



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
CENTRO MEXICANO PARA LA PRODUCCIÓN MÁS LIMPIA

**IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL DE UN
SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA USANDO UN
GENERADOR SÍNCRONO DE IMANES
PERMANENTES**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
DOCTOR EN ENERGÍA

PRESENTA:
DANIEL MEMIJE GARDUÑO

ASESORES:
DR. OSCAR CARRANZA CASTILLO
DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS

Enero 2022



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México siendo las 18:30 horas del día 15 del mes de diciembre del 2021 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de CMPL para examinar la tesis titulada:

"Implementación del control de un sistema de generación eólica usando un generador síncrono de imanes permanentes"

Presentada por el alumno:

Memije

Apellido paterno

Garduño

Apellido materno

Daniel

Nombre(s)

Con registro:

B	1	7	0	7	5	6
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

Doctorado en Energía

Después de intercambiar opiniones, los miembros de la Comisión manifestaron **APROBAR LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis


Dr. Oscar Carranza Castillo


Dr. Jaime José Rodríguez Rivas

Presidente


Dr. Ismael Araujo Vargas

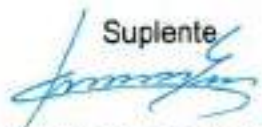
Secretario


Dr. Rubén Ortega González

Tercer vocal


Dr. Julio César Sosa Savedra

Suplente


Dr. Fermín Pascual Espino Cortés

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES


Dra. Martha Cecilia Galaz Larios



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de México el día 10 del mes de **diciembre** del año 2021, el que suscribe: **Daniel Memije Garduño** alumno del Programa del **Doctorado en Energía** con número de registro **B170756**, adscrito al **Centro Mexicano para la Producción más Limpia**, manifiesta que es autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Jaime José Rodríguez Rivas y el Dr. Oscar Carranza Castillo y cede los derechos del trabajo intitulado **“Implementación del control de un sistema de generación eólica usando un generador síncrono de imanes permanentes”** al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección **dmemijeg0900@alumno.ipn.mx**. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

RESUMEN

Los sistemas de conversión de energía eólica (SCEE) opera en presencia de perturbaciones, tales como: los armónicos de fondo, los armónicos de tiempo muerto, las asimetrías del generador, entre otras. Tales perturbaciones inducen corrientes armónicas de baja frecuencia, lo que reduce la calidad y cantidad de energía eléctrica obtenida del viento por un SCEE. Para rechazar dichas perturbaciones, en este documento se propone utilizar control *super-twisting* (ST) como lazo de control de las corrientes alternas del SCEE. Se elige el control ST debido a que éste presenta la capacidad de rechazar simultáneamente múltiples perturbaciones con un solo controlador. Entre todas las perturbaciones que pueden ser rechazadas por el control ST destacan las siguientes: las perturbaciones de frecuencia fundamental variable, las perturbaciones que oscilan a frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental del sistema (perturbaciones armónicas), y las perturbaciones que oscilan a frecuencias que son múltiplos no enteros de la frecuencia fundamental del sistema (perturbaciones inter-armónicas). Adicionalmente, se propone un nuevo método de diseño del control ST, el cual se emplea para demostrar matemáticamente todas las ventajas del uso del control ST en un SCEE. Este diseño consiste en dos etapas, que son: un análisis de estabilidad de Lyapunov y un análisis de funciones descriptivas. El rechazo de perturbaciones del SCEE con control ST se evalúa en simulación mediante MATLAB y experimentalmente usando un SCEE emulado físicamente en el laboratorio. Para resaltar las ventajas de usar control ST en un SCEE, el controlador ST propuesto se compara con control proporcional-integral (PI), ambos evaluados en el mismo SCEE. Al evaluar en simulación el desempeño del SCEE afectado por armónicos de fondo, la distorsión total de la corriente nominal (TRD por sus siglas en inglés) máxima obtenida con control PI es 15.53 %, mientras que la TRD máxima obtenida con control ST es 1.4 %. Al evaluar experimentalmente el desempeño del SCEE afectado por armónicos de fondo, la TRD máxima obtenida con control PI es 8.28 %, mientras que la TRD máxima obtenida con control ST es 0.88 %. Al evaluar en simulación al SCEE cuyo convertidor electrónico es conmutando con 2 microsegundos de tiempo muerto, la TRD máxima obtenida con control PI es igual a 7.59 %, mientras que la TRD máxima obtenida con control ST es menor que 1.50 %. Al evaluar experimentalmente al SCEE cuyo convertidor electrónico es conmutando con 2 microsegundos de tiempo muerto, la TRD máxima obtenida con control PI es igual a 11.8 %, mientras que la TRD máxima obtenida con control ST es menor que 1.04 %. Todos los resultados presentados en este documento demuestran cómo un SCEE equipado con control ST es capaz de cumplir con el estándar IEEE 1547 – 2018, el cual estipula una TRD máxima de 5 % permitida para el SCEE. La baja TRD obtenida en este documento ponen de manifiesto la extraordinaria capacidad del controlador ST propuesto para la tarea de rechazo de perturbaciones y muestra el gran potencial que tiene el controlador ST en la industria eólica.

ABSTRACT

The wind energy conversion systems (WECSs) perform in the presence of disturbances, such as: background harmonics, dead-time harmonics, generator asymmetries, and so on. Such disturbances induce low-frequency harmonic currents, which reduces the quality and quantity of the electrical energy obtained from the wind by a WECS. To reject these disturbances, in this document it is proposed to use super-twisting (ST) control as the control loop of the WECS alternating currents. The ST control is chosen because it has the ability to reject multiple disturbances simultaneously with a single controller. Among all the disturbances that can be rejected by the ST control, the following stand out: disturbances with variable fundamental frequency, disturbances that oscillate at frequencies that are integer multiples of the system fundamental frequency (harmonic disturbances), and disturbances that oscillate at frequencies that are non-integer multiples of the system fundamental frequency (inter-harmonic disturbances). Additionally, a new ST control design method is proposed, which is used to mathematically demonstrate all the advantages of using ST control in an WECS. This design consists of two stages, which are: a Lyapunov stability analysis and a describing function analysis. The WECS disturbance rejection with ST control is evaluated in simulation using MATLAB, and experimentally using a WECS physically emulated in the laboratory. To highlight the advantages of using ST control in a WECS, the proposed ST controller is compared with proportional-integral (PI) control, both evaluated in the same WECS. When evaluating in simulations the performance of the WECS affected by background harmonics, the maximum total rated current distortion (TRD) obtained with PI control is 15.53 %, while the maximum TRD obtained with ST control is 1.4 %. When experimentally evaluating the performance of the WECS affected by background harmonics, the maximum TRD obtained with PI control is 8.28 %, while the maximum TRD obtained with ST control is 0.88 %. When evaluating in simulation the WECS whose electronic converter is switching with dead-time equal to 2 microseconds, the maximum TRD obtained with PI control is equal to 7.59 %, while the maximum TRD obtained with ST control is less than 1.50 %. When experimentally evaluating the WECS whose electronic converter is switching with dead-time equal to 2 microseconds, the maximum TRD obtained with PI control is equal to 11.8 %, while the maximum TRD obtained with ST control is less than 1.04 %. All the results presented in this document demonstrate how a WECS equipped with ST control is able to comply with the Standard IEEE 1547 – 2018, which stipulates a maximum allowed TRD of 5 % for the WECS. The low TRD obtained in this document shows the extraordinary capacity of the proposed ST controller for the disturbance rejection task and shows the great potential that the ST controller has in the wind industry.

DEDICATORIA

*A mis dos inagotables luceros, dueños de la fuerza de mis entrañas, ganadores de mis victorias... **Domingo Memije Reyes y Cruz Garduño García***

Con todo mi amor y todo mi corazón, a la dueña de mi vida...

Claudia Hernández Flores

Y sobre todo, dedico este trabajo a mis incansables y más grandes maestros...

Todos mis hermanos

AGRADECIMIENTOS

Gracias a Dios, por guiar mis pasos y por permitirme alcanzar mis sueños.

Gracias infinitas a mi mamá y a mi papá, por brindarme su apoyo incondicional durante mis horas de desvelo, por sus invaluable consejos, por ser un excelente ejemplo de la vida que quiero vivir y, sobre todo, por cobijarme con su renovable e inagotable amor.

Gracias a mi novia, mi linda Clau, por ser mi motor y mi motivación de cada día, por ser mi mejor amiga, mi alma gemela, mi compañera incondicional en esta loca vida y, más importante aún, por siempre estar ahí para mí.

Gracias especialmente a mis asesores, el Dr. Jaime José Rodríguez Rivas y el Dr. Oscar Carranza Castillo, por brindarme de su inmensa sabiduría, su vasta experiencia y su alegría durante toda mi formación como investigador. Este trabajo no sería posible sin ustedes.

Adicionalmente, quiero agradecer al Dr. Rubén Ortega Gonzales, por tomarse el tiempo de revisar detalladamente este trabajo.

Finalmente, quiero agradecer a los integrantes de la comisión revisora de esta tesis: el Dr. Rubén Ortega Gonzales, el Dr. Ismael Araujo Vargas, el Dr. Julio César Sosa Savedra y el Dr. Fermín Pascual Espino Cortes. Muchas gracias por las excelentes y certeras observaciones hechas durante todas las revisiones de este documento.

ÍNDICE GENERAL

RESUMEN	i
ABSTRACT	iii
DEDICATORIA	v
AGRADECIMIENTOS	vii
ÍNDICE GENERAL.....	ix
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xv
ÍNDICE DE TABLAS	xxiii
LISTA DE ACRÓNIMOS Y SÍMBOLOS.....	xxv

CAPÍTULO 1 DEFINICIÓN DE LA TESIS	1
1.1 Los sistemas de conversión de energía eólica en la actualidad	1
1.2 El problema de las perturbaciones en los sistemas eólicos	2
1.3 Soluciones existentes para el rechazo de perturbaciones	4
1.4 El control deslizante para el rechazo de perturbaciones.....	5
1.4.1 La propiedad de insensibilidad ante las perturbaciones	5
1.4.2 Los ciclos limite	7
1.5 Antecedentes de la tesis	7
1.5.1 Históricos	7
1.5.2 Artículos relevantes relacionados con el trabajo	9
1.5.3 Trabajos de tesis relevantes relacionados con el trabajo	10
1.6 Hipótesis.....	11
1.7 Objetivos de la tesis.....	11
1.7.1 General	11
1.7.2 Particulares	12
1.8 Alcance y limitaciones	12
1.9 Contenido de la tesis.....	13

CAPÍTULO 2 ANÁLISIS DE PERTURBACIONES DEL SISTEMA DE CONVERSIÓN DE ENERGÍA EÓLICA.....	15
2.1 Introducción	15
2.2 Modelo simplificado del SCEE	16

2.3	Lazos de control PI del SCEE simplificado.....	17
2.3.1	Controlador PI de corriente.....	18
2.3.2	Controlador PI de tensión del bus de CD.....	18
2.3.3	Controlador PI de velocidad del generador.....	19
2.4	Limitaciones del control PI en un SCEE bajo perturbaciones.....	20
2.4.1	Limitaciones del control PI de corriente	20
2.4.2	Limitaciones del control PI de velocidad del generador	21
2.5	Caracterización de las perturbaciones del SCEE	22
2.5.1	Las perturbaciones del generador	22
2.5.2	Las perturbaciones de la conexión a la red	23
2.5.3	Propagación de las perturbaciones del generador a la red eléctrica.....	24
2.6	Análisis general del rechazo de las perturbaciones del SCEE.....	26
2.6.1	Cancelación de las perturbaciones de corriente del generador	26
2.6.2	Cancelación de las perturbaciones de la FEM interna del generador	27
2.6.3	Rechazo de las perturbaciones de corriente de la red.....	27
2.6.4	Atenuación de los armónicos de carga del bus de CD	28
2.6.5	Atenuación de los armónicos de par del generador.....	29
2.7	Introducción al control super-twisting	29
2.7.1	Modelo matemático	30
2.7.2	Energía en un sistema de segundo orden	31
2.7.3	Determinación de la estabilidad.....	33
2.7.4	Ejemplo del rechazo de perturbaciones.....	35
CAPÍTULO 3 EL CONTROLADOR SUPER-TWISTING VECTORIAL		39
3.1	Introducción	39
3.2	Modelo matemático del SCEE en marco de referencia síncrono	40
3.2.1	Modelo matemático del generador eólico	40
3.2.2	Modelo matemático del inversor conectado a la red	41
3.2.3	Modelo matemático del circuito RL ideal.....	41
3.2.4	Modelo matemático del circuito RL con perturbaciones.....	42
3.3	El sistema de control vectorial del SCEE	43
3.3.1	Los lazos de control PI	43
3.3.2	Control óptimo del par.....	44

