www.pwr.com/pwr/app/IGBT-Intelligent-PwrMods.pdf>
- [99] Roberto Cárdenas, "Control Vectorial de Máquinas de Inducción Jaula de Ardilla," Departamento de Ingeniería Eléctrica - Universidad de Chile, Santiago, Apunte.
- [100] B Meersman et al., "Overview of PLL methods for distributed generation units," in *Universities Power Engineering Conference*, 2010, pp. 1-6.
- [101] A Timbus, M Liserre , R Teodorescu, and F Blaabjerg, "Synchronization methods for three phase distributed power generation systems-An overview and evaluation," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2005, pp. 2474-2481.
- [102] Xie Chuan, Zhang Jing, and Chen Guozhu, "Comparison of fixed and variable sampling frequency digital PLL for active power filters," *IEEE International*

*Symposium on Industrial Electronics*, pp. 712-717, July 2010.

- [103] Roberto Cárdenas, "Control Vectorial Máquinas de Inducción de Doble Excitación," Departamenteo de Ingeniería Eléctrica - Universidad de Chile, Apunte.
- [104] Mariel Andrea Álvarez Cancino, "Estrategia para la intervención tecnológica de energías renovables no convencionales en comunidades rurales, bajo el marco de la iniciativa Gevi (Generador virtual)," Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2010.
- [105] Powerex. PWRX. [Online]. [http://www.pwr.com/pwr/docs/vla503\\_01.pdf](http://www.pwr.com/pwr/docs/vla503_01.pdf)
- [106] Massachusetts Institute of Technology - Department of Electrical Engineering and Computer Science. [Online]. [https://www.google.cl/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&cad=rja&ved=0CCwQFjAA&url=http%3A%2F%2Focw.mit.edu%2Fcourses%2Felectrical-engineering-and-computer-science%2F6-061-introduction-to-electric-power-systems-spring-2011%2Freadings%2FMIT6\\_061S11\\_c](https://www.google.cl/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&cad=rja&ved=0CCwQFjAA&url=http%3A%2F%2Focw.mit.edu%2Fcourses%2Felectrical-engineering-and-computer-science%2F6-061-introduction-to-electric-power-systems-spring-2011%2Freadings%2FMIT6_061S11_c)
- [107] Kimmo Kauhaniemi, University of Vaasa, "Voltage and Current THD in Microgrid with different DG Unit and Load Configurations," in *CIREC 2009*, Praga, 2009.
- [108] Gustavo Azevedo, Pedro Rodriguez, and Joan M Rocabert, "Voltage Quality Improvement of Microgrids under Islanding Mode,".
- [109] H Ibrahim, A Ilinca, and J Perron, "Energy storage systems - Characteristics and comparisons," in *Elsevier Renewable & Sustainable Energy Reviews*, 2007.
- [110] Jon Anduaga, José Oyarzabal, and Silvio Macedo. Microgrids. [Online]. [http://www.microgrids.eu/micro2000/delivarables/Deliverable\\_DF1.pdf](http://www.microgrids.eu/micro2000/delivarables/Deliverable_DF1.pdf)
- [111] Prasai Anish, Andrew Paquete, and Yi Du Ronald Harle, *Minimizing Emissions in Microgrids While meeting Reliability and Power Quality Objectives.*, 2010.

- [112] Yang Du, Dylan Dah-Chuan Lu, and David Cornforth , "A Study on the Harmonic Issues at CSIRO Microgrid," in *IEEE PEDS 2011*, Singapore, 2011.
- [113] IEEE Standars Coordinating Committee 21, "IEEE Standar Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," 2005.
- [114] C Pang, P Dutta, S Kim, M Kezunovic, and I Damnjanovic, "PHEV's as Dynamically Configurable Dispersed Energy Storage for V2B Uses in the Smart Grid,".
- [115] Roberto Villafáfila et al., "Electric Vehicles in Power Systems with Distributed Generation: Vehicle to Microgrid (V2M) Project,".
- [116] H W Van der Broeck, Hans Skudelny, and Georg Stanke, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 24, pp. 142-151, January/February 1988.
- [117] Shoji Fukuda and Takehito Yoda, "A Novel Current Tracking Method for Active Filters Based on a Sinusoidal Internal Model," , 2001.
- [118] Man-Chung Wong, Zheng-Yi Zhao, Ying-Duo Han, and Liang-Bing Zhao, "Three-Dimensional Pulse Width Modulation Technique in Three-Level Power Inverters for Three-Phase Four-Wired System," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 16, pp. 418-428, May 2001.
- [119] A Mohd et al., "Control strategy and space vector modulation for three-leg four wire voltage source inverters under unbalanced load conditions," *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 323-333, 2009.
- [120] Ignacio Polanco and Vidal Álvaro, "Definición Requerimientos Técnicos Proyecto VESUSCON," Centro de Energía - FCFM - U. de Chile, Santiago, Documento

interno 2012.

[121] Banco Interamericano de Desarrollo. [Online]. <http://www.iadb.org/es/banco-interamericano-de-desarrollo,2837.html>

## 8 ANEXOS

### 8.1 Medición parámetros máquina inducción trifásica

Considerando el modelo eléctrico de la máquina de inducción de la Figura 8-1, sus parámetros pueden ser obtenidos con la Prueba en Vacío y la Prueba de Rotor Bloqueado. La primera permite determinar la rama paralela del estator y la segunda sus componentes serie.

