

UNIVERSIDAD DE CHILE

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

CONTROL DE ORDEN FRACCIONARIO PI EN CONVERTIDORES DE POTENCIA  
BACK-TO-BACK

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGISTER EN CIENCIAS DE  
LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA

TEDY ALAIN CRESPO HERRERA

PROFESOR GUÍA:

DR. MANUEL A. DUARTE MERMOUD

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:

DR. PATRICIO ANDRÉS MENDOZA ARAYA

DR. JUAN CARLOS TRAVIESO TORRES

SANTIAGO DE CHILE  
2017

RESUMEN DE TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGISTER  
EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA  
POR: TEDY ALAIN CRESPO HERRERA  
FECHA: MAYO 2017  
PROF. GUÍA: DR. MANUEL A. DUARTE MERMOUD

## CONTROL DE ORDEN FRACCIONARIO PI EN CONVERTIDORES DE POTENCIA BACK-TO-BACK

En esta Tesis se presenta el uso de un control fraccionario proporcional-integral (FOPI) para convertidores de potencia, el cual es comparado con un control de orden entero proporcional-integral (PI), utilizado dentro del algoritmo de control vectorial, aplicadas a generadores síncronos de imanes permanentes (GSIP), operando con una red a frecuencia constante, interconectados mediante dos convertidores de potencia en una topología Back-To-Back (BTB). La idea de esta estrategia es transformar corrientes y voltajes en un marco de referencia giratorio ( $dq$ ), donde las corrientes controladas son constantes en estado estacionario y posteriormente transformar las salidas de los controladores (FOPI y PI) en marco de referencia fijo ( $\alpha\beta$ ) entregadas a un algoritmo de Modulación de Espacio Vectorial (SVM) que se encarga de generar los ciclos de trabajo necesarios para la conmutación de los elementos semiconductores que conforman los convertidores. El control del convertidor del lado GSIP tiene como objetivo principal el control de velocidad de la maquina eléctrica, mientras que el convertidor en lado de la red es, mantener el nivel de voltaje en el enlace de corriente continua (Dc-Link) que interconecta ambos convertidores. El sistema de control es tratado en el contexto de recuperación de energía en un mineroducto, pensado en que el sistema de control pueda tener la capacidad de realizar el mismo trabajo de las estaciones de choque, encargadas de mantener la velocidad de la pulpa mineral que transporta, sin embargo con este tipo de sistemas propuesto se podría recuperar parte del potencial energético disponible en el sistema y, emplearla de alguna manera más eficiente, proponiendo en este trabajo que sea conectada a una red eléctrica, buscando de esta manera que el sistema propuesto pueda ser una alternativa que cumpla la función de las estaciones disipadoras y además la recuperación de energía, aprovechando las ventajas de los controladores de orden fraccionario. Cabe mencionar que en este documento solo trata lo correspondiente a la parte de control del sistema eléctrico.

El estudio de comparación se realiza a nivel de simulación mediante el uso de programas computacionales Matlab-Simulink y Plecs, para los sistemas de control y los sistemas eléctricos respectivamente. Para determinar los escenarios de simulación del sistema se toma en cuenta los posibles escenarios que pueda presentarse en el mineroducto, siendo estos, una prueba sin posibles cambios en el torque de entrada, dos más cuando sufre cambios de +15% y -15% de la entrada nominal, una más cuando la entrada del sistema se torna de forma oscilante entre  $\pm 15\%$ , en la última de las simulaciones se realizan combinación de controladores FOPI y PI dentro del algoritmo de control.

*A mis padres Leonardo Crespo y Luminosa Herrera, que son mi ejemplo a seguir, que tanto me han enseñado y apoyado en este largo camino llamado vida.*

*A mis hermanos Leonardo, Isamar y Divina por formar parte vital de mi existencia.*

## **AGRADECIMIENTOS**

*A mi familia por ser mi tesoro más valioso, y por cada una de sus inspiradoras palabras que me brindan, siempre llenas de afecto, comprensión y motivación.*

*Gracias a la Universidad de Chile y en especial al profesor Dr. Manuel Duarte por su apoyo, paciencia y confianza, gracias por cada uno de sus acertados consejos y permitirme formar parte de su grupo de trabajo, así como también a cada uno de los integrantes de este gran equipo, gracias por todo el apoyo brindado.*

*A mis queridas Amanda y Valentina, poseedoras de una sonrisa capaz de regalar un abrazo a la distancia y que durante esta época he echado tanto de menos.*

*A Sybil, Leo III y Frida por la inyección de felicidad que brindan a cada momento.*

*Al entrañable, conspicuo e ínclito Dr. Freddy Milla, amigo y compañero, con el que compartí valiosos momentos, gracias por todo.*

*A mi amigo el Dr. Francisco Jaramillo y su familia por brindarme su amistad, personas de invaluable calidad humana.*

*A mi camarada Alejandro Martínez, y a todos los “Beceros”, por su incondicional amistad y apoyo.*

*A la Sra. Jeanette Tapia por su increíble recibimiento a este hermoso país y haberme abierto las puertas de su casa.*

*Gracias a cada una de las personas que tuve el placer y privilegio de conocer, y que de una forma u otra hicieron agradable esta etapa de mi vida.*

*A CSIRO Chile por el financiamiento otorgado, para poder realizar mis estudios de Magister.*



# Tabla de Contenido

<b>Capítulo 1 Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1 Motivación .....	1
1.2 Estado del Arte.....	2
1.3 Objetivos .....	4
1.3.1 Objetivo General.....	4
1.3.2 Objetivos Específicos.....	4
1.4 Estructura de la tesis.....	5
<b>Capítulo 2 Marco teórico.....</b>	<b>6</b>
2.1 Conceptos básicos de cálculo y control fraccionario.....	6
2.1.1 Cálculo fraccionario .....	6
2.1.2 Operadores fraccionarios.....	7
2.1.3 Control fraccionario.....	8
2.1.3.1 PID de orden fraccionario (FOPID).....	9
2.2 Descripción de sistemas de generación eléctrica .....	12
2.2.1 Generador Síncrono de Imanes Permanentes (GSIP).....	13
2.2.2 Convertidor de potencia.....	17
2.2.3 Red .....	21
2.2.4 Lazo de seguimiento de fase (PLL) .....	22

---

<b>Capítulo 3 Estrategia de control .....</b>	<b>25</b>
3.1 Control Vectorial de Generador (CVG) .....	25
3.2 Control Vectorial de la Red (CVR) .....	29
3.3 Sintonización de controladores .....	30
3.3.1 CVG .....	30
3.3.2 CVR .....	41
<b>Capítulo 4 Caso de estudio y análisis comparativo .....</b>	<b>50</b>
4.1 Entrada a torque constante .....	51
4.2 Entrada con cambios de torque del $\pm 15\%$ .....	56
4.3 Entrada de torque variable .....	62
4.4 Combinación de controladores.....	67
<b>Capítulo 5 Conclusiones y trabajo futuro .....</b>	<b>72</b>
5.1 Conclusiones.....	72
5.2 Trabajo Futuro.....	75
<b>Bibliografía .....</b>	<b>76</b>
<b>Anexos .....</b>	<b>81</b>
A.1 Datos del sistema .....	82
A.2 Transformaciones $abc-dq-\alpha\beta$ .....	83
A.3 Resultados complementarios .....	85
A.3.1 Torque constante.....	85

A.3.2 Cambios de torque $\pm 15\%$ .....	87
A.3.3 Torque variable.....	89
A.3.4 Combinación de controladores.....	91

# Índice de Tablas

TABLA 2.1 CONMUTACIONES DE CONVERTORES .....	20
TABLA 3.1 PARÁMETROS DE CONTROL ISQ.....	32
TABLA 3.2 RESPUESTA DE CONTROLADOR ISQ.....	35
TABLA 3.3 PARÁMETROS DE CONTROLADORES DE $\Omega$ FOPI Y PI.....	37
TABLA 3.4 RESPUESTA DE CONTROLADORES $\Omega$ .....	40
TABLA 3.5 PARÁMETROS DE CONTROL IRD.....	43
TABLA 3.6 RESPUESTA DE CONTROLADORES IRD.....	45
TABLA 3.7 PARÁMETROS DE CONTROL DC-LINK.....	46
TABLA 3.8 RESPUESTA DE CONTROLADORES DC-LINK.....	49
TABLA 4.1 % THD EN LA RED A T CTE.....	54
TABLA 4.2 CRITERIOS DE RENDIMIENTO DE CONTROLADORES A T CTE.....	56
TABLA 4.3 % THD EN $\pm\%15$ DE T.....	60
TABLA 4.4 CRITERIOS DE RENDIMIENTO DE CTRLS A $\pm\%15$ T.....	61
TABLA 4.5 % THD DE LA RED A T SIN.....	64
TABLA 4.6 CRITERIOS DE DESEMPEÑO DE CTRLS A T SIN.....	66
TABLA 4.7 % THD FOPI-PI Y PI-FOPI.....	69
TABLA 4.8 CRITERIOS DE DESEMPEÑO DE CTRLS FOPI-PI Y PI-FOPI.....	71
TABLA 5.1 RESUMEN DE CONTROLADORES Y CASOS.....	74
TABLA A1.1 PARÁMETROS DEL SISTEMA.....	82

# Índice de Figuras

FIGURA 2.1 GRAFICO DE LOS APORTES DE UN PID A) Y FOPID B) .....	10
FIGURA 2.2 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE ESTUDIO. ....	12
FIGURA 2.3 VISTA AXIAL DE GSIP A) IMÁN MONTADO EN SUPERFICIE, B) IMANES INTERIORES..	14
FIGURA 2.4 SISTEMA DQ DEL SISTEMA ABC.....	15
FIGURA 2.5 CIRCUITO EQUIVALEN GSIP A) EJE D Y B) EJE Q. ....	17
FIGURA 2.6 CONVERTIDOR DE POTENCIA DE 2-L VSC .....	17
FIGURA 2.7 CONVERTIDOR BACK-TO-BACK.....	18
FIGURA 2.8 POSICIÓN DE LOS VECTORES.....	21
FIGURA 2.9 DIAGRAMA DE BLOQUES PLL.....	23
FIGURA 3.1 DIAGRAMA VECTORIAL CATC [61].....	27
FIGURA 3.2 DIAGRAMA DE CVG.....	28
FIGURA 3.3 DIAGRAMA DE CVR.....	29
FIGURA 3.4 CONTROLADORES CVG.....	30
FIGURA 3.5 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL DE ISQ CVG. ....	31
FIGURA 3.6 GRÁFICOS CONTROLADOR PI ISQ. ....	33
FIGURA 3.7 GRÁFICOS CONTROLADOR FOPI ISQ. ....	34
FIGURA 3.8 RESPUESTA AL ESCALÓN EN LAZO CERRADO ISQ A) PI; B) FOPI.....	35
FIGURA 3.9 DIAGRAMA DEL CONTROL DE VELOCIDAD. ....	35
FIGURA 3.10 GRÁFICOS CONTROLADOR PI W.....	38
FIGURA 3.11 GRÁFICOS CONTROLADOR FOPI W.....	39

---

FIGURA 3.12 RESPUESTA AL ESCALÓN EN LAZO CERRADO W A) PI; B) FOPI .....	40
FIGURA 3.13 CONTROLADORES CVR .....	41
FIGURA 3.14 DIAGRAMA GENERAL DE CONTROL IRD EN CVR. ....	42
FIGURA 3.15 GRÁFICOS CONTROLADOR PI IRD. ....	43
FIGURA 3.16 GRÁFICOS CONTROLADOR FOPI IRD. ....	44
FIGURA 3.17 RESPUESTA AL ESCALÓN EN LAZO CERRADO IRD A) PI; B) FOPI.....	45
FIGURA 3.18 DIAGRAMA DE BLOQUES PARA EL CONTROL DC-LINK. ....	45
FIGURA 3.19 GRÁFICOS CONTROLADOR PI DC-LINK. ....	47
FIGURA 3.20 GRÁFICOS CONTROLADOR FOPI DC-LINK. ....	48
FIGURA 4.1 TORQUE DE ENTRADA CONSTANTE.....	51
FIGURA 4.2 RESPUESTA DE T ELÉCTRICO A T MECÁNICO CTE. A) FOPI, B) PI. ....	52
FIGURA 4.3 RESPUESTA DEL CONTROLADOR DE W A T CTE.....	53
FIGURA 4.4 CORRIENTE EN GSIP. A) FOPI, B) PI A T CTE. ....	53
FIGURA 4.5 CONTROL DC-LINK A T CTE.....	54
FIGURA 4.6 CORRIENTE EN LA RED A) FOPI, B) PI A T CTE.....	55
FIGURA 4.7 ERROR DE CONTROL A) W, B) DC-LINK A T CTE.....	56
FIGURA 4.8 TORQUE MECÁNICO DE ENTRADA A) + 15%, B) - 15%.....	57
FIGURA 4.9 RESPUESTA DE T ELÉCTRICO Y MECÁNICO A) FOPI + 15%, A2) FOPI - 15%, B) PI + 15%, B2) PI - 15%.....	57
FIGURA 4.10 RESPUESTA DE W A) +15% DE T, B) - 15% DE T.....	58
FIGURA 4.11 CORRIENTES GSIP A) FOPI + 15%, A2) FOPI - 15%, B) PI + 15%, B2) PI - 15%. .....	58
FIGURA 4.12 RESPUESTA DC-LINK A) + 15%, B) - 15%. ....	59

FIGURA 4.13 CORRIENTES EN LA RED A) FOPI + 15%, A2) FOPI - 15%, B) PI + 15%, B2) PI - 15%.....	60
FIGURA 4.14 PORCIENTO DE ERROR DE CTRLS. A) FOPI + 15%, A2) FOPI - 15%, B) PI + 15%, B2) PI - 15%.....	61
FIGURA 4.15 TORQUE DE ENTRADA VARIACIONES SINUSOIDALES $\pm 15\%$ . ....	62
FIGURA 4.16 RESPUESTA DE T A T SIN A) FOPI, B) PI.....	63
FIGURA 4.17 RESPUESTA DEL CONTROLADOR DE $\Omega$ A T SIN. ....	63
FIGURA 4.18 CORRIENTE EN GSIP. A) FOPI, B) PI A T SIN. ....	64
FIGURA 4.19 CONTROL DC-LINK A T SIN.....	65
FIGURA 4.20 CORRIENTE EN LA RED A) FOPI, B) PI A T SIN. ....	65
FIGURA 4.21 ERROR DE CONTROL A) $\Omega$ , B) DC-LINK A T SIN. ....	66
FIGURA 4.22 DIAGRAMA DE BLOQUES FOPI-PI A) CVG; B) CVR. ....	67
FIGURA 4.23 DIAGRAMA DE BLOQUES PI-FOPI A) CVG; B) CVR. ....	67
FIGURA 4.24 COMPARACIÓN DE LAS RESPUESTAS DE VELOCIDAD $\Omega$ . ....	68
FIGURA 4.25 COMPARACIÓN DE LAS RESPUESTAS DC-LINK.....	69
FIGURA 4.26 CORRIENTES CVR PRODUCIDAS A) FOPI, B) PI, c) PI-FOPI Y D) FOPI-PI. ....	70
FIGURA 4.27 COMPARACIÓN DE % DE ERROR A) $\Omega$ , B) DC-LINK. ....	71
FIGURA A2.1 SISTEMA TRIFÁSICO Y DQ.....	84
FIGURA A2.2 DIAGRAMA DE SISTEMA DQ-AB.....	84
FIGURA A3.1 CORRIENTES EN EJES DQ CVG A T CTE. A) $I_q$ , B) $I_d$ . ....	86
FIGURA A3.210 CORRIENTES EN EJES DQ CVR A T CTE. A) $I_d$ , B) $I_q$ .....	86
FIGURA A3.3 CORRIENTES EN EJES DQ CVG A T +15% A) $I_q$ , B) $I_d$ .....	87
FIGURA A3.4 CORRIENTES EN EJES DQ CVR A T +15% A) $I_d$ , B) $I_q$ . ....	88
FIGURA A3.5 CORRIENTES EN EJES DQ CVG A T -15% A) $I_q$ , B) $I_d$ .....	88

FIGURA A3.6 CORRIENTES EN EJES DQ CVR A T -15% A)  $I_d$ , B)  $I_q$ . .....89

FIGURA A3.7 CORRIENTES EN EJES DQ CVG A T SIN A)  $I_q$ , B)  $I_d$ . .....90

FIGURA A3.8 CORRIENTES EN EJES DQ CVR A T SIN A)  $I_d$ , B)  $I_q$ .....90

FIGURA A3.9 CORRIENTES TRIFÁSICAS GSIP A) FOPI, B) PI, C) PI-FOPI Y D) FOPI-PI. ....91

FIGURA A3.10 TORQUES ELÉCTRICOS Y MECÁNICOS A) FOPI, B) PI, C) PI-FOPI Y D) FOPI-PI.  
 .....92

FIGURA A3.11 CORRIENTES EN EJES DQ CVG A)  $I_q$ , B)  $I_d$ . .....93

FIGURA A3.12 CORRIENTES EN EJES DQ CVR A)  $I_d$ , B)  $I_q$ .....94



# Capítulo 1

## Introducción

La creciente demanda de energía eléctrica y los grandes problemas ambientales que han generado los combustibles fósiles, han estimulado en los últimos años a la investigación y el desarrollo de fuentes alternativas de energía que sean renovables, limpias y sustentables [1]. Existen diversas formas de energía como geotérmica, mareomotriz e inclusive la posibilidad de utilizar biomasa como combustible, pero, las energías eólicas y fotovoltaicas son objeto de múltiples investigaciones. En este contexto para el sector minero, el recurso energético representa un 9% dentro de los costos operacionales anuales. Por lo anterior, es que se busca la posibilidad de recuperar energía de distintos procesos, como por ejemplo correas transportadoras, o durante el transporte de material mineral por medio de mineroductos, siendo este último el tratado en [2] desde el punto de vista económico, y es el proceso considerado en la presente tesis. El reporte realizado en [3] describe las características del mineroducto localizado en la minera Los Bronces – Las Tórtolas reportando una potencia disipada en sus estaciones de choque, entre los 22 y 24 MW según la carga de trabajo de la minera.

Por su parte, en las últimas décadas tanto el cálculo como el control de orden fraccionario han despertado un gran interés en distintas disciplinas y áreas de la ingeniería tales como las presentadas en [4]–[7]. Sin embargo los de amplio interés para este caso, se realiza en aquellos sistemas de energías renovables, especialmente en la etapa de control, y aunque existen diversas técnicas de control para los convertidores de potencia, para el caso tratado en este trabajo se basa en el algoritmo de control vectorial, con el uso de los controladores de orden fraccionario del tipo PI.

### 1.1 Motivación

EL principal interés en la realización de este trabajo de Tesis, por el cálculo y control fraccionario derivado de la generalización del cálculo y control de orden entero, radica en poder analizar las posibles ventajas proporcionadas por el control fraccionario en comparación al control de orden entero, empleándolos en el control de un sistema de recuperación de energía en un mineroducto, mediante la inclusión de un mayor número

de parámetros de sintonización en los controladores PI de orden fraccionario, que no solo incluye dos de las acciones básicas de control, como lo son, la acción proporcional e integral que sería lo equivalente al caso entero, sino además contiene un orden de integración  $\lambda$ , el cual nos da un grado de libertad más que permite realizar aún más ajustes a la característica de la respuesta. Al incluir el orden de integración dentro del controlador fraccionario, genera que presente una propiedad de iso-amortiguación, es decir que tiene una fase plana alrededor de la frecuencia de cruce de ganancia, lo que mejora la robustez ante las variaciones de parámetros y de perturbaciones externas al sistema [8].

## 1.2 Estado del Arte

Para lograr desarrollar este trabajo se realizó una búsqueda de resultados, donde se hayan utilizado controladores de orden fraccionario en combinación con el uso de estrategia vectorial empleado en máquinas eléctricas, dando un enfoque principal en los sistemas donde la alimentación sea de origen variable, como son los casos de las energías renovables, que pueden ser sistemas con la inclusión de turbinas eólicas o sistemas con paneles solares. De igual manera se realizó una búsqueda bibliográfica en cuyos trabajos se hayan empleado controladores de orden fraccionarios del tipo proporcional integral (FOPI) que son aplicados en combinación de una estrategia vectorial.

Los controladores de orden fraccionario también son utilizados mediante una técnica de control orientado a campo (FOC) utilizado en [9], evaluando las diferentes respuestas del sistema a distintos órdenes de integración del controlador fraccionario, realizando el control de velocidad en un motor de inducción.

La técnica de modulación vectorial espacial (SVM) es la de mayor uso en las técnicas de control en máquinas eléctricas para realizar la conmutación de los convertidores de potencia, en [10] es utilizada la técnica SVM basado en el control de torque electromagnético (DTC) de una máquina asíncrona de inducción para poder regular la velocidad.

Para el caso de las maquinas síncronas también es muy utilizada las técnicas de control vectorial en [11], [12], y más recientemente el trabajo realizado en [13] se utiliza un motor síncrono de imane permanentes (PMSM), donde el FOPI es utilizado para el control de velocidad. Este último a diferencia de los demás se caracteriza por utilizar un método de algoritmo evolutivo para poder realizar la sintonización de los controladores, mientras que los otros se realiza mediante la fijación de ganancias en el margen de fase y la frecuencia de corte.

Los controladores FOPI utilizados en los casos anteriormente mencionados obtienen en general una respuesta con mayor robustez presentando menor sobretiro, también reportan una respuesta del controlador que se logra en un menor tiempo de convergencia a la referencia deseada, lo que conlleva a una disminución en el error, esto

en todos los casos sin importar según la maquina eléctrica que sea utilizada en modo de motor.

Por otra parte el trabajo realizado en [14] realiza el control de un convertidor en su modo de rectificador mediante un modulado de ancho de pulso (PWM) basado en un controlador de orden fraccionario, mediante el uso de las transformada de Clark y de Park al sistema trifásico que alimenta el sistema ( $abc- \alpha\beta- dq$ ), se realiza el desacoplamiento de las corrientes tanto activas como reactivas logrando de esta manera que el factor de potencia del sistema sea cercano a uno. El controlador de orden fraccionario tiene como tarea estabilizar el bucle de voltaje externo de corriente continua.

En los sistemas fotovoltaicos se realiza el uso de un solo convertidor de potencia, funcionando como inversor (Dc-Ac) y utilizando técnicas de control desacopladas para el manejo independiente de la potencia activa y reactiva de acuerdo al generado por el sistema fotovoltaico y el consumido por una carga en específico o inyectado a una red eléctrica. En [15] y [16] son utilizados este tipo de sistemas, emplean controladores de tipo fraccionarios, con inversores de dos niveles y un multinivel de alta ganancia respectivamente. En ambos casos se tiene que el control realizado mediante el uso de operadores fraccionarios se logra una mejoría en la robustez del sistema ante perturbaciones provocadas por la variación del recurso solar en las celdas.

Los sistemas de control de orden fraccionario también han sido estudiados en los sistemas de aerogeneración, sistemas en donde la velocidad de la turbina de viento es mucho más variable. En [8] se realiza un sistema aerogenerador con un rotor de dos masas y un GSIP, utilizando dos topologías, un Convertidor Matricial (CM) que es un convertidor del tipo AC-AC trifásico y se utiliza un Convertidor Multinivel Ac-Dc-Ac, conmutados mediante una modulación SVM. El control del sistema es realizado con controladores de orden fraccionario. Por su parte en [17] realiza simulaciones en el dominio del tiempo con un sistema similar, con un convertidor multinivel, y un sistema energía eólica marina localizadas en aguas profundas se presenta en [18] con un GSIP un convertidor multinivel de tres y cuatro niveles de punto neutro fijo (NPC) y reportando en general en todos los casos una disminución en la distorsión armónica de la corriente de salida, está comparando el mismo sistema con controladores de orden entero. En [19] la etapa de rectificación se realiza mediante un puente rectificador estático no controlado y el control de Dc se realiza mediante un conversor tipo Boost (Dc-Dc) que se acciona mediante un controlador FOPI, y la etapa inversora (Dc-Ac) se realiza mediante un inversor de NPC de tres niveles y uno de dos niveles. El trabajo elaborado en [20] realiza el control de un convertidor Dc-Dc mediante el uso de controladores PID, PI, FOPID y FOPI estos implementados mediante una estrategia de control en modos deslizantes, mientras que en [21] tan solo hacen la comparación de un controlador FOPI con uno PI de igual forma aplicado en un convertidor Dc-Dc.

En [22] se realiza la inclusión de controladores FOPI en la estrategia vectorial, y al igual que los demás casos de sistemas eólicos se utiliza un GSIP conectado a una red eléctrica mediante dos convertidores en configuración back-to-back, para este control en cada lado del inversor se realiza el uso de 2 partes del controlador, una que se encarga del control vectorial de la corriente los cuales son implementados de orden entero tipo PI y para otra parte el encargado de controlar la velocidad el cual es FOPI, mientras que la

misma estrategia del inversor del lado de la red es tratado solamente con controladores PI.

Como en los casos en los que se estudió el algoritmo vectorial mediante la integración FOPI del caso de máquinas eléctricas utilizadas como motores, y en los usados en sistemas fotovoltaicos, para los sistemas eólicos en general se reportan un mejoría en la robustez ante los cambios de velocidad y mejoras en la disminución de sobretiros de las respuestas que puedan producir estos mismos cambios de velocidad, esto garantizaría que el control en el sistema puede ser válido para un rango mayor de velocidades.

## 1.3 Objetivos

### 1.3.1 Objetivo General

Diseñar, simular, analizar y comparar los controladores FOPI y PI clásicos o de orden entero, introducidos en el algoritmo de control vectorial, para el control de velocidad del generador eléctrico y mantener el nivel de corriente continua, mediante dos convertidores de potencia con una topología back-to-back, esto aplicándolo para el caso de recuperación de energía en mineroductos.

### 1.3.2 Objetivos Específicos

- ✓ Realizar una revisión bibliográfica de los sistemas de control vectorial aplicado en energías renovables variables donde son empleados controladores de orden fraccionario.
- ✓ Revisión del cálculo y control fraccionario, y control vectorial.
- ✓ Revisión y análisis de los modelos del sistema eléctrico de potencia que representa la dinámica de los elementos que lo constituyen (Generador de Síncrono de Imanes permanentes y convertidores de potencia, Red).
- ✓ Implementación de los sistemas de control de orden fraccionario y entero en MatLab-Simulink, para su simulación, y la implementación del sistema eléctrico en el software PLECS.
- ✓ Obtención de los parámetros de controladores.
- ✓ Realizar el estudio comparativo de los controladores FOPI y PI.

## 1.4 Estructura de la tesis

En esta sección se describe de manera breve el contenido de cada uno de los capítulos que conforman la presente Tesis, para poder alcanzar los objetivos trazados y mencionados en la subsección anterior.

El capítulo 2 tiene como fin presentar los conceptos básicos e importantes que son requeridos para poder llevar a cabo esta Tesis, iniciando con breviarío histórico acerca de los inicios del Calculo Fraccionario, pasando después a dar una introducción básica sobre el conocimiento de las herramientas del Calculo Fraccionario para dar pie a las bases que conlleva el control fraccionario  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  o también llamado FOPID, para continuar dando un exordio de los modelos utilizados del generador de imanes permanentes (GSIP), convertidor de potencia junto a los básicos de la modulación de espacio vectorial (SVM) para realizar la conmutación de convertidores, también se presentan el conjunto de herramientas que se emplean en el sistema como es, un lazo de seguimiento de fase (PLL) para detectar el ángulo de fase utilizado en el control de inversor del lado de la red y se presenta el modelo utilizado para representación de la red.

Durante el Capítulo 3 se da conocer la estrategia de control vectorial utilizada para la realización del control del convertidores tanto el localizado del lado del generador y de la red, encargados para controlar la velocidad y el voltaje continuo generado respectivamente, también se presenta la analogía seguida para poder realizar la sintonización de los controladores tanto FOPI como PI.

En el Capítulo 4 se presentan el caso de estudio en el que es basado y los casos de estudio a los cuales fue sometido el sistema con ambas estrategias de control para su análisis y comparación, para el final del capítulo se presenta los resultados obtenidos mediante una combinación de controladores FOPI y PI en el mismo sistema de estudio.

El Capítulo 5 presenta las conclusiones obtenidas a partir de los resultados conseguidos haciendo una breve mención de los mismos, de la misma forma se realiza un punteo del trabajo futuro que podría desarrollarse para la continuación y/o complemento de este trabajo.

Por ultimo para complementar los capítulos contenidos se tiene una sección de anexos, que contiene datos de interés utilizados para el desarrollo de este trabajo como son los valores correspondientes al GSIP contenido en el Anexo A1, por su parte el Anexo A2 contiene el estudio realizado para lograr las trasformaciones de coordenadas en los modelos y los sistemas de control de coordenadas, siendo estas conocidas como trasformaciones de Park y Clark. Otros resultados obtenidos durante el desarrollo de este trabajo son integrados en el Anexo 3.

# Capítulo 2

## Marco teórico

### 2.1 Conceptos básicos de cálculo y control fraccionario

En esta sección se realiza un brebaje histórico de los inicios del cálculo fraccionario así como una introducción a los conceptos básicos de lo que es el cálculo fraccionario, a partir del cual se emplea para posteriormente volverse en una herramienta de control.

#### 2.1.1 Cálculo fraccionario

El objetivo de esta subsección es dar las herramientas fundamentales del cálculo y control fraccionario utilizadas en el presente trabajo.

El término de cálculo fraccionario es acuñado a la extensión del cálculo en donde es posible realizar tanto la derivación como la integración de cualquier orden, que a diferencia del cálculo convencional estos órdenes pueden ser no necesariamente enteros [23].

El cálculo fraccionario es una disciplina matemática que tiene más de 300 años, comenzando un tiempo después de ser publicado en 1675 el estudio sobre el cálculo diferencial, donde la notación  $\frac{d^n y}{dx^n}$  propuesta por Gottfried Wilhelm Leibnitz (1646-1716) y planteando el mismo la pregunta: “¿Puede el significado de los derivados enteros ser generalizado a los derivados de orden no enteros?”, y en respuesta recibe una carta de Marquis de L'Hôpital (1661-1704) en 1695, cuestionando: ¿Qué sucede si  $n = \frac{1}{2}$ ?, a lo cual Leibnitz respondió en otra carta el 30 de Septiembre de 1695: “Esto conduciría aparente a una paradoja, una paradoja de la cual se obtendrán consecuencias útiles algún día, porque no hay paradojas inútiles” [24]. Sin embargo durante el siglo XIX, el tema fue tratado solo por algunos científicos como Euler, Laplace, Fourier, Liouville, Riemann o Abel, siendo este último quien lo aplico en Física en 1823 [23],[25], los

resultados obtenidos de estos cuestionamientos han sido tratados durante más de 300 años, todo esto ahora se conoce como “Calculo Fraccionario”, resultando ser una generalización de la derivada y la integral ordinarias para órdenes arbitrarios (no enteros) [26].

La primera referencia a una derivada fraccionaria aparece, en un artículo escrito por Leonhard Euler (1707-1783) entre 1729-1730 y publicado en 1738, donde aplica su fórmula de interpolación factorial entre números enteros positivos para dar una definición de la derivada de orden fraccionaria. Euler realiza una investigación sobre la relación que existe entre  $d^n(z^e)$  y  $dz^n$  [27].

### 2.1.2 Operadores fraccionarios

Para poder llegar a la definición de la integral de orden fraccionaria se parte de una concepción de la conocida fórmula de Cauchy que define la integral de orden  $n$  presentada en [28]:

$$I^n f(t) = \frac{1}{(n-1)!} \int_0^t (t-\tau)^{n-1} f(\tau) d\tau = \frac{1}{\Gamma(n)} \int_0^t (t-\tau)^{n-1} f(\tau) d\tau \quad \tau > 0, n \in \mathbb{Z}^+ \quad (2-1)$$

De la fórmula de Cauchy anterior, se puede extender su validez a valores reales positivos mediante la función Gamma ( $\Gamma(n)$ ) que es la generalización del factorial para números no enteros e introduciendo un número real positivo definiendo por  $\lambda$  se llega la integral fraccionaria según la definición Riemann-Liouville [28]:

$$I^\lambda f(t) = \frac{1}{\Gamma(\lambda)} \int_0^t (t-\tau)^{\lambda-1} f(\tau) d\tau, \quad t > 0, \lambda \in \mathbb{R}^+ \quad (2-2)$$

Mientras que la expresión de la transformada de Laplace para la integral fraccionaria igualmente dada en [28]:

$$\mathcal{L}\{I^\lambda f(t)\} = \frac{1}{s^\lambda} F(s) \quad (2-3)$$

Por otra parte la derivada de orden fraccionaria denotada por  $D^\mu$  siendo  $\mu$  el orden derivativo con  $\mu \in \mathbb{Z}^+$ , en [29] realiza el desarrollo para obtener la definición según Riemann-Liouville, donde la derivada fraccionaria está dada por:

$$D_0^\mu f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\mu)} \left( \frac{d}{dt} \right)^\mu \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\mu-n+1}} d\tau \quad (2-4)$$

con  $n-1 < \mu < n$ ,  $n \in \mathbb{Z}^+$  y cuya transformada de Laplace puede expresarse como:

$$\mathcal{L}\{D^\mu f(t)\} = s^\mu F(s) \quad (2-5)$$

Sin embargo existe una definición más desarrollada por Caputo en 1967 y que tiene la ventaja de considerar condiciones iniciales que son producidas por derivadas de orden entero menor, es decir aquellas condiciones que pueden ser interpretadas físicamente, esta derivada es presentada en [29], [30]:

$${}^c D_t^\mu f(t) = \frac{1}{\Gamma(1-\delta)} \int_0^t \frac{f^{m+1}(\tau)}{(t-\tau)^\delta} d\tau \quad (2-6)$$

en donde  $\mu = m + \delta$ ,  $m \in \mathbb{Z}$ ,  $0 < \delta \leq 1$ , y cuya transformada de Laplace está definida de igual forma por la presentada en la ecuación (2-5).