3.4	Controlador super-twisting vectorial	45
3.4.1	Demostración de estabilidad	46
3.4.2	Diseño de la ganancia k_1	48
3.4.3	Diseño de la ganancia k_2	50
CAPÍTULO 4 PRUEBAS OBTENIDAS POR SIMULACIÓN DEL RECHAZO DE PERTURBACIONES DEL SCEE		55
4.1	Consideraciones iniciales	55
4.2	Rechazo de los armónicos de fondo de la red	57
4.2.1	Configuración de simulación	57
4.2.2	Desempeño del control PI en presencia de armónicos de fondo	57
4.2.3	Rechazo de armónicos de fondo con control ST	59
4.2.4	Barrido de los armónicos de fondo de la red	60
4.3	Rechazo de los armónicos de tiempos muertos en la red	60
4.3.1	Configuración de la simulación	60
4.3.2	Rechazo de tiempos muertos de frecuencia constante	61
4.3.3	Barrido de los tiempos muertos	62
4.3.4	Respuesta a una entrada tipo escalón en presencia de perturbaciones	63
4.4	Rechazo de los armónicos de tiempos muertos en el generador	63
4.4.1	Configuración de la simulación	63
4.4.2	Rechazo de tiempos muertos a diferentes frecuencias de operación	64
4.4.3	Rechazo de tiempos muertos durante un cambio de velocidad	66
CAPÍTULO 5 PRUEBAS EXPERIMENTALES DEL RECHAZO DE PERTURBACIONES DEL SCEE		67
5.1	Equipo experimental empleado	67
5.2	Pruebas experimentales del rechazo de los armónicos de fondo	68
5.2.1	Configuración experimental	68
5.2.2	Rechazo de los armónicos de fondo con control ST	70
5.2.3	Respuesta a una entrada tipo escalón en presencia de perturbaciones	72
5.3	Rechazo experimental de los tiempos muertos de la red	73
5.3.1	Configuración experimental	73
5.3.2	Rechazo de los tiempos muertos en la red	75

5.3.3	Barrido de los tiempos muertos	76
5.4	Rechazo de tiempos muertos del generador.....	77
5.4.1	Configuración experimental	77
5.4.2	Rechazo de los tiempos muertos a diferentes velocidades de operación.....	78
5.4.3	Rechazo de los tiempos muertos durante un cambio de velocidad.....	80
CAPÍTULO 6 CONCLUSIONES.....		81
6.1	Conclusiones generales	81
6.2	Productos obtenidos	82
6.2.1	Artículos aceptados en revistas JCR	82
6.2.2	Artículos publicados en revistas que no son JCR.....	83
6.2.3	Artículos publicados en congresos como autor principal.....	83
6.2.4	Artículos publicados en congresos como coautor	84
6.3	Líneas futuras de investigación	85
APÉNDICE A LOS TIEMPOS MUERTOS.....		87
A.1	Principio básico de los tiempos muertos.....	87
A.2	Los tiempos muertos experimentales.....	88
A.3	Modelo matemático de los tiempos muertos.....	89
A.4	Ganancia k_1 para rechazar a los tiempos muertos	90
APÉNDICE B LOS ARMÓNICOS DE FONDO.....		91
B.1	Los armónicos de fondo en la red eléctrica.....	91
B.2	Definición de la THD	91
B.3	Definición de la TRD	92
B.4	Los armónicos de la FEM del generador	92
B.5	Modelo matemático de los armónicos de fondo y de la FEM.....	93
B.6	Ganancia k_1 para rechazar a los armónicos de fondo.....	94
B.7	Ganancia k_1 para rechazar a los armónicos de la FEM	94
APÉNDICE C EJEMPLOS DE DISEÑO DEL CONTROLADOR ST.....		95
C.1	Consideraciones iniciales	95
C.2	Controlador ST para rechazar los tiempos muertos en la red.....	96

C.3	Controlador ST para rechazar los tiempos muertos en el GSIP	97
C.4	Controlador ST para rechazar los armónicos de fondo	98
C.5	Controlador ST para rechazar los armónicos de la FEM	99
APÉNDICE D BLOQUES DE SIMULINK EMPLEADOS.....		101
D.1	La librería “Electrical Specialized Power Systems”	101
APÉNDICE E LAZOS DE CONTROL DEL SCEE		103
E.1	La librería Legacy Code Toolbox.....	103
E.2	Definición de los ficheros de cabecera empleados.....	104
E.3	PLL síncrono.....	110
E.4	Controlador super-twisting	113
E.5	Controlador de tensión del bus de CD	118
E.6	Controlador de velocidad del GSIP	122
APÉNDICE F PARÁMETROS DEL SISTEMA.....		127
F.1	Parámetros del sistema de control del generador	127
F.2	Parámetros del sistema de control de la red	127
F.3	Estructura del filtro y referencias de control.....	128
APÉNDICE G DESCRIPCIÓN DEL EQUIPO EMPLEADO.....		131
G.1	Máquina síncrona de imanes permanentes.....	131
G.2	Convertidor electrónico de potencia POWEREX	132
G.3	Reactores para la conexión a la red	133
G.4	El Unidrive	134
G.5	El microcontrolador.....	136
APÉNDICE H METODOLOGÍA EN V PARA EL DESARROLLO DEL HARDWARE		137
REFERENCIAS		139

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1 – Componentes básicos de un sistema de conversión de energía eólica. (a) Turbina eólica. (b) Caja de engranes, opcional. (c) Generador eólico. (d) Sistema de control. (e) Red eléctrica.....	1
Fig. 1.2 – Perturbaciones que afectan a un SCEE. (a) Perturbaciones de par de carga. (b) Perturbaciones del flujo magnético y de la FEM del GSIP. (c) Perturbaciones del convertidor BTB. (d) Perturbaciones de la red.....	2
Fig. 1.3 – Diagrama de control del inversor conectado a la red. (a) Inversor trifásico. (b) Controlador PI de la corriente síncrona del eje-d del inversor. (c) Admitancia del sistema de control.....	3
Fig. 1.4 – Gráficas de Bode de la admitancia del sistema de control de corrientes del eje-d.	3
Fig. 1.5 – Comparación de la respuesta en la frecuencia del control PI y el control PI-R [29].	4
Fig. 1.6 – Comparación de la respuesta en la frecuencia del control PI-RP ideal y el control PI-RP real [30].	5
Fig. 1.7 – Sistema de control deslizantes afectado por el vector de perturbaciones general δ	6
Fig. 1.8 – Sistema de control deslizantes con perturbaciones empatadas y no empatadas.	6
Fig. 1.9 – Número total de publicaciones por año sobre armónicos.	8
Fig. 1.10 – Número total de publicaciones por año sobre turbinas eólicas.	8
Fig. 1.11 – Número total de publicaciones por año sobre armónicos en las turbinas eólicas.....	9
Fig. 1.12 – Diagrama de conexión del equipo físico empleado en el laboratorio.	13
Fig. 2.1 – Componentes del SCEE. (a) Turbina eólica. (b) Generador síncrono de imanes permanentes.	15
Fig. 2.2 – Circuito de CD simplificado del SCEE. (a) Rotor del GSIP. (b) Estator del GSIP. (c) Convertidor del lado del generador. (d) Bus de CD. (e) Convertidor del lado de la red. (f) Red eléctrica.	16
Fig. 2.3 – Lazos de control del SCEE (a) Sistema de control de velocidad del GSIP, (b) Sistema de control de tensión del bus de CD.....	17
Fig. 2.4 – Lazo de control PI de la corriente de un circuito RL.	18
Fig. 2.5 – Sistema de control PI en cascada de la tensión del bus de CD.	19
Fig. 2.6 – Sistema de control PI en cascada de la velocidad de giro del GSIP.	19
Fig. 2.7 – Control PI de corrientes. (a) Sistema de control PI perturbado, (b) Admitancia en lazo cerrado.	20

Fig. 2.8 – Respuesta de la corriente del circuito RL con perturbaciones armónicas, (a) Respuesta al escalón unitario con y sin perturbación armónica, (b) Análisis en la frecuencia de la admitancia del sistema.	20
Fig. 2.9 – Sistema de control PI en cascada de la velocidad de giro del GSIP con perturbaciones de par.	21
Fig. 2.10 – Respuesta de la velocidad del GSIP con perturbaciones armónicas de par, (a) Respuesta al escalón unitario con y sin perturbaciones, (b) Respuesta en la frecuencia de Ω con respecto de T_c	21
Fig. 2.11 – Respuesta del par desarrollado del GSIP con perturbaciones armónicas, (a) Respuesta al escalón unitario con y sin perturbaciones, (b) Respuesta en la frecuencia de T_m con respecto de T_c	22
Fig. 2.12 – Perturbaciones que afectan al accionamiento del GSIP. (a) Par de carga armónico, (b) Distorsión de la FEM interna, (c) No linealidades del convertidor.....	22
Fig. 2.13 – Diagrama de bloques del GSIP con perturbaciones.....	23
Fig. 2.14 – Perturbaciones que afectan al sistema de inyección de energía a la red. (a) Corriente de carga armónica, (b) Perturbaciones y no linealidades del convertidor, (b) Armónicos en las tensiones de la red,.....	23
Fig. 2.15 – Diagrama de bloques del sistema de conexión a la red con perturbaciones.....	24
Fig. 2.16 – Transmisión de perturbaciones a través del bus de CD. (a) Convertidor del lado del generador, (b) Bus de CD, (c) Convertidor del lado de la red.	25
Fig. 2.17 – Transmisión de perturbaciones a través del bus de CD. (a) Convertidor del lado del generador. (b) Bus de CD. (c) Convertidor del lado de la red.	25
Fig. 2.18 – Lazo general de control de corrientes del GSIP afectado por perturbaciones.	26
Fig. 2.19 – Lazo de CMD para cancelar las perturbaciones de corrientes del GSIP.....	27
Fig. 2.20 – Sistema de control de par del GSIP con cancelación de todas las perturbaciones. (a) Lazo de control de flujo magnético del GSIP, (b) Lazo de CMD de las corrientes del estator.	27
Fig. 2.21 – Lazo general de control de corrientes inyectadas a la red con todas las perturbaciones.	28
Fig. 2.22 – Lazo de CMD para inyectar corrientes de alta calidad a la red eléctrica.	28
Fig. 2.23 – Sistema de control PI de tensión del bus de CD en cascada con un lazo interno de CMD.	28
Fig. 2.24 – Sistema de control PI de velocidad del GSIP en cascada con un lazo interno de CMD..	29
Fig. 2.25 – Diagrama del controlador de modos deslizantes super-twisting empleado en esta sección.	30
Fig. 2.26 – Ejemplo gráfico de una función de Lyapunov que cumple con los criterios de estabilidad.	32

Fig. 2.27 – Controlador de modos deslizantes super-twisting convencional para el control de corrientes.....	36
Fig. 2.28 – Reconstrucción de las perturbaciones mediante un controlador ST. (a) Respuesta a un escalón unitario con perturbaciones periódicas, (b) Reconstrucción de la perturbación.	37
Fig. 3.1 – Modelo síncrono general de los circuitos del SCEE presentado en forma vectorial. (a) Rotor del GSIP. (b) Estator del GSIP. (c) Bus de CD. (d) Inversor conectado a la red con filtro L.	40
Fig. 3.2 – Circuito RL trifásico ideal, presentado en marco de referencia síncrono. (a) circuito en formato vectorial, (b) modelo en espacio de estados.	41
Fig. 3.3 – Circuito RL trifásico con perturbaciones, presentado en marco de referencia síncrono. (a) Circuito en formato vectorial, (b) modelo en espacio de estados.	42
Fig. 3.4 – Sistema de control vectorial propuesto para el SCEE.....	43
Fig. 3.5 – Lazos de control PI empleados en el SCEE. (a) Lazo de control PI para las corrientes síncronas. (b) Lazo de control PI para la tensión del bus de CD. (c) Lazo de control PI para la velocidad del generador. (d) Lazo de control PI general, empleado en el diseño.	44
Fig. 3.6 – Sistema de control super-twisting propuesto para el rechazo de las perturbaciones del SCEE.	45
Fig. 3.7 – Aproximación lineal del sistema de control super-twisting obtenida usando funciones descriptivas.	51
Fig. 3.8 – Estudio comparativo entre (3.48) - (3.51) y el sistema de control del circuito RL simulado con transistores, donde $k_1 = 800$, $k_p = k_i = 0$. (a) gráfica de I en función de f_s con $k_2 = 0.0275$, (b) gráfica de ω en función de k_2 con $f_s = 30$ kHz.	52
Fig. 3.9 – Ilustración de una acción de control ST con frecuencia máxima posible.	53
Fig. 4.1 – Modelo de simulación del SCEE en MATLAB/Simulink. (a) Circuito de potencia. (b) Lazo de control de tensión del bus de CD. (c) Lazo de control de velocidad. (d) Adquisición de señales síncronas.	56
Fig. 4.2 – Diagrama de simulación del sistema de control de tensión del bus de CD. (a) Sistema de inyección de energía a la red. (b) Sistema de control con módulo PWM.	57
Fig. 4.3 – Corrientes inyectadas a una red afectado por armónicos de fondo usando control PI. (a) Tensiones de la red. (b) Corrientes inyectadas a la red.....	58
Fig. 4.4 – Espectro armónico de las corrientes inyectadas a la red con control PI. (a) Cuando las tensiones de la red están libres de armónicos, (b) Cuando las tensiones de la red están contaminadas con armónicos.	58
Fig. 4.5 – Comparación de las corrientes inyectadas a la red con control PI y con control ST. (a) Tensiones de la red contaminados con 5 % de THD de la 5ª componente armónica. (b) Corrientes inyectadas a la red.	59
Fig. 4.6 – Comparación del espectro armónico de las corrientes inyectadas a la red en presencia de armónicos de fondo. (a) Obtenido con control PI. (b) Obtenido con control ST.	59