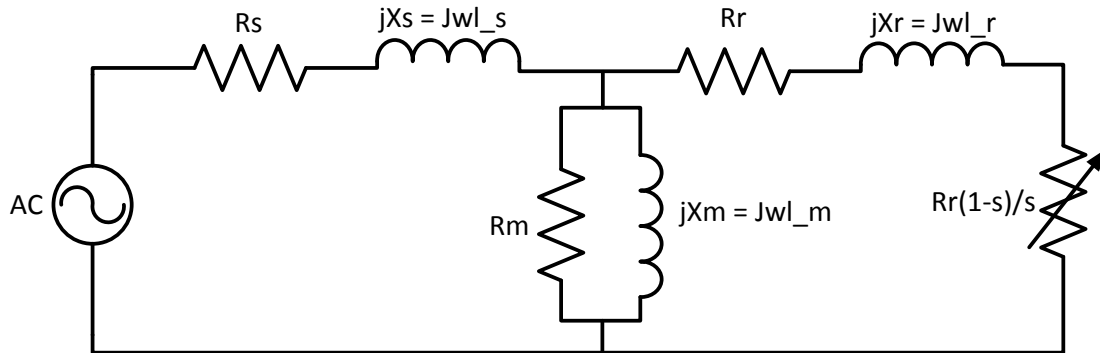


Figura 8-1: Modelo máquina inducción exacto referido a estator

La Prueba en Vacío se realiza a tensión, frecuencia y velocidad nominal. En general, se utiliza una máquina motriz externa que permita que el deslizamiento  $s$  sea nulo. De esta forma, se mide:

- Tensión entre dos fases de estator  $V_{s_0}$  [V]
- Corriente de línea de estator  $I_{s_0}$  [A]
- Potencia activa monofásica en bornes de la máquina  $P_0$  [W]
- Potencia reactiva monofásica en bornes de la máquina  $Q_0$  [VAr]
- Velocidad rotacional eje [rpm]
- Frecuencia tensión estator [Hz]

Así se tiene que:

$$R_m = \frac{V_{s_0}^2}{P_0} [\Omega] \quad (8.1)$$



$$X_m = \frac{V_{s_0}^2}{Q_0} [\Omega] \quad (8.2)$$

La Prueba de Rotor Bloqueado se realiza a una tensión de estator tal que la corriente de línea sea nominal. Además, se bloquea manualmente el rotor para que el deslizamiento  $s$  sea unitario. Las variables medidas son:

- Tensión entre dos fases de estator  $V_{s_b} [V]$
- Corriente de línea de estator  $I_{s_b} [A]$
- Potencia activa monofásica en bornes de la máquina  $P_b [W]$
- Potencia reactiva monofásica en bornes de la máquina  $Q_b [VAr]$
- Frecuencia tensión estator  $[Hz]$

Así se tiene que:

$$R_s + R_r = \frac{P_b}{I_{s_b}^2} [\Omega] \quad (8.3)$$

$$X_s + X_r = \frac{Q_b}{I_{s_b}^2} [\Omega] \quad (8.4)$$

$$R_s \approx R_r \quad (8.5)$$

$$X_s \approx X_r \quad (8.6)$$

Con las pruebas descritas aplicadas a la máquina de inducción de prueba (que no es la misma seleccionado para la aplicación), se obtuvieron los siguientes resultados:

Tabla 8-1: Resultados Prueba Rotor Bloqueado

<b>Prueba Rotor Bloqueado</b>		
<b>Variable</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor</b>
Corriente Línea	[A]	8.5900
Voltaje reducido fase neutro	[V]	70.2000
Potencia activa	[kW]	0.2630
Potencia aparente	[kVA]	0.5950
Potencia reactiva	[KVAr]	0.5337
Cos(fi)	[]	0.444

Tabla 8-2: Resultados Prueba Vacío

<b>Prueba vacío</b>		
<b>Variable</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor</b>
Corriente Línea	[A]	1.3000
Voltaje nominal fase neutro	[V]	221.0000
Potencia activa	[kW]	0.1950
Potencia aparente	[kVA]	0.2850
Cos(fi)	[]	0.6770
w	[rad/s]	312.2743
Potencia ractiva	[kVAr]	0.2078
Velocidad	[RPM]	2982.0000
Polos	[N°]	2
Frecuencia mecánica	[Hz]	49.7000

Tabla 8-3: Resultado cálculo parámetros experimentales máquina inducción

<b>Cálculo parámetros</b>		
<b>Parámetro</b>	<b>Unidad</b>	<b>Valor</b>
Rm	[Ohm]	250.466667
Xm	[Ohm]	234.986371
Lm	[H]	0.747985
Rs+Rr	[Ohm]	3.564260
Rs	[Ohm]	1.782130
Rr	[Ohm]	1.782130
Xs+Xr	[Ohm]	7.233131
Xs	[Ohm]	3.616566
Xr	[Ohm]	3.616566
Lls	[H]	0.011512
Llr	[H]	0.011512
Ls	[H]	0.759497
Lr	[H]	0.759497
Tau	[s/rad]	0.426174
Sig	[ ]	0.511339

## 8.2 Discretización controlador pi y otras funciones de transferencia

Una vez que se ha diseñado un controlador en el plano  $s$  de *Laplace* es necesario discretizarlo para poder programarlo y utilizarlo correctamente en una aplicación digital. En la literatura existen diversas formas de hacerlo, sin embargo, para este trabajo se utiliza la transformada Bilineal que liga el plano  $s$  con el plano  $z$  y luego se plantea su función de diferencias.

La transformada Bilineal es:

$$s = \frac{2(1 - z^{-1})}{T_s(1 + z^{-1})} \quad (8.7)$$

Donde  $T_s$  es el periodo de muestreo utilizado y tiene unidades de  $[s]$

Para el caso del controlador PI:

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (8.8)$$

Se obtiene:

$$\frac{Y_{out}(z)}{X_{in}(z)} = K_c \left( \frac{z - \alpha}{z - 1} \right) \quad (8.9)$$

Con:

$$K_c = K_p + K_i(T/2)$$

$$\alpha = \frac{2K_p - K_iT}{2K_p + K_iT}$$

## 8.3 Modelación potencia de tracción modo VE

La simulación de operación del vehículo en modo VE responde a un análisis simple de fuerzas que actúan sobre él y que, en consecuencia, definen su aceleración de

acuerdo a sus características y capacidades físicas; y la topografía de la ruta enfrentada. En la Figura 8-2 se muestra el diagrama de cuerpo libre de la masa del vehículo propuesto.