### 2.1.3 Control fraccionario

De la misma forma que el cálculo fraccionario, el control fraccionario es una extensión a partir de los controladores clásicos de orden entero, pero a diferencia de estos, su principal característica es que su función de transferencia es no racional [31].

En [23] hace mención de las primeras contribuciones al control fraccionario, una de ellas son las realizadas en [32] publicado en 1958, donde se realiza el control de posición de un servomecanismo, que adquiere como referencia para el sistema de control el proporcionado por un integrador fraccionario, que provee un margen de fase constante en un intervalo de frecuencias. Después de esta aplicación hubo más desarrollos que contribuyeron ampliamente en el desarrollo de esta herramienta como



los realizados en [33] donde se genera el Control Robusto de Orden No Entero (CRONE) que muestra las ventajas del uso del control fraccionario en un sistema de transmisión flexible.

### 2.1.3.1 PID de orden fraccionario (FOPID)

Los controladores clásicos PID (*Proportional Integral Derivative*), que abarca las tres acciones de control básicas y que son comúnmente utilizados en la industria debido a su simplicidad y robustez, cuya función de transferencia es la siguiente [34].

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (2-7)$$

donde  $k_p$ ,  $k_i$ ,  $k_d$ , son constantes proporcional, integral y derivativa respectivamente. Sin embargo la generalización del controlador PID en su forma fraccionaria FOPID (*Fractional Order Proportional Integral Derivative*) el cual fue introducido en [30] y en el mismo artículo realiza una comparación entre ambos controladores en el dominio del tiempo, mientras que en [35] realiza la comparación utilizando los controladores en el dominio de la frecuencia.

La función de transferencia que representa el controlador FOPID de es

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\lambda} + k_d s^\mu \quad \lambda, \mu \in \mathbb{R}^+ \quad (2-8)$$

para este caso  $\lambda$  son el orden de integración, mientras que  $\mu$  es el orden de derivación.

Para poder lograr las distintas combinaciones de posibles controladores mediante el uso de controladores FOPID, si  $\lambda = \mu = 1$  este se convierte en un controlador PID, si  $\lambda = 1$  y  $\mu = 0$  este se vuelve un controlador PI y  $\lambda = 0$  y  $\mu = 1$  en un controlador PD. Una de las ventajas del controlador FOPI es que es más flexible y da la oportunidad de ajustar las propiedades dinámicas del controlador FOPI [30].

Con el incremento de parámetros ( $\lambda$ ,  $\mu$ ) en el controlador, proporciona dos grados de libertad más, gracias a esto es posible seleccionar las pendientes de la curva de magnitud, los aportes de fase a bajas y altas frecuencia en la aportación del controlador al sistema [26], el cual queda representado en la figura 2.1, donde los posibles valores que puede tomar el caso entero solo consta de los vértices del cuadrado mientras que para el caso fraccionario pueden obtener cualquier valor de la superficie del cuadrado [31].

Es importante mencionar que para caso de estudio de la presente Tesis, se hace uso solamente de controladores FOPI.

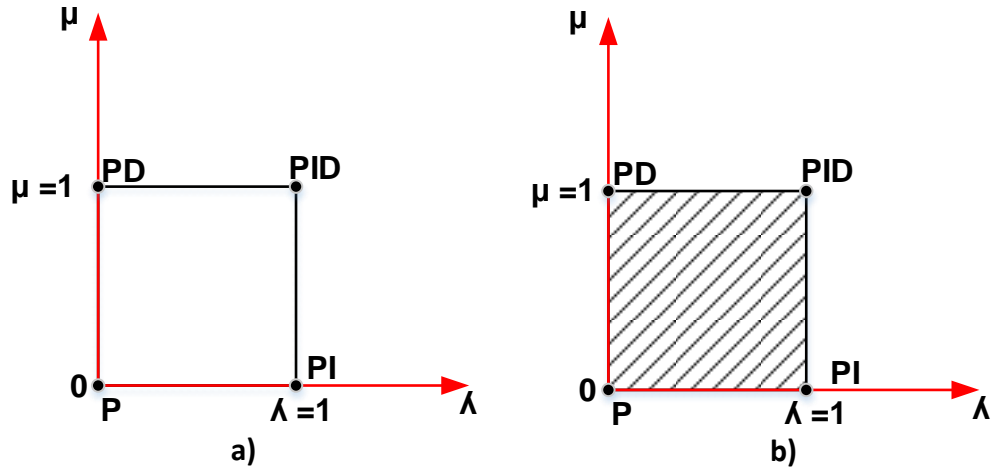


Figura 2.1 Grafico de los aportes de un PID a) y FOPID b)

Para poder implementar el cálculo o control fraccionario, en la actualidad existen variadas herramientas computacionales para poder realizar identificación, modelamiento, control y simulación de sistemas de orden fraccionario, los trabajos realizado por [26], [36] efectúan una descripción y comparación de algunas otras herramientas, basadas en Matlab que pueden ser empleadas como Nintiger (Non-Integer) realizado por [37], FOMCON (Fractional Order Modeling and Control) que se muestra en la tesis realizada en [38] que es el utilizado en este trabajo, es importante mencionar que debido a la disponibilidad de herramientas para el análisis de sistemas de tipo entero se realizan aproximaciones de los sistemas fraccionarios mediante sistemas enteros, algunos de los métodos para poder realizar estas aproximaciones están resumidas en [39], a pesar de las distintas aproximaciones se utiliza la metodología CRONE (acrónimo de Comando robusto de orden no entero), desarrollada por [33] basada en una distribución recursiva de polos y ceros de la siguiente función de transferencia en el dominio de Laplace:

$$C(s) = s^v, \quad v \in \mathfrak{R} \quad (2-9)$$

Esta distribución, alternando ceros y polos a intervalos seleccionados, permite construir una función de transferencia con una ganancia casi lineal sobre el logaritmo de la frecuencia y una fase casi constante, logrando de esta forma que los valores de la pendiente de la ganancia y de la fase correspondan a los de la ecuación (2-9), para

cualquier valor de  $\nu$  [40]. Esto conduce a una función de transferencia aproximada  $\hat{C}(s)$  del modo:

$$\hat{C}(s) = K \prod_{n=1}^N \frac{1 + \frac{s}{w_{zn}}}{1 + \frac{s}{w_{pn}}} \quad (2-10)$$

donde  $K$  es una ganancia que se ajusta de tal manera que cuando  $K = 1$  entonces la ganancia es de 0dB para una frecuencia de 1 rad/seg. Los  $N$  ceros y polos se encuentran en un intervalo de frecuencia  $[w_l, w_h]$  para el cual la aproximación va ser válida, para valores positivos de  $\nu$ , y está dada por:

$$\begin{aligned} w_{zl} &= w_l \sqrt{\eta} \\ w_{pn} &= w_{z,n-1} \gamma, \quad n = 1, 2, \dots, N \\ w_{zn} &= w_{z,n-1} \eta, \quad n = 1, 2, \dots, N \\ w_h &= w_{pn} \sqrt{\eta} \end{aligned} \quad (2-11)$$

con

$$\gamma = \left( \frac{w_h}{w_l} \right)^{|\nu|/N}, \quad \eta = \left( \frac{w_h}{w_l} \right)^{1-|\nu|/N} \quad (2-12)$$

Mientras que, para valores negativos, se puede notar que la única diferencia es que se intercambian los polos por los ceros, y está dada por:

$$\begin{aligned} w_{pl} &= w_l \sqrt{\eta} \\ w_{zn} &= w_{p,n-1} \gamma, \quad n = 1, 2, \dots, N \\ w_{pn} &= w_{z,n-1} \eta, \quad n = 1, 2, \dots, N \\ w_h &= w_{zn} \sqrt{\eta} \end{aligned} \quad (2-13)$$

El número  $N$  de polos y ceros son asignados según se requiera, si se establece un numero bajo, resulta en aproximaciones con ondulaciones significativas en la ganancia de fase, por otra parte, si los valores de  $N$  son grandes esto conllevaría una aproximación más exacta logrando una ganancia casi lineal y una fase casi constante, pero conlleva a un mayor coste computacional [40].

## 2.2 Descripción del sistema de generación eléctrica

En esta sección se realiza un introducción a todos aquellos elementos que componen el sistema estudiado en esta Tesis para la trasformación de energía, mediante una configuración de convertidores a capacidad completa, en la cual se obtiene un mejor rendimiento de los sistemas de generación que sean variables, aplicado para sistemas con una potencia del orden de los mega watt. Con el uso de esta configuración se logra un desacople total del generador de la red permitiendo una conexión mucho más suave a la red, y puede funcionar a una amplia gama de velocidades [41].

La figura 2.2 muestra el diagrama de bloques del caso de estudio en la presente Tesis, en la cual se consideran una serie de elementos como son; un Generador Síncrono de Imanes Permanentes (GSIP), dos convertidores de potencia de dos niveles en una topología BTB, el uso de un PLL utilizado para poder realizar la sincronización de la salida del control vectorial de la red (CVR) con la red y la conformación de los bloques, control vectorial de generador (CVG) y CVR que tienen que ver con la estrategia de control utilizada y tratados a detalle durante el capítulo 3, cabe mencionar que las transformaciones utilizadas ( $abc - dq - \alpha\beta$ ) son tratados en el anexo A2.

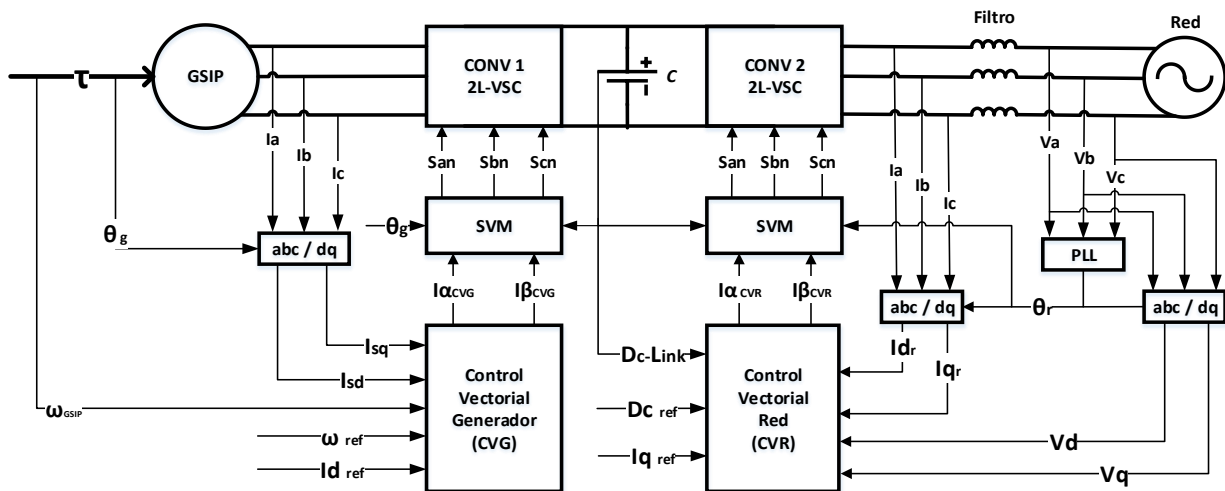


Figura 2.2 Diagrama de bloques del sistema de estudio.

### 2.2.1 Generador síncrono de imanes permanentes (GSIP)

Gracias a la amplia disponibilidad de los materiales magnéticos de alta densidad, los GSIP se han convertido en generadores altamente demandados, por su costo competitivo, algunas de las ventajas que proporciona el uso de estos generadores son:

- ✓ Alta eficiencia
- ✓ Estructura compacta
- ✓ Alta relación par vs inercia
- ✓ Alta densidad de flujo magnética
- ✓ Libre de mantenimiento

La principal desventaja de este tipo de generadores viene en los imanes permanentes que tienen características especiales que deben tenerse en cuenta en el diseño y selección de la máquina. Ya que los imanes de mayor rendimiento son frágiles y algunos tienen sensibilidades químicas, asimismo es posible una desmagnetización de los imanes en caso de que este pueda alcanzar temperaturas altas, por ejemplo, para los imanes hechos de Neodimio (Nd) comienzan a perder parte de su magnetización a partir de los 80°C, mientras que los imanes de Ferrita lo hacen cuando alcanzan los 250°C, y en caso contrario de tener algún enfriamiento intensivo en los imanes de Nd no causa daño alguno, pero para los de Ferrita estos comienzan a desmagnetizarse a los -40°C [42].

El GSIP se caracteriza por no tener un circuito de excitación, en vez de ello tiene imanes permanentes colocados en el rotor, este generador contiene ventajas importantes, incluyendo la eliminación de anillos rozantes y de las pérdidas que genera el embobinado de campo [43], debido a esto el GSIP es de un menor tamaño y contienen un momento de inercia mucho menor, se eliminan las pérdidas eléctricas en el rotor debido a la inclusión de imanes, gracias a las ventajas mencionadas se ha convertido en una solución ampliamente utilizada por los sistemas de generación variable.

Los GSIP se clasifican de acuerdo a la configuración del rotor [44]:

- Tipo de imán montado en superficie: en esta topología consta de que los imanes están colocados sobre la superficie del rotor, debido a que la permeabilidad de los imanes permanentes es aproximadamente 1, estos actúan como aire en el circuito magnético, también se caracteriza por que las inductancias en los ejes  $dq$  son casi idénticas y por lo tanto no se produce un torque de reluctancia.
- Tipo de imanes interiores: para este caso los imanes permanentes se encuentran al interior del rotor, la inductancia en el eje  $d$  es más pequeña

que la inductancia del eje q, debido a que el entrehierro efectivo en el eje d es mucho mayor.

Dichas diferencias de los distintos tipos de GSIP las podemos observar en la figura 2.3.

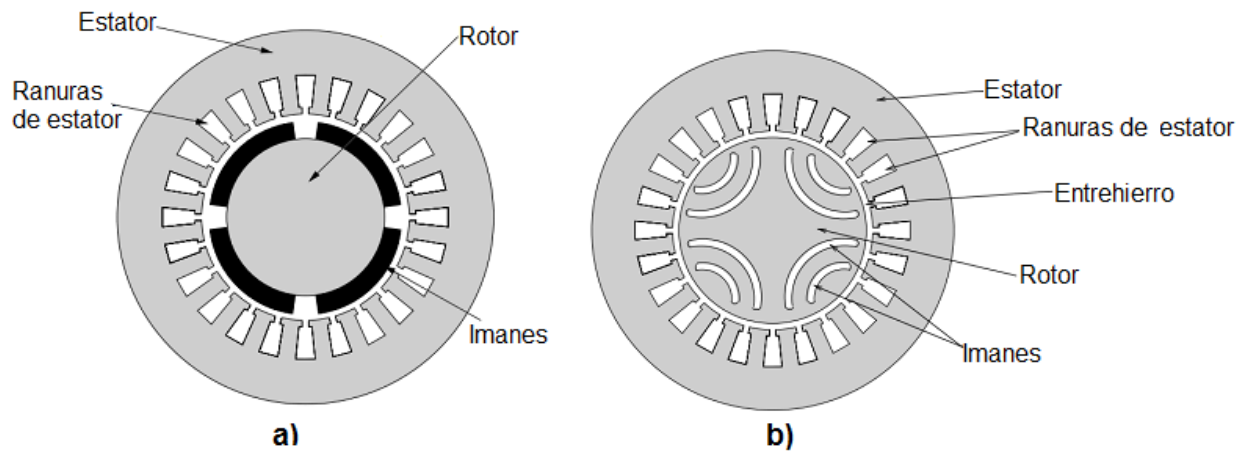


Figura 2.3 Vista axial de GSIP a) Imán montado en superficie, b) Imanes interiores.

EL modelo matemático para obtener los voltajes del GSIP, utilizado en la presente Tesis está dado en [45]:

$$\begin{aligned}
 V_a &= R_s i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\
 V_b &= R_s i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\
 V_c &= R_s i_c + \frac{d\psi_c}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{2-14}$$

donde:

- $V_n$  - voltajes trifásicos (a, b, c);
- $R_s$  - resistencia del estator;
- $i_n$  - corrientes trifásicas (a, b, c);
- $\psi_n$  - flujos del estator (a, b, c).

Sin embargo con el objetivo de simplificar el modelo dinámico del GSIP se requiere obtener el modelo en términos del marco de referencia giratorio síncrono dq, también conocida como transformada de Park, en este modelo el eje q se adelanta 90° respecto al eje d. como se muestra en la figura 2.4 con esta simplificación se elimina la dependencia del tiempo y de la posición, siendo  $\Phi$  el ángulo de rotación del sistema. La realización de este modelo considera el supuesto que, la inductancia del estator es constante o su que su variación es del tipo sinusoidal respecto a la posición del rotor.

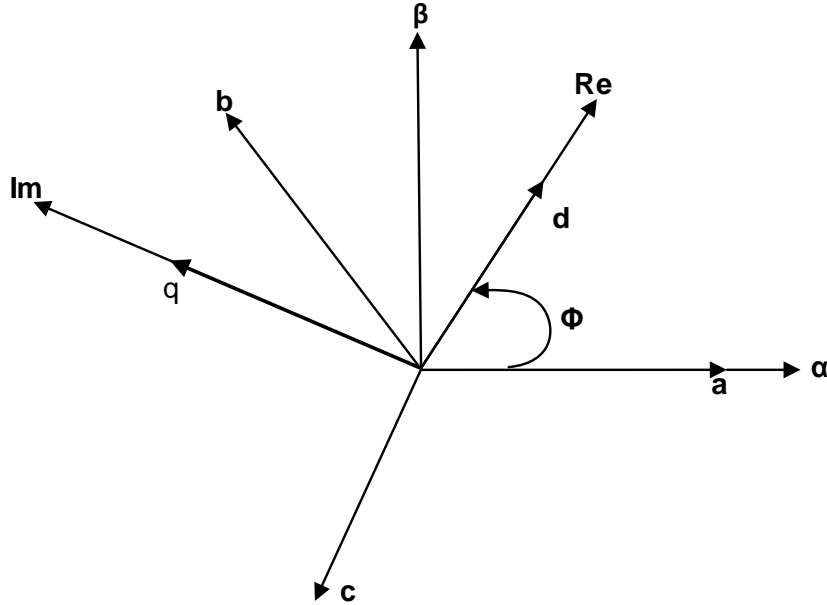


Figura 2.4 Sistema dq del sistema abc.

Aplicando la transformación  $abc-dq$ , se obtiene la ecuación (2-15) que muestra la obtención de los voltajes del GSIP en los ejes dq.

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{aligned} \tag{2-15}$$

Los flujos del sistema en dq están dados en la ecuación (2-16):

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d i_{sd} + \psi_m \\ \psi_q &= L_q i_{sq}\end{aligned}\tag{2-16}$$

Y el torque electromagnético de la maquina está dado por la ecuación (2-17):

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]\tag{2-17}$$

La obtención de velocidad mecánica del rotor se da en la ecuación (2-18):

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} (T_e - T_m)\tag{2-18}$$

siendo:

$v_{sd}, v_{sq}$  - Voltajes del estator en ejes  $d$ - $q$ ;

$i_{sd}, i_{sq}$  - Corrientes de estator en ejes  $d$ ,  $q$ ;

$\psi_d, \psi_q$  - Flujo de estator en ejes  $d$ ,  $q$ ;

$\psi_m$  - Constante de flujo magnético;

$p$  - Número de par de polos;

$\omega_e, \omega_m$  - velocidad eléctrica y mecánica;

$L_d, L_q$  - Inductancias en ejes  $d$ - $q$ ;

$J$  - Constante de inercia;

$T_e$  - Torque electromagnético;

$T_m$  - Torque mecánico;

$R_s$  - Resistencia del estator.



El circuito eléctrico equivalente del GSIP en un marco de referencia giratorio  $dq$  se muestra en la figura 2.5 que representa la ecuación (2-15) [46].

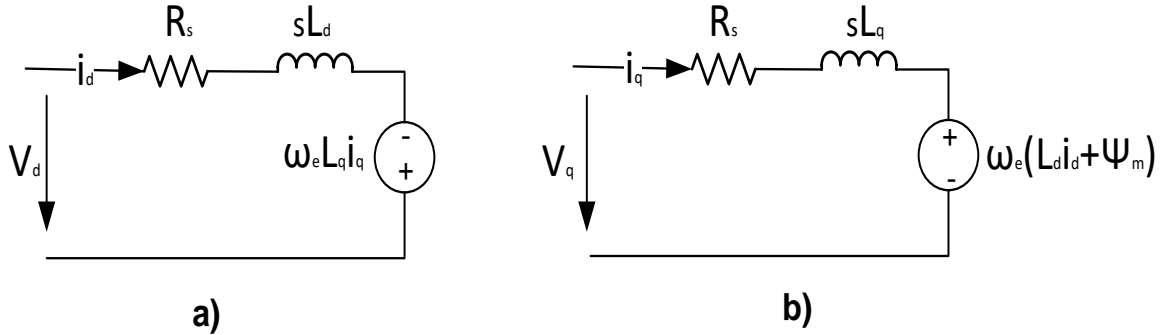


Figura 2.5 Circuito equivalenten GSIP a) eje d y b) eje q.

### 2.2.2 Convertidor de potencia

Un convertidor de potencia puede ser clasificado dependiendo de la entrada que tenga ya sea Convertidor por fuente de voltaje o corriente (VSC, CSI), siendo este último comúnmente utilizado en excitadores de motores Ac de alta potencia o en excitadores de control vectorial [47]. El convertidor de potencia utilizada para este trabajo, es una topología de dos niveles trifásico de puente completo VSC, donde cada pierna del inversor está compuesto por dos semiconductores para poder realizar la conmutación, el diagrama de la configuración de estos inversores de potencia se presenta en la figura 2.6.

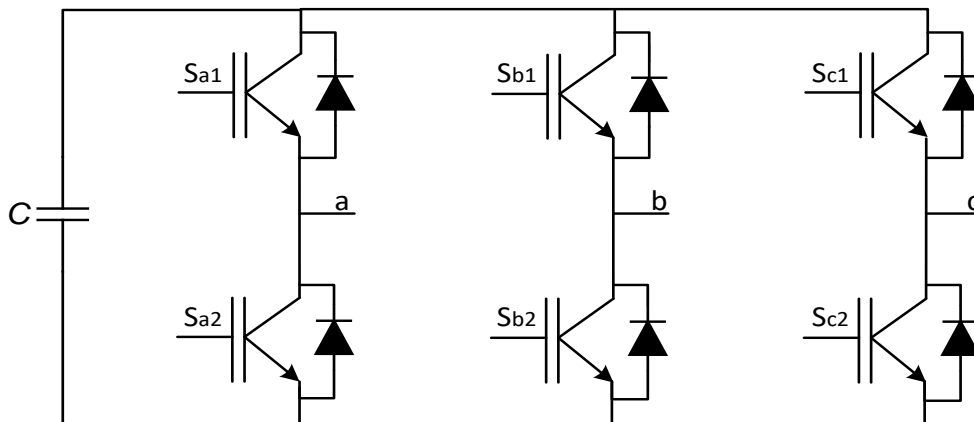


Figura 2.6 Convertidor de potencia de 2-L VSC

La topología del convertidor Back to Back (BTB) es utilizado en este trabajo ya que es un método comúnmente utilizado para procesar el flujo de potencia en sistemas de corriente alterna interconectados, y que hace posible controlar de manera independiente tanto el flujo bidireccional de potencia activa como de potencia reactiva tanto de alta como baja potencia [48], esta topología se presenta en la figura 2.7 ,el cual de un extremo está conectado al GSIP y por otro lado tiene conectado a la red, mientras que en medio cuenta con un enlace de corriente directa conformado por el condensador (C), comúnmente llamada enlace de corriente continua (Dc-Link).

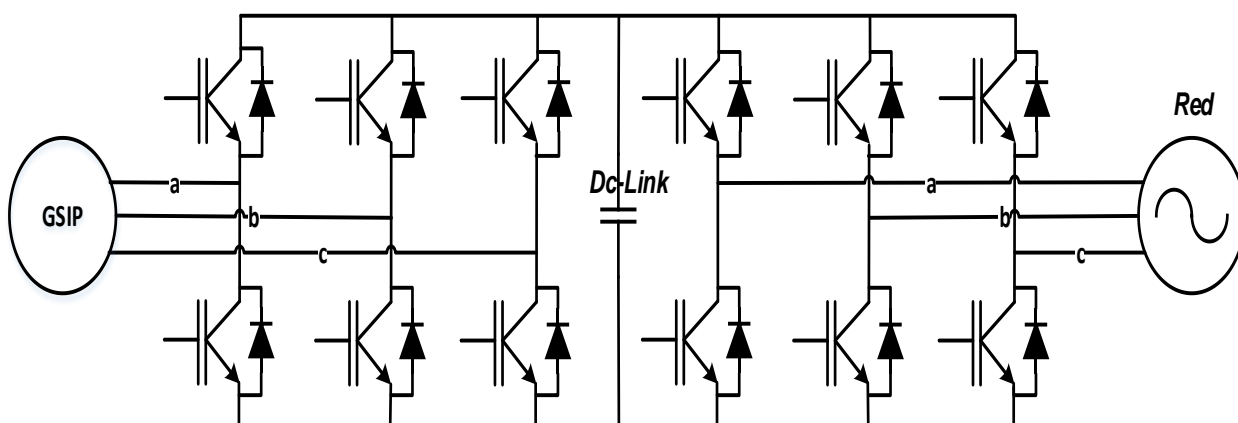


Figura 2.7 Convertidor back-to-back

El objetivo del inversor de potencia del lado del GSIP funciona como rectificador, es decir convirtiendo las señales de corriente alterna (Ac) en una de corriente directa (Dc), mientras que el del lado de la red cumple la función de inversor es decir realiza la transformación Dc-Ac. Para el correcto uso de este tipo de convertidores hay que tener en cuenta que:

- No se puede cortocircuitar la fuente de corriente continua proporcionada por el condensador, por lo que en cada pierna del convertidor solo puede estar activo un semiconductor a la vez, esto conlleva a que siempre debe haber un semiconductor en funcionamiento para evitar dejar el circuito abierto del lado del lado donde exista Ac.

En [49] se presenta un modelo de este tipo de convertidor de dos niveles el cual se muestra en la ecuación (2-19) para poder obtener los voltajes en caso del convertidor del lado del GSIP:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

donde  $V_{dc}$  es el voltaje que se encuentra en el Dc-Link.

Mientras que la corriente del enlace de corriente continua se define como en (2-20):

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} S_a & S_b & S_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

Análogamente aplicando las ecuaciones en el convertidor del lado de la red se obtiene que voltaje de corriente continua se obtiene mediante:

$$V_{dc} = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (2-21)$$

siendo  $C$  la capacitancia del capacitor respectivamente, mientras que  $i_c$  es la diferencia que existe entre la corriente de salida ( $i_s$ ) del rectificador proveniente del convertidor del lado del GSIP y la corriente de entrada consumida ( $i_R$ ) por el inversor.

$$i_c = i_s - i_R \quad (2-22)$$

Para poder cumplir el objetivo de los convertidores potencia y poder cumplir con la condición de su adecuado funcionamiento anteriormente mencionada, la estrategia de conmutación que determina los ciclos de trabajo de los semiconductores que conforman cada conversor se realiza mediante la modulación del vector espacial (SVM), que se basa en la representación de cantidades trifásicas como vectores en un plano bidimensional, esta técnica proporciona un control puntual de la amplitud y la frecuencia del voltaje, y adecuada para cargas de torque variables y para grandes accionamientos de potencia [50].

Un convertidor trifásico de dos niveles puede tener ocho combinaciones distintas, representados en la tabla 2.1, y donde seis de ellos producen una tensión de salida distinta de cero y los dos restantes producen una salida igual a cero [51], cada interruptor cerrado se representa con un 1 y un 0 si está abierto,

Vector de Interruptores	S <sub>a</sub>		S <sub>b</sub>		S <sub>c</sub>		Tensión de Vector
	1	2	1	2	1	2	
V <sub>0</sub> = (000)	0	1	0	1	0	1	$\vec{V}_0 = 0V$
V <sub>1</sub> = (100)	1	0	0	1	0	1	$\vec{V}_1 = \frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle 0^\circ$
V <sub>2</sub> = (110)	1	0	1	0	0	1	$\vec{V}_2 = \frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle -60^\circ$
V <sub>3</sub> = (010)	0	1	1	0	0	1	$\vec{V}_3 = \frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle -120^\circ$
V <sub>4</sub> = (011)	0	1	1	0	1	0	$\vec{V}_4 = \frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle -180^\circ$
V <sub>5</sub> = (001)	0	1	0	1	1	0	$\vec{V}_5 = \frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle -240^\circ$
V <sub>6</sub> = (101)	1	0	0	1	1	0	$\vec{V}_6 = \frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle -300^\circ$
V <sub>7</sub> = (111)	1	0	1	0	1	0	$\vec{V}_7 = 0V$

Tabla 2.1 Conmutaciones de conversores

Como se mencionó las representaciones vectoriales trifásicas es realizada en un plano bidimensional estacionaria  $\alpha\text{-}\beta$ , en el que un vector de referencia proporciona los ciclos de trabajo necesarios para el funcionamiento adecuado del convertidor de potencia. La modulación SVM resulta ser muy adecuada para el control orientado al campo, ya que proporciona un control preciso de la amplitud de tensión, frecuencia y fase dentro de cada periodo de conmutación [52]. El vector de tensión de referencia está dado por (2-23), Este vector de referencia es constante si en cada periodo de conmutación hay una frecuencia de conmutación alta.

$$V_{ref} = \frac{2}{3} (V_a + V_b e^{-\frac{j2\pi}{3}} + V_c e^{-\frac{j4\pi}{3}}) \quad (2-23)$$

. El conjunto de vectores se representan de una forma gráfica en el hexágono de la figura 2.8, donde la tensión de salida del convertidor queda representado mediante un vector giratorio en sentido anti horario con un ángulo  $\theta$ , [51], esto dentro de un marco de referencias fijo  $\alpha\beta$ .

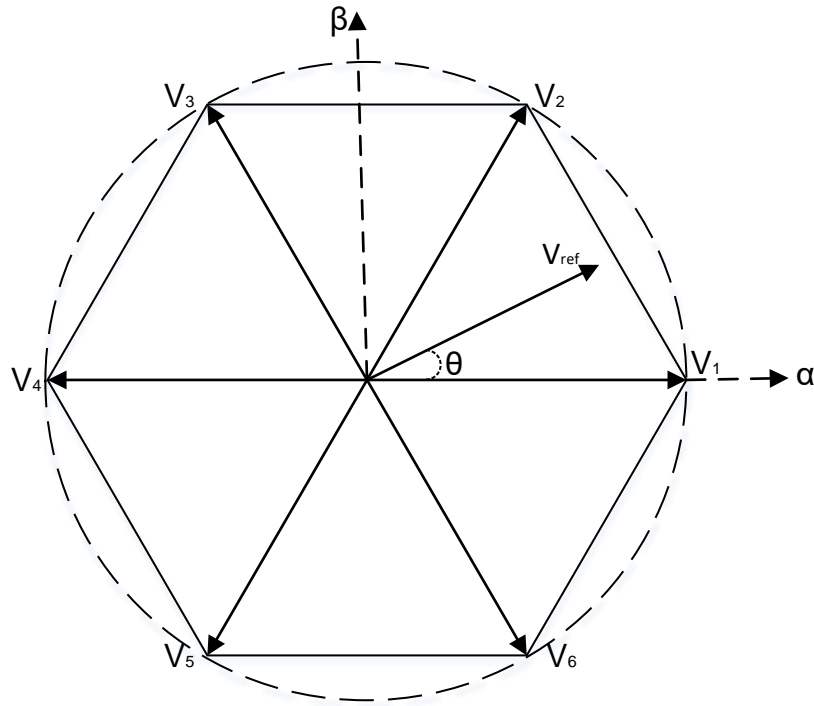


Figura 2.8 Posición de los vectores

### 2.2.3 Red

La red a la que está conectada el inversor es representada por una fuente de voltaje trifásica cuyo modelo dado y utilizado en esta Tesis es el presentado en [46]:

$$\begin{aligned}
 V_{Ra} &= V_R \cos \omega_g \\
 V_{Rb} &= V_R \cos\left(\omega_g - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_{Rc} &= V_R \cos\left(\omega_g - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{2-24}$$

donde

$V_R$  - valor máximo alcanzado por fase;

$\omega_g$  - es la frecuencia angular respectivamente.

La representación en coordenadas  $dq$  del voltaje que cruza por el filtro inductivo se presenta en (2-25).

$$\begin{aligned} V_{Rd} &= R_f i_{rd} + L_f \frac{di_{rd}}{dt} + V_{rd} - \omega_g L_f i_{rq} \\ V_{Rq} &= R_f i_{rd} + L_f \frac{di_{rq}}{dt} + V_{rq} + \omega_g L_f i_{rd} \end{aligned} \quad (2-25)$$

con:

$R_f$  - Resistencia de línea;

$L_f$  - Inductancia de filtro;

$i_{rd}, i_{rq}$  - Corrientes  $dq$  de red;

$V_{rd}, V_{rq}$  - Voltajes  $dq$  de inversor.