Fig. 4.7 – TRD obtenida con control PI durante el barrido de las componentes armónicas de tensión de red.	60
Fig. 4.8 – TRD obtenida con control ST durante el barrido de las componentes armónicas de tensión de red.	60
Fig. 4.9 – Diagrama de simulación del sistema de control de tensión del bus de CD. (a) Sistema de inyección de energía a la red. (b) Sistema de control con módulo PWM y tiempos muertos.	61
Fig. 4.10 – Comparación de las corrientes inyectadas a la red con control PI y con control ST bajo el efecto de 2 μ s de tiempo muerto. (a) Tensiones de la red libres de armónicos. (b) Corrientes inyectadas a la red.	61
Fig. 4.11 – Espectro de armónico de la inyección de corrientes a la red cuando el inversor está sometido a 2 μ s de tiempo muerto. (b) Resultados del uso de control PI, (c) Resultados del uso de control ST.	62
Fig. 4.12 – TRD resultante del barrido de tiempo muerto cuando el inversor inyecta 2 kVAR en la red, conmutando a 30 kHz.	62
Fig. 4.13 – Respuesta de simulación del sistema de control ST ante una referencia tipo escalón de 15 amperes bajo la influencia de 2 μ s de tiempo muerto.	63
Fig. 4.14 – Diagrama de simulación del sistema de control de velocidad del generador. (a) Generador con su accionamiento. (b) Sistema de control con módulo PWM y tiempos muertos.	64
Fig. 4.15 – Comparación de simulación de las corrientes del estator obtenidas a 240 rpm. (a) Corrientes obtenidas con control PI. (b) Corrientes obtenidas con control ST. (c) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con control PI. (d) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con el control ST.	65
Fig. 4.16 – Comparación de simulación de las corrientes del estator obtenidas a 800 rpm. (a) Corrientes obtenidas con control PI. (b) Corrientes obtenidas con control ST. (c) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con control PI. (d) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con el control ST.	65
Fig. 4.17 – Forma de onda de las corrientes del GSIP durante una desaceleración bajo la influencia de 2 μ s. (a) Obtenida con control PI. (b) Obtenida con control ST.	66
Fig. 5.1 – Fotografía del SCEE emulado experimental que es empleado en esta tesis.	67
Fig. 5.2 – Diagrama de conexión del equipo que conforma al SCEE emulado, empleado en esta tesis.	68
Fig. 5.3 – Diagrama de control vectorial super-twisting para el rechazo de los armónicos de fondo de la red.	69
Fig. 5.4 – Equipo empleado para el rechazo de los armónicos de fondo de la red.	69
Fig. 5.5 – Diagrama de flujo para la demostración experimental del rechazo de los armónicos de fondo.	70
Fig. 5.6 – Comparación del rechazo del efecto de los armónicos de fondo en las corrientes inyectadas a la red por el SCEE usando control PI y control ST. (a) Tensiones de la red. (b) Corrientes inyectadas a la red.	71

Fig. 5.7 – Espectro armónico de las tensiones y corrientes de la red eléctrica. (a) Tensiones de la red. (b) Corrientes inyectadas a la red con control PI. (c) Corrientes inyectadas a la red con control ST.	71
Fig. 5.8 – Respuesta experimental del sistema de control de corrientes ante una entrada tipo escalón de 15 amperes bajo los efectos de los armónicos de fondo. (a) Usando control PI, (b) Usando control ST.....	72
Fig. 5.9 – Respuesta de simulación del sistema de control ST ante una referencia tipo escalón de 15 amperes bajo la influencia de $2 \mu s$ de tiempo muerto (Fig. 4.13 del capítulo 4).	73
Fig. 5.10 – Diagrama de control vectorial de las corrientes del GSIP, en el cual se emplea el emulador de turbina eólica para mantener la velocidad del GSIP en 900 rpm constantes.	73
Fig. 5.11 – Tensiones del GSIP en vacío. (a) Gráfica en el tiempo. (b) Espectro armónico.	74
Fig. 5.12 – Diagrama de flujo del estudio de tiempos muertos en la red.	74
Fig. 5.13 – Corrientes inyectadas al GSIP con control PI y control ST bajo $2 \mu s$ de tiempo muerto.	75
Fig. 5.14 – Espectro de armónico de las corrientes inyectadas al GSIP cuando el convertidor está sometido a $2 \mu s$ de tiempo muerto. (b) Resultados del uso de control PI. (c) Resultados del uso de control ST.....	76
Fig. 5.15 – Comparación de las corrientes inyectadas a la red con control PI y con control ST bajo el efecto de $2 \mu s$ de tiempo muerto (Resultados de simulación de la Fig. 4.45 del capítulo 4).	76
Fig. 5.16 – TRD resultante del barrido de tiempo muerto cuando se inyecta 1.15 kW al GSIP. (a) Resultados experimentales, (b) Resultados de simulación.....	77
Fig. 5.17 – Diagrama de control vectorial de velocidad del GSIP en el que el emulador de turbina eólica para establecer un par de carga al GSIP.	77
Fig. 5.18 – Diagrama de flujo del estudio de tiempos muertos en la red.	78
Fig. 5.19 – Comparación experimental de las corrientes del estator obtenidas a 240 rpm. (a) Resultados del control PI. (b) Resultados del control ST. (c) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con control PI. (d) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con el control ST.	79
Fig. 5.20 – Comparación experimental de las corrientes del estator obtenidas a 800 rpm. (a) Resultados del control PI. (b) Resultados del control ST. (c) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con control PI. (d) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con el control ST.	79
Fig. 5.21 – Comparación experimental de las corrientes abc del GSIP bajo $2 \mu s$ de tiempo muerto durante una desaceleración (a) Con control PI, (b) Con control ST.	80
Fig. 5.22 – Comparación en simulación de las corrientes abc del GSIP bajo $2 \mu s$ de tiempo muerto durante una desaceleración (a) Con control PI, (b) Con control ST (Fig. 4.17 del capítulo 4).	80
Fig. A.1 – Conmutación ideal de una pierna del convertidor. (a) Pierna del convertidor. (b) Índice de modulación y portadora. (c) Tensión PWM de salida del convertidor con tiempos muertos.....	87

Fig. A.2 – Señales de conmutación PWM de un convertidor electrónico con tiempos muertos. (a) Señales PWM ideal. (b) Señales PWM con tiempos muertos. (c) Comparación de las tensiones de salida del convertidor con y sin tiempos muertos. (d) Polaridad de la corriente del convertidor. ...88

Fig. A.3 – Tiempos muertos experimentales. (a) Figura de una pierna del convertidor trifásico. (b) Captura de pantalla del osciloscopio donde se muestra el efecto de los tiempos muertos.88

Fig. C.1 – Sistema de control super-twisting propuesto para el rechazo de las perturbaciones del SCEE.....95

Fig. E.1 – Pasos para la compilación de código en C en MATLAB para obtener una función S equivalente.103

Fig. E.2 – Plantilla del código de MATLAB para generar una función S a partir de código en C..103

Fig. E.3 – Captura de pantalla de la ruta de instalación del compilador C para MATLAB.104

Fig. E.4 – Código en C del fichero de cabecera “add_lib.h”.105

Fig. E.5 – Código C de la librería que incluye al objeto CONVERTIDOR y a los macros de las transformadas de Clark y de Park.....105

Fig. E.6 – Código C de la librería que incluye al objeto CONVERTIDOR y a los macros de las transformadas de Clark y de Park (Continuación).....106

Fig. E.7 – Entradas y salidas de las funciones macro de la transformada de Clark y de Park.....107

Fig. E.8 – Entradas y salidas del macro PLL.....107

Fig. E.9 – Código C de la librería del objeto PLL y el macro de la función del PLL.108

Fig. E.10 – Código C de la librería del objeto PLL y el macro de la función del PLL (Continuación).109

Fig. E.11 – Librería “Integrador.h”, empleada en el controlador PI.109

Fig. E.12 – Entradas y salidas del macro del integrador.109

Fig. E.13 – Subsistema de Simulink que representa a un PLL síncrono.....110

Fig. E.14 – Código en lenguaje de programación C para ejecutar un PLL.110

Fig. E.15 – Captura de pantalla de MATLAB de la compilación del código del PLL.....111

Fig. E.16 – Diagrama de la simulación para la verificación del código del PLL.111

Fig. E.17 – Configuración de la fuente trifásica controlada para la verificación del código del PLL.112

Fig. E.18 – Comparación en simulación del PLL. (a) Respuesta del PLL programado en C y el PLL programado con bloques de Simulink, (b) Acercamiento para apreciar la discretización del PLL en código C.....113

Fig. E.19 – Diagrama de simulación del controlador super-twisting.....113

<i>Fig. E.20 – Código en lenguaje de programación C para ejecutar un lazo de control de corrientes ST.</i>	114
<i>Fig. E.21 – Captura de pantalla de MATLAB de la compilación del código del controlador ST.</i>	115
<i>Fig. E.22 – Diagrama de la simulación en base a bloques de Simulink del controlador de corriente ST.</i>	115
<i>Fig. E.23 – Diagrama de la simulación en base a Código C del controlador de corriente ST.</i>	116
<i>Fig. E.24 – Comparación en simulación del controlador ST programado en código C y el controlador ST programado usando bloques continuos de Simulink.</i>	116
<i>Fig. E.25 – Diagrama de la simulación para el controlador de control ST de corrientes con módulo PWM programado a 30 kHz usando PWM asimétrico. (a) Convertidor del lado de la red en base a transistores (b) Controlador ST en base a bloques de Simulink, (c) Controlador ST en código C.</i>	117
<i>Fig. E.26 – Comparación en simulación del controlador ST programado en código C y el controlador ST programado usando bloques continuos de Simulink y programado en un convertidor usando transistores.</i>	118
<i>Fig. E.27 – Diagrama de la simulación para el controlador de tensión del bus de CD con módulo PWM programado a 30 kHz usando PWM asimétrico. (a) Convertidor del lado de la red en base a transistores (b) Controlador VCD en base a bloques de Simulink, (c) Controlador VCD en código C.</i>	119
<i>Fig. E.28 – Diagrama de simulación de un controlador PI.</i>	119
<i>Fig. E.29 – Código en lenguaje de programación C para ejecutar el lazo de control de tensión CD.</i>	120
<i>Fig. E.30 – Captura de pantalla de MATLAB de la compilación del código del controlador de tensión CD.</i>	121
<i>Fig. E.31 – Respuesta del lazo de control de tensión CD programado en código C y en bloques de Simulink.</i>	121
<i>Fig. E.32 – Diagrama de la simulación para el controlador de velocidad del GSIP. (a) Convertidor del lado de la red en base a transistores (b) Controlador VCD en base a bloques de Simulink, (c) Controlador VCD en código C, (d) Modulo PWM programado a 30 kHz usando PWM asimétrico.</i>	122
<i>Fig. E.33 – Captura de pantalla de MATLAB de la compilación del código C del controlador de velocidad.</i>	123
<i>Fig. E.34 – Código en lenguaje de programación C para ejecutar un lazo de control de velocidad del GSIP.</i>	124
<i>Fig. E.35 – Comparación en simulación del lazo de control de tensión CD programado en código C y programado usando bloques de Simulink.</i>	125
<i>Fig. F.1 – Referencia para las simulaciones (a) Referencia de velocidad, (b) Referencia de par de carga.</i>	129