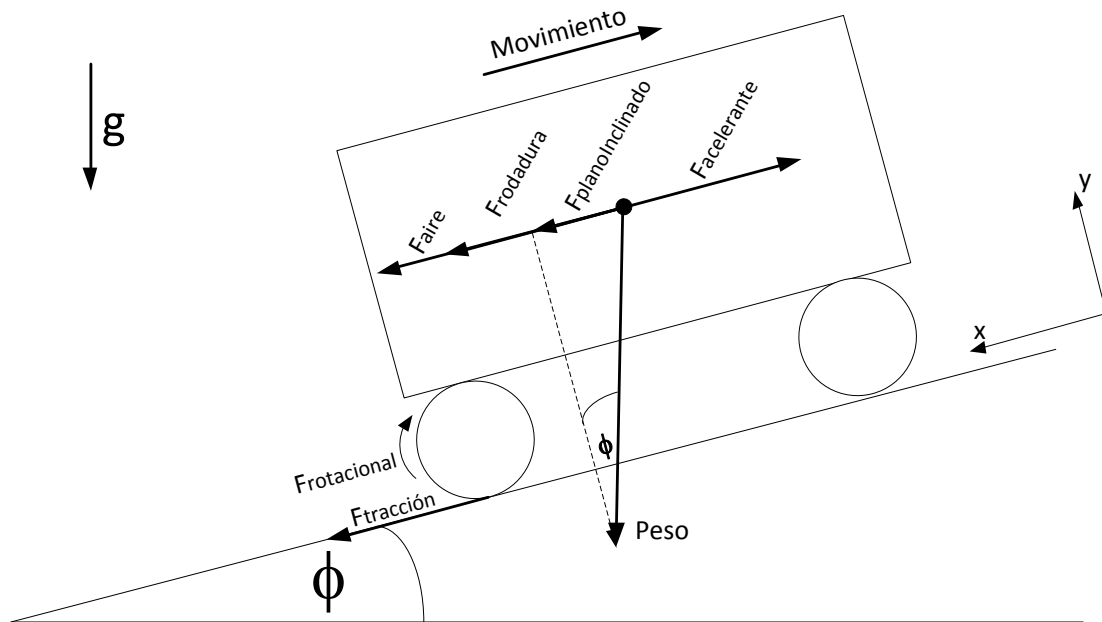


Figura 8-2: Diagrama cuerpo libre masa vehículo.

De acuerdo a este esquema, las ecuaciones que rigen la dinámica del vehículo son:

$$F_{tracción} - F_{aire} - F_{rodadura} - F_{inclinación} - F_{rotacional} = M \ddot{x} \quad (8.10)$$

Donde:

$\ddot{x}$  : Aceleración lineal del vehículo [ $\frac{m}{s^2}$ ]

$M$  : Masa vehículo [kg]

$F_{tracción}$  : Fuerza inyectada por la máquina de tracción [N]

$F_{aire}$  : Fuerza de resistencia aerodinámica [N]

$F_{rodadura}$  : Fuerza de resistencia por la rodadura [N]

$F_{inclinación}$  : Fuerza producto de la gravedad en un plano inclinado [N]

$F_{rotacional}$  : Fuerza necesaria para acelerar el sistema motor – rueda [N]

La Fuerza Rotacional se calcula como:

$$F_{rotacional} = I_{ejeMotor} \left( \frac{G_{total}}{R_{rueda}} \right)^2 \ddot{x} \quad (8.11)$$

Donde:

$I_{ejeMotor}$  : Inercia del rotor del motor [kgm<sup>2</sup>]

$G_{total}$  : Relación total radio rueda – radio polea eje motor []

$R_{rueda}$  : Radio de la rueda (llanta más neumático) [m]

La fuerza en el plano inclinado se calcula como:

$$F_{inclinación} = Mg \sin(\theta) \quad (8.12)$$

Donde:

$g$  : Aceleración de gravedad [ $\frac{m}{s^2}$ ]

$\theta$  : Inclinación del plano [rad]

La Fuerza de Rodadura se calcula como:

$$F_{rodadura} = Mg(K_0 + K_1 V_{auto}) \quad (8.13)$$

$K_0$  : Constante de rodadura inicial a  $V_{auto} = 0$  [-]

$K_1$  : Constante de rodadura en velocidad [ $\frac{s}{m}$ ]

$V_{auto}$  : Velocidad lineal vehículo [ $\frac{m}{s}$ ]

La fuerza producto del roce aerodinámico se calcula como:

$$F_{aire} = 1/2 C_d \rho (V_{auto} \pm V_{viento})^2 A \quad (8.14)$$

Donde:

$C_d$  : Coeficiente resistencia aerodinámica [-]

$\rho$  : Densidad del aire del lugar de operación [ $\frac{kg}{m^3}$ ]

$V_{viento}$  : Velocidad del viento frontal [ $\frac{m}{s}$ ]

$A$  : Superficie perpendicular, proyectada en el frente del vehículo [ $m^2$ ]

La densidad del aire varía con la altura, pero puede ser considerada como  $\rho = 1.17 [\frac{kg}{m^3}]$ . La relación exacta está dada por:

$$\rho(h) = (-3.64 \times 10^{-14})h^3 + (3.88 \times 10^{-9})h^2 - (1.18 \times 10^{-4})h + 1.17 \quad (8.15)$$

Donde:

$h$ : Altura sobre el nivel del mar [m]

La fuerza de tracción se calcula como:

$$F_{tracción} = T_{ejeMotor} G_{total} / R_{rueda} \quad (8.16)$$

Donde:

$T_{ejeMotor}$  : Torque aplicado por el eje del motor [Nm]

Además, la velocidad lineal del vehículo se calcula como:

$$V_{auto} = \frac{\omega_{motor} R_{rueda}}{G_{total}} \quad (8.17)$$

Donde  $\omega_{motor}$  es la velocidad angular del eje del motor en  $[rad/s]$ .