### 2.2.4 Lazo de seguimiento de fase (PLL)

El PLL es un circuito que sincroniza una señal de salida con una señal de referencia o de entrada tanto en frecuencia como en fase. En el estado sincronizado el error de fase entre la señal de salida y la señal de referencia es cero, si se acumula un error de fase, un mecanismo de control actúa de tal manera de reducir el error de fase al mínimo [53]. La inclusión de PLL's en sistemas de control para los inversores son comúnmente utilizados para la sincronización con la red, algunos de los trabajos donde realizan el uso de estos sistemas son [54], [55], empleados en sistemas de generación eólica.

Para el control de inversor de potencia localizado del lado de la red, es necesario poder sincronizar el convertidor con la frecuencia de la red, de igual forma se requiere

poder obtener el ángulo de fase para poder calcular las transformaciones  $dq$  utilizadas en las acciones de control y generar una señal de las mismas características. El PLL tiene como entradas los voltajes de la red para poder obtener como salida el ángulo de fase, estos se obtiene mediante la el uso de la transformada de Park, es decir se realiza dentro del marco de referencia  $dq$  y atreves de un controlador del tipo PI para poder reducir la diferencia del error con la referencia  $V^*_q$  que bloquea la fase de voltaje de la red [56].

El diagrama de bloques del PLL utilizado en la presente Tesis se muestra en la figura 2.9, donde  $\omega_g$  es la frecuencia angular de la red.

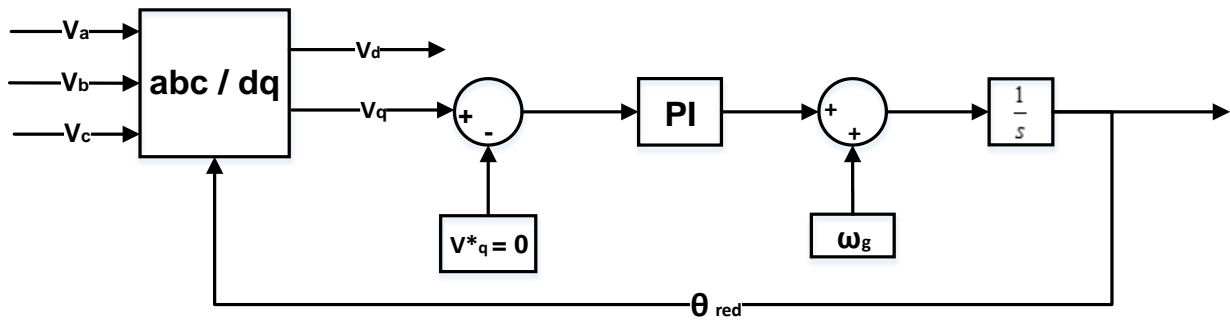


Figura 2.9 Diagrama de bloques PLL.

Para poder obtener los parámetros del controlador PI, se realiza mediante la metodología presentadas en [57] y [58] donde se tiene que la función de trasferencia de segundo orden del PLL está dada por:

$$P_{LL}(s) = \frac{K_{p-pll}s + K_{i-pll}}{s^2 + K_{p-pll}s + K_{i-pll}} \quad (2-26)$$

Cuya función transferencia puede escribirse de forma normalizada:

$$H_{PLL}(s) = \frac{2\omega_n\zeta s + \omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n\zeta s + \omega_n^2} \quad (2-27)$$

con

$$\omega_n = \frac{4.6}{t_s \zeta}; \quad K_{p\_pll} = 2\omega_n \zeta; \quad K_{i\_pll} = \omega_n^2 \quad (2-28)$$

siendo:

$K_{p\_pll}$ ;  $K_{i\_pll}$  - Ganancia proporcional e integral;

$\omega_n$  - Frecuencia natural de amortiguamiento;

$\zeta$  - Rango de amortiguamiento;

$t_s$  - Tiempo de asentamiento.



# Capítulo 3

## Estrategia de control

Los sistemas de recuperación de energía, como el tratado en este trabajo donde se considera que la velocidad de entrada al generador es variable, el sistema de control es un mecanismo muy importante, debido a que define el punto de operación del sistema.

El control vectorial es la técnica en la actualidad más utilizada que permite realizar el control independiente de la corriente activa y reactiva, debido al desacoplamiento que se genera, para el caso de las máquinas corriente alterna, esta metodología permite tratar su modelo como si fuese una máquina de corriente continua, para lograr controlar la magnetización y el torque desarrollado por la máquina de manera independiente.

El sistema completo a tratar consta de dos partes, la primera con un convertidor de lado de la máquina eléctrica (GSIP) y otro que está conectado a la red, cada uno con un objetivo distinto, ya que el primer convertidor se encarga del control de la máquina, teniendo como su principal tarea mantener la velocidad de la máquina pese a posibles aumentos o disminuciones en el torque de entrada sobre el eje de la misma, mientras que el inversor de lado de la red tiene como objetivo el poder mantener el enlace de corriente continua localizado entre medio de ambos convertidores.

### 3.1 Control Vectorial de Generador (CVG)

El control para GSIP se puede dividir en dos ramas principalmente en control escalar y vectorial. El escalar se basa en el control tanto de la magnitud como de la frecuencia de la tensión o de la corriente del estator, manteniendo una tensión y frecuencia constante, sin embargo este tipo de control solo es válido en un estado estacionario. Por su parte el control vectorial se implementa principalmente porque es válido para sistemas dinámicos, con el que se controla la posición instantánea de los vectores espaciales de voltaje, corriente y flujo, haciendo que el sistema de control lleve

los vectores espaciales a la referencia deseada garantizando su correcta orientación para todos los estados estacionarios y transitorios [59].

El control vectorial a su vez puede ser realizado mediante dos métodos distintos principalmente:

- Control orientado al campo (FOC): permite el control de flujo y el torque del GSIP, por separado mediante el uso de un lazo de control de corriente con controladores PI esto se consigue mediante la descomposición del vector de corriente del estator en componentes  $i_d - i_q$  que se encargan de controlar el torque y el flujo respectivamente, teniendo como objetivo del sistema establecer llevar a la referencia deseada los vectores de corriente
- Control de Torque Directo (DTC): de igual manera es posible controlar el flujo y el torque por separado, pero sin utilizar la corriente interna, por lo que controla directamente el flujo y el torque [60].

Dentro de FOC existen distintas técnicas utilizadas, dentro de las más utilizadas mencionadas en [61] y descritas brevemente:

- *Factor de potencia unitario (UPF por sus siglas en inglés)*: Consta de lograr mantener el factor de potencia unitario en los bornes de la maquina eléctrica, sin entregar potencia reactiva. La principal desventaja de esta técnica es que entre el vector de voltaje y corriente no hay diferencia de fase y se minimiza la capacidad de Volt-Ampere (VA) de la maquina
- *Flujo constante*: Para lograr mantener el flujo constante en el generador, se realiza la suma vectorial de las corrientes del estator y del flujo magnético de los imanes, lo que ocasiona una limitación de la capacidad del torque de la máquina.
- *Máximo para por unidad de corriente*: esta estrategia tiene como objetivo principal mantener la corriente del estator al mínimo posible para un torque electromagnético dado, obteniendo así el torque máximo por ampere.
- *Control de ángulo de torque constante (CATC)*: Este método de control consta de mantener el ángulo de torsión a  $90^\circ$ , esto se logra mediante el control de la componente de la corriente en el eje d ( $i_d$ ) a cero, lo que es equivalente a que la corriente reactiva sea nula, es decir igual a cero, y dejando que el vector de flujo del rotor y el ángulo de torsión sean constantes controlando vector de corriente del eje q ( $i_q$ ). Por lo tanto el torque solo dependerá del valor de la amplitud de la corriente del estator. En (3-1) se da la manera en la quedarían determinadas las

corriente por fase del generador en ejes  $abc$ , mientras que el diagrama vectorial de las corrientes y tensiones de esta técnica se presenta en la figura 3.1.

$$i_d = 0$$

$$I_a = \sqrt{\frac{2}{3}(i_d^2 + i_q^2)} = \sqrt{\frac{2}{3}i_q^2} \quad (3-1)$$

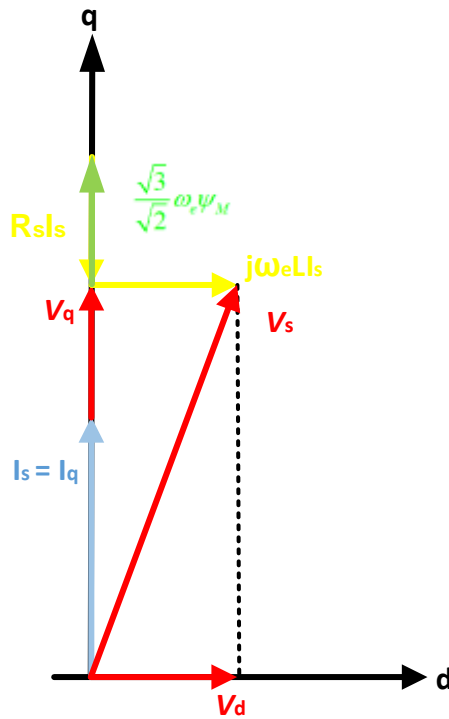


Figura 3.1 Diagrama vectorial CATC [61]

Para efectos de este trabajo se realiza el uso de FOC en su estrategia CATC cuyo diagrama de bloques de control se muestra en la figura 3.2, donde se obtiene directamente las mediciones de la posición del rotor ( $\theta_g$ ) como de la velocidad ( $\omega_{GSIP}$ ), siendo esta última comparada con la velocidad de referencia deseada, y el error generado entre estas es procesado mediante un controlador del tipo PI, convirtiendo la salida en la corriente del eje q de referencia deseada ( $i_q^*$ ). Para el caso de la corriente del eje d, la corriente de referencia ( $i_d^*$ ) se establece en cero. Una vez obtenidas estas corrientes de referencia son comparadas con las corrientes generadas por el estator del GSIP y transformadas en un marco de referencia  $dq$  ( $i_{sd}, i_{sq}$ ). Las componentes  $dq$  (Comp $_{dq}$ )

Comp<sub>q</sub>) son los términos utilizadas con el propósito de desacople de las magnitudes del torque y el flujo emulando un motor de corriente continua [62] y están dadas por:

$$\begin{aligned} \text{Comp}_d &= \omega_{GSIP} i_{sq} L_q \\ \text{Comp}_q &= \omega_{GSIP} i_{sd} L_d + \psi_M \end{aligned} \quad (3-2)$$

Por último las señales resultantes *dq* son transformadas en componentes  $\alpha\beta$  y junto la medición de corriente continua ( $v_{dc}$ ) son las entradas para el bloque SVM que realiza la modulación durante unos tiempos determinados, que dependen del vector de referencia que representa al sistema trifásico que se desea obtener en las señales de salida necesarias para las interruptores del convertidor ( $S_a, S_b, S_c$ ).

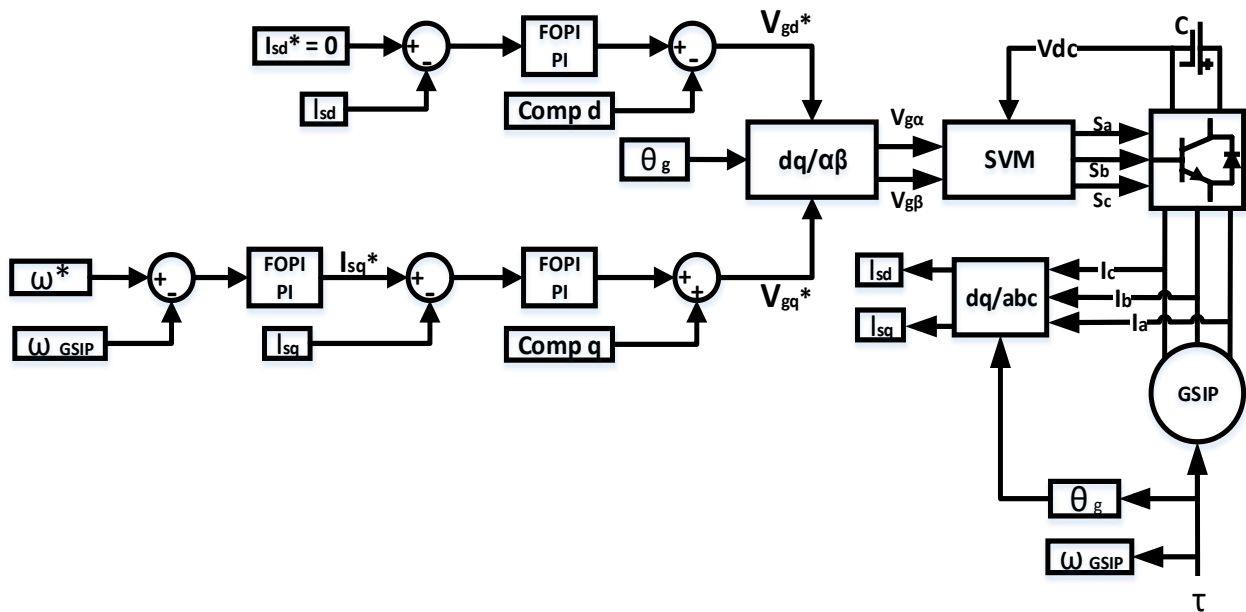


Figura 3.2 Diagrama de CVG.

### 3.2 Control Vectorial de la Red (CVR)

De igual forma que el CVG existen distintas técnicas de control para el convertidor de potencia localizado del lado de la red. Todos ellos tienen como focos primordiales: el control de tensión del en lace de corriente continua (Dc-Link), control de potencia activa y reactiva entregada a la red, así como la sincronización de la red para garantizar la calidad de potencia inyectada [54].

Una estrategia del control de marco de referencia síncrono y estacionario es utilizado para en el CVR se basa en la transformación de coordenadas  $abc-dq$ , en [63] indica que esta estrategia garantiza una respuesta transitoria rápida y un alto rendimiento estático mediante el control interno de corrientes, por lo que rendimiento del sistema es dependiente en gran medida de la calidad de la estrategia utilizada para las corrientes, que para efectos de la presente Tesis es realizada mediante controladores PI y FOPI. El diagrama utilizado para esta estrategia de control se muestra en la figura 3.3.

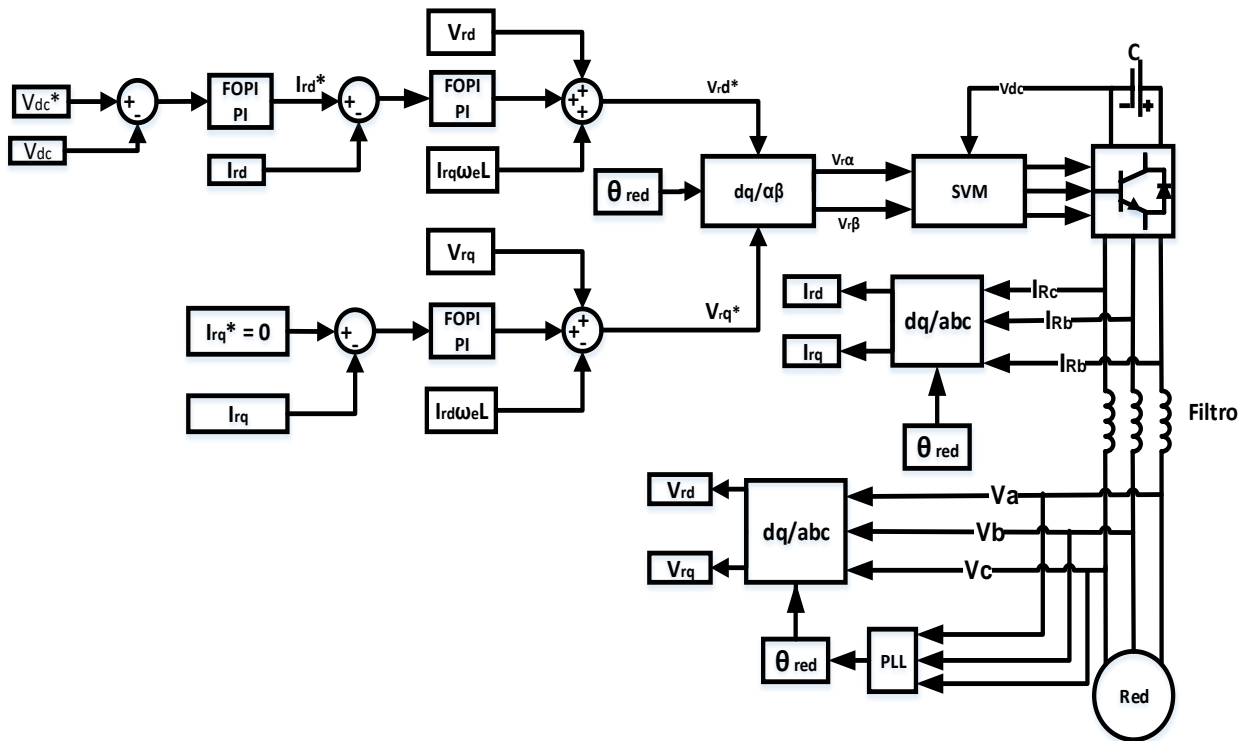


Figura 3.3 Diagrama de CVR.

### 3.3 Sintonización de controladores

En los esquemas de control vectorial anteriormente presentados en la sección anterior, en cada uno se encuentran tres controladores que son dos para el control de corrientes  $dq$  y uno para la velocidad y otro para el enlace de corriente continua, respectivamente, por lo que estos controladores deben ser sintonizados para poder obtener un buen rendimiento del sistema. En este trabajo la sintonización de los controladores realiza mediante la utilización de la herramienta de Sisotool de Matlab, para obtener los parámetros de los controladores PI, mientras que para la obtención de los parámetros del controlador FOPI se utilizó la herramienta FOMCON. La herramienta empleada por FOMCON para la obtención de los parámetros, se realiza mediante un algoritmo de optimización de programación cuadrática secuencial (SQP), el cual es un método iterativo de segundo orden para solucionar problemas con restricciones, este método se considera una generalización del método de Newton para la optimización no lineal con restricciones. EL algoritmo consiste en realizar una aproximación cuadrática tanto de la función objetivo como de las restricciones lineales basadas en series de Taylor, este algoritmo se muestra a más detalle en [64].

#### 3.3.1 CVG

En la figura 3.4 está conformado por dos controladores que se encargan del control de corriente del estator del GSIP en sus ejes  $dq$  respectivamente y uno más que cumple la misión del control de la velocidad del generador. La sintonización presentada en esta Tesis se basa en técnicas de sintonización como las realizadas en [65], [52], [66], [67] y [60].

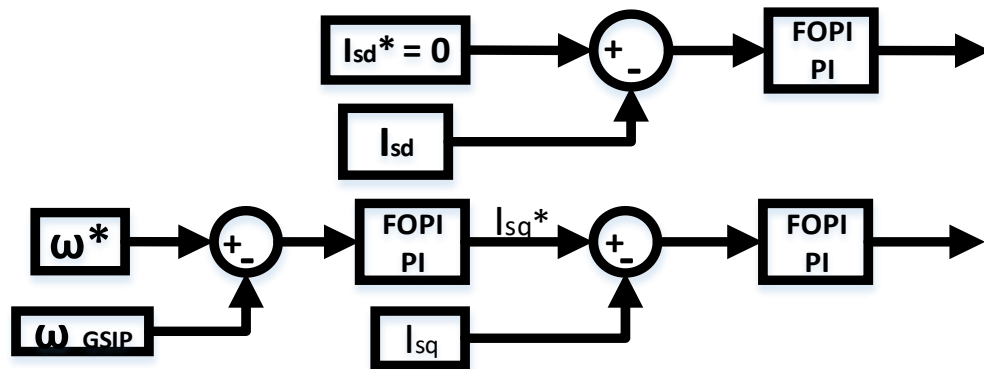


Figura 3.4 Controladores CVG.

Para la sintonización del lazo de la corriente del estator en el eje q ( $i_{sq}$ ), tiene un diagrama general presentado en la figura 3.5, los términos de compensación son considerados como perturbaciones y pueden ser despreciados en esta etapa de sintonización.

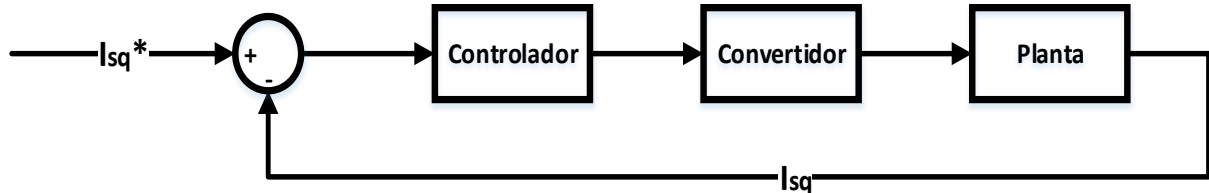


Figura 3.5 Diagrama de Bloques del control de Isq CVG.

EL bloque del controlador representa la función de transferencia del controlador PI o FOPI. La cuales son del tipo.

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

$$C_{FOPI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} \quad (3-3)$$

donde:

$K_p$  - es la ganancia proporcional;

$K_i$  - es la ganancia integral;

$\lambda$  - es el orden de integración.

EL bloque del convertidor, se considera como un transformador de potencia ideal con un retraso introducido por el componente electrónico de potencia con una función de transferencia de primer orden y con una constante del tiempo que es dependiente de la frecuencia de conmutación de los interruptores del convertidor, cuya función de transferencia está dada por:

$$G_{conv}(s) = \frac{1}{T_{sw}s + 1}$$

$$T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}} \tag{3-4}$$

siendo:

$f_{sw}$  - la frecuencia de conmutación del convertidor.

EL bloque de la planta está determinado por las ecuaciones de voltaje en  $dq$  de que los términos de desacople son eliminados, la función se considera como entrada la corriente y los voltajes como salida:

$$G_{GSIP}(s) = \frac{i_q(s)}{v_q(s)} = \frac{1}{sL_q + R_s} \tag{3-5}$$

Una vez teniendo el sistema completo con las funciones de transferencias correspondientes el sistema en lazo abierto se representa en la (3-6).

$$G_{iq\ GSIP} = C_{PI-FOPI}(s) \cdot G_{conv}(s) \cdot G_{GSIP}(s) \tag{3-6}$$

Como se mencionó anteriormente para poder obtener los parámetros del controlador PI, es utilizado el toolbox Sisotool de Matlab con el cual se realiza un auto-sintonización del controlador, lo mismo que en el caso para obtener los parámetros del controlador de orden fraccionario mediante FOMCON, estos valores obtenidos y utilizados, son mostrados en la tabla 3.1.

	$K_p$	$K_i$	$\lambda$
<b>PI</b>	0.577	0.274	-
<b>FOPI</b>	0.8679	1.2936	0.5105

Tabla 3.1 Parámetros de control Isq.



Una vez dados los parámetros, se obtienen los gráficos de la figura 3.6, que contiene el diagrama de localización de las raíces y diagrama de bode tanto en lazo abierto como cerrado, con el cual notamos que el sistema es estable y cuenta con un margen de ganancia y de fase, de  $25.1\text{ dB}$  y  $76^\circ$  respectivamente, con una frecuencia de corte de  $130\text{ Hz}$ .

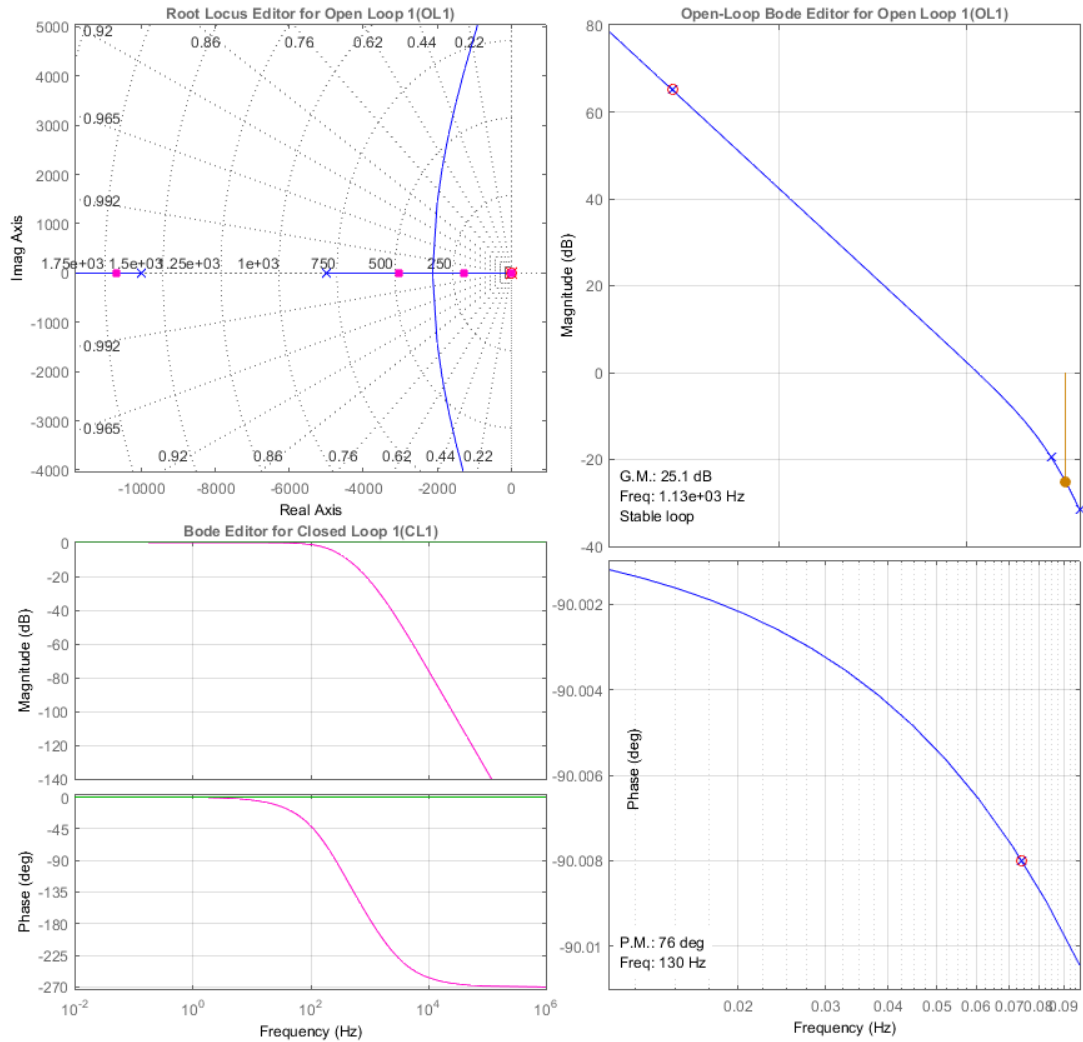


Figura 3.6 Gráficos controlador PI Isq.

En la figura 3.7 se muestra el diagrama de localización de las raíces, diagrama de bode en lazo abierto y cerrado para el sistema con el controlador FOPI, y al igual que el caso entero el sistema se mantiene estable, pero con un margen de ganancia de  $21.7\text{ dB}$  y de fase  $67.9^\circ$ , con una frecuencia de corte de  $189\text{ Hz}$ . Cabe mencionar que los diagramas son obtenidos mediante el uso de la aproximación equivalente del controlador fraccionario.

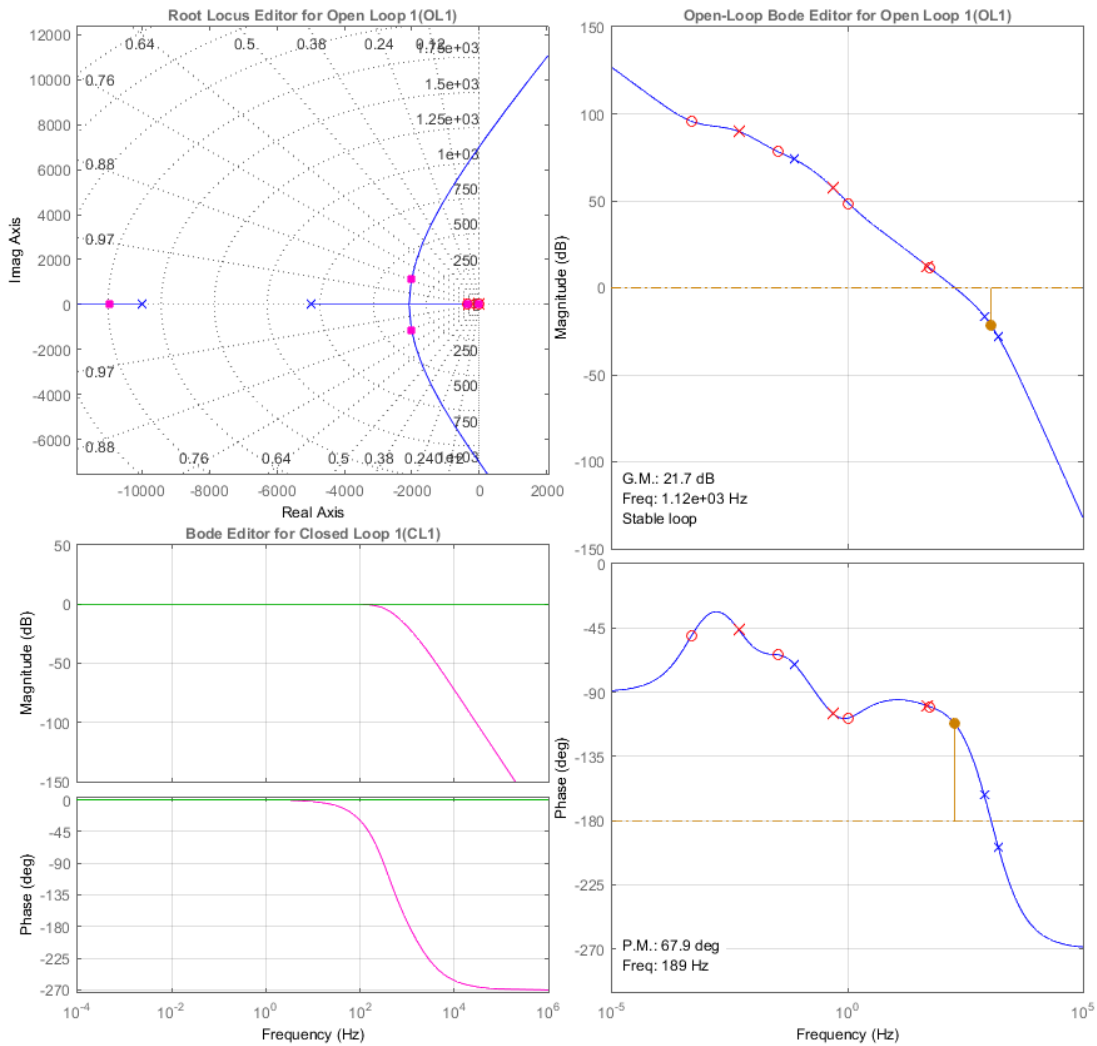


Figura 3.7 Gráficos controlador FOPI Isq.

La respuesta al escalón unitario del sistema en lazo cerrado se presenta en la figura 3.8, cabe mencionar que para la obtención de parámetros para ambos casos se le asignan la siguiente condición de diseño y es que el tiempo de asentamiento menor a los 4ms, en la tabla 3.2 se presenta el resumen de resultados obtenidos del controlador.

	PI	FOPI
<b>Sobre paso máximo (%)</b>	0	2.86
<b>Tiempo de asentamiento (ms)</b>	3.5	3.5
<b>Tiempo de rizo (ms)</b>	1.9	1.1

Tabla 3.2 Respuesta de Controlador Isq.

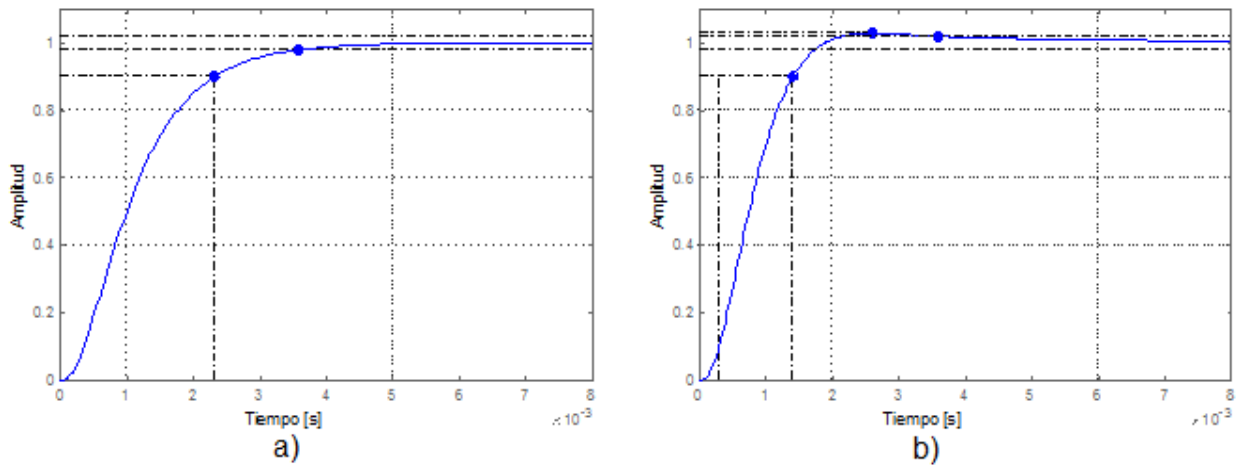


Figura 3.8 Respuesta al escalón en lazo cerrado Isq a) PI; b) FOPI

El lazo de control encargado del control de la velocidad se presenta en la figura 3.9, en el cual podemos notar la inclusión del torque del GSIP que es muy influyente dentro de la velocidad.