Fig. G.1 – Fotografía del MSIP y del GSIP acoplados mecánicamente, tomada de [101].	131
Fig. G.2 – Fotografía del MSIP y del GSIP acoplados mecánicamente [52].	131
Fig. G.3 – Convertidor electrónico de potencia Powerex modelo POW-R-PAK PP75T120 empleado en esta tesis. (a) Fotografía del convertidor, (b) Fotografía del módulo que contiene dos IGBT en serie	132
Fig. G.4 – Esquema de conexión del convertidor electrónico empleado en esta tesis [102].	133
Fig. G.5 – Fotografía del filtro RL empleado en el convertidor. (a) Vista lateral, (b) Vista superior.	134
Fig. G.6 – Convertidor BTB 2. (a) Ilustración del Unidrive SP 3201, (b) Fotografía del convertidor BTB 2 instalado en el laboratorio.	134
Fig. G.7 – Esquema de conexión de los convertidores Unidrive SP 3201 en el laboratorio [52].	135
Fig. G.8 – Fotografía de microcontrolador TMS320F2837xD empleado en esta tesis.	136
Fig. H.1 – Diagrama de la metodología en V empleada en esta tesis.	137

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 6.1 – Factores de impacto de la revista IET Renewable Power Generation [75].	82
Tabla 6.2 – Factores de impacto de la revista IEEE Transactions on Energy Conversion [77].	83
Tabla B.1– Armónicos máximos de tensión de la red, obtenidas de la norma IEEE 519 – 2014 [16].	92
Tabla B.2 – TRD máximo para las componentes armónicas de corrientes inyectadas a la red por el SCEE [72].	92
Tabla D.1 – Bloques empleados de potencia de la librería Simscape Electrical Specialized Power System.	101
Tabla D.2 – Bloques empleados de control de la librería Simscape Electrical Specialized Power Systems	102
Tabla D.3 – Bloques empleados de control, extraídos de Simulink.	102
Tabla F.1 – Parámetros del convertidor del lado del GSIP.	127
Tabla F.2 – Parámetros del convertidor del lado de la red.	128
Tabla G.1 – Parámetros del GSIP y del MSIP [52].	132
Tabla G.2 – Especificaciones del convertidor Powerex [102].	133
Tabla G.3 – Parámetros del filtro empleado.	134

LISTA DE ACRÓNIMOS Y SÍMBOLOS

BTB	Espalda con espalda, del inglés: <i>back-to-back</i> .
CA.	Corriente alterna.
CD	Corriente directa.
CMD	Control de modos deslizantes.
FEM	Fuerza electromotriz.
FPGA	Matriz de compuertas programables en campo, del inglés: <i>field programmable gate array</i> .
GSIP	Generador síncrono de imanes permanentes.
IEEE	Instituto de ingenieros eléctricos y electrónicos, del inglés: <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> .
IGBT	Transistor bipolar de compuerta aislada, del inglés: <i>insulated-gate bipolar transistor</i> .
LCT	Caja de herramientas de código heredado, del inglés: <i>Legacy code toolbox</i> .
MSIP	Motor síncrono de imanes permanentes.
MPPT	Búsqueda del punto de máxima potencia, del inglés: <i>maximum power point tracking</i> .
PI	Proporcional-integral.
PI-R	Proporcional-integral-resonante.
PI-RP	Proporcional-integra-repetitivo.
PLL	Lazo de enganche de fase, del inglés: <i>phase-locked loop</i> .
POO	Programación orientada a objetos.
PWM	Modulación del ancho del pulso, del inglés: <i>pulse width modulation</i> .
rms	Valor medio cuadrático, del inglés: <i>root mean square</i> .
SCEE	Sistema de conversión de energía eólica.
SESPS	Sistemas de potencia especializados de Simscapes Electrical, del inglés: <i>Simscape Electrical Specialized Power Systems</i> .
ST	<i>Super-twisting</i> .
STA	<i>Super-twisting</i> adaptativo.
THD	Distorsión armónica total, del inglés: <i>total harmonic distortion</i> .
TRD	Distorsión total de la corriente nominal, del inglés: <i>total rated current distortion</i> .
VAR	Volts-ampere-reactivos.
$\ \cdot\ _2$	Norma euclídeana.
$\ \cdot\ $	Norma L_2 de Lebesgue.
Δe_g	Distorsión armónica de la fuerza electromotriz interna del generador.
Δe_r	Armónicos de fondo de la red.
Δi_0	Armónicos de la corriente de carga del bus de corriente directa.
Δi_r	Armónicos de la corriente de la red debido a las no linealidades del convertidor.
ΔK_T	Incertidumbre de la constante de par del generador.
ΔT_c	Rizado de par de carga del generador.
Δv_g	Distorsión de las tensiones aplicadas en los bornes del generador.
Δv_r	Distorsión de las tensiones aplicadas al filtro de potencia conectado a la red.
Δe	Distorsión del vector síncrono de la fuerza electromotriz del circuito RL general.
Δv	Vector síncrono de las no linealidades del convertidor electrónico.
Δv_{abc}	Vector <i>abc</i> de las no linealidades del convertido electrónico.
Δe_{abc}	Vector <i>abc</i> de los armónicos de fondo o de la FEM.
Δz	Componente periódica del estado general del sistema causado por perturbaciones internas.
∇f	Matriz Jacobiana del control <i>super-twisting</i> .

∇U	Campo de fuerza gradiente del sistema de control <i>super-twisting</i> .
$\mathbf{0}$	Vector síncrono cero.
$\mathbf{A}$	Matriz de estados.
$\mathbf{A}_g$	Matriz de estados del del generador.
$\mathbf{A}_r$	Matriz de estados de la red.
$\mathbf{B}$	Matriz de entradas.
$\mathbf{B}_g$	Matriz de entradas del generador.
$\mathbf{B}_r$	Matriz de entradas del sistema de la red.
$\mathbf{C}$	Matriz de salidas.
C	Capacitancia del bus de corriente directa.
C_n	Enésimo coeficiente de la serie compleja de Fourier.
e	Perturbación general de un circuito RL para evaluar el desempeño del controlador PI.
$\mathbf{e}$	Vector síncrono de la fuerza electromotriz del circuito RL general.
E	Energía total del sistema de control <i>super-twisting</i> .
$\bar{e}$	Valor promedio del vector síncrono de la fuerza electromotriz del circuito RL general.
e_1	Amplitud de la componente fundamental de las tensiones de la red.
$\mathbf{e}_{abc}$	Vector <i>abc</i> de la medición de tensiones de la red electrica.
$\bar{\mathbf{e}}_{abc}$	Vector <i>abc</i> del valor promedio de la medición de tensiones de la red electrica.
e_d	Tensión del eje- <i>d</i> de la fuerza electromotriz con armónicos del circuito RL general.
e_{dg}	Tensión síncrona del eje- <i>d</i> de la fuerza electromotriz del generador.
e_{dr}	Tensión síncrona del eje- <i>d</i> de la red.
e_n	Enésima amplitud de las componentes armónicas de las tensiones de la red.
e_g	Fuerza electromotriz interna del generador.
$\bar{e}_g$	Tensión promedio de la fuerza electromotriz del generador.
$\mathbf{e}_g$	Vector síncrono de la fuerza electromotriz interna del generador.
e_q	Tensión del eje- <i>q</i> de la fuerza electromotriz con armónicos del circuito RL general.
e_{qg}	Tensión síncrona del eje- <i>q</i> de la fuerza electromotriz del generador.
e_{qr}	Tensión síncrona del eje- <i>q</i> de la red.
e_r	Tensión de la red.
$\mathbf{e}_r$	Vector síncrono de las tensiones de la red.
$\bar{e}_r$	Tensión promedio de la red eléctrica.
f	Acción de control no lineal del controlador ST unidimensional.
$\mathbf{f}$	Acción de control no lineal del controlador ST vectorial.
f_s	Frecuencia de conmutación del convertidor electrónico de potencia.
f_{max}	Frecuencia máxima de conmutación.
f_v	Fricción viscosa del generador.
$\mathbf{G}_n$	Enésimo vector de coeficiente de Fourier.
i	Corriente de un circuito RL para evaluar el desempeño del controlador PI.
$\mathbf{i}$	Vector síncrono de corrientes del circuito RL general.
I	Amplitud de los ciclos límite.
i^*	Referencia de corriente de un circuito RL para evaluar el desempeño del controlador PI.
$\mathbf{i}^*$	Referencia del sistema de control proporcional-integral del circuito RL general.
i_0	Corriente instantanea entregada al bus de corriente directa por el generador.
$\bar{i}_0$	Corriente de carga en estado estable del bus de corriente directa.
i_1	Amplitud de la componente fundamental de las corrientes inyectadas a la red.
$\mathbf{i}_{abc}$	Vector <i>abc</i> de la medición de corrientes iyectadas a la red o extraidas del generador.
i_c	Corriente insntantanea que circula a través del capacitor.
i_d	Corriente del eje- <i>d</i> del circuito RL general.

i_d^*	Referencia de corriente del eje- d del circuito RL general.
i_{dg}	Corriente síncrona del eje- d del generador.
i_{dg}^*	Referencia de la corriente síncrona del eje- d del inversor conectado a la red.
i_{dr}	Corriente síncrona del eje- d del inversor conectado a la red.
i_{dr}^*	Referencia de la corriente síncrona de del eje- d del inversor conectado a la red.
i_n	Enésima amplitud de las componentes armónicas de las corrientes inyectadas a la red.
i_{nom}	Corriente nominal del convertidor electrónico.
i_g	Corriente del generador.
$\mathbf{i}_g$	Vector síncrono de corriente del generador.
i_g^*	Referencia de la corriente del generador.
$\mathbf{i}_g^*$	Vector síncrono de la referencia de corriente del generador.
$\tilde{i}_g$	Distorsión de las corrientes del estator debidas al rizado de par de carga.
$\bar{i}_g$	Corriente promedio que circula en el estator del generador.
$\tilde{i}_g^*$	Referencia de corriente armónica extraída del generador.
$\bar{i}_g^*$	Referencia de corriente libre de armónicos extraída del generador.
i_q	Corriente del eje- q del circuito RL general.
i_q^*	Referencia de corriente del eje- q del circuito RL general.
i_{qg}	Corriente síncrona del eje- q del generador.
i_{qg}^*	Referencia de la corriente síncrona del eje- q del inversor conectado a la red.
i_{qr}	Corriente síncrona del eje- q del inversor conectado a la red.
i_{qr}^*	Referencia de la corriente síncrona de del eje- q del inversor conectado a la red.
i_r	Corriente inyectada a la red en el modelo de CD del SCEE.
$\mathbf{i}_r$	Vector síncrono de las corrientes inyectadas a la red.
i_r^*	Referencia de la corriente inyectada a la red.
$\mathbf{i}_r^*$	Vector síncrono de la referencia de corriente inyectada a la red.
$\tilde{i}_r$	Corriente armónica inyectada a la red debida a las perturbaciones del generador.
$\bar{i}_r$	Corriente libre de armónicos inyectada a la red.
$\tilde{i}_r^*$	Referencia de corriente armónica inyectada a la red.
$\bar{i}_r^*$	Referencia de corriente libre de armónicos inyectada a la red.
i_{rms}	Valor eficaz de las corrientes inyectadas a la red.
$\mathbf{J}$	Matriz de rotación.
J	Inercia del rotor.
K	Energía cinética del sistema de control <i>super-twisting</i> .
k_1	Ganancia 1 del controlador <i>super-twisting</i> .
k_2	Ganancia 2 del controlador <i>super-twisting</i> .
k_e	Constante eléctrica del generador síncrono de imanes permanentes.
k_i	Ganancia integral del controlador <i>super-twisting</i> .
k_{ii}	Ganancia integral del controlador PI de corriente.
k_{iv}	Ganancia integral del controlador PI de tensión del bus de corriente directa.
k_{ix}	Ganancia integral del controlador PI general.
$k_{i\Omega}$	Ganancia integral del controlador PI de velocidad del generador.
k_p	Ganancia proporcional del controlador <i>super-twisting</i> .
k_{pi}	Ganancia proporcional del controlador PI de corriente.
k_{pv}	Ganancia proporcional del controlador PI de tensión del bus de corriente directa.
k_{px}	Ganancia proporcional del controlador PI general.
$k_{p\Omega}$	Ganancia proporcional del controlador PI de velocidad.
K_T	Constante de par del generador.