Finalmente, la potencia en el eje del motor es:

$$P_{ejeMotor} = T_{ejeMotor} \omega_{motor} [W] \quad (8.18)$$

Para efectos de esta modelación, se ha supuesto que:

- Sólo se consideran las fuerzas en la dirección del movimiento horizontal
- Todas las partes rotatorias ruedan sin resbalar
- En los componentes mecánicos no se consideran pérdidas, por lo tanto, para un sistema de transmisión compuesto por dos poleas, la potencia en el eje del motor se transmite íntegramente a la rueda y viceversa.
- El vehículo sólo cuenta con un motor y una rueda de tracción

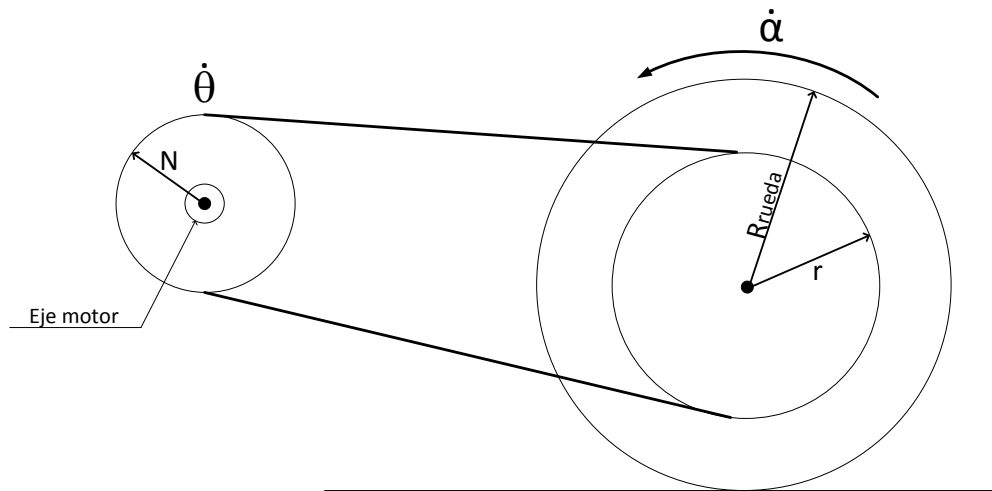


Figura 8-3: Diagrama transmisión potencia entre motor y rueda de tracción

En la Tabla 8-4 se muestran los parámetros utilizados para estimar la operación del vehículo.



Tabla 8-4: Parámetros simulación potencia de tracción

Elemento	Parámetro	Símbolo	Unidad	Valor
Parámetros vehículo	Masa Vehículo (chasis + motor)	Mv	[kg]	250
	Masa banco baterías	Mb	[kg]	50
	Masa Piloto	Mp	[kg]	80
	Masa carga	Mc	[kg]	200
	Masa Total	Mt	[kg]	580
	Radio neumático	Rrueda	[m]	0.3
	Radio polea neumático	r	[m]	0.25
	Radio polea motor	N	[m]	0.02
	Relación de vueltas	G	[ ]	12.5
	Área frontal	A	[m <sup>2</sup> ]	0.5
	Coef aerodinámico	Cd	[ ]	0.3
	Coef rodadura estático	K0	[ ]	0.0075
	Coef rodadura dinámico	K1	[s/m]	0.0075
Motor	Inercia rotor	I	[kgm <sup>2</sup> ]	0.025
	Torque nominal	Tn	[Nm]	54
Lugar de operación	Gravedad	g	[m/s <sup>2</sup> ]	10
	Altura operación	h	[m]	2200
	Densidad aire	rho	[kg/m <sup>3</sup> ]	0.929

## 8.4 Parámetros cálculo capacitancia bus DC

En la Tabla 8-5 se muestran los parámetros y resultados del cálculo de la capacitancia del bus DC para el modo VE.

Tabla 8-5: Parámetros y resultados cálculo Capacitancia bus DC - Modo VE

Cálculo capacitancia bus DC modo VE			
Parámetro	Unidad	Valor	Descripción
Vdc	[V]	537.3	Tensión operación bus DC
deltaVdc	[V]	1	Variación aceptada tensión bus DC
Fsw	[Hz]	10000	Frecuencia conmutación interruptores de potencia
Lmotor	[H]	0.011512	Inductancia línea estaro motor
<b>Cd</b>	<b>[uF]</b>	<b>233.3652</b>	<b>Capacitancia bus DC</b>

En la Tabla 8-6 se muestran los parámetros y resultados del cálculo de la capacitancia del bus DC para el modo V2μG.

Tabla 8-6: Parámetros y resultados cálculo Capacitancia bus DC - Modo V2μG

Cálculo capacitancia bus DC modo V2μG			
Parámetro	Unidad	Valor	Descripción
X	[VA]	10000	Potencia nominal sistema
a	[%]	15	Variación del bus DC
b	[-]	1.5	Límite superior variación potencia sistema
c	[-]	0.5	Límite inferior variación potencia sistema
Vcd	[V]	537.3	Tensión operación bus DC
n	[-]	1	Número de ciclos de compensación
T	[s]	0.02	Periodo del ciclo de compensación
<b>Cd</b>	<b>[uF]</b>	<b>4618.544</b>	<b>Capacitancia bus DC</b>

Para verificar los cálculos realizados, se ha simulado la operación del convertidor bajo las condiciones de la tabla anterior. En particular se observa la tensión y corriente en el condensador del bus DC. La red está con una carga equilibrada de 10[kW] y a los 120[ms] se conecta una carga no lineal de 5[kW] equilibrada y a los 380[ms] se desconecta. Figura 8-4. Por otro lado, en la Figura 8-5 se muestra el caso en que la carga resistiva está desequilibrada y a los 120[ms] se conecta la carga no línea de 5[kW].