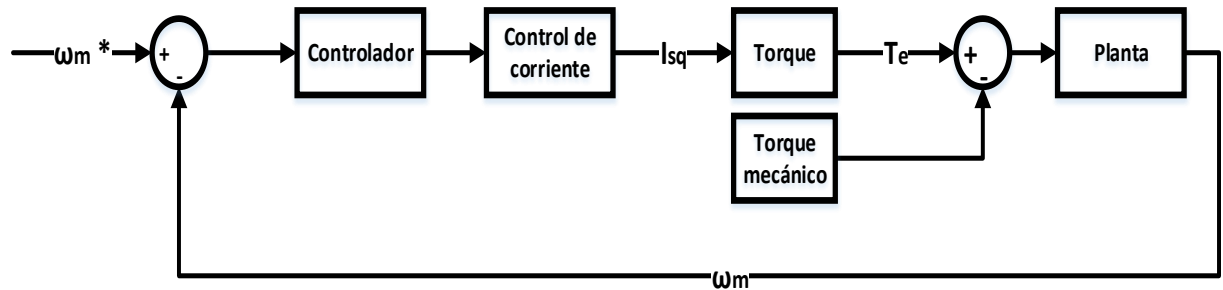


Figura 3.9 Diagrama del control de velocidad.

Al igual que el lazo de corriente  $i_{sq}$  el bloque del controlador es la función de transferencia del control PI o FOPI según sea el caso a utilizar.

El bloque de control de corriente puede ser expresado mediante una función de transferencia de primer orden con una constante de tiempo  $\tau_{isq}$  :

$$C_c(s) = \frac{1}{\tau_{isq}s + 1} \quad (3-7)$$

donde

$$\tau_{isq} = \frac{R_s}{K_{i-i_{sq}}}$$

$K_{i-i_{sq}}$  - Ganancia integral de controlador  $i_{sq}$  .

De la ecuación (2-17), se determina el bloque de torque que está determinado por (3-8) teniendo en cuenta que  $i_d = 0$  entonces:

$$T_{e_1} = \frac{3}{2} p\psi_m \quad (3-8)$$

EL bloque del Sistema representa la función de transferencia (3-9), y para efectos de sintonización él  $T_m$  se desprecia, ya que es considerado como una perturbación.

$$\omega_{m_1} = \frac{1}{J_s} \quad (3-9)$$

Entonces tendríamos que el sistema de control de velocidad en lazo abierto está determinado por (3-10).

$$G_{\omega} = C_{PI-FOPI}(s) \cdot C_c(s) \cdot T_{e_1} \cdot \omega_{m_1}(s) \quad (3-10)$$

Con la ecuación (3-10) tendríamos el sistema necesario para poder obtener los parámetros mediante los métodos ya mencionados. Para el diseño de los controladores de velocidad se les asignó como restricción que tuvieran un tiempo de asentamiento menor a los 0.04 segundos. Los valores obtenidos mediante Sisotool y FOMCON para los controladores, tanto PI como FOPI respectivamente y utilizados en las pruebas realizadas anteriormente, son mostrados en la tabla 3.3.

	$K_p$	$K_i$	$\lambda$
<b>PI</b>	861.015	57401	-
<b>FOPI</b>	832.01	50428	0.9

*Tabla 3.3 Parámetros de controladores de  $\omega$  FOPI y PI.*

El diagrama de localización de las raíces y diagrama de bode tanto en lazo abierto como cerrado, para el controlador PI se presenta en la figura 3.10, el cual contiene una ganancia de margen y de fase de 16.7 dB y 40.1° respectivamente, con una frecuencia de corte de 98.3 Hz.

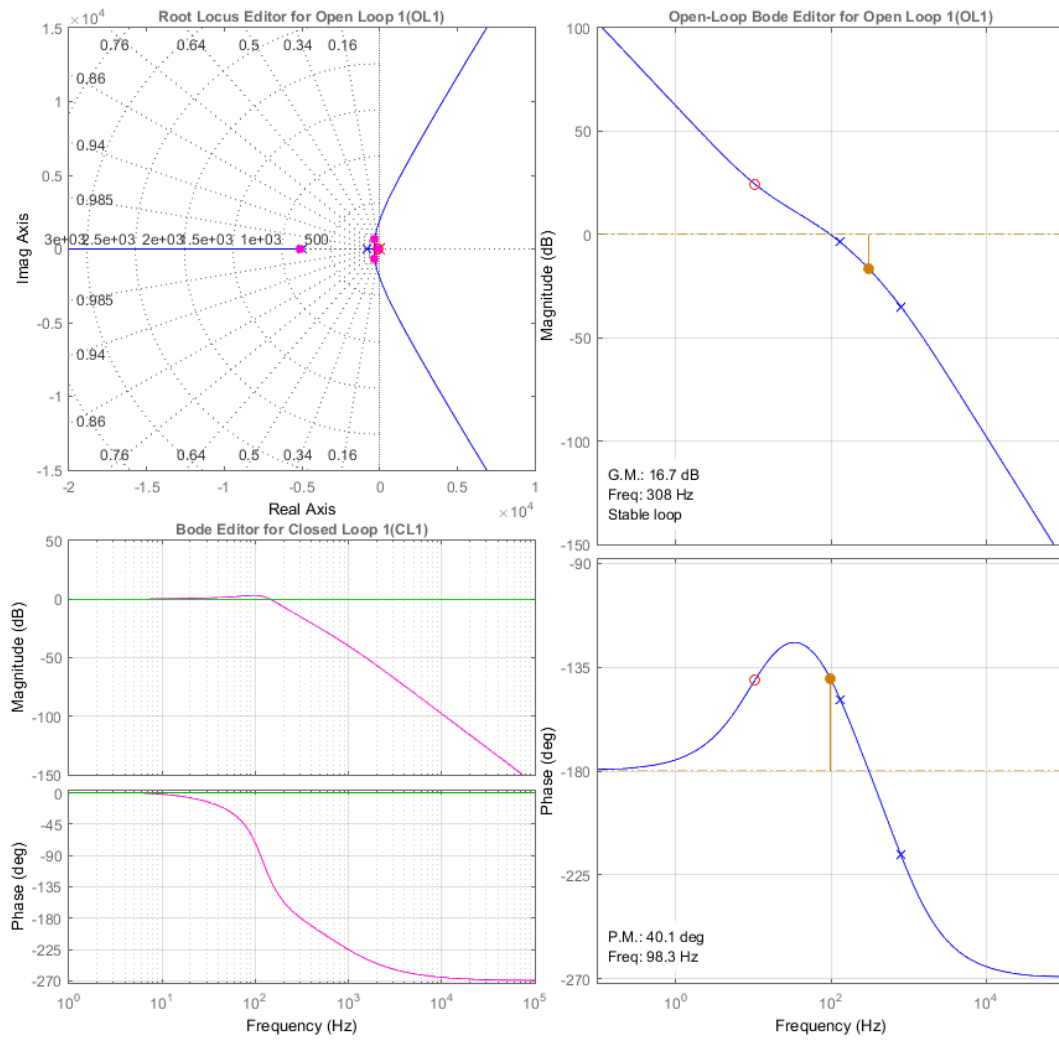


Figura 3.10 Gráficos controlador PI w.

En la figura 3.11 se aprecian los gráficos de bode en lazo abierto y cerrado y su localización de raíces, con un margen de ganancia de 19.2 dB y de fase de  $55.3^\circ$  con una frecuencia de corte de 115 Hz.

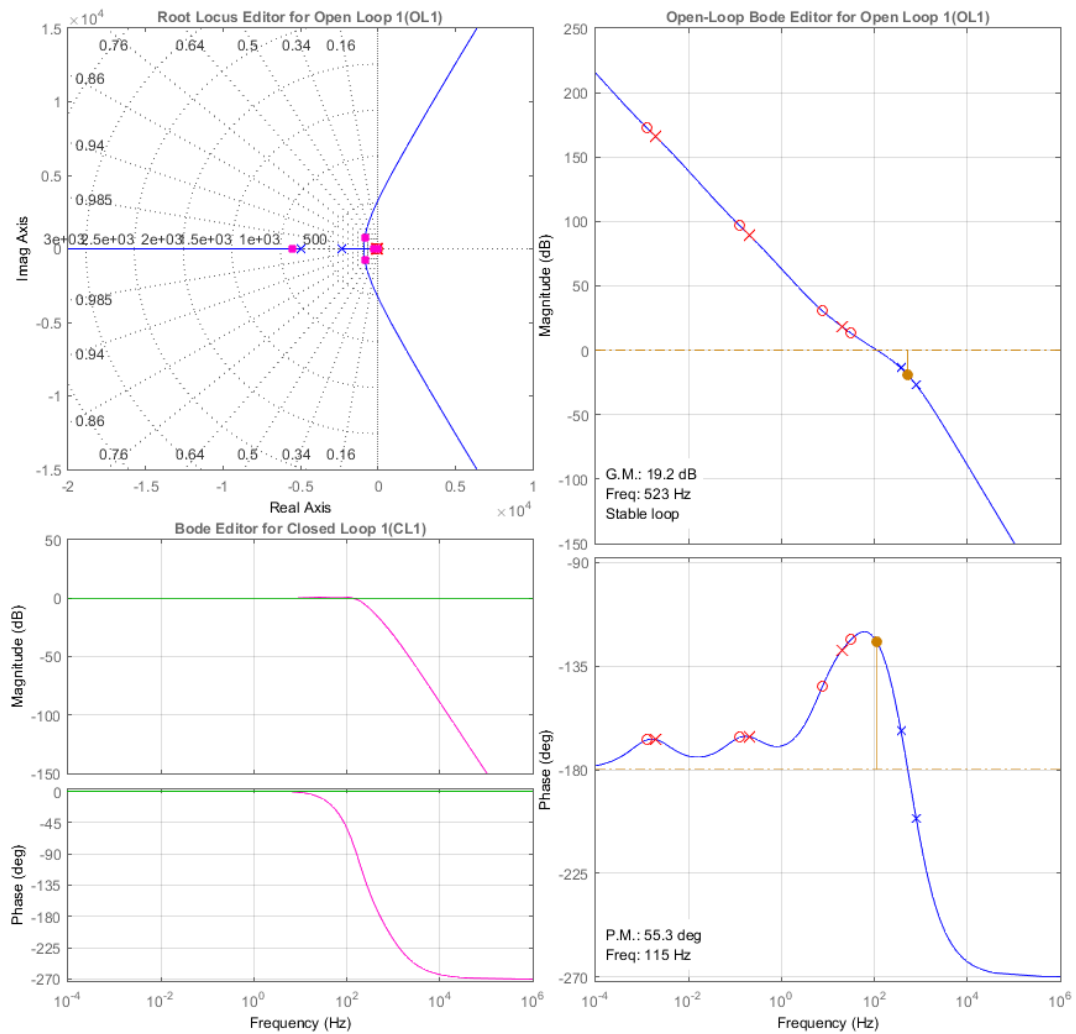


Figura 3.11 Gráficos controlador FOPI  $w$ .

La respuesta del sistema al escalón unitario de ambos controladores para el caso de la velocidad se presenta en la figura 3.12, donde se aprecia la disminución del sobre paso para el caso de los controladores FOPI, también podemos notar la diferencia que existe en el tiempo de asentamiento entre ambos casos, en la tabla 3.4 se presentan los daos obtenidos de la mediciones del rendimiento del controlador.

	PI	FOPI
<b>Sobre paso máximo (%)</b>	34	17.5
<b>Tiempo de asentamiento (ms)</b>	22.9	16.9
<b>Tiempo de rizo (ms)</b>	1.83	1.55

Tabla 3.4 Respuesta de Controladores  $\omega$ .

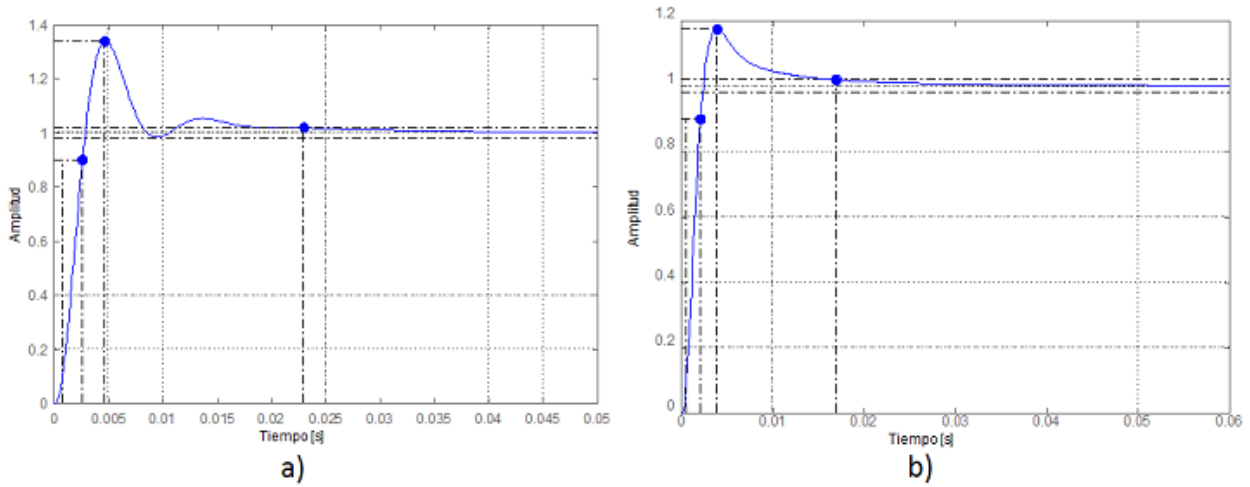


Figura 3.12 Respuesta al escalón en lazo cerrado w a) PI; b) FOPI

La metodología de la sintonización de la corriente respecto al eje d ( $i_{sd}$ ) es realizada de la misma manera que la realizada con  $i_{sq}$ , con la diferencia que en la planta se reemplaza el término de la inductancia en eje q,  $L_q$  por  $L_d$ , y queda representado por (3-11).

$$G_{GSIP_d}(s) = \frac{i_{sd}(s)}{v_{sd}(s)} = \frac{1}{L_d s + R_s} \quad (3-11)$$

Para efectos de esta tesis se consideró un GSIP con imanes superficiales por lo que las inductancias son de valores muy cercanos y por ende los parámetros obtenidos



para el controlador de la corriente  $i_{sd}$  son los mismos que los obtenidos anteriormente para  $i_{sq}$  y presentados en la tabla 3.1.

### 3.3.2 CVR

Para efectos de la sintonización de los controladores de la misma forma que el caso de la sintonización de CVG, los términos utilizados de compensación para el desacople y el avance de los voltajes de la red, son considerados como perturbaciones y son depreciados, sin embargo ambos términos son incluidos después del proceso del ajuste, y ayudan a la mejora dinámica del sistema [68]. La metodología seguida para poder obtener la parámetros de los controladores tanto PI y FOPI son basados en [69], [70], [71], [72] y [63]. Como el caso del CVG para el control del inversor de lado de la red consta de 3 de controladores dos de ellos para el control de corrientes  $dq$  y uno más que se encarga del control del Dc-Link localizado entre ambos inversores y que genera la corriente de referencia en el eje d, estos controladores se representan en la figura 3.13.

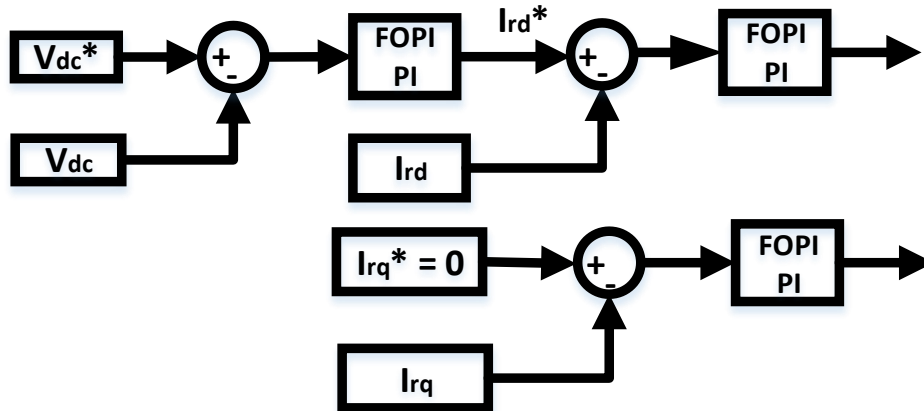


Figura 3.13 Controladores CVR

Para el caso del inversor del lado de la red los lazos de corriente tanto del eje d y q tienen la misma dinámica debido a que ambos son determinados por el mismo sistema que es el filtro, por lo que se realizara la metodología para el lazo del eje d y se asumen los mismo parámetros para el control de corriente del eje q. El diagrama de bloques en general está representado en la figura 3.14, con una estructura igual que el visto para el caso de control de corriente en el caso del CVG.

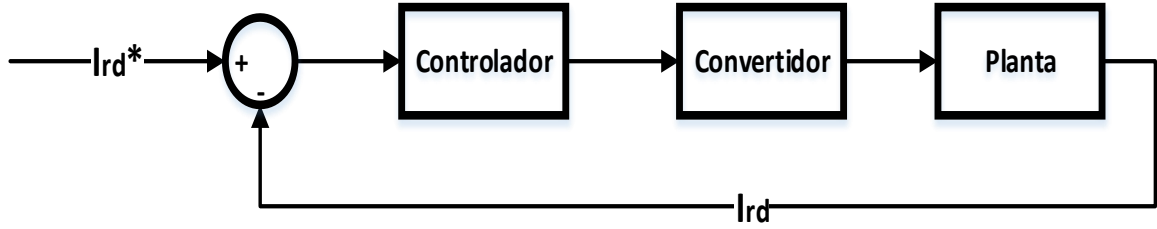


Figura 3.14 Diagrama general de control  $I_{rd}$  en CVR.

Cada uno de los bloques está conformado de una función de transferencia. El controlador es del tipo PI o FOPI según sea el caso y su función de transferencia es las mismas utilizadas en (3-3).

Para el caso del convertidor de potencia del lado de la red, este se considera como un transformador de potencia ideal con un retardo de tiempo, esto debido a que la tensión de la salida del convertidor responde a una señal de referencia con un tiempo de retardo igual a la mitad de un ciclo de conmutación, ocasionado por los interruptores [73], entonces la función de transferencia es la misma que la dada en (3-4).

El bloque de planta está dado por la función de transferencia de primer orden del filtro que se encuentra a la salida del inversor y este solo de los valores de la inductancia del filtro  $L_f$  y la resistencia parasita de la línea  $R_f$  que comúnmente es de un valor muy pequeño, la función de transferencia final queda definida por (3-12):

$$G_{fil}(s) = \frac{1}{L_f s + R_f} \quad (3-12)$$

El lazo de control para la corriente en el eje  $d$  ( $i_{rd}$ ) quedaría determinado por la (3-14).

$$G_{i_{rd}} = C_{PI-FOPI}(s) \cdot G_{conv}(s) \cdot G_{fil}(s) \quad (3-14)$$

Los valores obtenidos mediante Sisotool y FOMCON para los controladores, tanto PI como FOPI respectivamente y utilizados en las pruebas realizadas anteriormente, son mostrados en la tabla 3.5.

	$K_p$	$K_i$	$\lambda$
<b>PI</b>	1.29	26.877	-
<b>FOPI</b>	1.26	1.048	0.39

Tabla 3.5 Parámetros de control Ird.

El resultado obtenido del controlador PI se muestra en la figura 3.15, donde se observa el mapa de localización de la raíces y el diagrama de Bode a lazo abierto y cerrado, en el cual podemos notar que el sistema se mantiene estable y con margen de fase de 75.9° con un frecuencia de corte de 193 Hz.

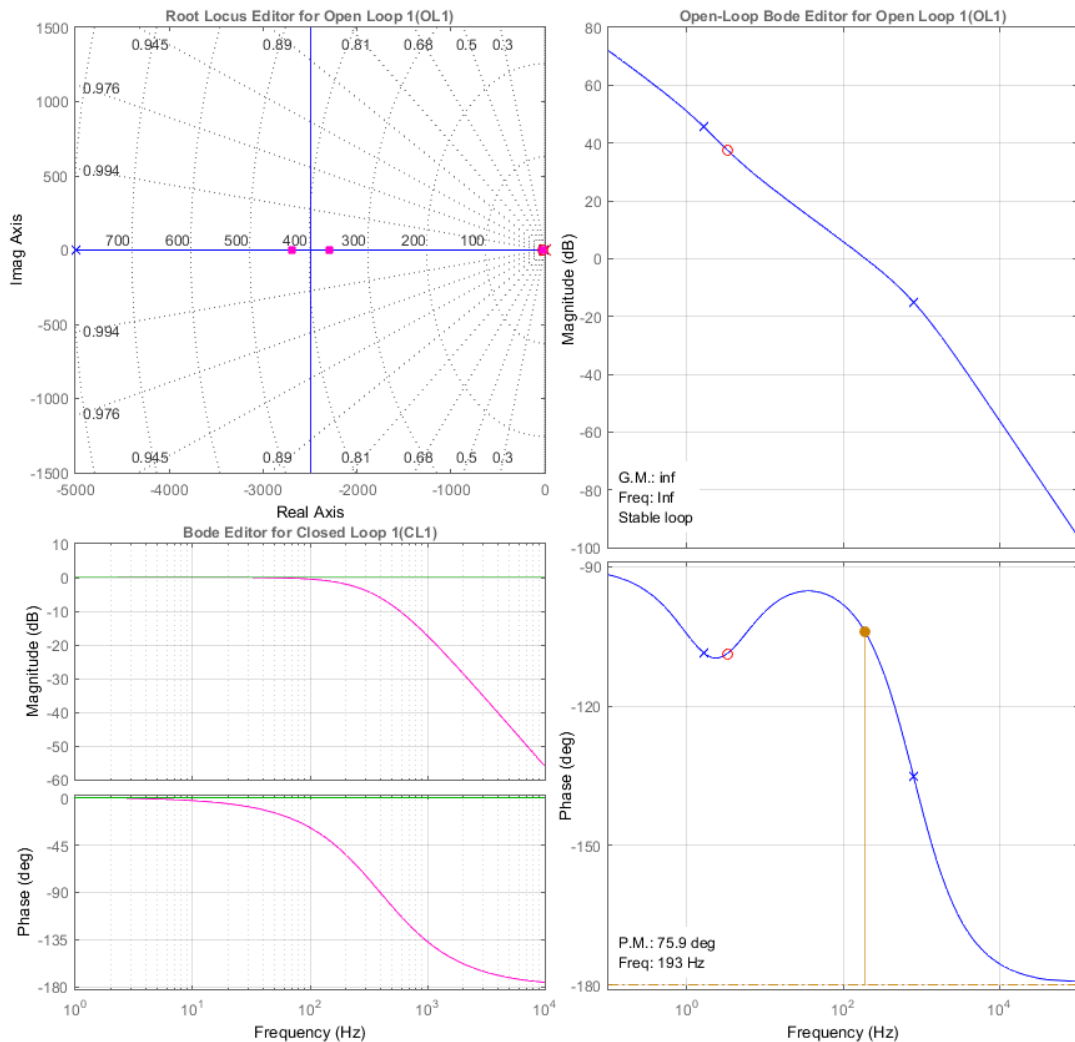


Figura 3.15 Gráficos controlador PI Ird.

Mientras que con el resultado con el controlador FOPI para  $i_{rd}$ , se observa en la figura 3.16, en el cual podemos notar que existe una diferencia en el margen de fase, ya que este tiene un valor de  $74.7^\circ$  con una frecuencia de corte  $191 \text{ Hz}$ , y de igual forma podemos apreciar que el mapa de localización de las raíces se encuentra en semiplano izquierdo lo cual nos indica que el sistema se mantiene estable.

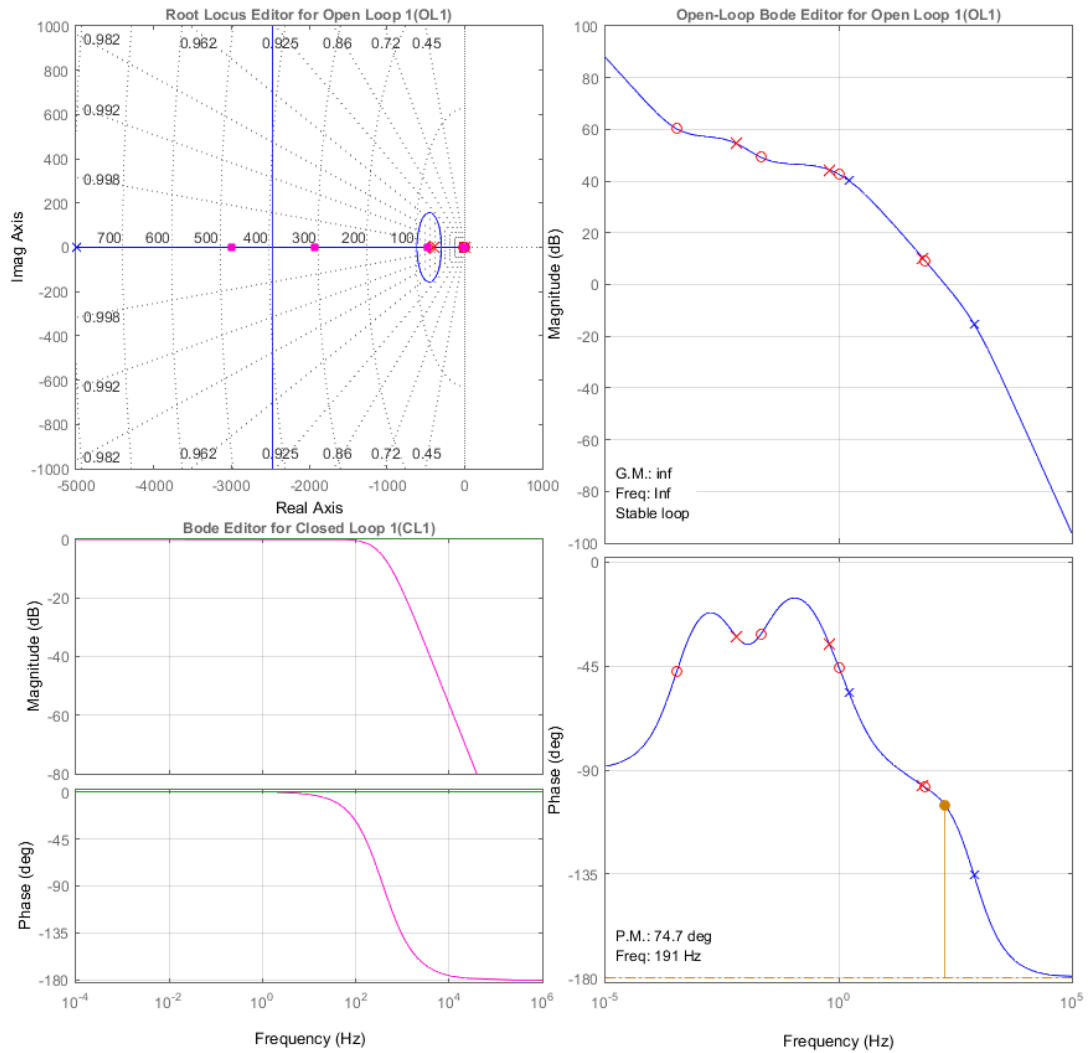


Figura 3.16 Gráficos controlador FOPI  $i_{rd}$ .

Para el diseño de los controladores  $i_{rd}$  tanto PI como FOPI se impone que la restricción de tiempo de asentamiento sea menor a los  $3 \text{ ms}$ . La respuesta del sistema sometido al escalón unitario se observa en la figura 3.17, donde las diferencias entre ambos a simple vista es muy poco perceptible sin embargo en la tabla 3.6 se presentan las diferencias existentes entre ambos controladores.

	PI	FOPI
<b>Sobre paso máximo (%)</b>	0.773	0.859
<b>Tiempo de asentamiento (ms)</b>	2.2	2.1
<b>Tiempo de rizo (ms)</b>	1.32	1.31

Tabla 3.6 Respuesta de Controladores Ird.

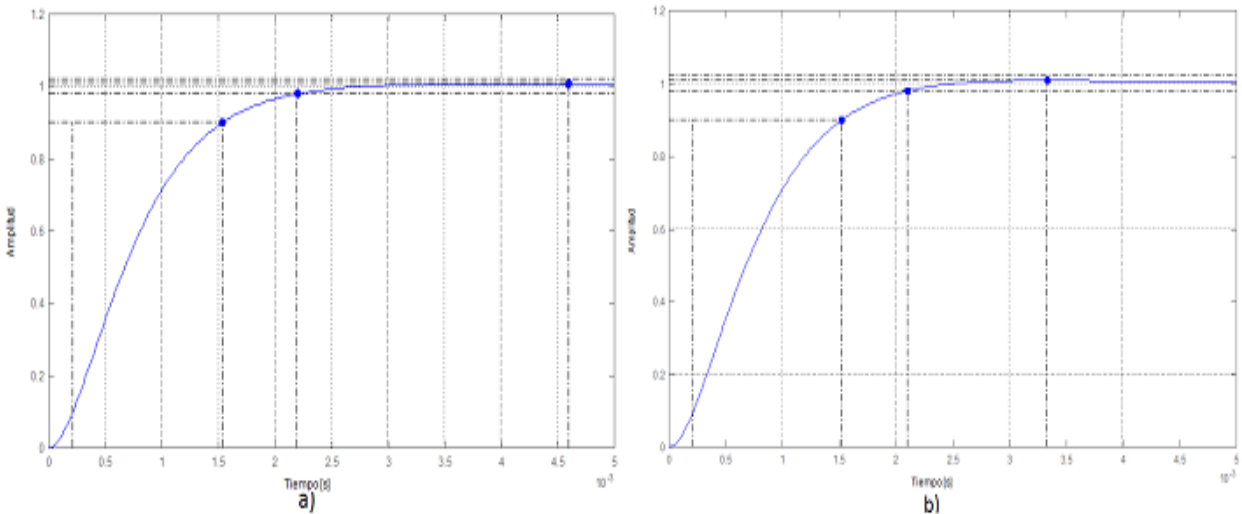


Figura 3.17 Respuesta al escalón en lazo cerrado Ird a) PI; b) FOPI.

Para el controlador de voltaje Dc-Link para poder generar la corriente de referencia  $i_{rd}^*$ , el cual tiene como objetivo mantener la tensión en el bus del capacitor ante fallas o cambios en la potencia de entrada y el diagrama de bloque utilizado para el control se muestra en la figura 3.18.

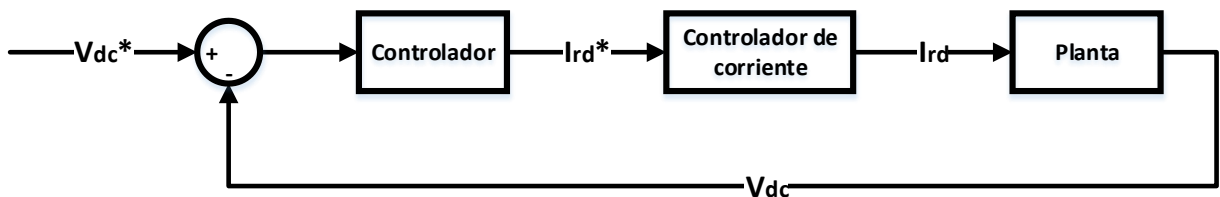


Figura 3.18 Diagrama de bloques para el control Dc-Link.

Al igual que para los demás casos el bloque de Controlador contiene la función de transferencia del controlador PI o FOPI.

EL bloque del Controlador de corriente es la función de transferencia del lazo cerrado de corriente el cual está representado por (3-15) [68].

$$C_{dc}(s) = \frac{T_{sw}s + 1}{2T_{sw}s + 1} \quad (3-15)$$

Para el bloque la Planta en este caso se utiliza la función de transferencia de (3-16) que es el encargado de mantener la tensión continua en el sistema.

$$D_c(s) = \frac{1}{Cs} \quad (3-16)$$

El lazo de control para el Dc-Link completo estaría dado por (3-17).

$$G_{dc} = C_{PI-FOPI}(s) \cdot C_{dc}(s) \cdot D_c(s) \quad (3-17)$$

Los controladores para el control Dc-Link, tanto el PI como el FOPI se les asigno como restricción de diseño que el tiempo de asentamiento del sistema sea menor a los 0.02 segundos. Los valores obtenidos mediante Sisotool y FOMCON para los controladores, tanto PI como FOPI respectivamente y utilizados en las pruebas realizadas anteriormente, son mostrados en la tabla 3.7.

	$K_p$	$K_i$	$\lambda$
<b>PI</b>	29.7	5941.3	-
<b>FOPI</b>	50	6140.7	0.89

Tabla 3.7 Parámetros de control Dc-Link.

En la figura 3.19 se aprecia el mapa de localización de raíces del cual se puede ver que el sistema se mantiene estable, también se muestra el diagrama de bode tanto a lazo abierto como lazo cerrado, con el controlador PI, donde podemos notar que este tiene un margen de fase de  $57.2^\circ$  y una frecuencia de corte de 82.7 Hz y un margen de ganancia infinita.