K_T^*	Referencia de control del flujo magnetico del rotor del generador.
L	Inductancia del circuito RL general.
L_d	Inductancia del eje- d .
L_g	Inductancia por fase del estator del generador.
L_q	Inductancia del eje- q .
L_r	Inductancia por fase del filtro de potencia.
M	Variable discreta que toma numeros enteros.
m_g	Índice de modulación del convertidor del lado del generador.
m_r	Índice de modulación del convertidor del lado de la red.
MF	Margen de fase del controlador PI.
n	Variable discreta que toma numeros enteros.
p	Numero de pares de polos del generador.
Q	Fricción viscosa del sistema de control <i>super-twisting</i> unidimensional.
$\mathbf{Q}$	Matriz de fricción viscosa del controlador <i>super-twisting</i> vectorial.
R	Resistencia del circuito RL general.
R_g	Resistencia por fase del estator del generador.
R_r	Resistencia por fase del filtro de potencia.
T	Exponencial que representa la operación de transposición conjugada.
$\mathbf{T}$	Matriz de la transformada de Park.
T_0	Periodo fundamental de la fuerza electromotriz del circuito RL general.
$\mathbf{T}_{\alpha\beta}$	Matriz de la transformada de Clark.
T_c	Par de carga del generador.
$\bar{T}_c$	Par de carga promedio del generador.
T_m	Par desarrollado por el generador.
t_m	Intervalo de tiempo muerto.
T_s	Periodo de conmutación del convertidor electrónico.
T_v	Variable auxiliar para el calculo del controlador PI para el control de tensión CD.
T_Ω	Variable auxiliar para el calculo del controlador PI para el control de la velocidad.
u	Acción integral del controlador <i>super-twisting</i> unidimensional.
$\mathbf{u}$	Vector síncrono de la acción integral del controlador <i>super-twisting</i> vectorial.
U	Energía potencial del sistema de control <i>super-twisting</i> .
$\mathbf{v}$	Vector síncrono de tensiones producidas por el convertidor.
v	Tensión de entrada de un circuito RL para evaluar el desempeño del controlador PI.
$\bar{\mathbf{v}}$	Vector síncrono del valor de las tensiones calculadas por el lazo de control.
$\bar{\mathbf{v}}_{abc}$	Vector abc del valor de las tensiones calculadas por el lazo de control.
v_{cd}	Tensión instantanea del bus de corriente directa.
v_{cd}^*	Referencia de tensión instantanea del bus de corriente directa.
$\bar{v}_{cd}$	Tensión de operación en estado estable del bus de corriente directa.
v_d	Tensión del eje- d aplicada en las terminales del circuito RL general.
v_{dg}	Tensión síncrona del eje- d de la fuerza electromotriz de convertidor del lado del generador.
v_{dr}	Tensión síncrona del eje- d del convertidor del lado de la red.
v_g	Tensión aplicada en los bornes del modelo de corriente directa del generador.
$\bar{v}_g$	Tensión ideal que se aplica en los bornes del generador.
$\mathbf{v}_g$	Vector síncrono de la tensión aplicada en los bornes del generador.
$\bar{\mathbf{v}}_g$	Vector síncrono de la tensión ideal que se aplicada en los bornes del generador.
V_{LL}	Tensión nominal eficaz de línea de la red eléctrica.
v_q	Tensión del eje- q aplicada en las terminales del circuito RL general.
v_{qg}	Tensión síncrona del eje- q de la fuerza electromotriz de convertidor del lado del generador.

v_{qr}	Tensión síncrona del eje- q del convertidor del lado de la red.
v_r	Tensión aplicada en los bornes del filtro de potencia.
$\mathbf{v}_r$	Vector síncrono de las tensión aplicada al filtro de potencia conectado a la red.
$\bar{\mathbf{v}}_r$	Vector síncrono de las tensión ideal aplicada al filtro de potencia conectado a la red.
$\bar{v}_r$	Tensión ideal que se aplica en los bornes del filtro de potencia.
x	Superficies deslizante del controlador <i>super-twisting</i> unidimensional.
$\mathbf{x}$	Superficies deslizante del controlador <i>super-twisting</i> vectorial.
x_d	Componente del eje- d de la superficie deslizante.
x_q	Componente del eje- q de la superficie deslizante.
$\mathbf{y}$	Vector de salida del sistema en espacio de estados.
$\mathbf{y}^*$	Vector de referencia del sistema de control en espacio de estados.
z	Estado general del sistema.
$\bar{z}$	Valor promedio del estado general del sistema.
$\tilde{z}$	Componente periódica del estado general del sistema causado por perturbaciones externas.
α	Constante de la función descriptiva del controlador <i>super-twisting</i> .
γ	Grado de la raíz tomada a la superficie deslizante en el controlador <i>super-twisting</i> general.
$\boldsymbol{\gamma}$	Vector de perturbaciones empatadas.
δ	Perturbación general del sistema de control <i>super-twisting</i> unidimensional.
$\boldsymbol{\delta}$	Vector que contiene todas las perturbaciones del sistema.
$\hat{\delta}$	Estimación de la perturbación general del sistema de control <i>super-twisting</i> unidimensional.
$\boldsymbol{\delta}_{abc}$	Vector <i>abc</i> de las perturbaciones del sistema.
Λ	Constante del modelo matematico de los armónicos de fondo.
λ_n	Coefficiente que es cero para cualquier n que sea multiplo entero de 3.
ρ	Copensación en adelante del controlador <i>super-twisting</i> unidimensional.
$\boldsymbol{\varphi}$	Vector de perturbaciones no empatadas.
$\boldsymbol{\psi}$	Vector síncrono del flujo magnético del rotor.
ψ_d	Componente síncrona del eje- d del flujo magnético del rotor.
ψ_q	Componente síncrona del eje- q del flujo magnético del rotor.
ω	Frecuencia de los ciclos límite.
Ω	Velocidad mecánica del generador.
Ω^*	Velocidad mecánica del generador.
ω_0	Frecuencia angular fundamental de la fuerza electromotriz del circuito RL general.
ω_c	Frecuencia angular de cruce del controlador PI.
ω_g	Frecuencia angular fundamental de la fuerza electromotriz interna del generador.
ω_r	Frecuencia angular fundamental de la red eléctrica.
ω_{max}	Frecuencia máxima de los ciclos limite.
Ω_{nom}	Velocidad nominal del generador.

CAPÍTULO 1

DEFINICIÓN DE LA TESIS

1.1 Los sistemas de conversión de energía eólica en la actualidad

El cambio climático y los altos niveles de contaminación han motivado la búsqueda y desarrollo de nuevos sistemas de generación de energía eléctrica de manera limpia y sustentable. Por lo que, la producción de electricidad a partir de fuentes de energía hidroeléctrica, solar, eólica, geotérmica, mareomotriz y biomasa han recibido una atención cada vez mayor en las últimas dos décadas [1]– [3]. Entre todas las fuentes de energía renovable, los sistemas de conversión de energía eólica (SCEE), como el que se muestra en la Fig. 1.1, son los sistemas de energía renovable más implementados en todo el mundo [4], [5]. Esto se debe principalmente a que los SCEE modernos son cada día más competitivos ante las fuentes convencionales de generación de energía eléctrica ya que éstos permiten convertir grandes cantidades de energía eólica en energía eléctrica de manera eficiente [1], [4] – [6].

Los SCEE modernos equipados con un convertidor *back-to-back* (BTB) y un generador síncrono de imanes permanentes (GSIP) son predominantemente utilizados en el mercado actual de la energía eólica [4], [5]. Esto debido a que el convertidor BTB permite controlar características importantes de la energía inyectada a la red eléctrica por un SCEE, como son: el factor de potencia y la distorsión armónica. Además, con el uso del convertidor BTB, la frecuencia fundamental de operación del GSIP (Fig. 1.1 (c)) es desacoplada de la frecuencia fundamental de la red eléctrica (Fig. 1.1 (e)). Este desacople permite al sistema de control del SCEE establecer libremente la velocidad de giro de la turbina eólica (Fig. 1.1 (a)) en función de las condiciones meteorológicas para maximizar la conversión de energía eólica en energía eléctrica [2], [3], [5]. Por lo tanto, la utilización de un convertidor BTB y un GSIP en los SCEE actuales tiene ventajas en lo referente a su mayor eficiencia, su alta densidad de potencia y el reducido mantenimiento necesario durante su vida útil [7], [4].

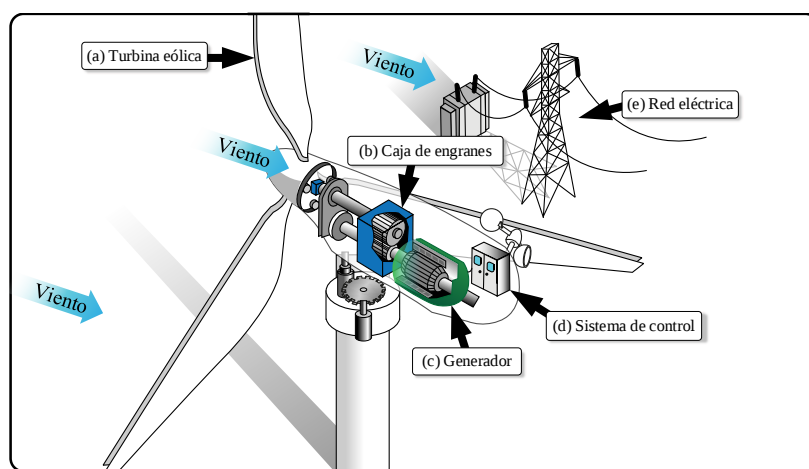


Fig. 1.1 – Componentes básicos de un sistema de conversión de energía eólica. (a) Turbina eólica. (b) Caja de engranes, opcional. (c) Generador eólico. (d) Sistema de control. (e) Red eléctrica.

1.2 El problema de las perturbaciones en los sistemas eólicos

A pesar de todas las ventajas de los SCEE modernos, inevitablemente éstos se ven afectados por perturbaciones que varían periódicamente en el tiempo. La Fig. 1.2 muestra algunas de las más comunes perturbaciones que afectan a los distintos procesos de conversión de energía del SCEE. Por ejemplo, el desempeño de la conversión de la energía mecánica a eléctrica se ve afectada por las perturbaciones del GSIP, como son: la saturación del flujo magnético, los armónicos de la fuerza electromotriz (FEM) interna, los armónicos espaciales y temporales del flujo magnético, las asimetrías en el diseño y/o la construcción, los pares de carga parásitos, etc. [8], [9]. Así mismo, el desempeño del convertidor BTB es afectado por los armónicos en la tensión del bus de corriente directa (CD), los armónicos de tiempo muerto, la caída de tensión a través de los transistores, los armónicos inducidos por la implementación discreta de la modulación, entre otros [10] – [15]. Adicionalmente, la calidad de la energía eléctrica inyectada a la red por el SCEE se ve disminuida por las perturbaciones que normalmente afectan a la red eléctrica, como son: la distorsión de las tensiones de la red en el punto de acoplamiento común (armónicos de fondo) o la variación de la impedancia de la red [16] – [20]. Todas estas perturbaciones presentan retos en la integración de cualquier SCEE a la red eléctrica [2], [21].

Usualmente se emplea control vectorial en base a controladores proporcional-integral (PI) para regular todas las etapas de conversión de energía de un SCEE [2], [6]. El control PI es una tecnología ampliamente utilizada debido a que cuenta con una teoría totalmente desarrollada y múltiples métodos de diseño. Además, el control PI tienen una estructura simple y es fácil de diseñar. A pesar de esto, el control PI tiene una gran desventaja, que es su incapacidad de rechazar perturbaciones que varían periódicamente en el tiempo [6], [17], [22] – [24]. Desafortunadamente, las perturbaciones que afectan a un SCEE son, en su mayoría, periódicas en el tiempo.

Para ejemplificar las limitaciones el control PI, la Fig. 1.3 (a) muestra el diagrama de control vectorial de un inversor conectado a la red con filtro L, donde las corrientes síncronas son reguladas con controladores PI. La Fig. 1.3 (b) muestra el sistema de control PI del eje- d , en el cual se desprecia la impedancia de la red, donde: e_d representa las perturbaciones periódicas que afectan al inversor e i_d es la corriente del inversor del eje- d .