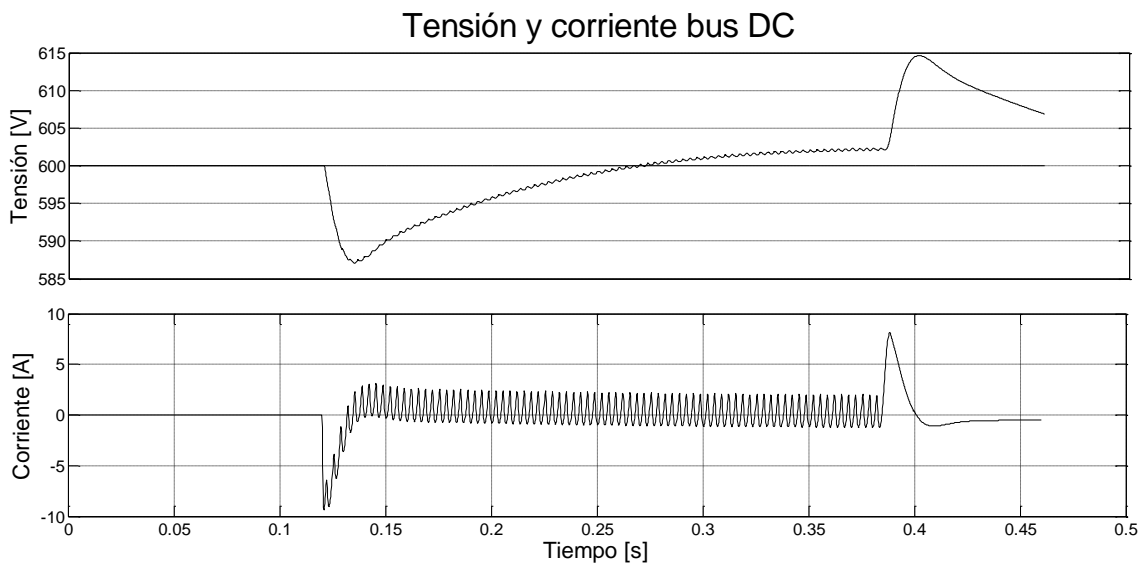


Figura 8-4: Tensión y corriente bus DC para carga en red balanceada y no lineal.

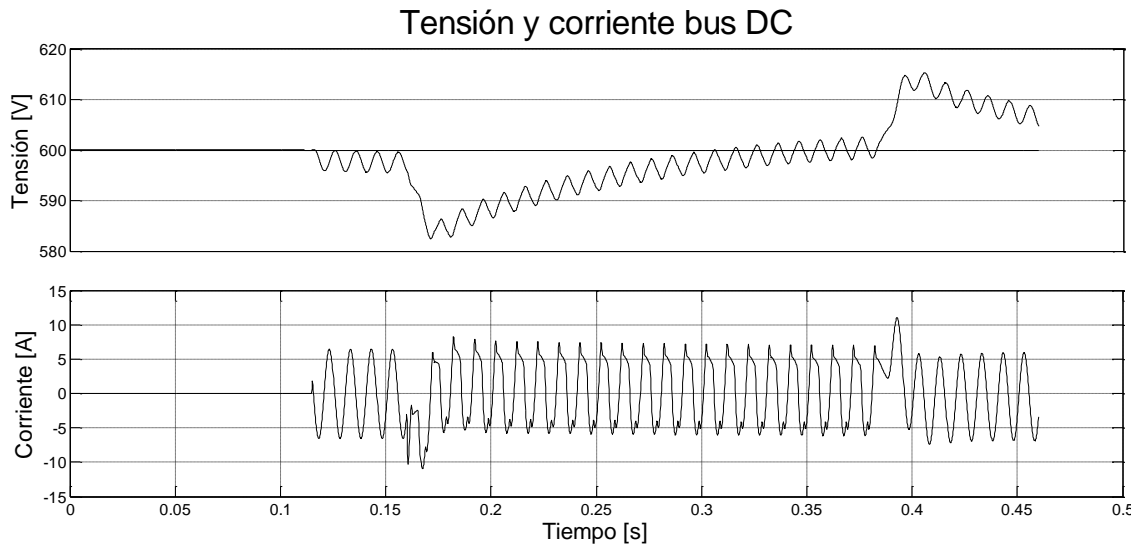


Figura 8-5: Tensión y corriente bus DC para carga en red desbalanceada y no lineal

De la Figura 8-4 se desprende que el rizado de tensión es menor a  $5[V]$  y el de corriente es menor a  $8.5[A]$ , mientras que en la Figura 8-5 se desprende que la tensión en el bus DC tiene un rizado menor  $5[V]$  y la corriente de rizado es menor a  $12[A]$ . Con esto se muestra que el tamaño del condensador es adecuado. Además, la corriente de rizado debe ser superior a  $20[A]$ .

### 8.5 Parámetros cálculo térmico disipador de potencia

Para realizar los cálculos de disipación térmica del módulo de potencia es necesario considerar dos aspectos. El primero es definir el modelo del interruptor de potencia para conocer sus características eléctricas. El segundo es tener un punto de operación que represente un caso de alta exigencia térmica. Generalmente esto ocurre con un mayor requerimiento de potencia.

Para este trabajo se considera la operación a potencia nominal y máxima, como se muestra en la Tabla 8-7.

Tabla 8-7: Condiciones de operación módulo de potencia para cálculo de pérdidas.

Operación módulo potencia		
Potencia máxima [VA]	10000	20000
Voltaje mínimos AC [V]	380	
Corriente máxima peak AC [A]	21.5	43.0
Factor de potencia	0.83	0.83

Además, se considera el módulo IGBT+DIODO CM300DY-24NF de Powerex – Mitsubishi Electric, cuyas características se presentan en la Tabla 8-8.