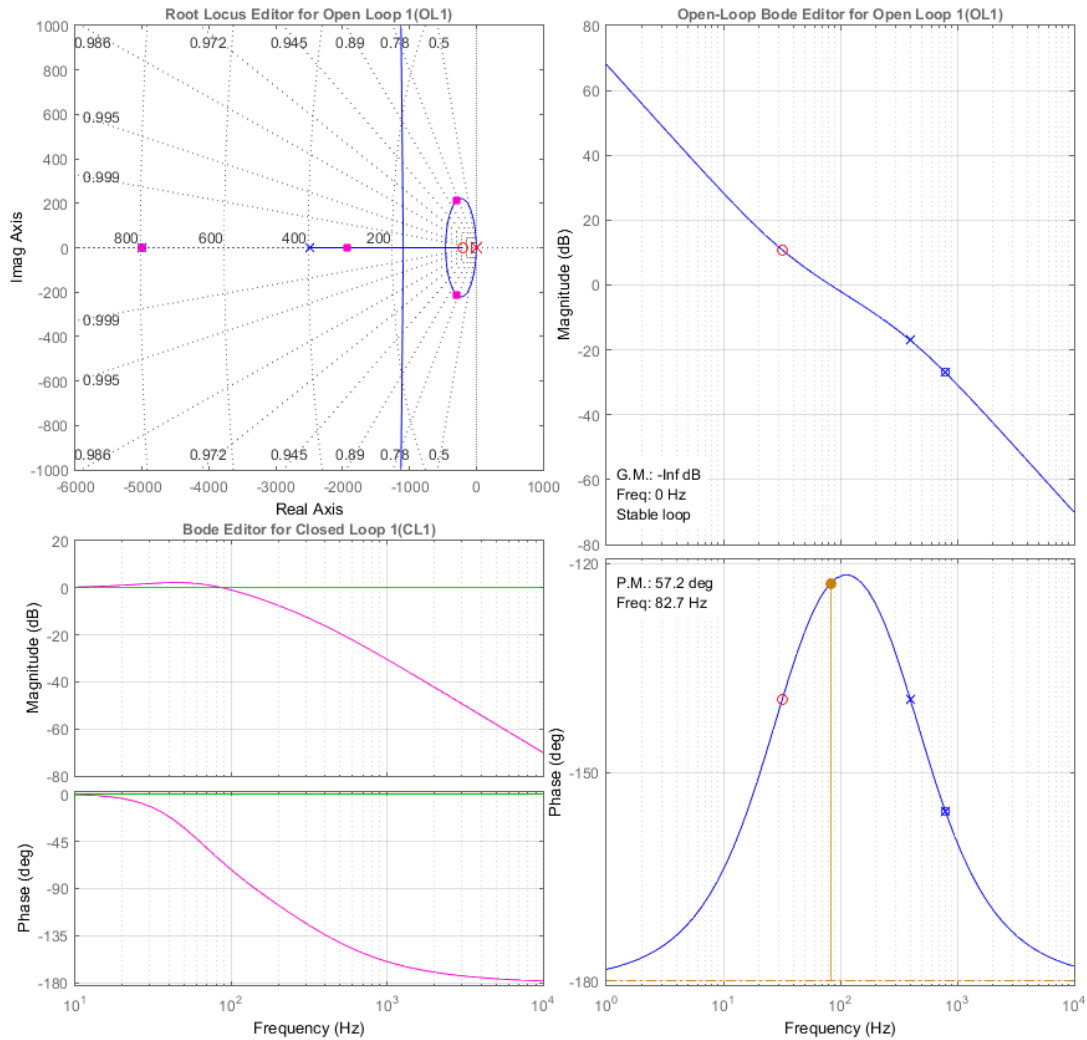


Figura 3.19 Gráficos controlador PI Dc-Link.

La figura 3.20 se observa el diagrama de localización de las raíces y diagramas de bode tanto en lazo cerrado como lazo abierto para el controlador FOPI, en cual tenemos un margen de fase de  $54.5^\circ$  y una frecuencia de corte de 134 Hz y un margen ganancia infinita.

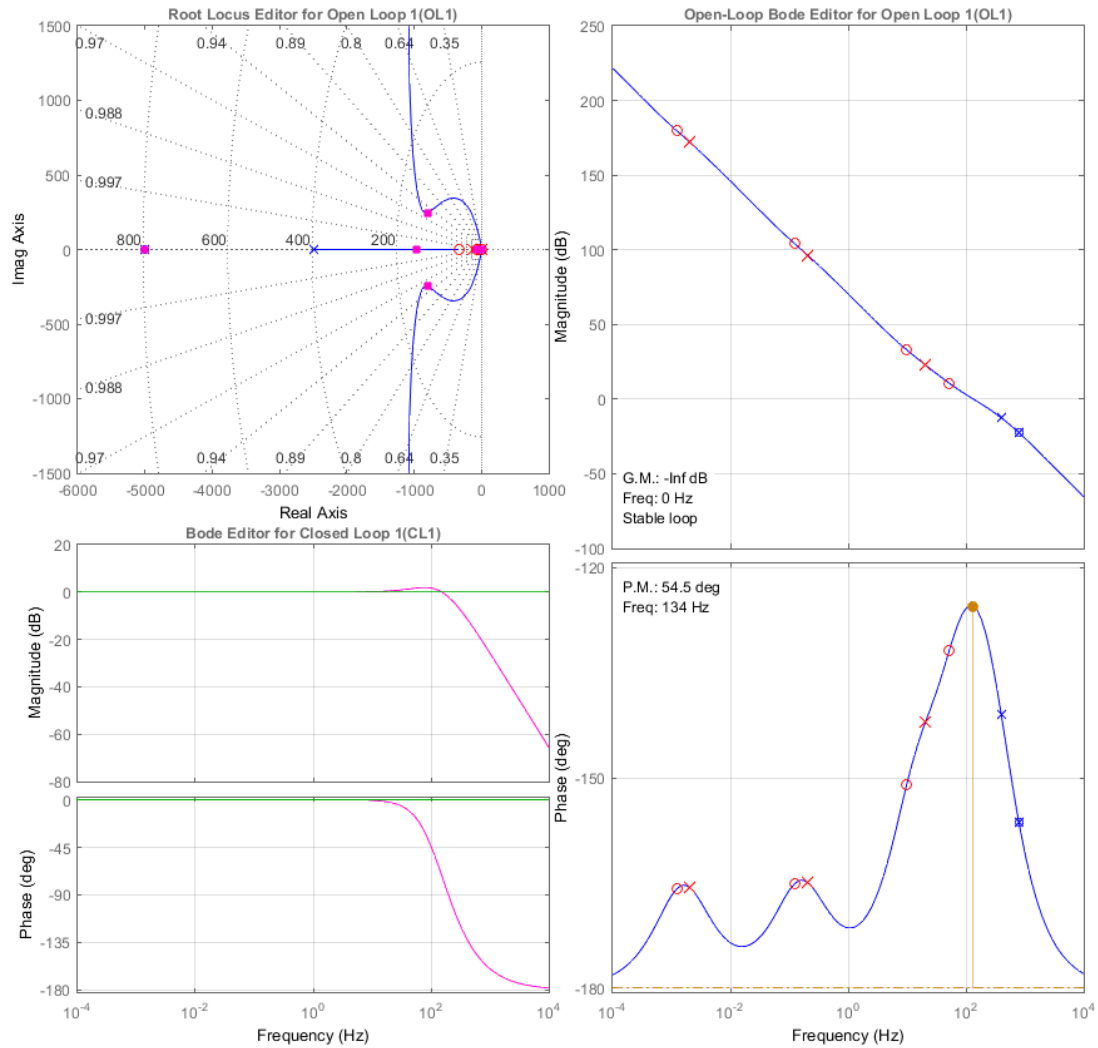


Figura 3.20 Gráficos controlador FOPI Dc-Link.

En la figura 3.21 se observa la respuesta del sistema ante una señal de escalón unitario, mediante esta respuesta los parámetros de rendimiento de ambos controladores son obtenidos y se muestran en la tabla 3.8 donde se hace notar que las características son muy similares, tanto en tiempo de asentamiento como en tiempo de rizo, la mayor diferencia que existe entre ambos controladores se encuentra en el sobre paso máximo aproximado del 2% menor cuando es utilizado un controlador FOPI y logrando también un tiempo de asentamiento mucho menor.



	PI	FOPI
<b>Sobre paso máximo (%)</b>	23	21.9
<b>Tiempo de asentamiento (ms)</b>	14.7	9.5
<b>Tiempo de rizo (ms)</b>	2.21	1.3

Tabla 3.8 Respuesta de Controladores Dc-Link.

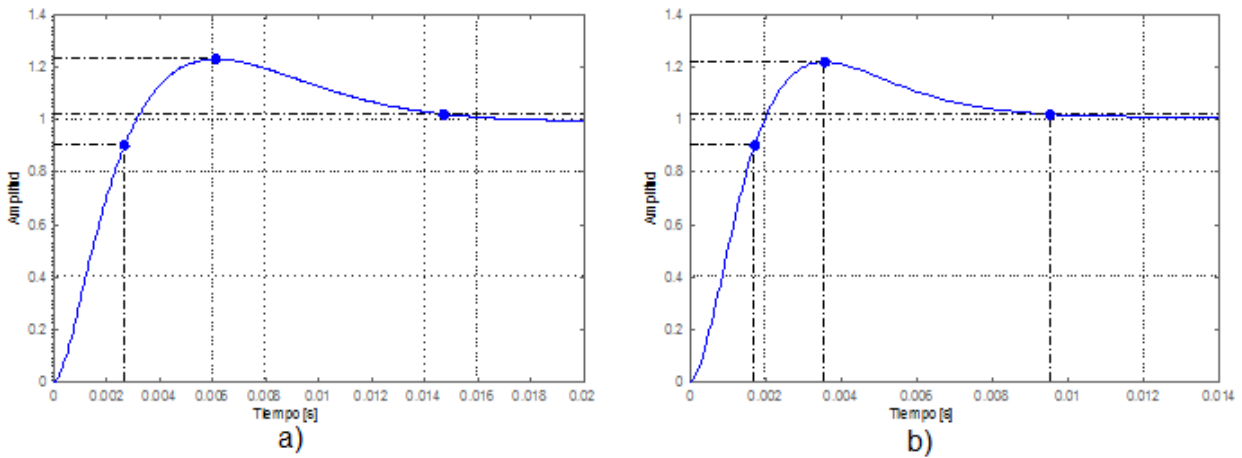


Figura 3.21 Respuesta al escalón en lazo cerrado Dc-Link a) PI; b) FOPI.

## Capítulo 4

# Caso de estudio y análisis comparativo

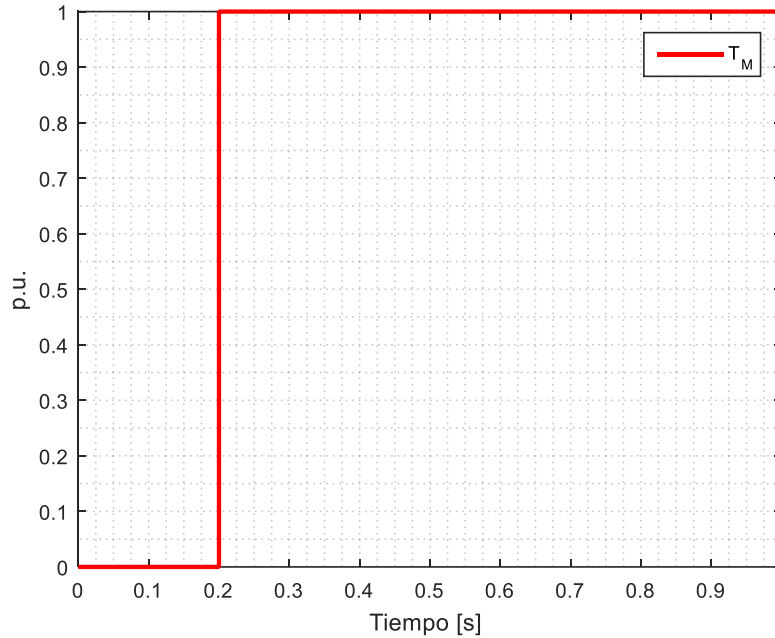
A sabiendas que el sistema de eléctrico tratado en esta Tesis es comúnmente utilizado para la recuperación de energías renovables que pueden ser variables, es por lo que el caso de estudio que se trata se basa en un sistema de recuperación de energía para un mineroducto, el cual es considerado en [3], y del cual se han utilizado los datos presentados en los posibles cambios de caudal que tiene el mineroducto los Bronces – las Tórtolas, los cuales presenta un cambio del  $\pm 15\%$  de caudal aproximadamente, la pulpa minera es transportada gravitacionalmente por el mineroductos, es decir no requiere de ninguna energía exterior para poder ser llevada a la planta de flotación Las Tórtolas, por lo que el mineroducto presenta 5 estaciones de choque dotadas de anillos cerámicos, encargadas de disipar la carga excedente, asegurando un adecuado funcionamiento de la presión. Por lo que bajo este contexto el sistema pretende que el sistema propuesto, sea empleado como estación de choque, por lo que es de vital importancia que el control de velocidad del GSIP se mantenga dentro de una referencia para poder lograr que a pesar de los distintos cambios de caudal dentro del mineroducto este pueda aumentar súbitamente su presión, y a su vez poder lograr una recuperación de la energía producida.

En esta sección se presentaran una serie de pruebas realizadas a nivel de simulación del sistema eléctrico representado en la figura (2.2) con los valores de los controladores obtenidos tanto PI como FOPI en el Capítulo 3, y se realiza su comparación de respuestas en velocidad y Dc-Link. Siendo sometido a tres distintas variaciones de torque mecánico a la entrada, que representan los distintos escenarios que podrían presentarse, y por último se realizan simulaciones con la combinación de controladores entre FOPI y PI.

Para las simulaciones se utilizó un GSIP de una capacidad de 2.5 MW cuyos parámetros se pueden observar en el Anexo A1.

## 4.1 Entrada a torque constante

Para este primer caso de estudio se considera que la entrada del torque de la maquina es constante, es decir el cual no presenta ninguna variación, como se muestra en la figura 4.1.



*Figura 4.1 Torque de entrada constante.*

Mientras que la maquina es estimulada por un torque mecánico, el cual al ser aumentado desarrolla un incremento a la velocidad rotacional del rotor, el torque eléctrico del GSIP actúa en contraposición al mecánico, esto se traduce en que para lograr tener una velocidad en el giro del rotor constante se requiere que ambos torque sean iguales en magnitud pero de signo contrario, en caso de que el torque eléctrico sea mayor la maquina tendera a disminuir la velocidad lo cual se podría producir por un incremento en la carga eléctrica, por lo que es importante mantener un equilibrio entre ambos torque ante posibles cambios. El equilibrio entre torque en este caso de entrada de torque constante se observa en la figura 4.2 a) y figura 4.3 b), para el caso del control FOPI y PI respectivamente, notando en este primero como el torque eléctrico logra el equilibrio con el torque mecánico de forma más rápida que el uso del control PI.

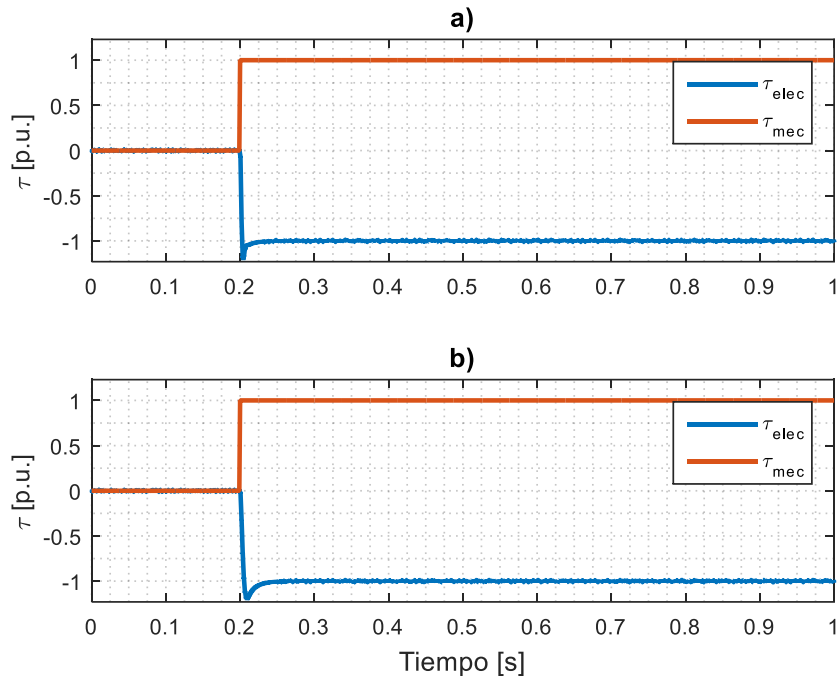


Figura 4.2 Respuesta de  $T$  eléctrico a  $T$  mecánico cte. a) FOPI, b) PI.

En la figura 4.3 se observa la comparación entre los controles de velocidad tanto PI y el FOPI y con ambos controladores se logra mantener una velocidad constante en el GSIP, pero con el uso de controlador FOPI se aprecia como control reduce el sobrepaso máximo ante la entrada del torque que se realiza a los 0.2 segundos.

En la figura 4.4 se muestra la forma de onda trifásica que es entregada por el GSIP y que es la entrada de del primer convertidor que se encarga de la rectificación de la corriente. La acula tiene características de ser senoidal con una frecuencia de 50 Hz que será rectificada por el convertidor de potencia.

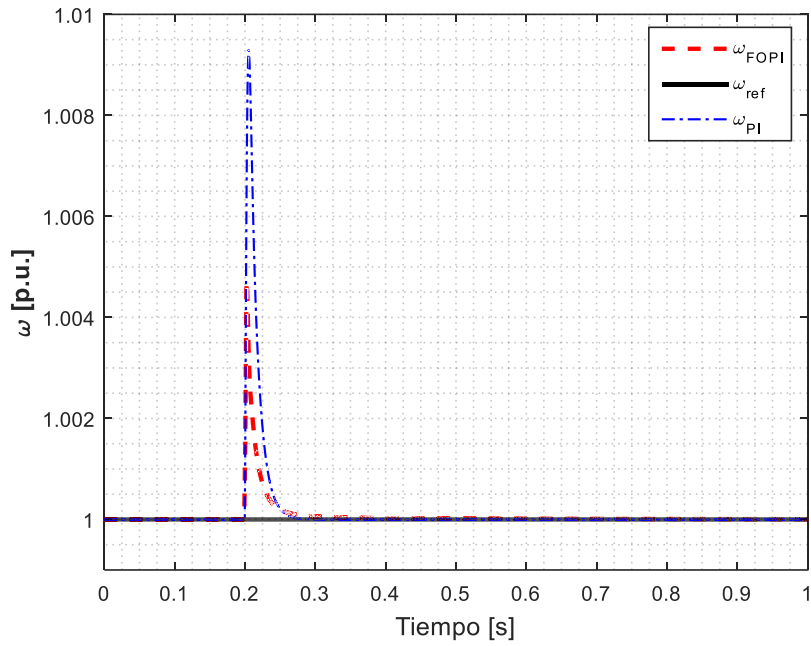


Figura 4.3 Respuesta del controlador de  $w$  a  $T$  cte.

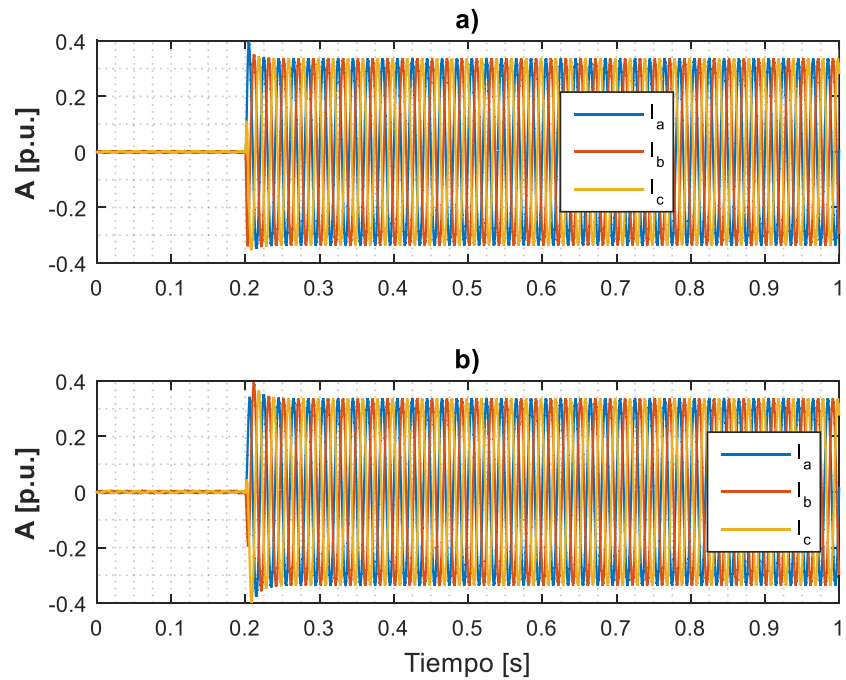


Figura 4.4 Corriente en GSIP. a) FOPI, b) PI a  $T$  cte.

Lo que al control CVR se refiere en la figura 4.5 se muestra la respuesta del control del Dc-Link, tanto para los controlador PI como FOPI, y al igual que en el caso de velocidad el controlador FOPI presenta una reducción en el sobre paso máximo, tanto al transiente que presenta la red, como al tiempo en que se realiza la entrada del torque, logrando que el tiempo de asentamiento sea menor con el uso de controladores FOPI.

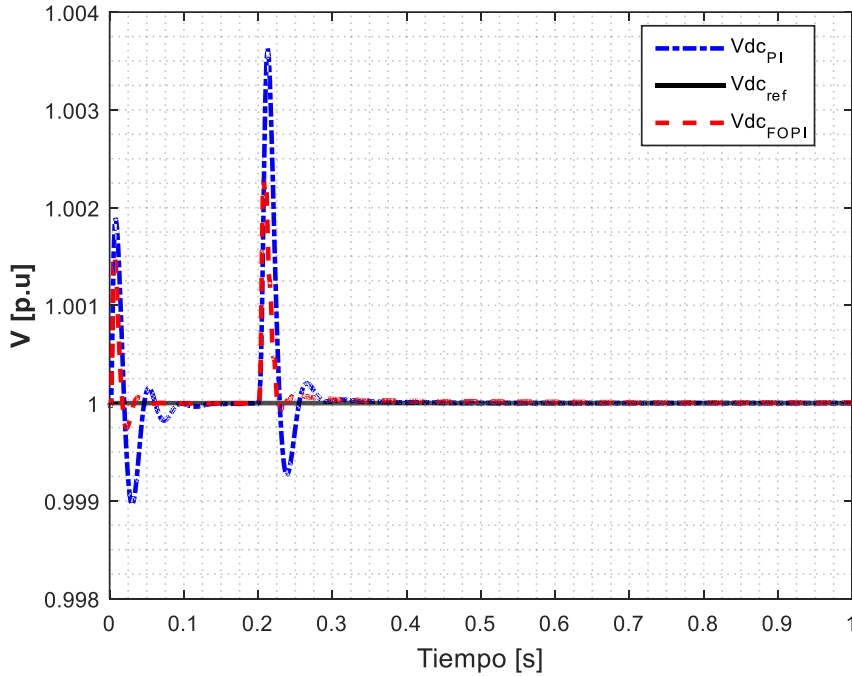


Figura 4.5 Control Dc-Link a T cte.

En la figura 4.6 se encuentran las corrientes trifásicas que son generadas con el uso de controladores FOPI y PI, ambas presentan una frecuencia de 50 Hz, mientras que en la tabla 4.1 se muestra el porcentaje de distorsión armónica (THD) que se generan con cada uno de los controladores, teniendo un ligero aumento con el control FOPI, pero ambas manteniendo un porcentaje de contenido armónico menor al 1%.

	% THD
PI	0.5744
FOPI	0.6048

Tabla 4.1 % THD en la red a T cte.

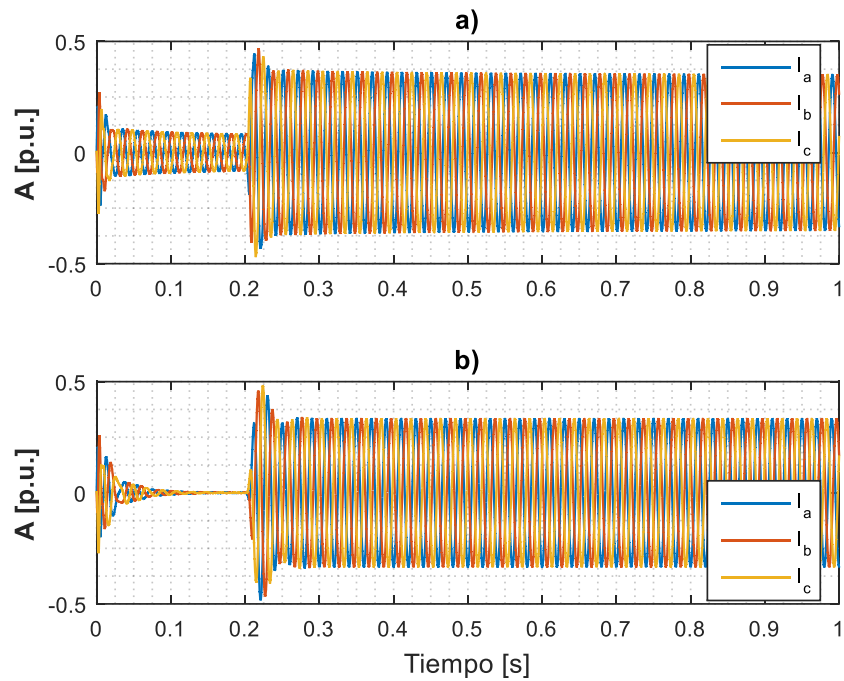


Figura 4.6 Corriente en la Red a) FOPI, b) PI a  $T$  cte.

El porcentaje de error que se genera con respecto a la referencia con cada control, tanto de velocidad como del Dc-Link, se muestra en la figura 4.7 a), b), respectivamente, en la cual el error que se genera con el uso de controladores FOPI es mucho menor orden en comparación del controlador de orden entero.

Para poder obtener un criterio de rendimiento de cada uno de los controladores y basados en el error se utiliza los criterios de integral del error absoluto (IAE) y el de la integral del error cuadrático (ISE), los cuales se muestran en la tabla 4.2, cuyos valores de estos índices obtenemos un valor menor, con el uso de controladores FOPI.

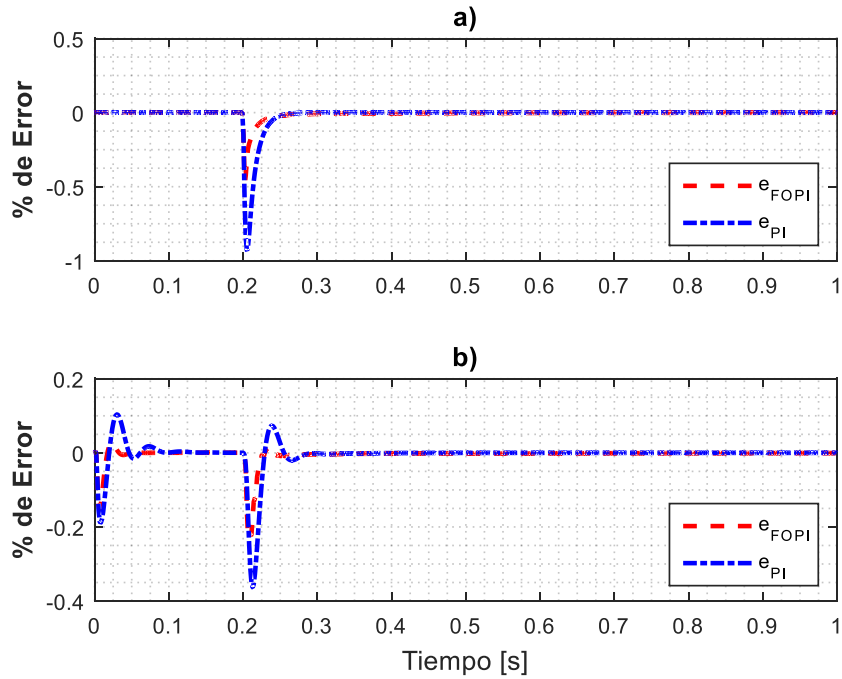


Figura 4.7 Error de control a)  $w$ , b) Dc-Link a  $T$  cte.

	PI		FOPI	
	$\omega$	Dc-Link	$\omega$	Dc-Link
<b>IAE</b>	0.04741	0.4767	0.024	0.2378
<b>ISE</b>	0.08409	3.405	0.01198	1.096

Tabla 4.2 Criterios de rendimiento de controladores a  $T$  cte.

## 4.2 Entrada con cambios de torque del $\pm 15\%$

En este segundo caso, se tratan dos posibles escenarios con características similares, en los cuales se considera que la entrada de torque a la maquina puede sufrir variaciones de incremento o decremento una vez establecido su punto de trabajo normal, para este caso en específico se considera que las variaciones de cambio pueden surgir en el rango de un  $\pm 15\%$  del rango nominal, ambos tipos de entrada utilizados en este caso se muestran en la figura 4.8.



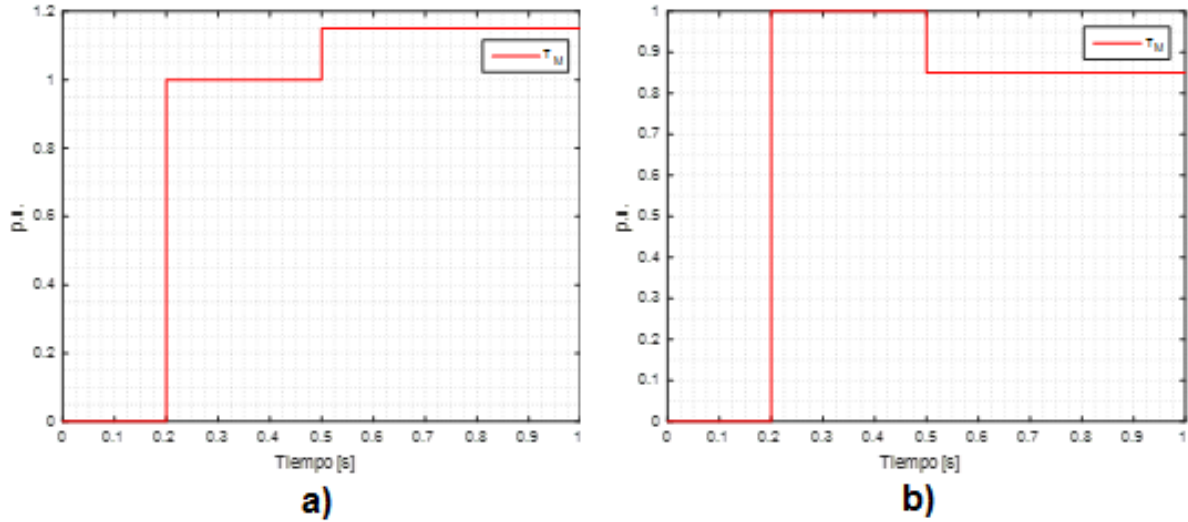


Figura 4.8 Torque mecánico de entrada a) + 15%, b) - 15%.

En la figura 4.9 a) y a2) se muestra la respuesta del torque eléctrico (línea azul), producido en comparación con el mecánico de entrada (línea roja), generado cuando se emplean los controladores FOPI mientras que en figura 4.9 b) y b2) se emplean controladores PI, para ambos se logra que el GSIP mantenga un equilibrio entre ambos torques.

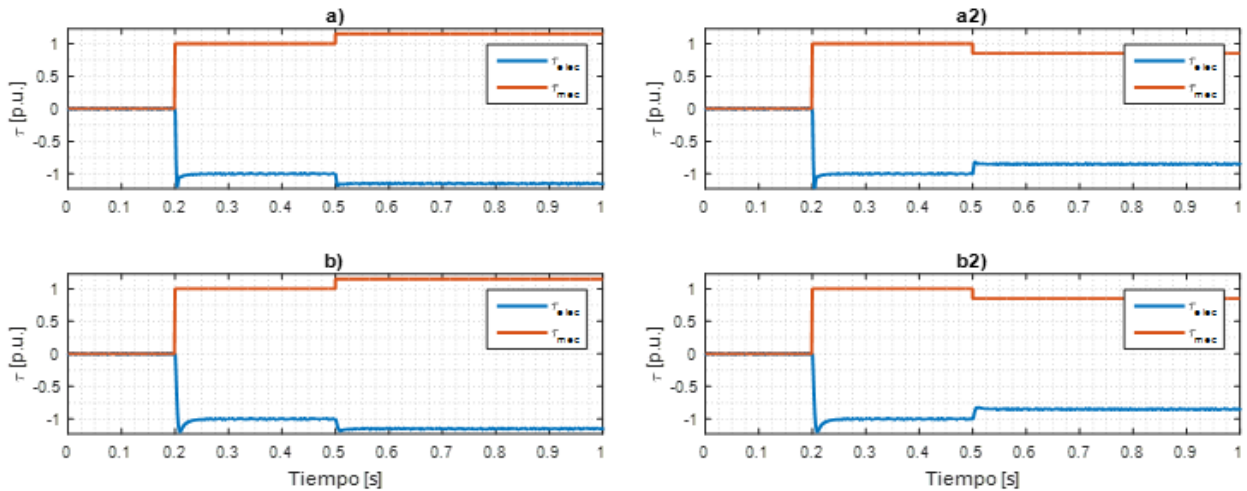


Figura 4.9 Respuesta de  $T$  eléctrico y mecánico a) FOPI + 15%, a2) FOPI - 15%, b) PI + 15%, b2) PI - 15%.