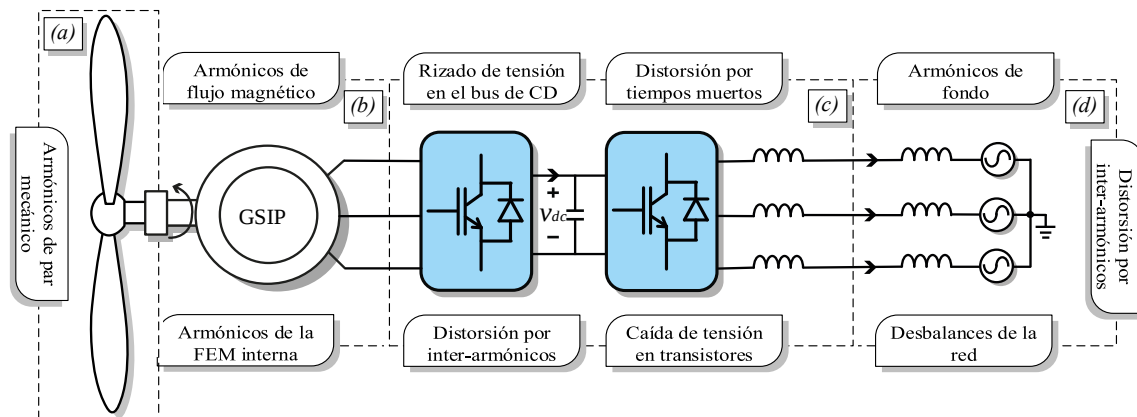


Fig. 1.2 – Perturbaciones que afectan a un SCEE. (a) Perturbaciones de par de carga. (b) Perturbaciones del flujo magnético y de la FEM del GSIP. (c) Perturbaciones del convertidor BTB. (d) Perturbaciones de la red.

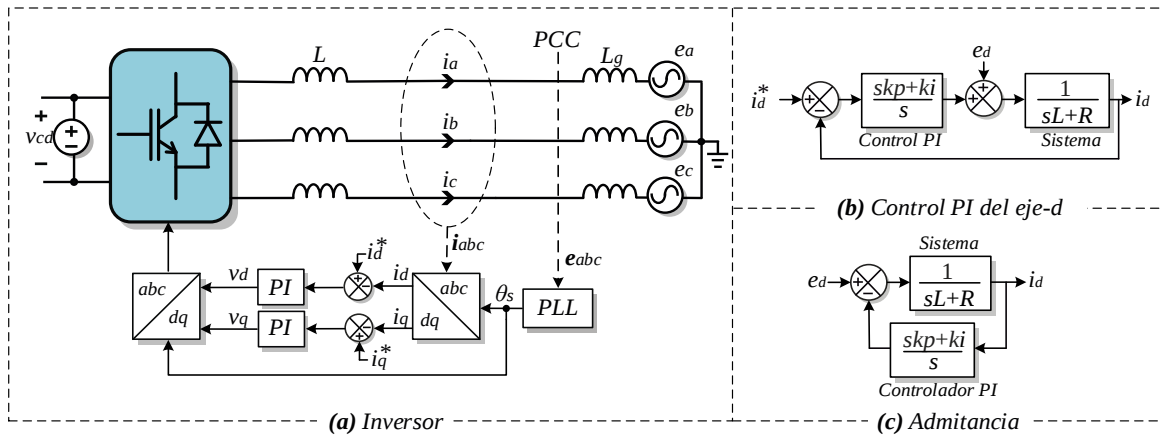


Fig. 1.3 – Diagrama de control del inversor conectado a la red. (a) Inversor trifásico. (b) Controlador PI de la corriente síncrona del eje-d del inversor. (c) Admitancia del sistema de control.

Para mostrar el efecto que e_d tiene en i_d , la Fig. 1.3 (b) se reorganiza en la Fig. 1.3 (c), asumiendo que la corriente de referencia del eje-d es cero, es decir: $i_d^* = 0$. En la Fig. 1.4 se grafican cinco diagramas de Bode de la admitancia del sistema, dada por el diagrama de la Fig. 1.3 (c), considerando el uso de controladores PI con diferentes anchos de banda. En la Fig. 1.4 también se grafican cuatro diagramas de Bode de la admitancia del filtro L para diferentes valores de inductancia. En la Fig. 1.4 se observa que las perturbaciones de baja frecuencia son atenuadas por el sistema de control, mientras que las perturbaciones de alta frecuencias son atenuadas por el filtro L. Del análisis de la Fig. 1.4 se deduce que los efectos que e_d tiene en i_d se pueden reducir aumentando cualquiera de los siguientes dos parámetros: la inductancia del filtro L o el ancho de banda del sistema de control. Aunque, aumentar la inductancia del sistema es fácil, ésta no es buena opción ya que aumentar la inductancia de un filtro L aumentaría el costo y el peso del inversor [18], [25]. Por lo tanto, la solución practica es aumentar el ancho de banda del controlador. De preferencia, el ancho de banda debe incrementarse hasta el infinito para lograr un rechazo total de los efectos que e_d ocasiona en i_d . Sin embargo, aumentar demasiado el ancho de banda de un controlador PI puede resultar peligroso ya que se puede inducir inestabilidad del sistema [6], [26]. Esta limitación del control PI hace evidente la necesidad de otras alternativas de control, además del control PI, que permitan rechazar incrementar el ancho de banda del sistema de control del SCEE sin incurrir en inestabilidad del sistema de control [6].

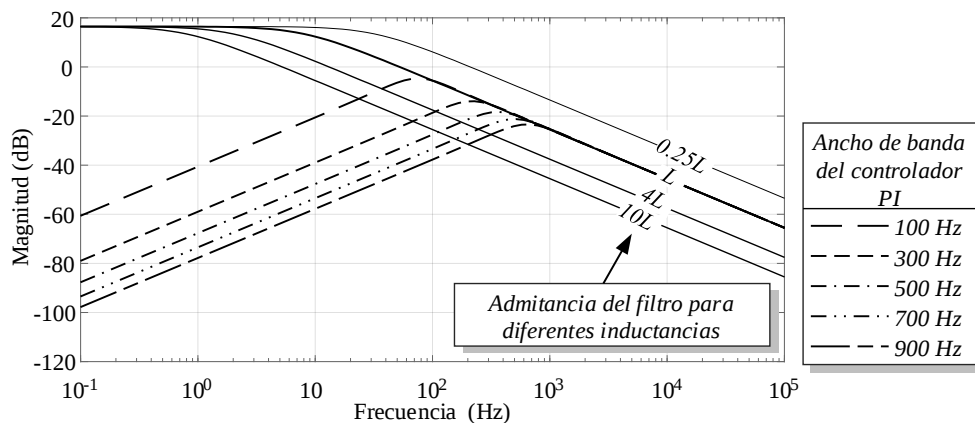


Fig. 1.4 – Gráficas de Bode de la admitancia del sistema de control de corrientes del eje-d.

1.3 Soluciones existentes para el rechazo de perturbaciones

Para rechazar las perturbaciones de un SCEE, en la literatura se proponen varios algoritmos de rechazo de perturbaciones del estado del arte, tales como:

- El control proporcional-integral-resonante (PI-R) [6], [27] – [29].
- El control proporcional-integral-repetitivo (PI-RP) [23], [24], [30] – [34].
- Las redes neuronales [9], [14].
- El control de marcos de referencia múltiple [35] – [37].

Para entender las limitaciones de estas técnicas de rechazo de perturbaciones, a continuación se definen dos clases diferentes de perturbaciones, que son:

Perturbación armónica – Perturbación compuesta por la suma de múltiples, posiblemente infinitas, componentes cosenoidales de diversas amplitudes y que oscilan a frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental del sistema.

Perturbación inter-armónica – Perturbación compuesta por la suma de múltiples, posiblemente infinitas, componentes cosenoidales de diversas amplitudes y que oscilan a frecuencias que son múltiplos no enteros de la frecuencia fundamental del sistema.

Las deficiencias del control PI-R, el control PI-RP, las redes neuronales y el control de marcos de referencia múltiple están limitadas al rechazo de perturbaciones armónicas. Desafortunadamente, las perturbaciones que afectan a los SCEE generalmente son una combinación de perturbaciones armónicas e inter-armónicas. Un ejemplo de perturbaciones inter-armónicas que afecta a cualquier SCEE se halla en la norma IEEE 519 – 2014, la cual indica que es normal encontrar tensiones inter-armónicas en la red [16].

Para ejemplificar este problema, en la Fig. 1.5 se muestra la respuesta en la frecuencia de un controlador PI y un controlador PI-R [29]. En esta figura se observa que el controlador PI-R solo es eficiente para rechazar a una perturbación armónica constituida exclusivamente de dos componentes de diferentes frecuencias. Por lo que, este controlador presenta un desempeño deficiente en el caso de existir perturbaciones para las que éste no fue diseñado.

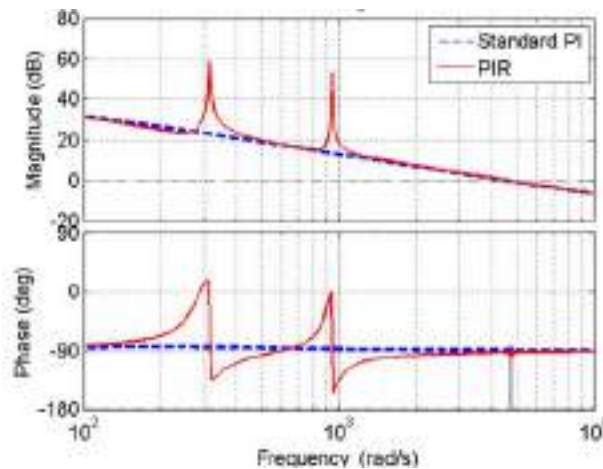


Fig. 1.5 – Comparación de la respuesta en la frecuencia del control PI y el control PI-R [29].

Otro ejemplo es el control PI-RP, el cual, teóricamente, es capaz de rechazar a cualquier perturbación armónica con un solo controlador PI-RP. Sin embargo, en la práctica, la acción repetitiva del control PI-RP induce inestabilidad en el sistema de control donde se encuentra aplicado [38]. Esta característica hace necesario realizar aproximaciones que ayuden a la estabilización del sistema de control PI-RP. Sin embargo, dichas aproximaciones dan como resultado un compromiso entre precisión y estabilidad del controlador PI-RP. Este compromiso se ilustra en la Fig. 1.6, donde se presenta la comparación entre un controlador PI-RP teórico (mostrado en rojo) y el controlador PI-RP real (mostrado en azul). En este caso, el controlador PI-RP real es estabilizado con un filtro pasa bajos. Como se observa en la Fig. 1.6, el controlador PI-RP teórico ofrece ganancia infinita en todas las frecuencias armónicas del sistema, ofreciendo un rechazo total de cualquier perturbación armónica. Sin embargo, la aproximación del control PI-RP real limita la ganancia infinita, por lo que se obtiene una atenuación de las perturbaciones armónicas en lugar del rechazo total de éstas. Además, el control PI-RP es incapaz de rechazar perturbaciones inter-armónicas.

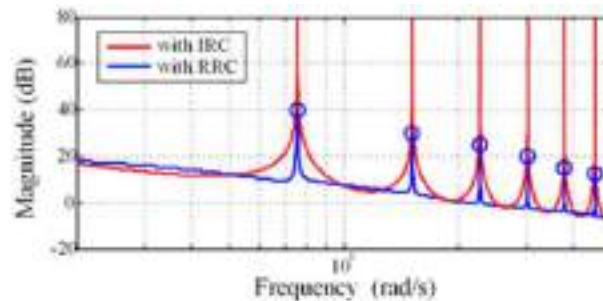


Fig. 1.6 – Comparación de la respuesta en la frecuencia del control PI-RP ideal y el control PI-RP real [30].

1.4 El control deslizante para el rechazo de perturbaciones

1.4.1 La propiedad de insensibilidad ante las perturbaciones

Las limitaciones de las técnicas de rechazo de perturbaciones disponibles actualmente hacen evidente la necesidad de nuevas alternativas para el rechazo de perturbaciones del SCCE. Por esta razón, en esta tesis se propone emplear control de modos deslizantes (CMD) para dicha tarea. El CMD es muy interesante en este rubro ya que éste presenta una propiedad que ninguna otra técnica de control posee, que es conocida como “la propiedad de insensibilidad ante las perturbaciones” [39]. Insensibilidad ante las perturbaciones quiere decir que un controlador de modos deslizantes, adecuadamente diseñado, presenta una convergencia a cero del error de control, independientemente de que el sistema se vea afectado por perturbaciones o no. Lo más interesante de esta propiedad es que permite a los algoritmos de CMD rechazar perturbaciones armónicas e inter-armónicas al mismo tiempo. En comparación a las técnicas de rechazo de perturbaciones del estado del arte, la insensibilidad ante las perturbaciones de la teoría de CMD es claramente una ventaja relevante. Sin embargo, se debe resaltar que los algoritmos de CMD no son insensibles a todo tipo de perturbaciones. De hecho, el CMD es insensible solo para aquellas perturbaciones que aparecen en los canales de entrada del sistema, conocidas como “perturbaciones empatadas” [39].