Tabla 8-8: Características físicas y de operación IGBT

CARACTERÍSTICAS OPERACIÓN IGBT			
Parámetro	Unidad	Valor	Descripción
Esw(on)	[J/pulso]	0.01	Energía de encendido de un IGBT en conmutación a corriente peak (Icp) y T=125[°C]
Esw(off)	[J/pulso]	0.018	Energía de apagado de un IGBT en conmutación a corriente peak (Icp) y T=125[°C]
Fsw	[Hz]	10000	Frecuencia conmutación
Vce(SAT)	[V]	1.2	Caída de tensión C-E en saturación @Icp y T=125[°C]
D	[°/1]	0.5	Ciclo trabajo PWM
Theta	[rad]	0.59169	Ángulo de desfase entre la tensión y la corriente AC
CARACTERÍSTICAS OPERACIÓN DIODO			
Irr	[A]	110	Corriente peak de recuperación del Diodo
trr	[ns]	100	Tiempo de recuperación reversa (bloqueo) del Diodo
Vec	[V]	1.7	Caída de tensión en conducción de diodo @ Icp
Vce(pk)	[V]	3.4	Voltaje peak en el diodo durante la recuperación

Así, las pérdidas para cada modo y punto de operación se muestran en la Tabla 8-9.

Tabla 8-9: Cálculo pérdidas módulo IGBT+DIODO modos VE y V2μG

CÁLCULO PÉRDIDAS IGBT						
Parámetro	Unidad	Modo VE		Modo V2G		Descripción
Potencia operación	[VA]	10000	20000	10000	20000	Potencia operación
PSS	[W]	4.358	8.717	4.358	8.717	Pérdidas en régimen permanente por conmutación
PSW	[W]	89.127	89.127	89.127	89.127	Pérdidas por conmutación
PQ	[W]	93.485	97.843	93.485	97.843	Pérdidas totales por IGBT
CÁLCULO PÉRDIDAS DIODO						
PDC	[W]	2.958	5.915	2.958	5.915	Pérdidas en régimen permanente
PRR	[W]	0.047	0.047	0.047	0.047	Pérdidas por recuperación
PD	[W]	3.004	5.962	3.004	5.962	Pérdidas totales por Diodo
PÉRDIDAS CONVERTOR						
N_IGBT	-	6	6	8	8	Cantidad de módulo de potencia (IGBT + DIODO)
Pt	[W]	578.936	622.832	771.915	830.442	Pérdidas totales convertor

Por otro lado, el resultado del cálculo térmico se presenta en la Tabla 8-10.

Tabla 8-10: Cálculo resistencia térmica módulo de potencia modos VE y V2μG

CÁLCULO RESISTENCIA TÉRMICA DISIPADOR DE POTENCIA						
Parámetro	Unidad	Modo VE		Modo V2G		Descripción
Potencia operación	[VA]	10000	20000	10000	20000	Potencia operación
Tj	[°C]	125	125	125	125	Temp. Juntura en el semiconductor
Tc	[°C]	114.717	114.237	114.717	114.237	Temp. Placa base de un conjunto IGBT-DIODO
Tf	[°C]	112.787	112.161	112.787	112.161	Temp. Interfaz área contacto módulo - disipador
Ta	[°C]	40.000	40.000	40.000	40.000	Temp. Ambiente
Zth(j-c)_IGBT	[°C/W]	0.110	0.110	0.110	0.110	Resistencia térmica juntura - módulo IGBT
Zth(j-c)_DIODO	[°C/W]	0.180	0.180	0.180	0.180	Resistencia térmica juntura Diodo
Zth(c-f)	[°C/W]	0.020	0.020	0.020	0.020	Resistencia térmica de la interfaz Módulo - Disipador
Zth(f-a)	[°C/W]	0.126	0.116	0.094	0.087	Resistencia térmica Disipador - Ambiente

## 8.6 Análisis red trifásica mediante componentes simétricos

Los sistemas eléctricos de potencia trifásicos normalmente operan con ondas sinusoidales, balanceadas y simétricas, sin embargo, en ciertas situaciones esta condición puede cambiar generando ineficiencias y dificultades para operar correctamente.

En 1918, el doctor C.L Fortescue escribió el paper titulado “*Method of Symmetrical Coordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks*”, donde describe cómo un sistema trifásico desbalanceado arbitrario de tensiones o corrientes puede ser transformado en tres grupos de componentes trifásicas balanceadas, llamadas Componentes Simétricas de Secuencia Positiva, Componentes Simétricas de Secuencia Negativa y Componentes Simétricas de Secuencia Cero, las que permiten

reducir considerablemente la complejidad de resolución de las incógnitas eléctricas durante una perturbación del sistema. En la Figura 8-6 se presenta un ejemplo gráfico de la representación las componentes simétricas [106].

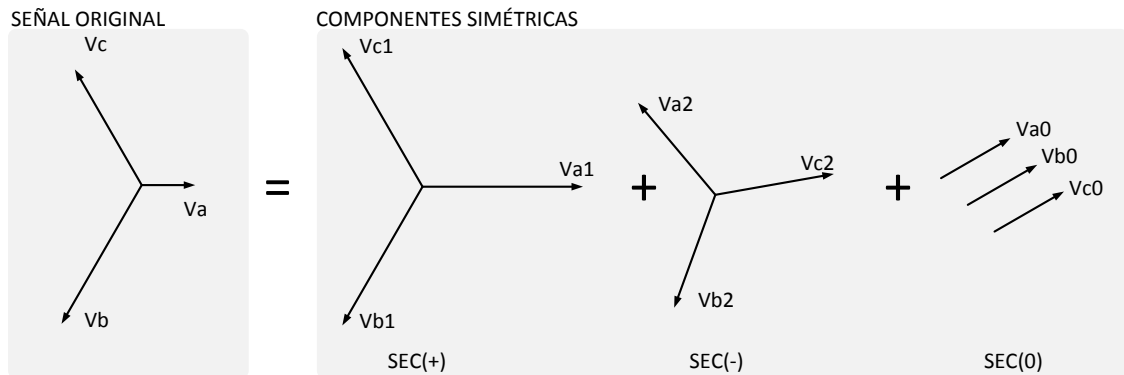


Figura 8-6: Ejemplo representación gráfica Componentes Simétricas.