Las respuestas para ambos cambios de torque con respecto a la velocidad que se genera en el GSIP para los controladores FOPI y PI se observan en la figura 4.10, siendo

el control FOPI el que mantiene una respuesta con menor sobrepaso ante los cambios que se presentan.

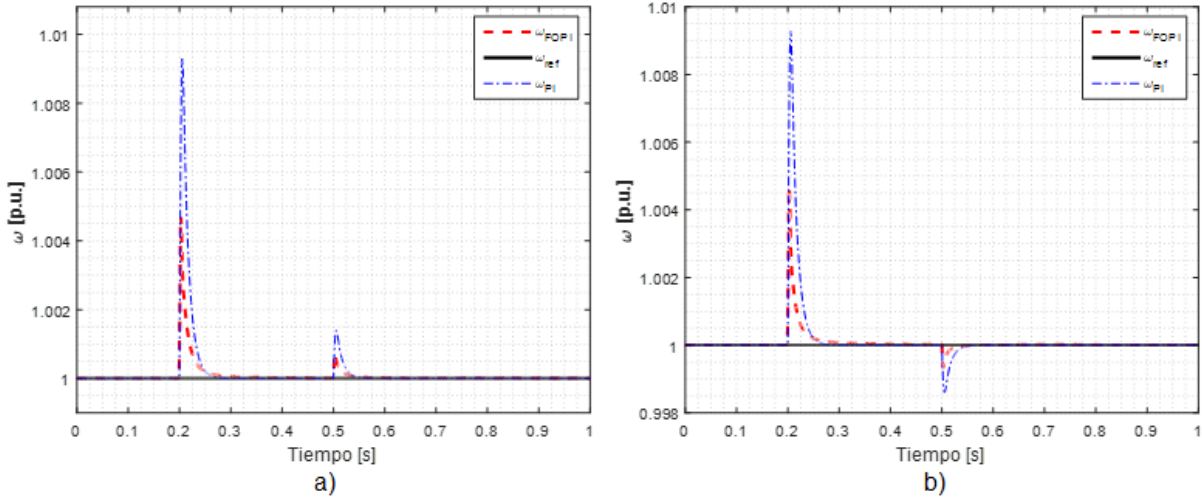


Figura 4.10 Respuesta de  $w$  a) +15% de  $T$ , b) - 15% de  $T$ .

Los cambios ocasionados a la entrada del sistema, generan diferentes corrientes en el GSIP los cuales se observan en la figura 4.11 con los distintos controladores, teniendo una generación muy similares entre todas las corrientes obtenidas y de la misma magnitud.

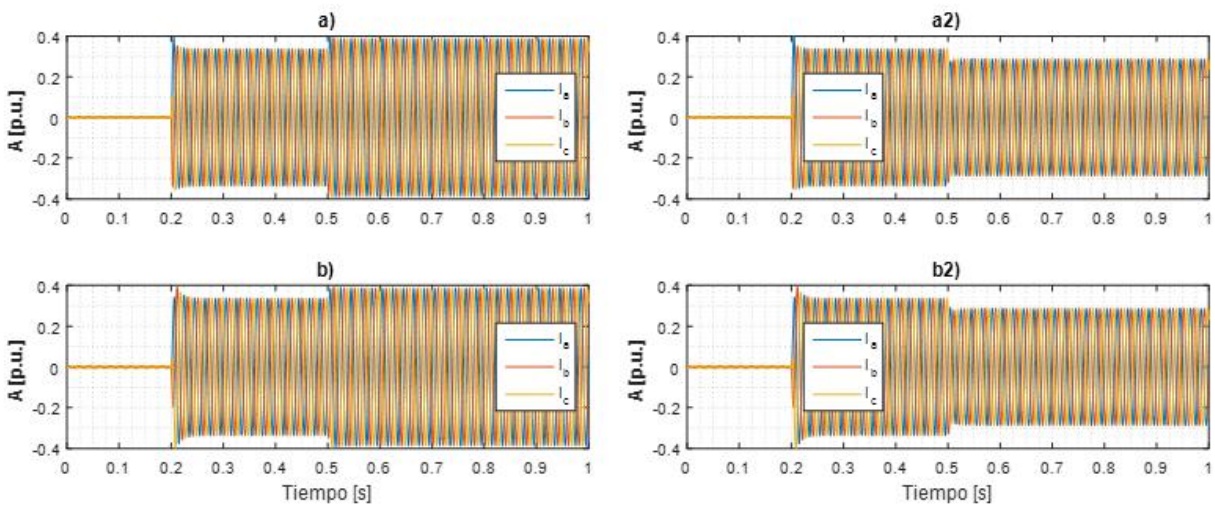


Figura 4.11 Corrientes GSIP a) FOPI + 15%, a2) FOPI - 15%, b) PI + 15%, b2) PI - 15%.

Por otra parte el CVR, que tiene la finalidad de mantener un voltaje constante en el Dc-Link y cuyas respuestas para ambos cambios de torque de entrada se muestran en la figura 4.12, destacando en ambos casos la respuesta del control FOPI mantiene un nivel de sobre paso menor una convergencia a la referencia más rápida.

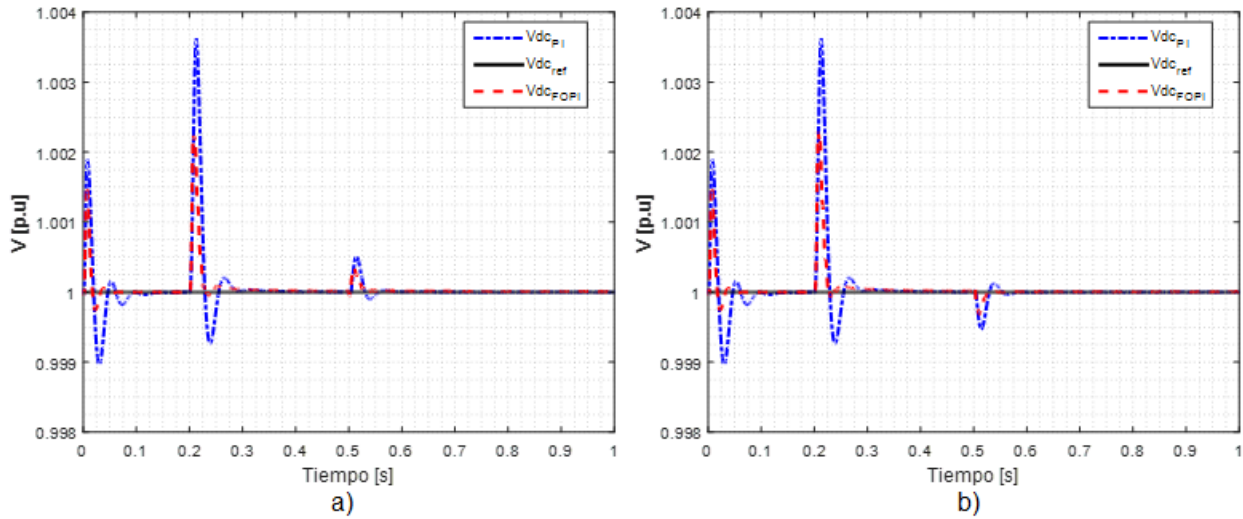


Figura 4.12 Respuesta Dc-Link a) + 15%, b) - 15%.

La respuesta de las corrientes trifásicas generadas por el CVR y con el uso de los distintos controladores se observan en la figura 4.13, cuyas corrientes tienen una frecuencia de 50 Hz, mientras que en la tabla 4.3 se muestra el porcentaje de distorsión armónica que se genera con el uso de cada controlador y para cada cambio de en el torque de entrada, donde podemos notar que al realizar un incremento en la entrada el porcentaje armónico es menor que en el caso cuando se disminuye, sin embargo ambos logran estar debajo del 1% de distorsión armónica.

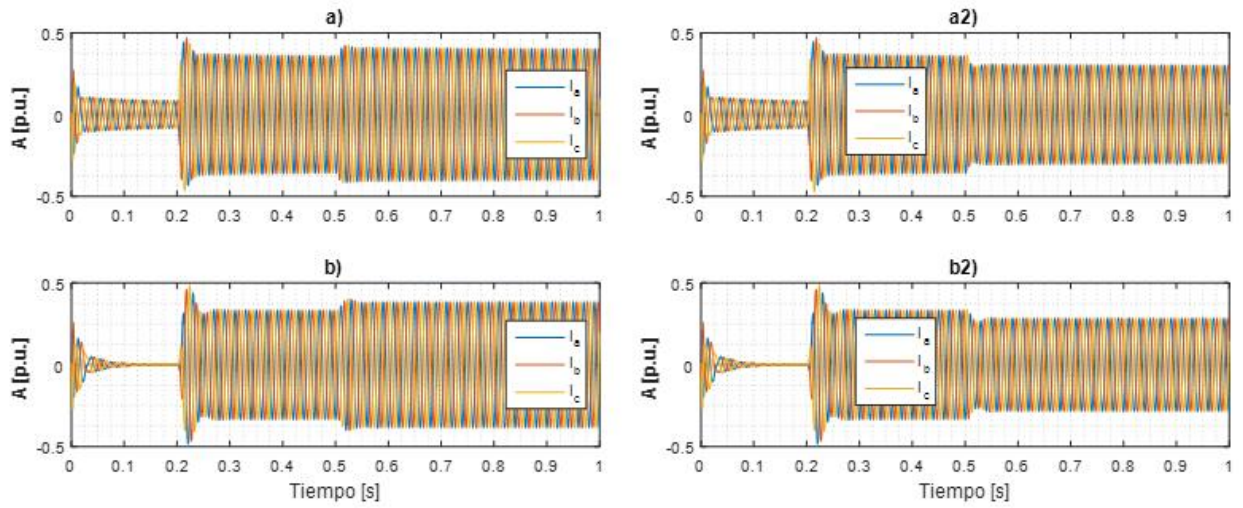


Figura 4.13 Corrientes en la Red a) FOPI + 15%, a2) FOPI - 15%, b) PI + 15%, b2) PI - 15%.

	% THD de torque + 15 %	% THD de torque - 15 %
<b>FOPI</b>	0.5514	0.6795
<b>PI</b>	0.5173	0.6396

Tabla 4.3 % THD en  $\pm 15\%$  de T.

EL porcentaje de error que se produce con la respuesta de los controladores de velocidad y Dc-Link respecto a la referencia se muestra gráficamente en la figura 4.14, destacando en esta figura que el menor porcentaje de error se produce con el uso de controladores FOPI para ambos cambios de torque.

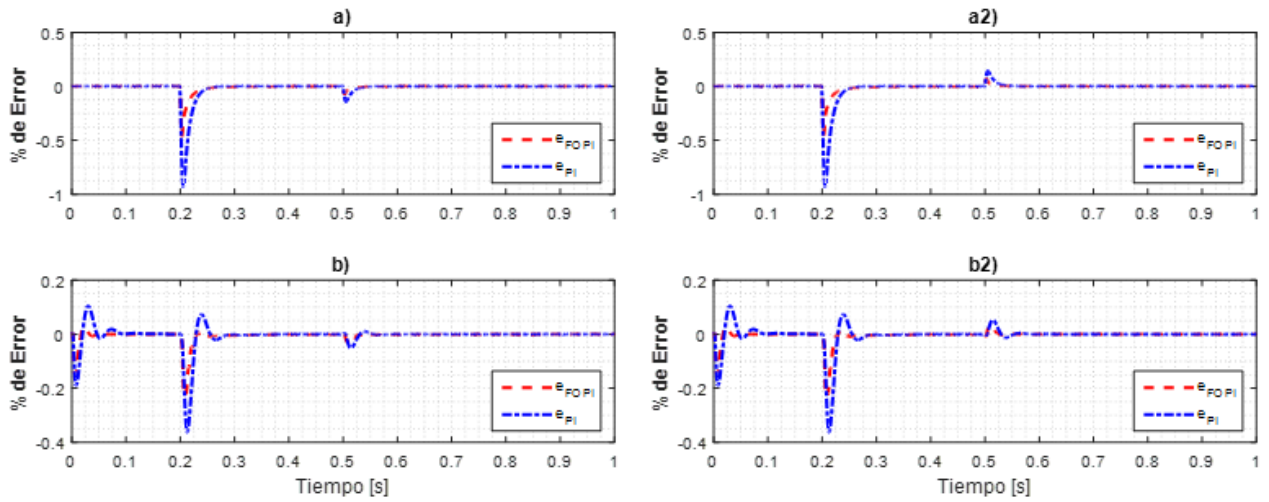


Figura 4.14 Porcentaje de error de ctrls. a) FOPI + 15%, a2) FOPI - 15%, b) PI + 15%, b2) PI - 15%.

Los valores de los índices de rendimiento de los controladores se muestran en la tabla 4.4, se observa en esta tabla que los índices IAE como ISE obtenidos de los controladores FOPI son de un menor valor que los obtenidos con el controlador PI.

	+ 15 % Torque				- 15 % Torque			
	PI		FOPI		PI		FOPI	
	$\omega$	Dc-Link	$\omega$	Dc-Link	$\omega$	Dc-Link	$\omega$	Dc-Link
<b>IAE</b>	0.05452	0.5198	0.02731	0.263	0.05448	0.5221	0.02497	0.2646
<b>ISE</b>	0.08598	3.46	0.01424	1.106	0.08598	3.465	0.01221	1.111

Tabla 4.4 Criterios de rendimiento de ctrls a  $\pm 15\% T$ .

### 4.3 Entrada de torque variable

Este tercer caso de estudio a diferencia de los dos anteriores, se considera que la entrada del torque pudiera estar oscilando sinusoidalmente dentro de sus posibles rangos de variación del  $\pm 15\%$ , como se observa en la figura 4.15.

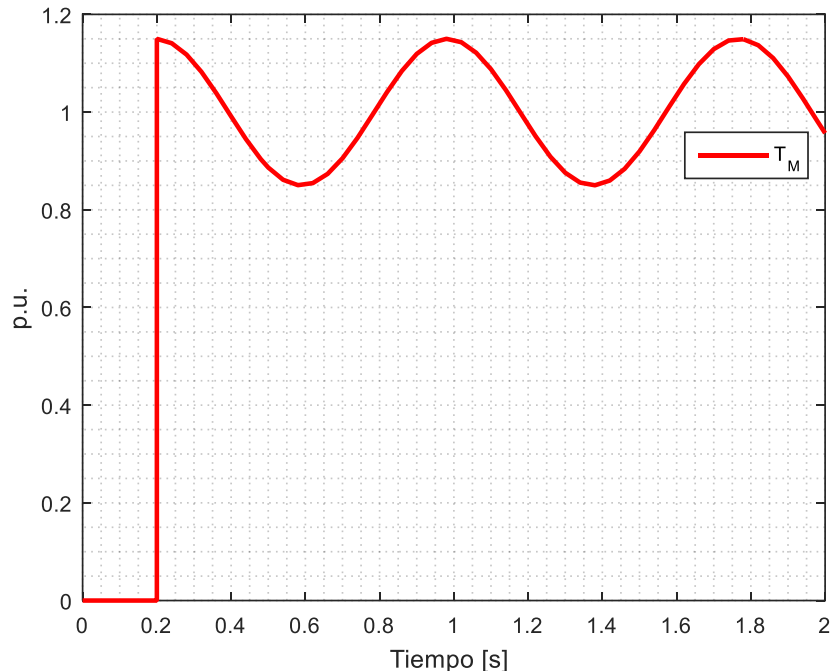


Figura 4.15 Torque de entrada variaciones sinusoidales  $\pm 15\%$ .

En la figura 4.16 a) y b) se muestra el balance que se logra entre el torque eléctrico producido por GSIP debido al torque mecánico de entrada con el controlador FOPI y PI respectivamente, mientras que en la figura 4.17 se presenta la respuesta de los controladores de velocidad ante un entrada de tipo senoidal teniendo que a pesar de las rápidas variaciones que pueda tener el cambio de velocidad con los cambios de torque, ambos controladores logran mantener cercano a la referencia la velocidad, sin embargo el uso de del FOPI además de tener una respuesta con mayor amortiguamiento ante la entrada logra mantenerse aún más cerca de la referencia a comparación del uso del control PI.

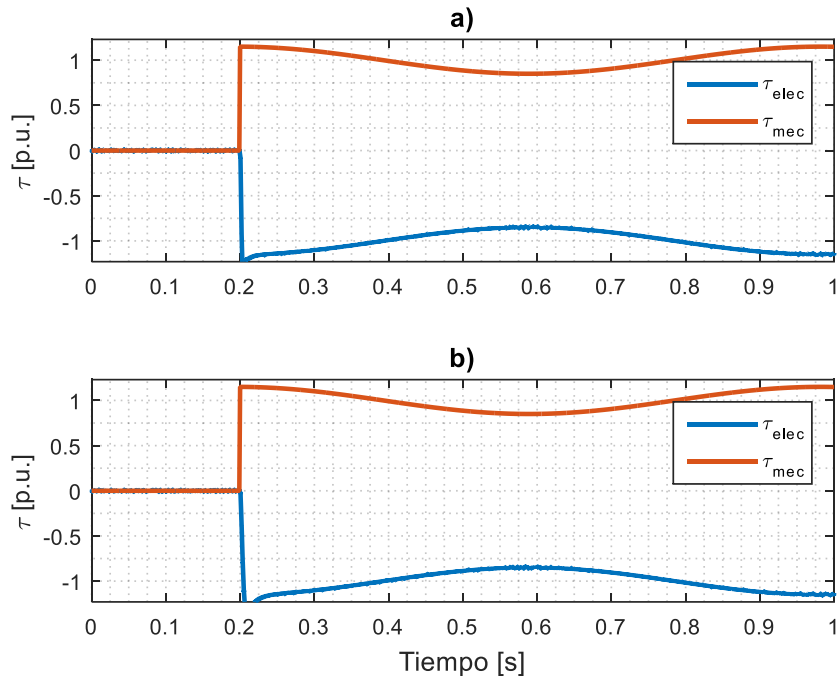


Figura 4.16 Respuesta de  $\tau$  a  $T$  sin a) FOPI, b) PI.

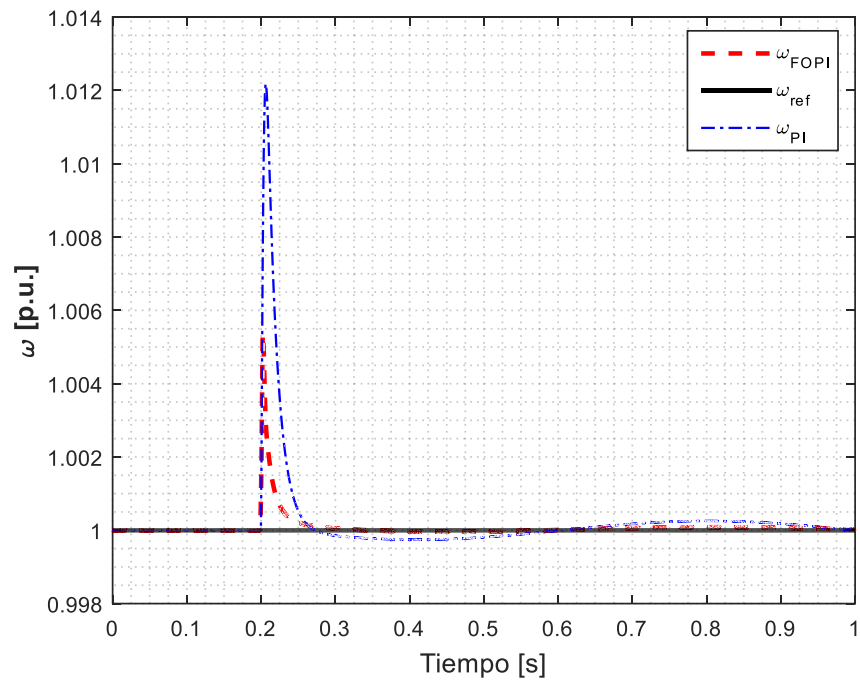


Figura 4.17 Respuesta del controlador de  $\omega$  a  $T$  sin.



Las corrientes producidas por la maquina con el controlador FOPI se muestra en la figura 4.18 a) la cual presentan una frecuencia de 50 Hz, de la misma formas y con gran similitud con las producidas con el uso del controlador PI que se observa en la figura 4.18 b).

La respuesta de los controladores con respecto al Dc-Link se muestra en la figura 4.19, donde se observa que el control de orden fraccionario al igual que en los casos anteriores sigue mostrando una respuesta con un menor sobre paso máximo, logrando un tiempo de convergencia a la referencia en un tiempo menor.

La corriente producida del lado del CVR para ambos controladores se observan en la figura 4.20 donde ambas presentan características similares, sin embargo al obtener el porcentaje THD que se produce con cada controlador, presenta en la tabla 4.5, se aprecia la diferencia entre cada controlador es muy poca, sin embargo para ambos controles el porcentaje THD es menor al 1%.

	% THD
<b>PI</b>	0.5186
<b>FOPI</b>	0.5516

Tabla 4.5 % THD de la red a T sin.

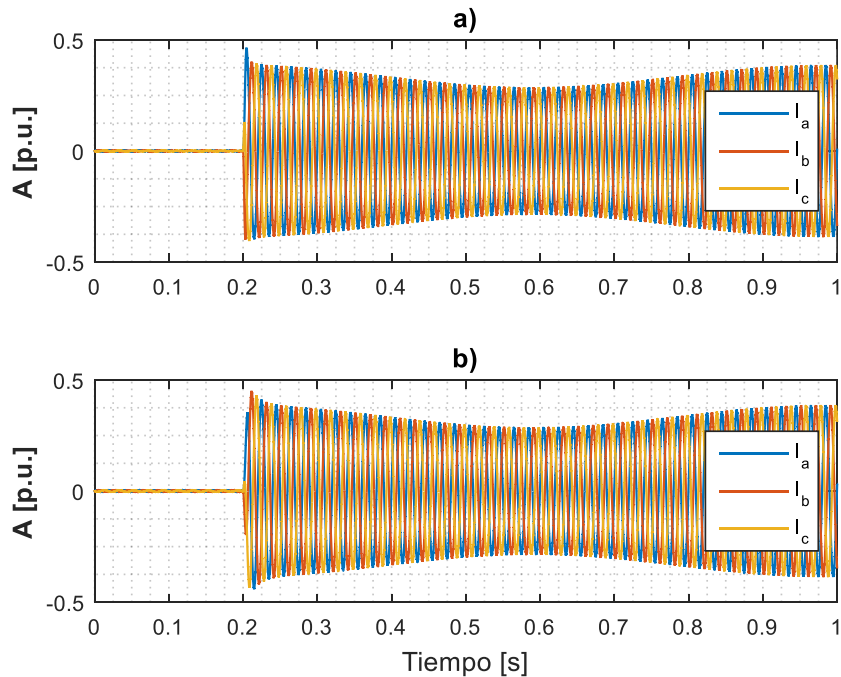


Figura 4.18 Corriente en GSIP. a) FOPI, b) PI a T sin.



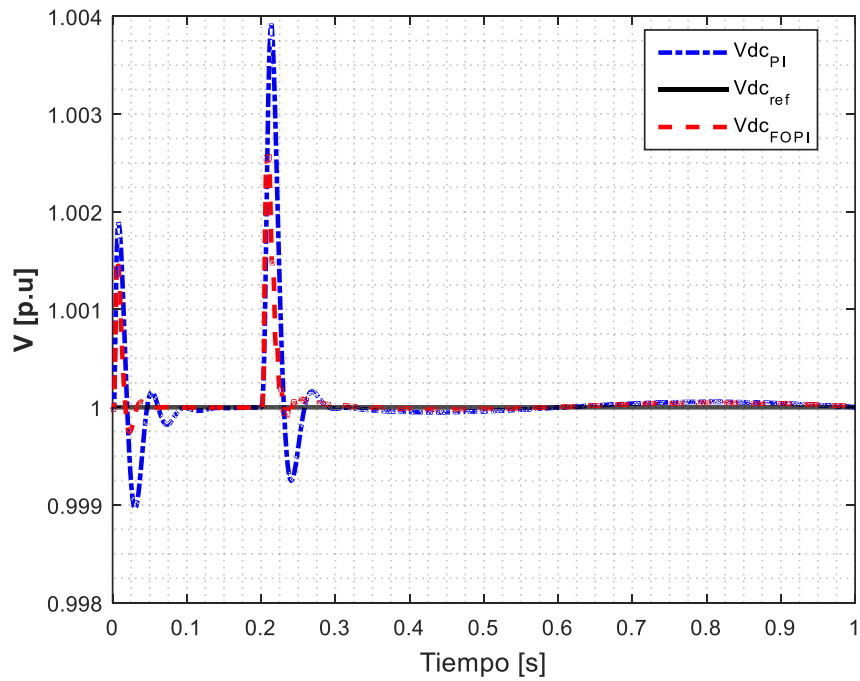


Figura 4.19 Control Dc-Link a  $T$  sin.

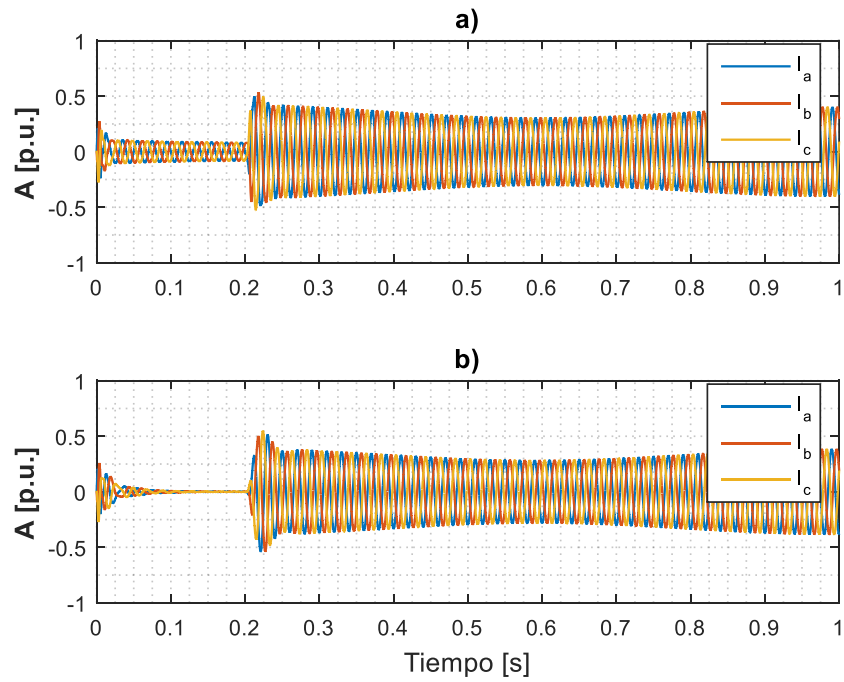


Figura 4.20 Corriente en la Red a) FOPI, b) PI a  $T$  sin.

Los porcentajes de error producido con el control de velocidad se muestra en la figura 4.21 a) donde el error producido con el control fraccionario es mucho menor al igual que el mostrado para el Dc-Link que se observa en la figura 4.21 b), pero como en los demás controladores para poder medir el rendimiento de los controladores se obtienen los índices de rendimiento ISE e IAE en la tabla 4.6.

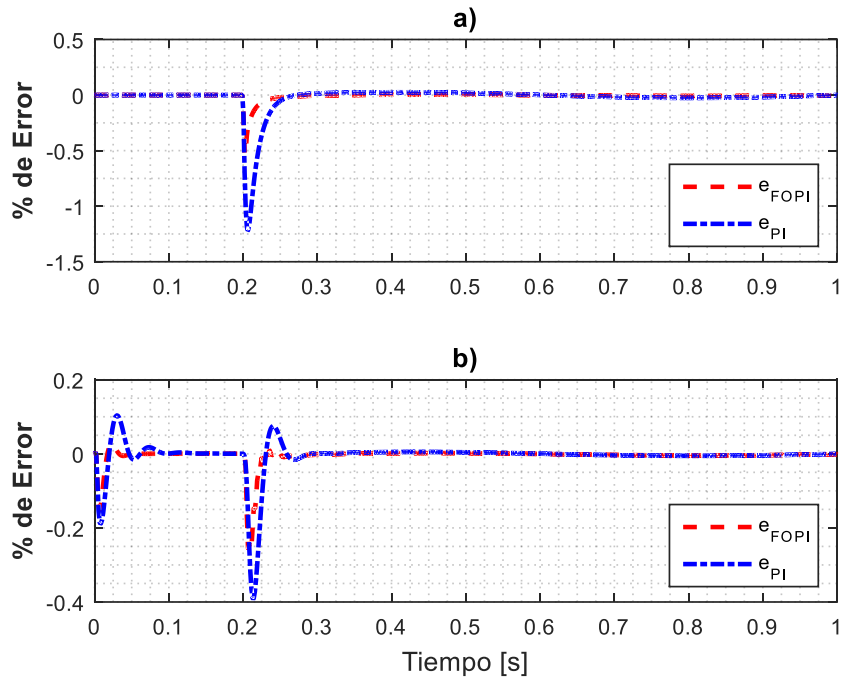


Figura 4.21 Error de control a)  $\omega$ , b) Dc-Link a  $T$  sin.

	PI		FOPI	
	$\omega$	Dc-Link	$\omega$	Dc-Link
<b>IAE</b>	0.1139	0.5987	0.03059	0.2823
<b>ISE</b>	0.183	4.016	0.01586	1.344

Tabla 4.6 Criterios de desempeño de ctrls a  $T$  sin.

Por medio de los índices de desempeño de los controladores se puede observar que el control de orden fraccionario tanto para el control de velocidad como del Dc-Link es menor que el obtenido por el uso de PI's o de orden entero.

### 4.4 Combinación de controladores

Para la realización de esta prueba se realiza un par de combinación entre controladores, es decir una mezcla entre FOPI-PI y PI-FOPI, con lo que se pretende ver diferencias en cuanto el rendimiento del sistema cuando en el primer caso se utiliza controladores FOPI para controlar la velocidad en CVG y el Dc- Link en CVR, mientras que para el control de corrientes se emplean controladores PI para ambos lados, mientras que para el segundo caso, se realiza el control de corrientes con controladores FOPI y la velocidad y Dc-Link con controladores PI, el esquema utilizado para el caso FOPI-PI se observa en la figura 4.22, y para PI-FOPI se muestra en la figura 4.23. Cabe mencionar que para ambos casos se realizan bajo un torque de entrada constante igual que el del caso 1.

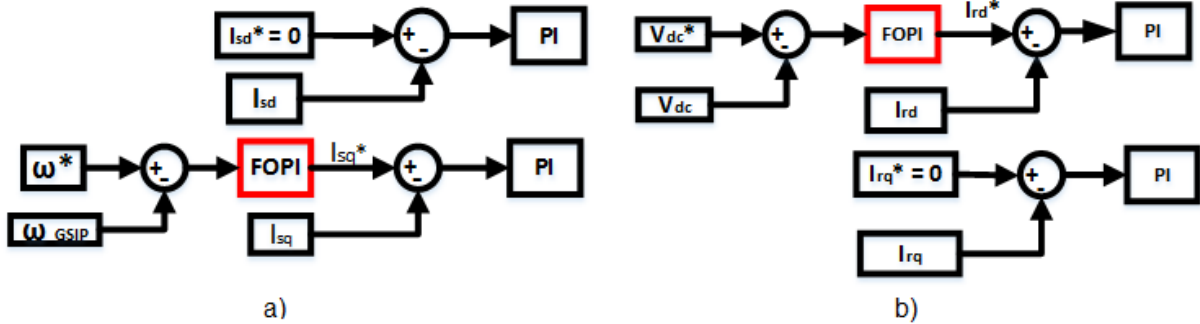


Figura 4.22 Diagrama de bloques FOPI-PI a) CVG; b) CVR.

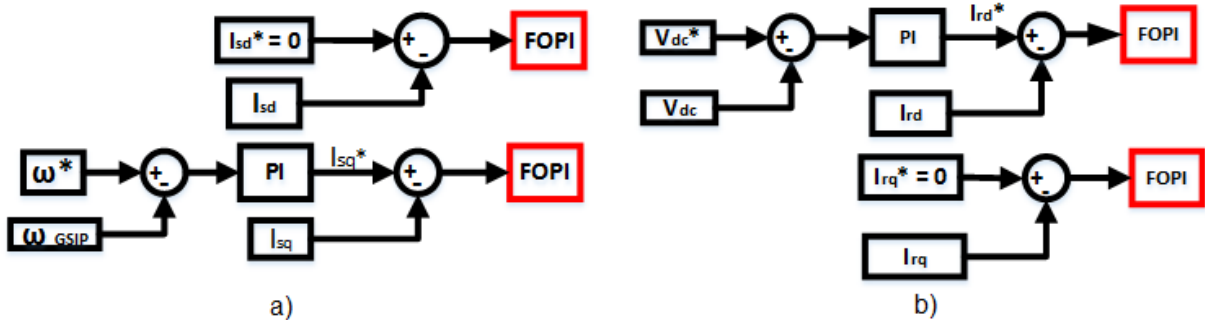


Figura 4.23 Diagrama de bloques PI-FOPI a) CVG; b) CVR.

En la figura 4.24 se observa el detalle de la comparación de las respuestas de los 4 controladores (PI, FOPI, FOPI-PI, PI-FOPI), utilizados para el control de velocidad, en el cual se puede distinguir que la integración de un controlador fraccionario en el esquema de control ya sean solo en el control de velocidad o de corrientes, ayuda a que la respuesta del control de velocidad tenga un sobre paso máximo menor, debido al grado de libertad mayor que es posible agregar.