Las perturbaciones empatadas son explicadas en este documento a partir del sistema general mostrado en la Fig. 1.7, cuyo modelo matemático está dado por:

$$\frac{di}{dt} = \mathbf{A}i + \mathbf{B}v + \delta; \quad y = \mathbf{C}i \quad (1.1)$$

donde $\mathbf{A}$ es la matriz de estados, $\mathbf{B}$ es la matriz de entradas, $\mathbf{C}$ es la matriz de salidas, i es el vector de estados, v es el vector de entradas, y es el vector de salida y δ es el vector que contiene todas las perturbaciones del sistema. Se asume que las matrices $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ y los vectores i , y , v y δ tienen las dimensiones adecuadas para que (1.1) tenga sentido.

Para definir que es una perturbación empatada, el vector δ es descompuesto mediante su proyección en la matriz $\mathbf{B}$, que da como resultado a los siguientes dos vectores ortogonales:

$$\mathbf{B}\gamma = \text{proj}_{\mathbf{B}}(\delta); \quad \varphi = \delta - \mathbf{B}\gamma \quad (1.2)$$

donde $\text{proj}_{\mathbf{B}}(\cdot)$ es la proyección sobre la matriz $\mathbf{B}$, γ es el vector de perturbaciones empatadas y φ es el vector de perturbaciones no empatadas. La característica principal del vector φ es que se encuentra en el espacio nulo de la matriz $\mathbf{B}$, es decir: $\mathbf{B}\varphi = \mathbf{0}$. Al sustituir $\delta = \mathbf{B}\gamma + \varphi$ en la Fig. 1.7, se obtiene como resultado el diagrama de la Fig. 1.8.

De acuerdo con [39], los efectos que γ produce en los estados del sistema pueden ser totalmente eliminados con CMD. Sin embargo, los efectos de φ no pueden eliminarse con CMD, y probablemente con ninguna otra técnica de control. El rechazo de la perturbación γ es posible debido a que la acción de control afecta a γ directamente (sin ninguna dinámica de por medio), como se observa en la Fig. 1.8. Por el contrario, al estar φ en el espacio nulo de $\mathbf{B}$, no existe acción de control que, al multiplicarse por $\mathbf{B}$, pueda afectar directamente a φ . De hecho, la única forma de afectar a φ es de manera indirecta a través de la modificación de los estados del sistema. Sin embargo, modificar a los estados del sistema toma un cierto tiempo, lo que genera un retraso (error) entre φ y la acción de control que se toma para corregir a φ . Debido a la naturaleza incierta de las perturbaciones, este retraso es imposible de compensar. Por lo tanto, no es posible crear una acción de control que pueda rechazar completamente a φ , solo es posible atenuar los efectos de φ .

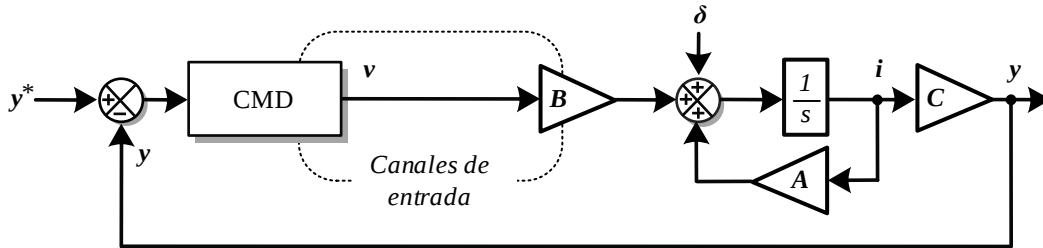


Fig. 1.7 – Sistema de control deslizantes afectado por el vector de perturbaciones general δ .

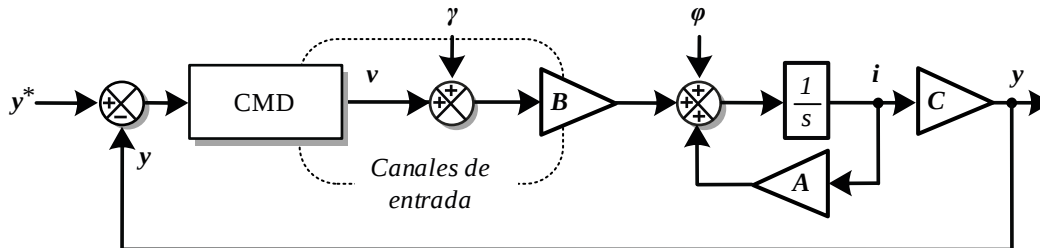


Fig. 1.8 – Sistema de control deslizantes con perturbaciones empatadas y no empatadas.

Las perturbaciones empatadas en el SCEE investigado aparecen como tensiones en los devanados del estator del GSIP o como tensiones en las terminales del filtro L del convertidor BTB. La característica más interesante del CMD es que puede rechazar a todas las perturbaciones empatadas del SCEE al mismo tiempo, sin importar que éstas sean perturbaciones armónicas, inter-armónicas o ambas al mismo tiempo. Sin embargo, para que el rechazo de perturbaciones ocurra, el lazo de CMD debe cumplir con dos criterios, que son: las condiciones de estabilidad de Lyapunov y el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon.

Por otra parte, las perturbaciones no empatadas del SCEE aparecen como pares de carga en el sistema mecánico del generador y como corrientes de carga en el bus de CD. Sin embargo, el rechazo de perturbaciones no empatadas está fuera del alcance de este documento.

1.4.2 Los ciclos limite

Aunque la insensibilidad es una propiedad muy útil de la teoría de CMD, ésta no ha sido explotada adecuadamente debido a que el CMD induce oscilaciones autosostenidas, conocidas como “ciclos limite” [39]. Los ciclos limite pueden ser consideradas como perturbaciones que induce el propio sistema de CMD. Los ciclos limite son el resultado de la interacción de la acción no lineal de CMD y la frecuencia de muestreo del sistema de control digital en el cual el lazo de CMD se encuentra implementado. Si no se tiene precaución, un algoritmo de CMD puede terminar induciendo perturbaciones en el SCEE en lugar de eliminarlas.

Para reducir la amplitud de los ciclos limite, en [40] se proponen el control *super-twisting* (ST). En [41] el controlador ST se mejora agregando una ley adaptativa llamada control *super-twisting* adaptativo (STA), el cual se realiza con el objetivo fundamental de minimizar la amplitud de los ciclos limite. Sin embargo, el proceso de sintonización automática del control STA propuesto en [41] se realiza asumiendo que la amplitud de los ciclos límite es proporcional al valor de las ganancias del controlador ST. Sin embargo, esta suposición no es totalmente cierta ya que no considera las limitaciones del sistema discreto en el cual el control STA es implementado. De hecho, la amplitud de los ciclos limite está íntimamente relacionada con la frecuencia de conmutación del convertidor electrónico, el retardo del sistema de control discreto y el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon [13], [39]. Además, existen combinaciones de las ganancias del control STA para las cuales los ciclos límite dejan de atenuarse, lo cual tampoco se considera en [41]. Estas características de los ciclos limite son analizadas en el capítulo 3 de este documento.

1.5 Antecedentes de la tesis

1.5.1 Históricos

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE, por sus siglas en inglés) cuenta con más de cuatrocientos mil miembros de diversas áreas de investigación y una base de datos llamada IEEE explore, la cual es una biblioteca digital que contiene más de cinco millones de documentos técnicos y científicos. La IEEE explore cuenta con herramientas que permiten extraer información estadística de los documentos que la conforman. Por lo tanto, haciendo uso de estas herramientas, en este apartado se muestra la relevancia de los temas de investigación abordados en esta tesis. Para este fin, se buscan tres temas de investigación en la barra de búsqueda de la IEEE explore, que son escritos en inglés como:

- *Harmonics* (del inglés “armónicos”).
- *Wind turbine* (del inglés “Turbina eólica”).
- *Wind turbine harmonics* (del inglés “Armónicos en las turbinas eólicas”).

A partir de estas búsquedas, se obtiene el número de publicaciones de documentos científicos por año, partiendo de 1990 hasta la actualidad.

En la Fig. 1.9 se presenta una gráfica de barras que muestra el número de artículos publicados por año en relación al tema de los armónicos. Se observa en la Fig. 1.9 una tendencia de crecimiento, lo cual indica una relevancia creciente de este tema para la comunidad científica. En la Fig. 1.10 se analizan los documentos científicos por año que se encuentran listados bajo el tema de búsqueda *Wind Turbine*. En la Fig. 1.10 se observa como las investigaciones sobre temas que involucran las turbinas eólicas tuvo un crecimiento muy pronunciado en el periodo comprendido entre los años 2005 – 2011. A partir del año 2012, la investigación ha crecido a un ritmo menos acelerado en comparación al periodo comprendido entre los años 2005 – 2011. Sin embargo, se observa que aún hay un interés creciente en las turbinas eólicas. En la Fig. 1.11 se analizan todos los documentos que se encuentran listados bajo el tema de búsqueda *Wind Turbine Harmonics*. En esta gráfica se aprecia cómo la investigación de los armónicos dentro de la generación eólica es un tema cuya relevancia ha adquirido una tendencia creciente a partir del año 2005.

En el año 2020, las investigaciones mundiales se vieron afectadas por la pandemia de SARS COV-2. Esto se aprecia en la barra que corresponde al año 2020 de la Fig. 1.9, la Fig. 1.10 y la Fig. 1.11. Esta barra se ve reducida en los tres casos.

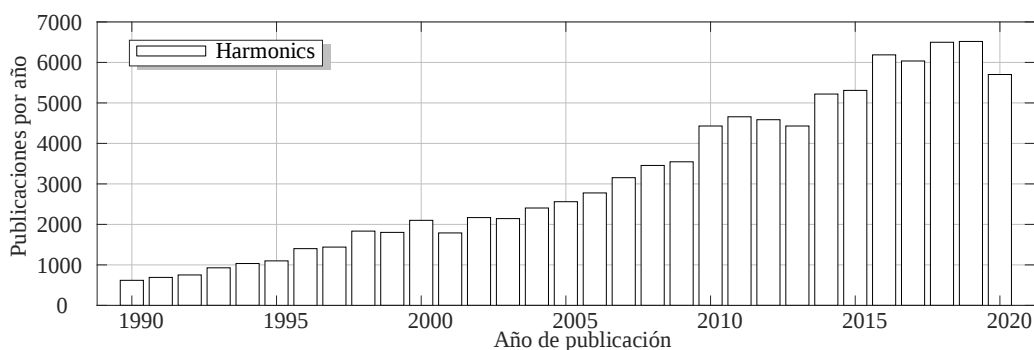


Fig. 1.9 – Número total de publicaciones por año sobre armónicos.

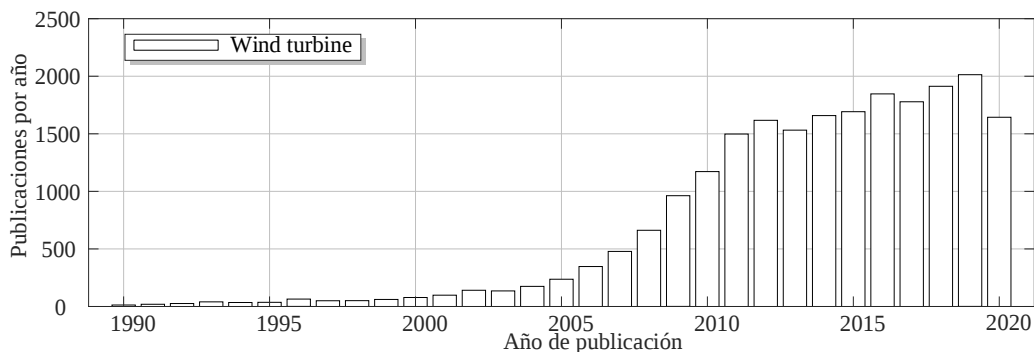


Fig. 1.10 – Número total de publicaciones por año sobre turbinas eólicas.