Matemáticamente se puede expresar como:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_0 \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (8.19)$$

Donde  $[F]$  es la matriz de transformada de Fortescue y se define como:

$$[F] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (8.20)$$

$$[F^{-1}] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \quad (8.21)$$

$a$  es un operador de rotación complejo definido como:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (8.22)$$

Algunas propiedades de  $a$ :

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (8.23)$$

$$a^3 = 1 \quad (8.24)$$

$$a + a^2 + 1 = 0 \quad (8.25)$$

$V_1$ ,  $V_2$  y  $V_0$  son las componentes de secuencia positiva, negativa y cero respectivamente.  $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$  son tensiones instantáneas arbitrarias.

A continuación se presenta un análisis simple de componentes simétricas aplicado a las corrientes de una red trifásica equilibrada y a las de una red trifásica con dos líneas abiertas.

Para el caso de una red trifásica simétrica y equilibrada como en la Figura 8-7 se tiene que las componentes simétricas son:

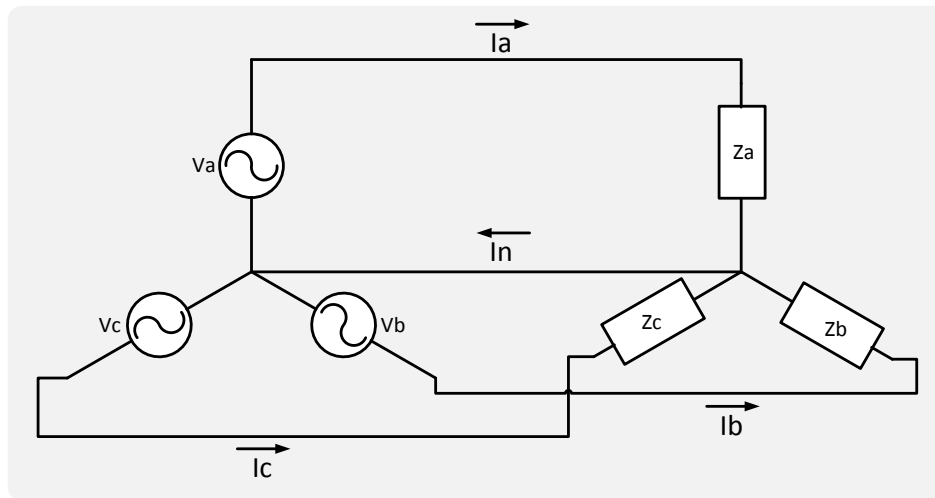


Figura 8-7: Red eléctrica trifásica tetrapolar genérica

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_0 \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} I_a + a^2 I_b + a I_c \\ I_a + a I_b + a^2 I_c \\ I_a + I_b + I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.26)$$

De donde se desprende que para este caso sólo existe componentes simétricas de secuencia positiva.

Ahora bien, para el caso en que  $I_b$  e  $I_c$  son cero porque ambas líneas están abiertas, se tiene que:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_0 \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} I_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} I_a + a^2 \cdot 0 + a \cdot 0 \\ I_a + a \cdot 0 + a^2 \cdot 0 \\ I_a + 0 + 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} I_a \\ I_a \\ I_a \end{bmatrix} \quad (8.27)$$

Es decir, aparecen componentes de secuencia cero y negativa en la red. Ahora bien, las corrientes aportadas por la generación para la componente de secuencia negativa y cero son, respectivamente:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}_{Sec(-)} = [F^{-1}] \begin{bmatrix} 0 \\ I_a \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a/3 \\ aI_a/3 \\ a^2 I_a/3 \end{bmatrix} \quad (8.28)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}_{Sec(0)} = [F^{-1}] \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a/3 \\ I_a/3 \\ I_a/3 \end{bmatrix} \quad (8.29)$$

## 8.7 Cálculo potencia instantánea con transformada de Park

Para el caso de la transformada definida en ( 2.17 ) la potencia aparente instantánea es:

$$S_{dq}(t) = V_{dq} I_{dq}^* \quad (8.30)$$

$$S_{dq}(t) = (V_d + jV_q)(I_d - jI_q) \quad (8.31)$$

$$S_{dq}(t) = V_d I_d + V_q I_q + j(V_q I_d - V_d I_q) \quad (8.32)$$

Luego, la potencia activa instantánea está dada por la parte real de  $S_{dq}(t)$ :

$$P_{dq}(t) = \Re\{S_{dq}(t)\} = V_d I_d + V_q I_q \quad (8.33)$$

Y la potencia reactiva instantánea está dada por la parte imaginaria de  $S_{dq}(t)$ :



$$Q_{dq}(t) = I\{S_{dq}(t)\} = (V_q I_d - V_d I_q) \quad (8.34)$$

Cuando el sistema de control está correctamente orientado y sincronizado en alguno de los ejes, por ejemplo en el  $q$  entonces las potencias quedan:

$$P_{dq}(t) = V_d I_d \quad (8.35)$$

$$Q_{dq}(t) = -V_d I_q \quad (8.36)$$

En la Tabla 8-11 se muestran las relaciones para potencia cuando se utilizan transformadas con otras constantes.

Tabla 8-11: Cálculo potencias instantáneas usando transformada de Clarke y Park; y su dependencia con las constantes usadas en su definición.