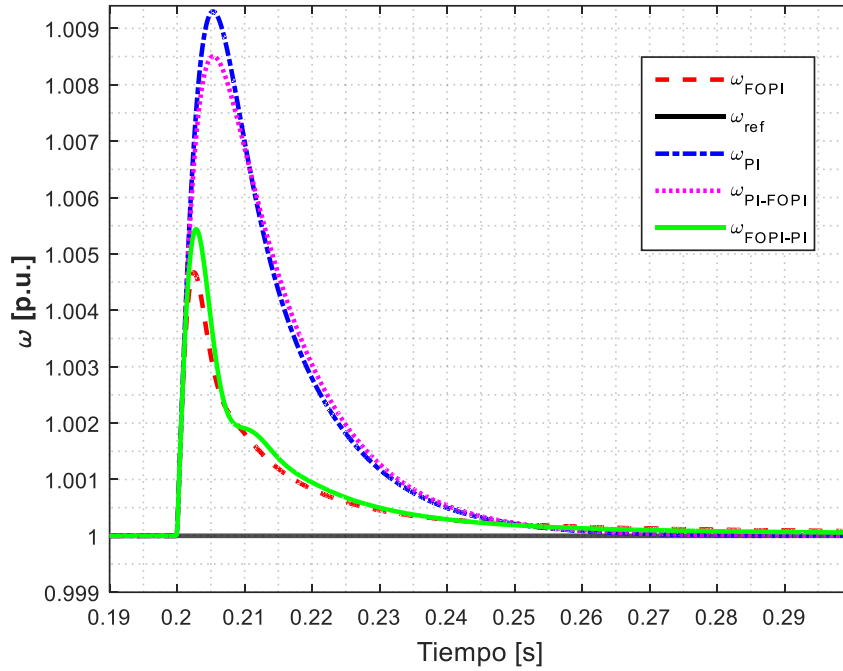


Figura 4.24 Comparación de las respuestas de velocidad  $\omega$ .

La respuesta de los 4 controladores para el caso del Dc-Link se muestra en la figura 4.25, notando que para este caso, que la respuesta de los controladores FOPI y FOPI-PI, como el PI y PI-FOPI, presentan un comportamiento muy similar respectivamente, mientras que la primera pareja de controladores mencionados mantienen un menor sobre paso máximo que los segundos sin embargo con el uso del control FOPI se tiene una mejor respuesta en sentido que llega a la referencia deseada en un tiempo menor que los demás controladores.

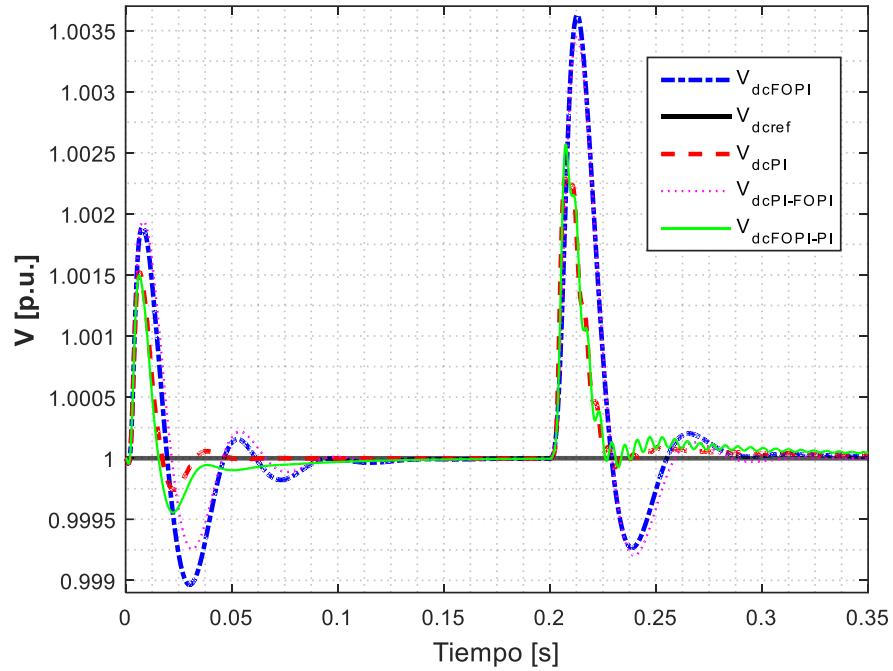


Figura 4.25 Comparación de las respuestas Dc-Link.

Las corrientes trifásicas producidas por los controladores Pi, FOPI, FOPI-PI y PI-FOPI se muestran en la figura 4.26, teniendo que las 4 corrientes se obtienen una frecuencia de 50 Hz, mientras que el porcentaje armónico producido por la combinación de controladores propuesta en esta sección se muestra en la tabla 4.7 y al igual que los demás casos se puede observar que caso PI-FOPI mantiene un contenido armónico ligeramente mayor que el FOPI-PI, pero ambos de un muy bajo contenido armónico menor al 1 %.

	% THD
<b>FOPI-PI</b>	0.5686
<b>PI-FOPI</b>	0.6055

Tabla 4.7 % THD FOPI-PI y PI-FOPI.

Los resultados obtenidos de las corrientes trifásicas del CVR, a lo largo de todas las pruebas, presentan una diferencia de magnitud en los primeros instantes cuando se

emplean controles FOPI para las corrientes, esta diferencia se debe a que la respuesta del controlador  $i_{rq}$  tiene una respuesta más lenta para llegar a la referencia deseada, y cuyos gráficos se muestran en a lo largo del anexo A3.

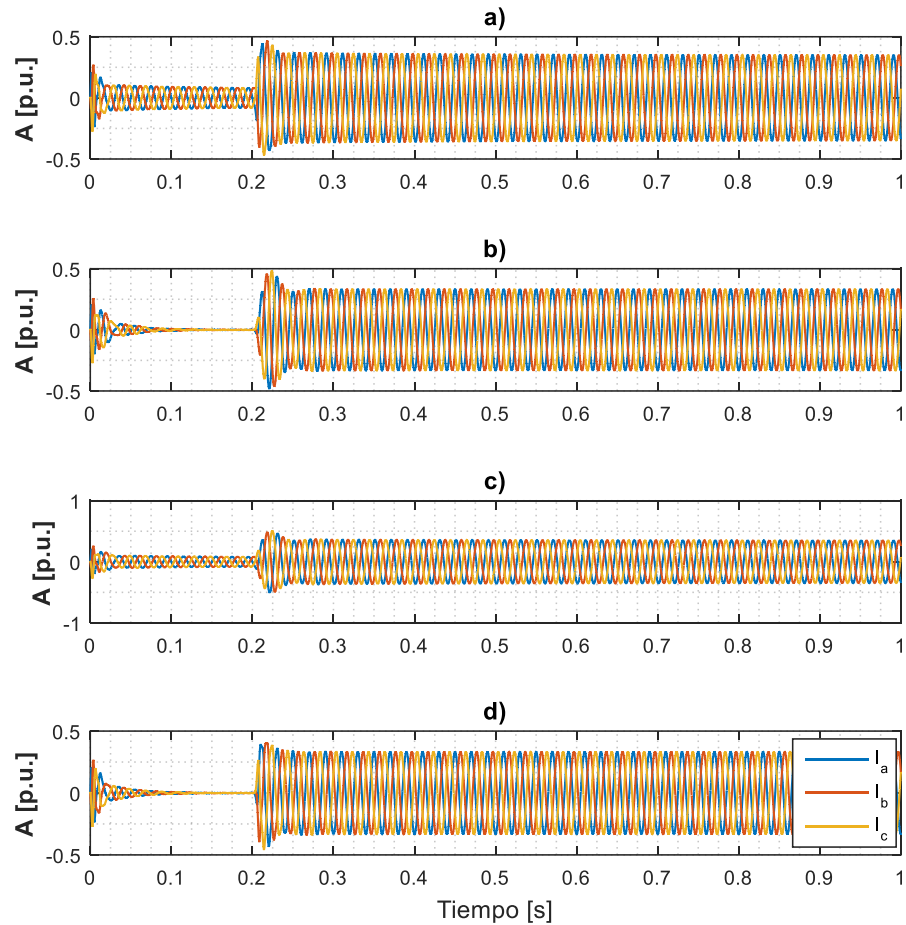


Figura 4.26 Corrientes CVR producidas a) FOPI, b) PI, c) PI-FOPI y d) FOPI-PI.

La comparación de los porcentajes de errores producidos por los controladores, tanto de la velocidad como del Dc-Link se observa en la figura 4.27 a) y b) respectivamente, y con base a los resultados obtenidos anteriormente se observa el mayor porcentaje de error producido por el control del tipo PI, por su parte los porcentajes mostrados para el error Dc-Link aquellos que mantienen un menor error son FOPI y la combinación FOPI-PI. Por otra parte los valores obtenidos de los índices de desempeño IAE e ISE para el control de velocidad y Dc-Link se muestran en la tabla 4.8, donde los

índices de menor valor se logran con el control FOPI-PI reduciéndolos prácticamente a la mitad que los de PI-FOPI.

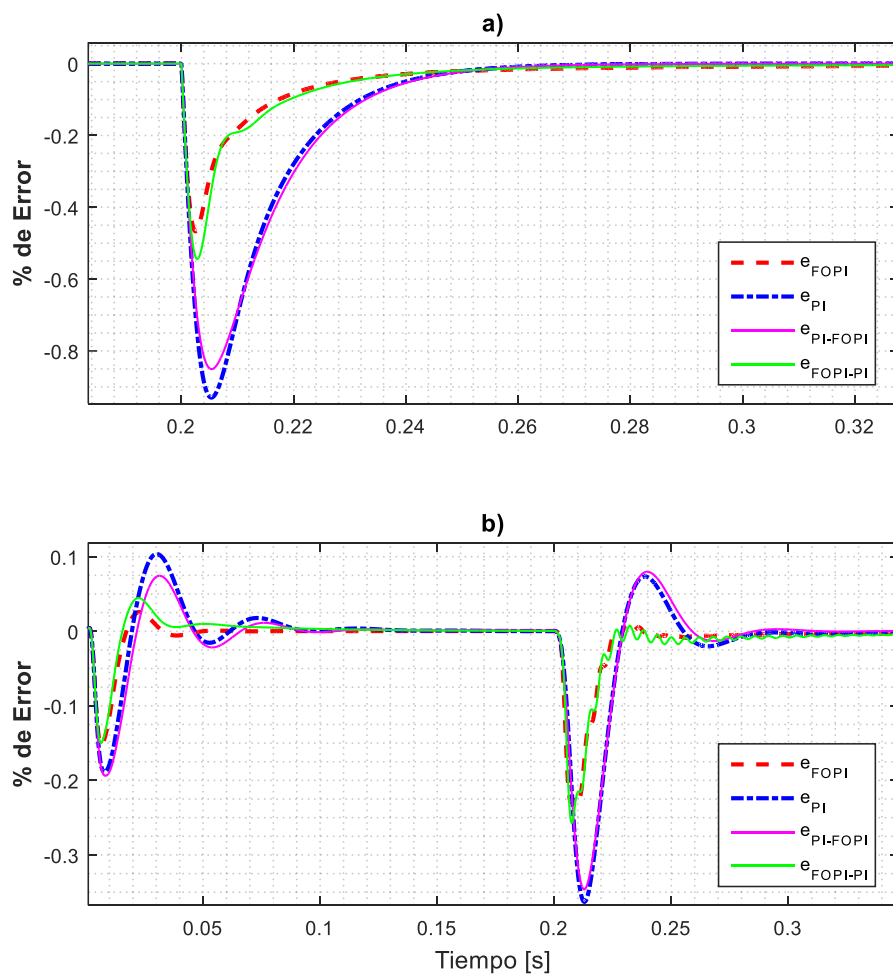


Figura 4.27 Comparación de % de error a)  $\omega$ , b) Dc-Link.

	FOPI-PI		PI-FOPI	
	$\omega$	Dc-Link	$\omega$	Dc-Link
<b>IAE</b>	0.02378	0.289	0.04754	0.4603
<b>ISE</b>	0.01528	1.144	0.0793	3.267

Tabla 4.8 Criterios de desempeño de ctrls FOPI-PI y PI-FOPI.

# Capítulo 5

# Conclusiones y trabajo futuro

## 5.1 Conclusiones

El uso de controladores de orden fraccionario hace posible la inclusión de un par de parámetros más que sintonizar para los controladores PID, que son los órdenes de derivación e integración ( $\mu, \lambda$ ), para el caso de estudio en este trabajo de Tesis, se abordó el uso de controladores fraccionarios del tipo PI, por lo que solamente se agregara un parámetro  $\lambda$  mas, el cual es utilizado dentro del algoritmo de control vectorial, para el control de convertidores de potencia en una topología back-to-back, obteniendo resultados muy interesantes y corroborando la viabilidad de la usos de estos controladores.

El sistema propuesto es comúnmente utilizado en la recuperación de energías renovables, como el caso de la eólica con un gran variabilidad, basado en esto es que se ha seleccionado dicho sistema, pero en este caso propuesto para la recuperación de energía en un mineroducto, el cual a pesar de presentar variaciones llegan a ser más estables y más predecibles con el conocimiento de carga de trabajo que el caso eólico.

Debido a que se plantea que el sistema eléctrico establecido en la recuperación de energía en el mineroducto, cumpla una doble tarea, la recuperación de energía pero a la vez se capaz de oponer resistencia a la circulación de pulpa mineral que en el circula y poder evitar algún daño posible por el incremento de presión dentro de la tubería, por esto es que se pone una especial atención en lo que es el control de velocidad en el rotor del GSIP, que estaría acoplado mediante el eje de una turbina (la cual no es tratada en este trabajo), dicho control es realizado mediante el uso de controles FOPI y PI, y aunque con ambos controladores se logra el objetivo de control de velocidad de la máquina, con el primero, se aprecia un menor sobrepaso ante los cambios de torque a la entrada.



No obstante, se realizaron una serie de pruebas pensando en los distintos escenarios que se podrían presentar en el sistema, respecto a las entradas posibles, las respuestas del sistema que muestra ante los distintos controladores propuestos (FOPI y PI) dentro del algoritmo vectorial, y aunque se obtiene que ambos controladores nos dan un respuesta muy aceptable ante los cambios que se generan, se concluye que en general para los primeros tres casos con la incorporación de controladores fraccionarios, se logra que el sistema obtenga una mayor robustez, principalmente en la respuesta del control de velocidad de la máquina, teniendo que, al presentar cambios en el torque de entrada que propicia un incremento de velocidad, se logra tener una menor sobrepaso, logrando mantener la velocidad más cerca de la referencia establecida y por ende obteniendo un menor error. Para el sistema en el mineroducto pensado es de vital importancia que este control mantenga cierta oposición para poder disminuir la velocidad de la pulpa mineral que se transporte. Mientras que la respuesta de control de las corrientes en los ejes  $dq$  se obtienen respuestas muy similares, es decir con una mejora en la respuesta con técnicas fraccionarias, esto para el CVG. Y cuyos gráficos son presentados en el Anexo 3.

De manera similar al CVG el CVR, con el uso de controladores FOPI, para el control del Dc-Link y poder mantener el nivel de corriente continua deseado, se observa que en este punto ante la presencia de los cambios se obtiene una respuesta con menor sobrepaso y menor error con la referencia deseada. Y para el caso del control FOPI en las corrientes en el eje  $d$  logran una convergencia a la referencia en un menor tiempo, sin embargo respecto al control de corriente en el eje  $q$  el control PI obtiene una convergencia mucho más rápida a la referencia, esto provoca que en los primeros instantes en los gráficos de las corrientes trifásicas se obtengan de una mayor magnitud para el caso FOPI.

Por otro lado la prueba adicional que trata el caso donde se explora la posible combinación de controladores FOPI y PI, en la cual se concluye que, con la introducción de controladores FOPI en alguno de los lazos de control se logra una mayor robustez en las respuestas del control de velocidad y Dc-Link. Y logrando para el caso FOPI-PI un porcentaje armónico menor.

El error dinámico, mediante el cual se pueden hacer notar las variaciones del error de un sistema cuando se presenta un cambio de entrada o posibles perturbaciones, es utilizado como criterio para medir la exactitud de los controladores de velocidad y Dc-Link, mediante los índices ISE e IAE, con una ventana de tiempo de 1 segundo, y una recopilación de los valores obtenidos se presentan en la tabla 5.1, en donde los índices de menor valor y que representarían una mejor respuesta son los obtenidos mediante el uso de FOPI. También se obtiene el porcentaje THD de las corrientes que se obtiene con cada una de las técnicas de control empleadas y sus combinaciones, destacando en general un menor porcentaje armónico las obtenidas con el uso de controladores PI.

	FOPI						PI						
	$\omega$			Dc-Link			$\omega$			Dc-Link			% THD
	IAE	ISE		IAE	ISE		IAE	ISE		IAE	ISE		
<b>Caso 1</b>	0.024	0.01198	0.2378	1.096	0.6048	0.04741	0.08409	0.4767	3.405	0.5744			
	<b>Caso 2</b>	+ 15%	0.02731	0.01424	0.263	1.106	0.05452	0.08598	0.5198	3.46	0.5173		
- 15%		0.02497	0.01221	0.2646	1.111	0.05448	0.08598	0.5221	3.465	0.6396			
<b>Caso 3</b>	0.03059	0.01586	0.2823	1.344	0.5516	0.1139	0.183	0.5987	4.016	0.5186			
	<b>FOPI-PI</b>						<b>PI-FOPI</b>						
<b>Caso 4</b>	0.02378	0.01528	0.289	1.144	0.5686	0.04754	0.0793	0.4603	3.267	0.6055			

Tabla 5.1 Resumen de controladores y casos.

## 5.2 Trabajo futuro

Durante el desarrollo de esta tesis y con el fin de complementarla o de un desarrollo de nuevas ideas se recomienda los siguientes puntos:

- La posibilidad de poder obtener resultados a nivel de laboratorio y realizar el análisis comparativo entre las ventajas obtenidas a nivel de simulación aquí obtenidas con las del sistema a nivel de prototipo.
- Analizar una sintonización alternativa de los parámetros de los controladores FOPI mediante algún método de optimización como puede ser, optimización por enjambre de partículas (PSO) o algoritmos genéticos (GA), con una función objetivo que tome en cuenta además de los índices de rendimiento (ISE, IAE) el porcentaje THD, integrando una función de penalización. En [74]–[76], son empleados estos métodos de sintonización para el control de frecuencia de carga de un sistema de potencia y para el control de temperatura de un horno respectivamente.
- En este trabajo se empleó un PLL para lograr la sincronización de las corrientes en el CVR con la red y el cual emplea un PI, pudiendo explorar e investigar las posibles ventajas que nos podrían dar al poder obtenerlas mediante un FOPI.
- Estudiar la robustez del controlador FOPI del CVR ante fallas de la red, como pueden ser fallas asimétricas (monofásicas, bifásica o trifásicas) en función de las caídas de tensión.
- Con los resultados obtenidos del uso de operadores fraccionarios se propone la inclusión de un método de estimación con el uso de estos operadores aprovechando las ventajas de velocidad que aportan para la estimación de variables medidas como son velocidad y posición del rotor del GSIP, con un posible inclusión como respaldo en caso de una falla de los sensores.

# Bibliografía

- [1] Z. Zhang, Y. Zhao, W. Qiao, and L. Qu, "A space-vector-modulated sensorless direct-torque control for direct-drive PMSG wind turbines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2331–2341, 2014.
- [2] J. D. Rayo Calderon, "Generación Eléctrica a Partir del Transporte Hidráulico Sólidos en Presión," Universidad de Chile, 2007.
- [3] BRASS CHILE S.A., "Proyecto Recuperacion de Energía Mineroducto Los Bronces - Las Tortolas," Santiago de Chile, 2005.
- [4] J. A. T. M. J. Sabatier, O. P. Agrawal, *Advances in Fractional Calculus*. Springer, 2007.
- [5] M. S. Tavazoei, "From traditional to fractional PI control: A key for generalization," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 6, no. 3, pp. 41–51, 2012.
- [6] M. Ö. Efe and S. Member, "Fractional Order Systems in Industrial Automation — A Survey," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 7, no. 4, pp. 582–591, 2011.
- [7] Y. Q. Chen, "Fractional calculus, delay dynamics and networked control systems," *Proc. - ISRCS 2010 - 3rd Int. Symp. Resilient Control Syst.*, pp. 58–63, 2010.
- [8] R. Melício, V. M. F. Mendes, and J. P. S. Catalão, "Fractional-order control and simulation of wind energy systems with PMSG/full-power converter topology," *Energy Convers. Manag.*, vol. 51, no. 6, pp. 1250–1258, 2010.
- [9] M. A. Duarte-mermoud, S. Member, F. J. Mira, I. S. Pelissier, and C. Juan, "Evaluation of a Fractional Order PI Controller Applied to Induction Motor Speed Control," pp. 573–577, 2010.
- [10] L. Bouras, Y. Zennir, and F. Bourourou, "Direct Torque Control with SVM based a Fractional Controller : Applied to the Induction Machine," no. Figure 2, pp. 2–7, 2013.
- [11] C. Li and M. Chen, "Fractional Order PI Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives \*," *11th World Congr. Intell. Control Autom.*, no. 61271362, pp. 4681–4685, 2014.
- [12] K. S. Tania and E. Varghese, "Fractional Order Pi Controller To Control the Speed," no. i, pp. 91–94, 2014.

- [13] W. Zheng, X. Wang, and Y. Pi, "Study of the fractional order proportional integral controller for PMSM based on differential evolution algorithm," *Proc. 2015 IEEE Adv. Inf. Technol. Electron. Autom. Control Conf. IAEAC 2015*, vol. 63, pp. 201–205, 2016.
- [14] C. Wu and Y. Zhang, "Vector Control of Three-phase Voltage Source PWM Rectifier Based on Fractional-order Controller," pp. 2064–2069, 2014.
- [15] M. Lakshmi and S. Hemamalini, "Decoupled control of grid connected photovoltaic system using fractional order controller," *Ain Shams Eng. J.*, 2016.
- [16] H. Afghoul, F. Krim, D. Chikouche, and A. Beddar, "Fractional order direct current control algorithm for three-phase grid-connected PV system," *3rd Int. Conf. Control. Eng. Inf. Technol. CEIT 2015*, 2015.
- [17] R. Melício, V. M. F. M. F. Mendes, and J. P. S. P. S. Catalão, "Behaviour of PMSG wind turbines with fractional controllers to a voltage decrease in the grid," *6th IET Int. Conf. Power Electron. Mach. Drives (PEMD 2012)*, pp. P260–P260, 2012.
- [18] M. Seixas, R. Melício, and V. M. F. Mendes, "Offshore wind turbine simulation: Multibody drive train. Back-to-back NPC (neutral point clamped) converters. Fractional-order control," *Energy*, vol. 69, pp. 357–369, 2014.
- [19] A. Kumar and K. T. B. P. Elizabeth, "Space Vector PWM and Fractional Controller based Wind Energy Conversion Systems," no. December, pp. 74–81, 2014.
- [20] A. J. Calderón, B. M. Vinagre, and V. Feliu, "Fractional order control strategies for power electronic buck converters," *Signal Processing*, vol. 86, no. 10, pp. 2803–2819, 2006.
- [21] S. Ghasemi, S. Member, and A. Tabesh, "Application of Fractional Calculus Theory to Robust Controller Design for Wind Turbine Generators," vol. 29, no. 3, pp. 780–787, 2014.
- [22] B. Antar and B. Hassen, "Fractional order PI controller for grid connected wind energy conversion system," no. Icee, 2015.
- [23] B. M. Vinagre and A. C. Monje, "Introducción al control fraccionario," *Rev. Iberoam. Automática e Informática Ind.*, vol. 3 (3), no. December, pp. 5–23, 2006.
- [24] M. D. Ortigueira, *Fractional Calculus for Scientists and Engineers*. New York: Springer, 2011.
- [25] V. F. Concepción Alicia Monje, YangQuan Chen, Blas Manuel Vinagre, Dingyü Xue, *Fractional-order Systems and Controls*. 2010.
- [26] B. M. Vinagre, V. Feliu-Battle, and I. Tejado, "Control fraccionario: fundamentos y guía de uso," *Rev. Iberoam. Automática e Informática Ind. RIAI*, vol. 13, no. 3, pp. 265–280, 2016.
- [27] C. a. Maciel-Mata, N. Manríquez-Morán, P. Octavio-Aguila, and G. Sánchez-Rojas, "El cálculo diferencial e integral fraccionario y sus aplicaciones.," *Acta Univ.*, vol. 25, no. 2, pp. 3–19, 2015.

- [28] Y. Povstenko, *Fractional Thermoelasticity*, vol. 219. 2015.
- [29] a. a. Kilbas, H. M. Srivastava, and J. J. Trujillo, *Theory and applications of fractional differential equations*, vol. 129, no. 204. 2006.
- [30] I. Podlubny, "Fractional-order systems and  $PI^\lambda D^\mu$  controllers," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 44, no. 1, pp. 208–214, 1999.
- [31] J. B. Vinagre, G. A. Calderón, M. J. Suárez, and M. C. Monje, "Teoría de control y cálculo fraccionario," *Rev.R.Acad.Cienc.Exact.Fís.Nat. (Esp)*, vol. 200, pp. 1–18, 2005.
- [32] A. Tustin, J. T. Allanson, J. M. Layton, and R. J. Jakeways, "The Design of System for Automatic Control of the Position of Massive Object," 1958.
- [33] O. Alain, *La Dérivation Non Entière: Théorie, Synthèse et Applications*. Hermès Sciences Publicat, 1995.
- [34] B. . Kuo, "Automatic Control Systems." Paris, France, pp. 328–334, 1995.
- [35] C. A. Monje, B. M. Vinagre, V. Feliu, and Y. Chen, "On auto-tuning of fractional order  $PI^\lambda D^\mu$  controllers," *IFAC Proc. Vol.*, vol. 2, no. PART 1, pp. 34–39, 2006.
- [36] I. Podlubny, I. Petráš, T. Skovranek, and J. Terpák, "Toolboxes and programs for fractional-order system identification, modeling, simulation, and control," *Proc. 2016 17th Int. Carpathian Control Conf. ICCO 2016*, pp. 608–612, 2016.
- [37] V. Duarte, "Ninteger v. 2.3 Fractional control toolbox for MatLab," p. 96, 2005.
- [38] A. Tepljakov, "Fractional-order Calculus based Identification and Control of Linear Dynamic Systems," *Dep. Comput. Control*, 2011.
- [39] B. M. Vinagre, I. Podlubny, A. Hernandez, and V. Feliu, "Some Approximations of Fractional Order Operators Used in Control Theory and Applications," *Fract. Calc. Appl. Anal.*, vol. 3, no. 3, pp. 231–248, 2000.
- [40] de Oliveira Valério and D. pedro Mata, "Fractional Robust System Control," *Changes*, vol. 10, no. October, pp. 1–5, 2005.
- [41] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro, "Power Conversion and Control of Wind Energy Systems." p. 453, 2011.
- [42] J. L. Kirtley, *Electric Power Principles*. 2010.
- [43] P. Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control," *Power*, vol. 1., p. 768, 1998.
- [44] N. Madani, "Design of a Permanent Magnet Synchronous Generator for a Vertical Axis Wind Turbine Design of a Permanent Magnet Synchronous Generator for a Vertical Axis Wind Turbine," pp. 5–46, 2011.
- [45] N. Phankong, S. Manmai, K. Bhumkittipich, and P. Nakawiwat, "Modeling of Grid-connected with Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) Using Voltage Vector Control," *Energy Procedia*, vol. 34, pp. 262–272, 2013.

- [46] I. Boldea, *Variable Speed Generators*, Second edi., vol. 1. New York, 2005.
- [47] M. H. Rashid, *Electronica de Potencia*. Prentice Hall, 1996.
- [48] R. Majumder, A. Ghosh, G. Ledwich, and F. Zare, "Power management and power flow control with back-to-back converters in a utility connected microgrid," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 25, no. 2, pp. 821–834, 2010.
- [49] F. Khater, A. Shaltout, and A. Omar, "Control of direct-driven PMSG for wind energy system," vol. II, pp. 455–461.
- [50] M. . Kazmierkowski, F. Blaabjerg, and R. Krishnan, *Control in Power Electronics Selected Problems*. 2002.
- [51] V. H. Prasad, D. Borojevic, and R. Zhang, "Analysis and comparison of space vector modulation schemes for a four-leg voltage source inverter," *Proc. APEC 97 - Appl. Power Electron. Conf.*, vol. 2, pp. 864–871, 1997.
- [52] M. Valentini, T. Ofeigsson, and A. Raducu, "Control of a variable speed variable pitch wind turbine with full scale power converter," *Inst. Energy Technol. , Aalborg Univ.*, 2007.
- [53] R. E. Best, "Phase-Locked Loops - Design, Simulation, And Applications." p. 421, 2003.
- [54] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, 2006.
- [55] R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone and grid-connected mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1323–1332, 2004.
- [56] M.-G. Daniel, A.-M. Omar, T.-O. Rubén, and G.-B. Abel, "Comparison of Different PLL Strategies for Applications in a Wind Generation System," *Procedia Technol.*, vol. 7, pp. 150–157, 2013.
- [57] P. Mao, M. Zhang, and W. Zhang, "A Canonical Small-Signal Linearized Model and a Performance Evaluation of the SRF-PLL in Three Phase Grid Inverter System," *J. Power Electron.*, vol. 14, no. 5, pp. 1057–1068, 2014.
- [58] P. Rodr, *GRID CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND PHOTOVOLTAIC AND*. 2011.
- [59] K. Lu, "Low Speed Open Loop Field Oriented Control for Permanent Magnet Machines," 2011.
- [60] D. Mehrzad, J. Luque, and M. Capella C, "Institute of Energy Technology Vector Control of Pmsg for Wind Turbine Applications. Aalborg Universitet," 2008.
- [61] L. G. González, E. Figueres, G. Garcerá, and O. Carranza, "Comparación de técnicas de control vectorial aplicadas a gsp en sistemas de conversión de energía eólica," *Uct*, pp. 154–160, 2012.

- [62] B. Zigmund, A. Terlizzi, X. T. Garcia, R. Pavlanin, and L. Salvatore, "Experimental Evaluation of Pi Tuning Techniques for Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motors."
- [63] G. A. Raducu, "Control of grid side inverter in a B2B configuration for WT applications," Aalborg University, 2008.
- [64] J. Nocedal and S. J. J. Wright, *Numerical optimization*, vol. 43, no. 2. 1999.
- [65] Jesper Moos, "Predictive Deadbeat Control for PMSM Drive," Aalborg University, 2014.
- [66] A. Cimpoeu, "Encoderless Vector Control of PMSG for Wind Turbine Applications," *Control*, p. 60, 2010.
- [67] Maria Oana Mora, "Sensorless vector control of PMSG for wind turbine applications," Aalborg University, 2009.
- [68] M. C. C. Daryoush Mehrzad, Javier Luque, "VECTOR CONTROL OF PMSG FOR GRID-CONNECTED WIND TURBINE APPLICATIONS," AALBORG UNIVERSITY, 2009.
- [69] U. R. N. Ariya Sangwonganich, Maciej Ziebicki, Marcos Rejas Haddioui, Pramod Kumar Prasobhu, "Control and Operation of a Wind Turbine Generator with Full Scale Converters," p. 32302919, 2013.
- [70] S. Bezkowski, T. Slivsgaard, G. Fluriach, P. Aitor, and G. Matias, "Control of grid side inverter for wind turbine," 2010.
- [71] A. M. Julean, "Active damping of LCL filter resonance in grid connected applications," p. 93, 2009.
- [72] M. Zarif and M. Monfared, "Step-by-step design and tuning of VOC control loops for grid connected rectifiers," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 64, pp. 708–713, 2015.
- [73] C. Bajracharya, "Control of VSC-HVDC for wind power," *Dep. Electr. Power Eng.*, vol. MSs Thesis, no. June, p. 75, 2008.
- [74] A. Ahuja, S. Narayan, and J. Kumar, "Robust FOPID controller for load frequency control using Particle Swarm Optimization," *2014 6th IEEE Power India Int. Conf.*, pp. 1–6, 2014.
- [75] R. Gupta and S. Gairola, "FOPID controller optimization employing PSO and TRSBF function," *2015 2nd Int. Conf. Recent Adv. Eng. Comput. Sci. RAECS 2015*, no. December, 2016.
- [76] N. Bayati, A. Dadkhah, B. Vahidi, S. Hossein, and H. Sadeghi, "FOPID Design for load-frequency control using genetic algorithm," *Sci. Int.*, vol. 27, no. 4, pp. 3089–3094, 2015.
- [77] R. H. Park, "Two Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis-Part I," *Winter Conv. A.I.E.E.*, pp. 352–354, 1929.



# Anexos

## A.1 Datos del sistema

Todos los valores utilizados en este trabajo, son los que se observan en la tabla siguiente:

<b>GSIP</b>		
<b>Nombre</b>	<b>Nomenclatura</b>	<b>Valor</b>
Potencia nominal	$P_n$	2.5MW
Tensión nominal	$V_n$	575 V
Numero de par de polos	$P$	2
Resistencia de estator	$R_s$	3.3 m $\Omega$
Inductancia directa	$L_d$	6.8 mH
Inductancia en cuadratura	$L_q$	6.8 mH
Flujo magnético permanente	$\psi_m$	1.49 Wb
Constante de inercia	$J$	10 Nm <sup>2</sup>
Torque Mecánico	T	16 kNm

<b>Dc Link</b>		
Capacitor	$C$	60000 $\mu f$
Tensión Dc-link	$V_{dc}$	4200 Vcc

<b>Red</b>		
Inductancia de filtro	$L_f$	1 mH
Frecuencia	$f_r$	50 Hz
Tensión línea a línea	$V_r$	470 V

Tabla A1.1 Parámetros del sistema.