Cte.	Transf.	Inversa	Potencia instantánea trifásica		Escalado
			$p(t)$	$q(t)$	
$\sqrt{2/3}$	T.Clarke	$T^{-1} = T^t$	$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$	$q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta$	$\sqrt{2/3}$
	T.Park	$T^{-1} = T^t$	$p = v_d i_d + v_q i_q$	$q = v_q i_d - v_d i_q$	$\sqrt{2/3}$
2/3	T.Clarke	$T^{-1} = \frac{3}{2} T^t$	$p = \frac{3}{2} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta)$	$q = \frac{3}{2} (v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta)$	1
	T.Park	$T^{-1} = \frac{3}{2} T^t$	$p = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q)$	$q = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q)$	1
1	T.Clarke	$T^{-1} = \frac{2}{3} T^t$	$p = \frac{2}{3} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta)$	$q = \frac{2}{3} (v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta)$	3/2
	T.Park	$T^{-1} = \frac{2}{3} T^t$	$p = \frac{2}{3} (v_d i_d + v_q i_q)$	$q = \frac{2}{3} (v_q i_d - v_d i_q)$	3/2

## 8.8 Modelo promedio conversor tetrapolar conectado a la red

El conversor tetrapolar conectado a la red puede ser modelado como se muestra en la Figura 8-8.

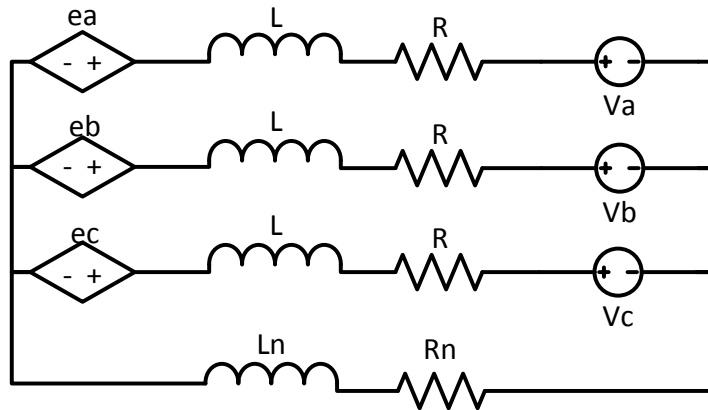


Figura 8-8: Modelo eléctrico conversor tetrapolar

Donde el conversor se ha representado como fuentes de tensión controladas y la red como fuentes de tensión fijas. Notar que no se ha considerado la modelación del bus DC para simplificar el análisis. Las expresiones matemáticas que representan el modelo de la Figura 8-8 son:

$$\begin{bmatrix} e_a - V_a \\ e_b - V_b \\ e_c - V_c \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R_n \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} + L_n \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} \quad (8.37)$$

Al aplicar la transformada de Park definida en ( 2.17 )se obtiene:

$$\begin{bmatrix} e_a - V_a \\ e_b - V_b \\ e_c - V_c \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R_n \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} + L_n \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} \quad / [T_{abc2dq0}] \quad (8.38)$$

$$\begin{bmatrix} e_d - V_d \\ e_q - V_q \\ e_0 - V_0 \end{bmatrix} = L \underbrace{[T_{abc2dq0}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}}_{(1)} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + R_n \underbrace{[T_{abc2dq0}] \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix}}_{(2)} + L_n \underbrace{[T_{abc2dq0}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix}}_{(3)} \quad (8.39)$$

Para encontrar el valor de (1) basta con notar que:

$$\frac{d}{dt} \left( [T_{abc2dq0}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right) = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} ([T_{abc2dq0}]) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + [T_{abc2dq0}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (8.40)$$

Y que la derivada de la matriz  $[T_{abc2dq0}]$  es:

$$\begin{aligned} & \frac{d}{dt} ([T_{abc2dq0}]) \\ &= \omega \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8.41)$$

Por lo tanto (1) queda:

$$[T_{abc2dq0}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} i_q \\ -i_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.42)$$

Para encontrar (2) se debe recordar que la suma de tres vectores de igual amplitud desfasados en 120° es cero, con lo que se tiene:

$$\begin{aligned}
& [T_{abc2dq0}] \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{3}{\sqrt{3}} i_n \end{bmatrix} \quad (8.43)
\end{aligned}$$

Para el caso de (3), se hace algo similar a (1) y se usa (2):

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \left( [T_{abc2dq0}] \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} \right) &= \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{3}{\sqrt{3}} i_n \end{bmatrix} \\
&= \frac{d}{dt} ([T_{abc2dq0}]) \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} + [T_{abc2dq0}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + [T_{abc2dq0}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} \quad (8.44)
\end{aligned}$$

Por lo tanto (3) queda:

$$[T_{abc2dq0}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_n \\ i_n \\ i_n \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{3}{\sqrt{3}} i_n \end{bmatrix} \quad (8.45)$$

Luego, reemplazando (1), (2) y (3) en (8.39) se tiene:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} e_d - V_d \\ e_q - V_q \\ e_0 - V_0 \end{bmatrix} &= L \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} i_q \\ -i_d \\ 0 \end{bmatrix} \right) + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + R_n \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{3}{\sqrt{3}} i_n \end{bmatrix} \\
&+ L_n \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{3}{\sqrt{3}} i_n \end{bmatrix} \quad (8.46)
\end{aligned}$$

Además, la relación entre  $i_0$  e  $i_n$  se obtiene de usar:

$$i_a + i_b + i_c = i_n \quad (8.47)$$

Y aplicar la transformada de Park al vector de corriente en ejes ABC y extraer la componente de eje 0:

$$i_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} [T_{abc2dq0}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{i_a + i_b + i_c}{2/\sqrt{2}} \right) = \frac{i_n}{\sqrt{3}} \quad (8.48)$$

Por lo tanto, ( 8.46 ) queda:

$$\begin{bmatrix} e_d - V_d \\ e_q - V_q \\ e_0 - V_0 \end{bmatrix} = L \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \\ 0 \end{bmatrix} \right) + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + R_n \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3i_0 \end{bmatrix} + L_n \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3i_0 \end{bmatrix} \quad (8.49)$$

En el espacio de Laplace se obtiene:

$$\begin{bmatrix} e_d - V_d \\ e_q - V_q \\ e_0 - V_0 \end{bmatrix} (s) = (sL + R) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} + \omega L \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \\ 0 \end{bmatrix} + (s(L + 3L_n) + R + 3R_n) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (8.50)$$