## A.2 Transformaciones $abc-dq-\alpha\beta$

La transformada de Park o también conocida como transformación  $dq$  fue presentada por [77] en 1929 como una generalización de los métodos establecidos para calcular corrientes, potencia y torque en máquinas síncronas en condiciones de estacionarias y transitorias., esto resulta en un cambio de coordenadas desde un sistema trifásico ( $abc$ ) estacionario a uno bifásico giratorio llamado  $dq$ , con el objetivo de tener valores  $abc$  variables a constantes  $dq$  en régimen permanente, esto se realiza mediante el multiplicación del vector coordenadas  $[x_{abc}]$  trifásicas por la matriz de transformación  $[T]$  como se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [x_{abc}] \cdot [T] \quad (A2-1)$$

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (A2-2)$$

donde  $\theta$  es el ángulo de referencia de los ejes  $dq$ .

$$\theta = \int_0^t \omega_e dt + \theta_0 \quad (A2-3)$$

$\omega_e$  - es la velocidad angular de los ejes  $dq$ .

$\theta_0$  - ángulo inicial entre los ejes  $dq$ .

El diagrama vectorial de la transformación se puede observar en la figura A2.1

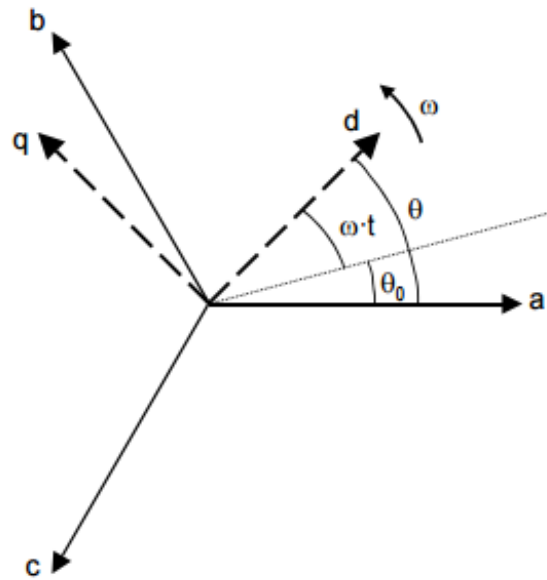


Figura A2.1 Sistema trifásico y dq.

Para lograr obtener el cambio de coordenadas dq a unas  $\alpha\beta$  las cuales son estáticas está determinado por la ecuación siguiente:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A2-4})$$

Cuyo diagrama sería equivalente al de la figura A2.2.

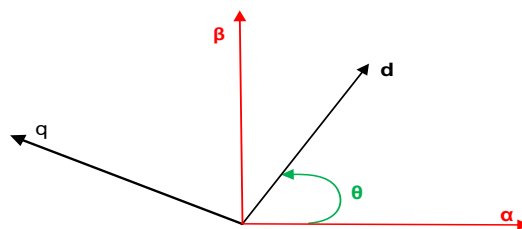


Figura A2.2 Diagrama de sistema dq- $\alpha\beta$ .

## A.3 Resultados complementarios

En esta anexo se muestran el resultado de los controladores utilizados durante los 4 casos visto, para las corrientes en los ejes  $dq$  tanto del GSIP que se dan en el CVG como de los obtenidos del lado del CVR

Para los primeros 3 casos, se obtienen resultados en general muy similares, siendo que las corrientes en el eje  $q$  en el CVG alcanzan el punto de estabilidad en un tiempo menor con el uso de controladores FOPI y para ambos caos el control de las corrientes  $d$  en este mismo logran alcanzar una convergencia muy pronta.

Mientras que las corrientes en el CVR, para el caso del eje  $d$ , con el controlador FOPI presenta una mayor amortiguación ante los cambios y seguimiento de la referencia. Pero las corrientes en el eje  $q$  los controladores de tipo PI llegan a converger con la referencia en un tiempo menor que los FOPI, esto genera que las corrientes trifásicas de cada caso presentadas con el uso de FOPI se note una diferencia en los niveles de voltaje antes de que se presente el cambio en la entrada de torque.

### A.3.1 Torque constante

El control realizado para las corrientes  $dq$  del GSIP, empleadas en el CVG cuando el tan solo se tiene una entrada del tipo escalón que representa el troque constante se muestra en la figura A3.1, destacando que el control FOPI de la corrientes  $I_q$  se mantiene con un mejor seguimiento a la  $I_q$  de referencia generada por la salida del control de velocidad.

Por su parte el control de las corrientes de en los ejes  $dq$  obtenidas en el CVR se muestran en la figura A3.2, destacando que el control para el control de la corriente  $I_d$  figura A3.2 a) con FOPI, logra una convergencia en un menor tiempo a comparación de uso del control PI, sin embargo para el caso de las corrientes en el eje  $q$  en la figura A3.2 b), se observa como el controlador FOPI le lleva más tiempo converger a la referencia cero, lo que provoca que al inicio de la corrientes trifásicas de lado de la red muestre de una mayor magnitud, por la inyección de corriente reactiva que esta genera.

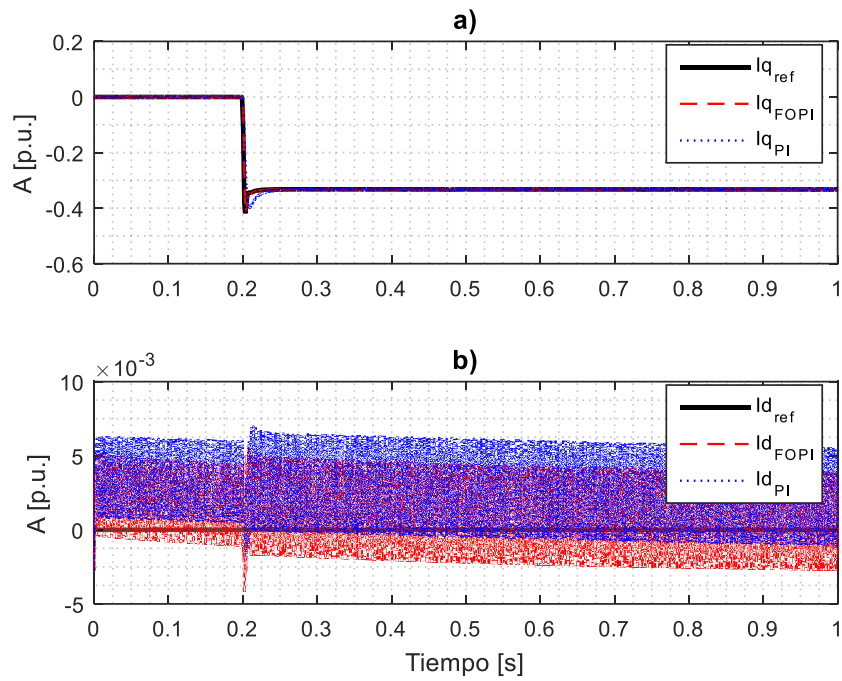


Figura A3.1 Corrientes en ejes dq CVG a T cte. a)  $I_q$ , b)  $I_d$ .

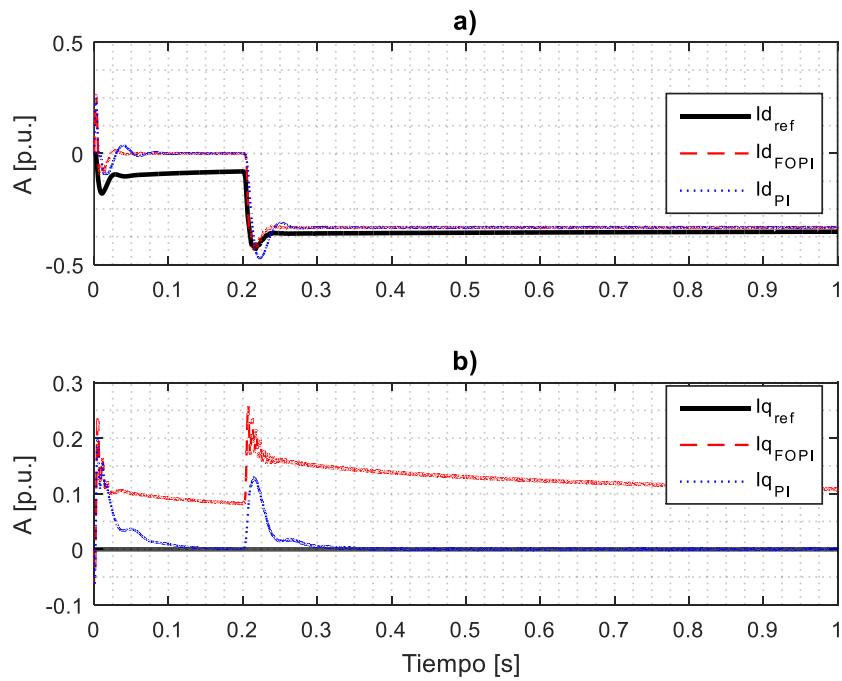


Figura A3.2 Corrientes en ejes dq CVR a T cte. a)  $I_d$ , b)  $I_q$ .

### A.3.2 Cambios de torque $\pm 15\%$

Las corrientes obtenidas en los ejes  $dq$  para el GSIP que se obtienen mediante el CVG y cuando en el sistema ejerce un incremento en el torque del 15%, se muestran en la figura A3.3. Las corrientes obtenidas por el CVR en los ejes  $dq$  se muestran en la figura A3.4.

Para el proceso en el que se ejerce un decremento del torque del 15% en el sistema, la figura A3.5 muestra los resultados de las corrientes  $dq$  obtenidas en el CVG empleadas para el control del GSIP. Las corrientes obtenidas por el CVR en los ejes  $dq$  se muestran en la figura A3.6.

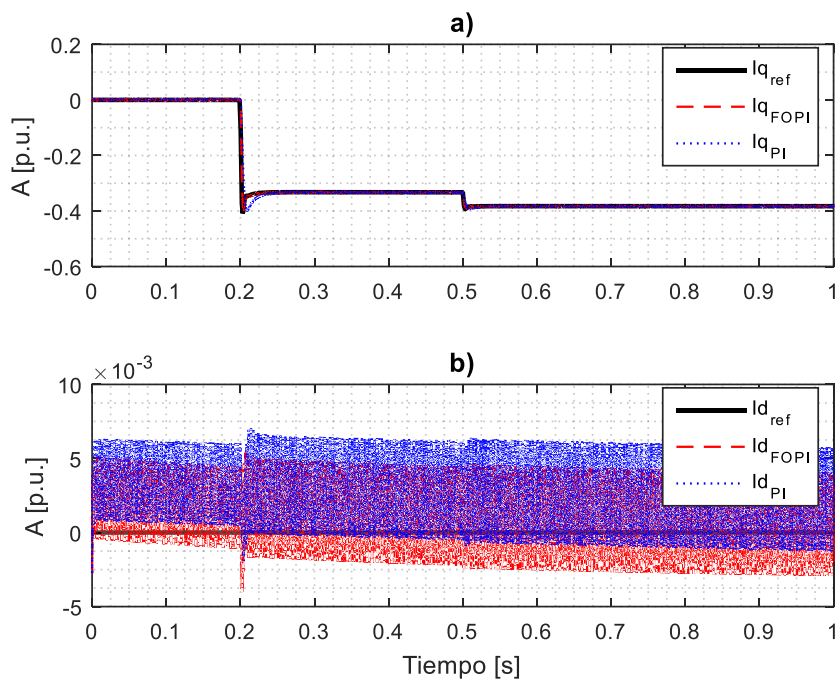


Figura A3.3 Corrientes en ejes  $dq$  CVG a  $T +15\%$  a)  $I_q$ , b)  $I_d$ .

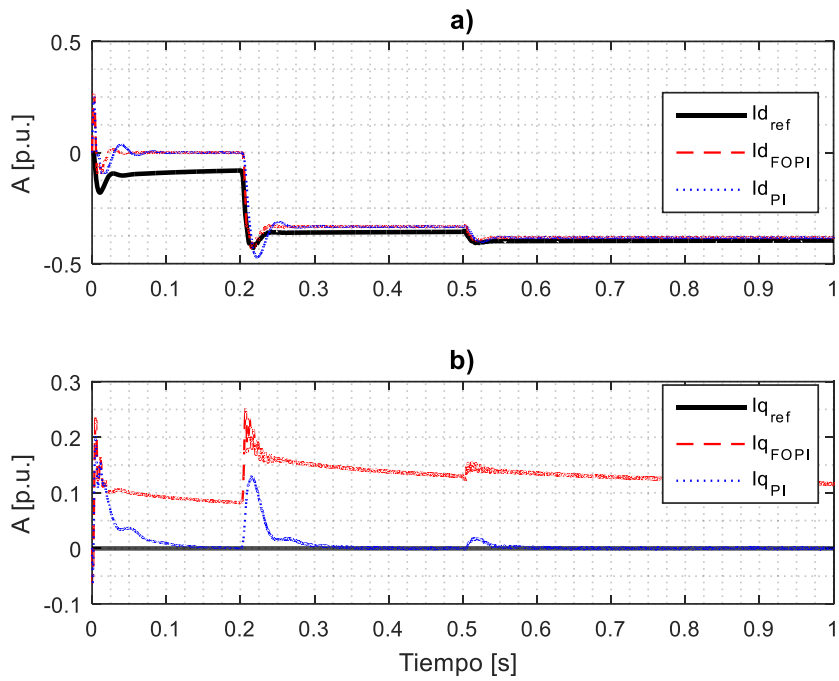


Figura A3.4 Corrientes en ejes dq CVR a  $T +15\%$  a)  $I_d$ , b)  $I_q$ .

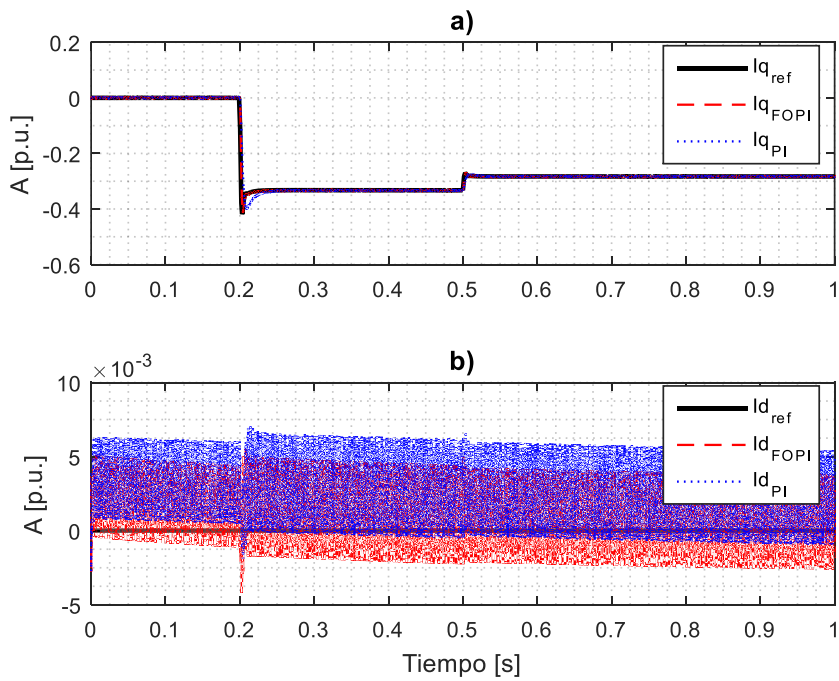


Figura A3.5 Corrientes en ejes dq CVG a  $T -15\%$  a)  $I_q$ , b)  $I_d$ .



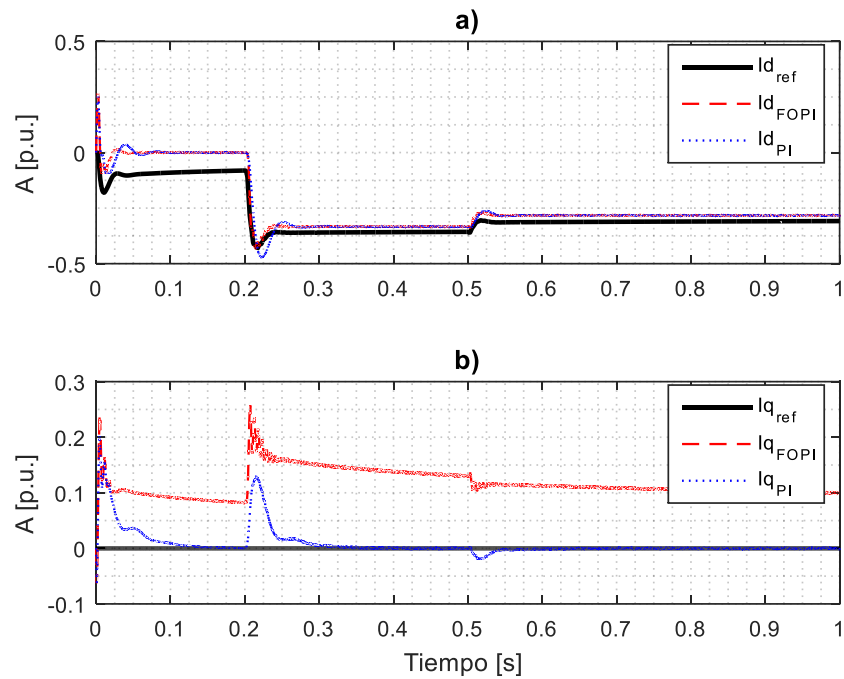


Figura A3.6 Corrientes en ejes dq CVR a  $T = -15\%$  a)  $I_d$ , b)  $I_q$ .

### A.3.3 Torque variable

Las corrientes obtenidas en los ejes  $dq$  para el GSIP que se obtienen mediante el CVG y cuando en el sistema ejerce un torque variante, se muestran en la figura A3.7. Las corrientes obtenidas por el CVR en los ejes  $dq$  se muestran en la figura A3.8.

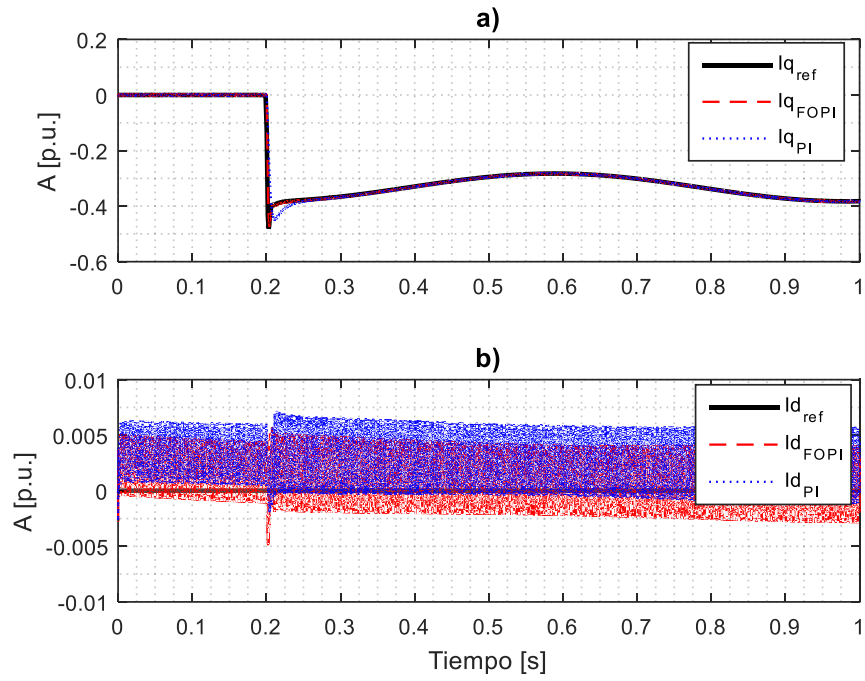


Figura A3.7 Corrientes en ejes dq CVG a T sin a)  $I_q$ , b)  $I_d$ .

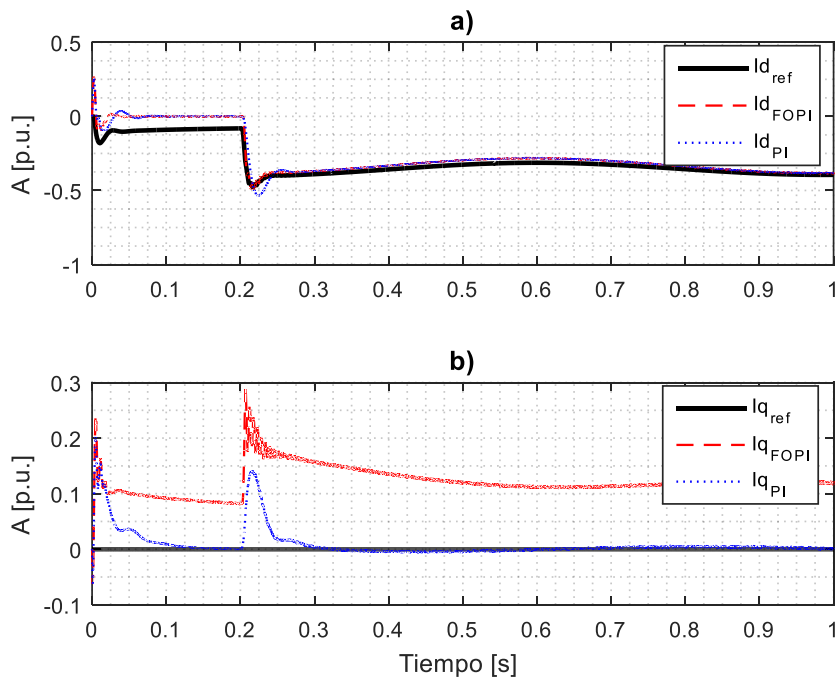


Figura A3.8 Corrientes en ejes dq CVR a T sin a)  $I_d$ , b)  $I_q$ .

### A.3.4 Combinación de controladores

Para este caso número 4, además de los resultados de las corrientes dq en CVG y CVR se presentan los gráficos de las corrientes trifásicas en el GSIP para los cuatro controladores y los resultados obtenidos de los balances entre torque eléctrico y mecánico.

La comparación de las corrientes trifásicas en el GSIP obtenidas con los controladores FOPI, PI, PI-FOPI y FOPI-PI se muestra en la figura A3.9, con una gran similitud entre ellas manteniendo los niveles de corrientes en un valor máximo de 0.34 p.u. y con una frecuencia de 50 Hz.

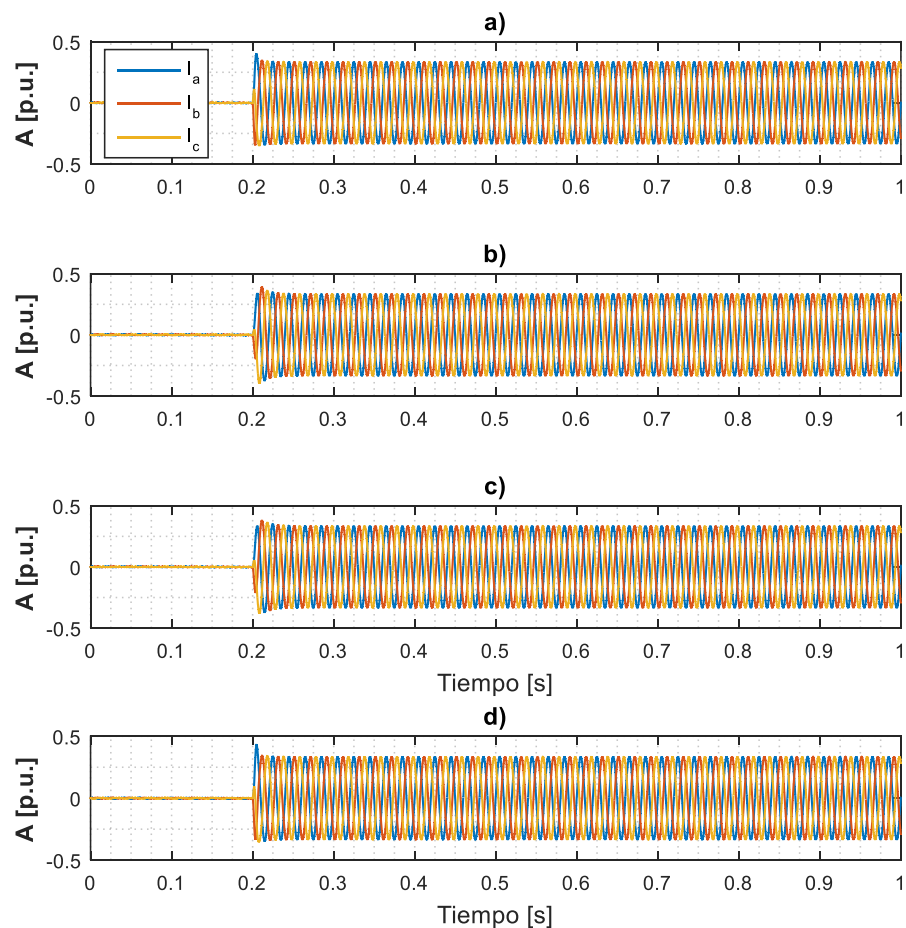


Figura A3.9 Corrientes trifásicas GSIP a) FOPI, b) PI, c) PI-FOPI y d) FOPI-PI.

Por otra parte en la figura A3.10 se muestran los gráficos obtenidos de los balances entre el torque mecánico dado y el eléctrico inducido donde se puede observar que los controladores FOPI empleados en el control de velocidad producen que el balance entre torque se logra ligeramente más rápido que en aquellos que no son utilizados.

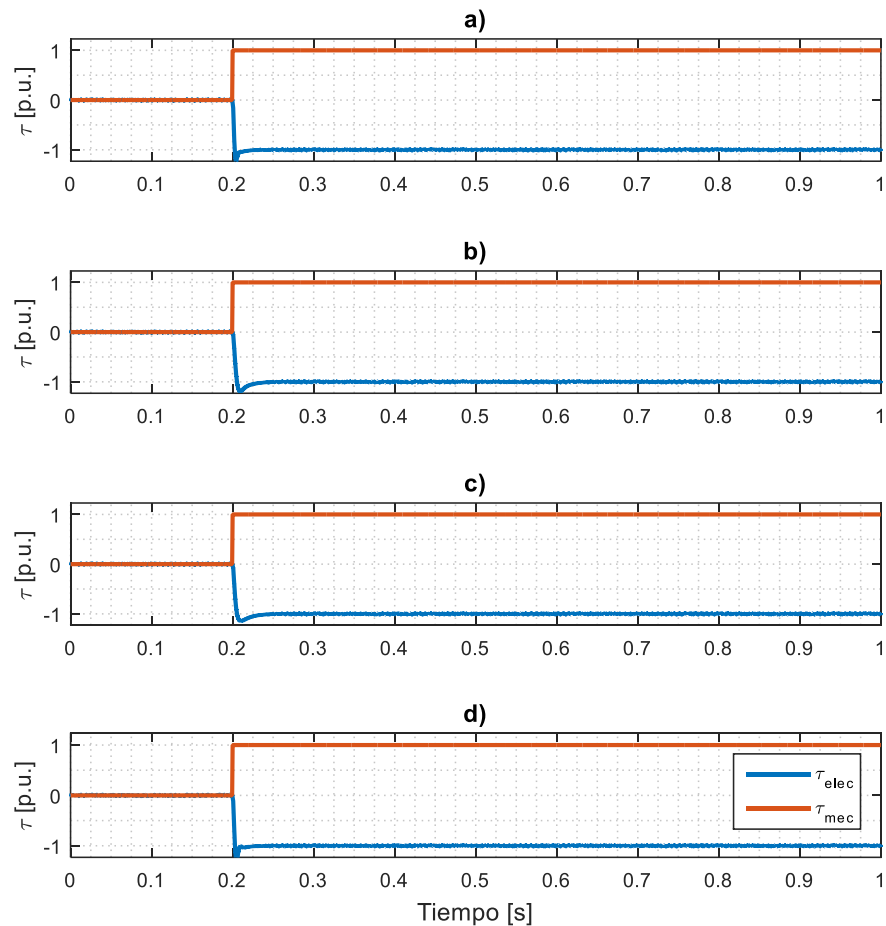


Figura A3.10 Torques eléctricos y mecánicos a) FOPI, b) PI, c) PI-FOPI y d) FOPI-PI.

Las corrientes  $dq$  obtenidas en el CVG con los controladores PI-FOPI y FOPI-PI se muestran en la figura A3.11 donde la corriente eje  $q$  (figura A3.11 a) con la combinación PI-FOPI presenta un mayor amortiguamiento a diferencia del FOPI-PI pero este último logra llegar a un punto estable en un tiempo menor, mientras que la corriente en eje  $d$  (figura A3.11 b) al igual que lo demás casos logra alcanzar la referencia a cero muy rápidamente.

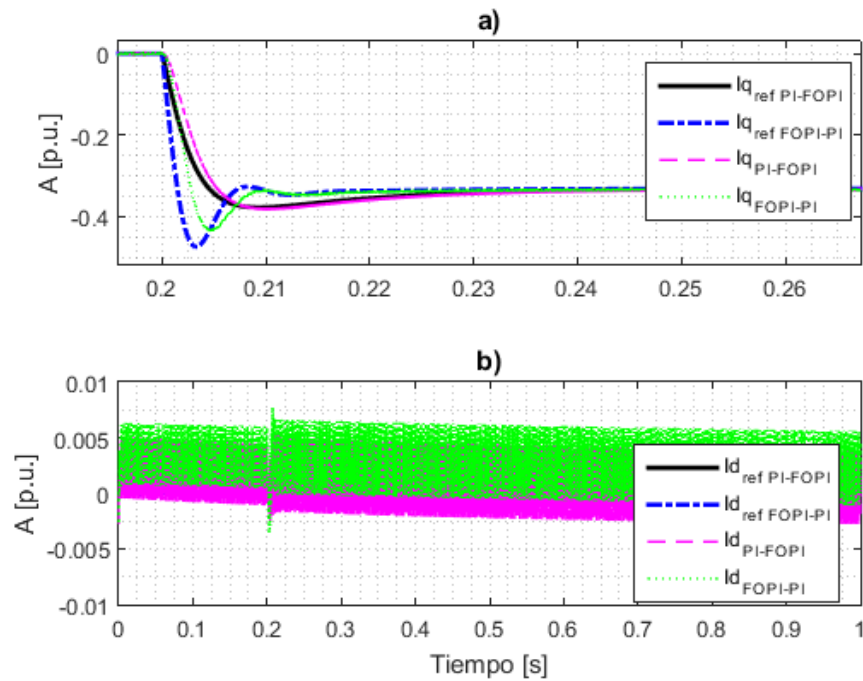


Figura A3.11 Corrientes en ejes dq CVG a)  $I_q$ , b)  $I_d$ .

Las corrientes  $dq$  generadas en CVR se muestran en la figura A3.12, destacando que las corrientes en el eje d (figura A3.12 a) generadas por FOPi-PI contienen un mayor amortiguamiento y pero un tiempo mayor en alcanzar el punto de estabilidad, mientras que en las corrientes del eje q (figura A3.12 b) se nota que la que logra una rápida convergencia a cero es la combinación FOPi-PI, destacando así la influencia de la mejora que se genera con el control de las corrientes mediante controladores de tipo entero.

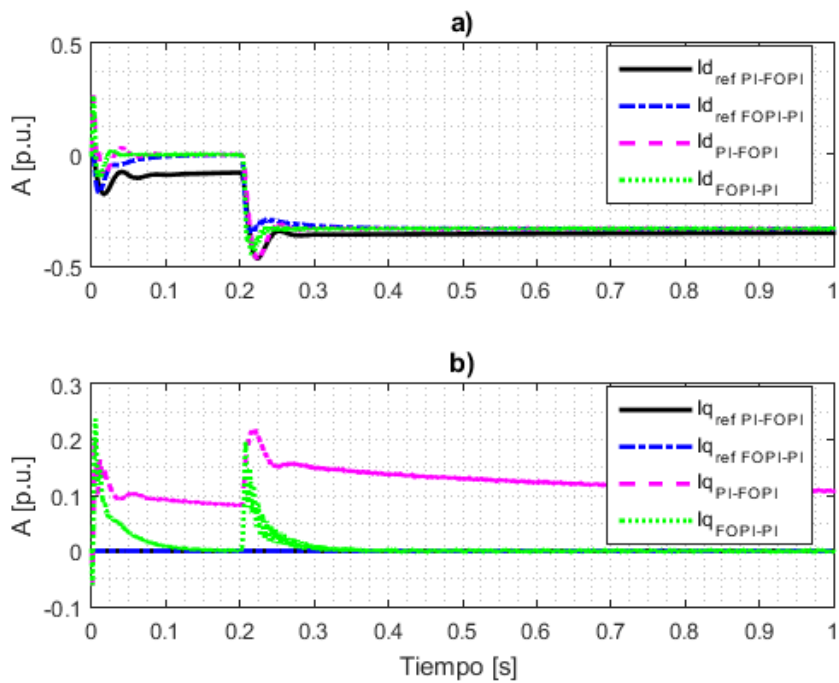


Figura A3.12 Corrientes en ejes dq CVR a)  $I_d$ , b)  $I_q$ .