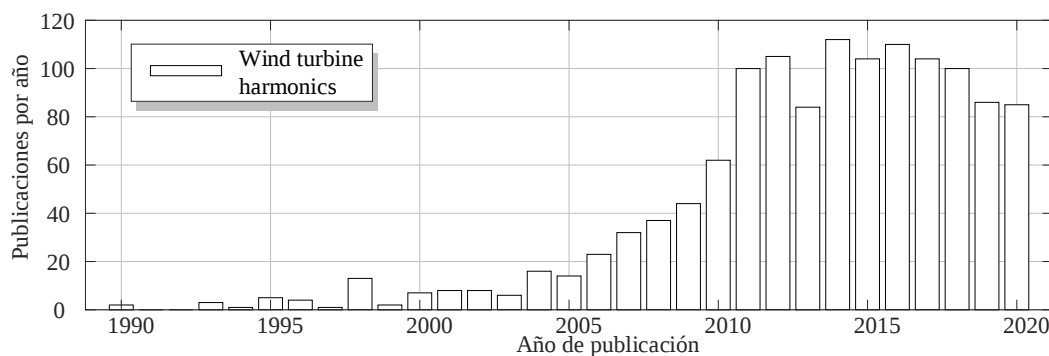


Fig. 1.11 – Número total de publicaciones por año sobre armónicos en las turbinas eólicas.

1.5.2 Artículos relevantes relacionados con el trabajo

En este apartado se enlistan algunos de los trabajos más relevantes a nivel mundial en relación con el tema de investigación abordado en esta tesis. Los trabajos son enlistados a continuación en relación con su fecha de publicación.

En 2010 [42], S.-H. Chang, P.-Y. Chen, Y.-H. Ting y S.-W. Hung proponen un algoritmo de CMD simple y novedoso para la estimación de incertidumbres y el control robusto de las corrientes de un motor síncrono de imanes permanentes (MSIP). Las incertidumbres estimadas en esta referencia son causadas principalmente por variaciones paramétricas y dinámicas no modeladas del MSIP.

En 2012 [41], Y. Shtessel, M. Taleb, y P. Franck proponen un algoritmo de control STA, en el cual la ley adaptativa no sobreestima los valores de las ganancias del controlador. Este controlador STA es aplicado exitosamente en el control de un actuador electroneumático experimental presentado excelentes resultados experimentales.

En 2014 [15], D. C. Moore, M. Odavic y S. M. Cox investigan el efecto que tienen los tiempos muertos en el espectro armónico de las tensiones de salida de un inversor monofásico. En este trabajo se presentan expresiones analíticas para calcular todos los coeficientes del espectro armónico de las tensiones del inversor considerando los tiempos muertos. Los resultados obtenidos son corroborados mediante simulaciones.

En 2015 [17], S. Kang y K. Kim proponen usar CMD para mejorar la calidad de la energía en un inversor conectado a una red eléctrica con armónicos de fondo. Este sistema de control se compone de un detector de armónicos y un algoritmo de CMD integral para la minimización de la corriente armónica inyectada a la red. Las perturbaciones armónicas en esta referencia son rechazadas de manera no selectiva mediante el uso del algoritmo de CMD propuesto, lo que reduce la carga computacional.

En 2016 [18], Y. Liu, W. Wu, Y. He, Z. Lin, F. Blaabjerg y H. S. Chung proponen el uso de un filtro trifásico de cuarto orden tipo L-LCL para rechazar los armónicos de fondo de la red eléctrica en convertidores monofásicos conectados a la red. Adicionalmente, en esta referencia también se presentan a detalle el diseño del controlador empleado.

En 2018 [43], X. Liu, H. Yu, J. Yu y L. Zhao investigan un método de CMD terminal basado en un observador de perturbaciones no lineal. Este algoritmo es usado para controlar la velocidad y las corrientes de un MSIP. Este método es capaz de lograr que la velocidad y la corriente del MSIP alcancen el valor de referencia en presencia de perturbaciones.

En 2019 [44], Z. Li, S. Zhou, Y. Xiao y L. Wang proponen un algoritmo de control STA para regular la velocidad de un MSIP lineal sin sensor mecánico (sensorless). En esta referencia, la amplitud de los ciclos límite del sistema se reduce significativamente haciendo uso del control STA.

En 2019 [19], R. Sinvula, K. M. Abo-Al-Ez y M. T. Kahn realizan una revisión sistemática de la literatura sobre el estado del arte de la investigación actual sobre los métodos de detección de fuentes de armónicos en la red eléctrica.

En 2020 [45], P. Gao, G. Zhang, H. Ouyang y L. Mei proponen una estrategia novedosa de control de modos deslizantes fraccional no lineal STA con superficie deslizante PID para la operación de velocidad de un MSIP. Los resultados presentados en esta referencia muestran que la estrategia de control propuesta logra una buena estabilidad, buenas propiedades dinámicas y también es robusta ante perturbaciones externas.

En 2021 [46], L. Qu, W. Qiao y L. Qu proponen un algoritmo de CMD para el rechazo de perturbaciones en las corrientes de un MSIP. Este algoritmo estima las perturbaciones para compensarlas en tiempo real, mejorando el desempeño del sistema de control de un MSIP, tanto en estado estacionario, así como en estado transitorio.

1.5.3 Trabajos de tesis relevantes relacionados con el trabajo

En 2011 [47], C. Espinoza realiza la implementación de un electrodinamómetro para emular diferentes tipos de cargas mecánicas dinámicas en el laboratorio. En esta plataforma se acoplan mecánicamente dos MSIP de 10HP. En el sistema implementado en esta referencia un MSIP es utilizado como maquina motriz, mientras que el otro se configura como una carga mecánica dinámica.

En 2011 [48], L. González mejora la eficiencia y las prestaciones dinámicas en convertidores electrónicos de potencia para un SCEE de velocidad variable y de poca potencia. Todos los aspectos tratados en esta referencia son comprobados experimentalmente realizando ensayos con condiciones ambientales simuladas mediante un emulador eólico experimental.

En 2012 [49], O. Carranza plantea el estudio y la aplicación de técnicas de corrección de armónicos en un SCEE de velocidad variable y de poca potencia. Para este fin se emplea un rectificador trifásico que opera con tensiones de amplitud y frecuencia variables. Los resultados analíticos son validados experimentalmente mediante un SCEE emulado de 2 kW usando un GSIP.

En 2012 [50] L. H. Kocewiak investiga la mejor manera posible de realizar varios estudios armónicos de parques eólicos marinos. En esta referencia se obtienen nuevos métodos de análisis que contribuyen a lograr una mayor fiabilidad en parques eólicos marinos.

En 2014 [51], E. Ramírez diseña, simula e implementa el sistema de control de un inversor trifásico conectado a la red eléctrica. Este inversor es utilizado para la inyección de energía con FP unitario a la red eléctrica.

En 2015 [52], V. Reyes implementa un emulador eólico usando un MSIP de 10HP, un convertidor BTB y una interfaz gráfica diseñada en Labview. Adicionalmente, en esta referencia se realiza la investigación de los diferentes modelos matemáticos de turbinas eólicas disponibles en la literatura. Estos modelos son analizados y divididos en tres grupos, los cuales son: polinomiales, sinusoidales y exponenciales.

En 2015 [53], D. Vidal desarrolla todas las tarjetas de acondicionamiento de señales analógicas y digitales necesaria para el control de un convertidor BTB. Adicionalmente, en este trabajo se sintonizan y simulan los lazos de control del convertidor del lado del generador de un SCEE emulado en el laboratorio.

En 2017 [54] G. Suárez presenta el desarrollo de un sistema de control ST para un inversor trifásico conectado a la red. En esta referencia, los resultados obtenidos con control ST se comparan con CMD convencional y con control PI bajo diversas condiciones de distorsión de la red. Los resultados de este trabajo indican que el controlador ST ofrece un desempeño muy superior al CMD convencional y al control PI.

1.6 Hipótesis

En base a las propiedades del CMD discutidas anteriormente, en este trabajo de tesis se propone la siguiente hipótesis:

“Al implementar CMD para controlar las corrientes alternas del SCEE, se rechazan las perturbaciones que afectan al SCEE y se aumenta la calidad de la energía que el SCEE inyecta a la red, lo que permite cumplir con la norma IEEE 1547 – 2018.”

1.7 Objetivos de la tesis

A partir de esta hipótesis se plantean los siguientes objetivos.

1.7.1 General

Rechazar las perturbaciones periódicas que afectan la calidad de la energía en un SCEE emulado físicamente en el laboratorio haciendo uso de control ST.

1.7.2 Particulares

1. Establecer un estudio de las perturbaciones armónicas que afectan a los SCEE.
2. Proponer algoritmos de control en base al controlador ST que permitan rechazar las perturbaciones armónicas en un SCEE.
3. Diseñar algoritmos de control ST para rechazar las perturbaciones del SCEE en sus diferentes etapas de conversión de la energía.
4. Realizar simulaciones que permitan validar los algoritmos de control propuestos.
5. Comparar los algoritmos de control propuestos con técnicas de control convencional.
6. Demostrar experimentalmente que el control ST propuesto es capaz de eliminar las perturbaciones del SCEE y mantener la distorsión de la energía inyectada a la red por el SCEE por debajo del 5 % máximo estipulado en la norma IEEE IEEE 1547 – 2018.

1.8 Alcance y limitaciones

El presente trabajo de tesis se enfoca en el rechazo de las perturbaciones empataadas del SCEE, las cuales se enlistan a continuación:

- Los armónicos de fondo de la red eléctrica.
- Los tiempos muertos del convertidor BTB.
- Los armónicos de la FEM interna del GSIP.

El equipo empleado en este trabajo consiste en un SCEE montado en el laboratorio, el cual cuenta con una turbina eólica emulada. Este equipo se muestra en la Fig. 1.12, éste incluye los siguientes componentes:

- Un generador síncrono de imanes permanentes (generador eólico).
- Un motor síncrono de imanes permanentes (turbina eólica emulada).
- Dos convertidores BTB.
- Todas las tarjetas de acondicionamiento de señales.
- Un microcontrolador modelo TMS320F28379D.
- El sistema de protección.
- Un autotransformador.
- Una interfaz serial entre el microcontrolador y MATLAB.

En este trabajo no se contempla incluir las siguientes características de un SCEE real:

- Una turbina eólica real debidamente instalada.
- No se trabaja directamente con la energía del viento.
- No se eliminan las perturbaciones de par de carga del generador.

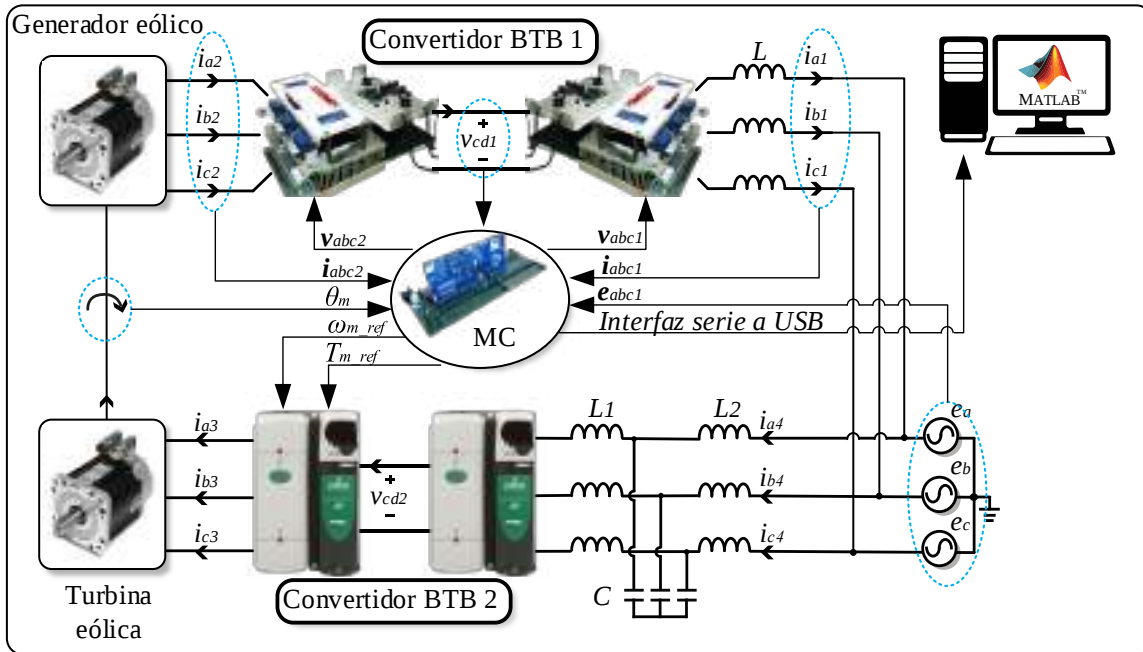


Fig. 1.12 – Diagrama de conexión del equipo físico empleado en el laboratorio.

1.9 Contenido de la tesis

Capítulo 1.- En este capítulo se describen los objetivos, la hipótesis, los alcances y las limitaciones de este trabajo de tesis. Así mismo, se demuestra la importancia de la investigación realizada al presentar la problemática abordada y el marco de referencia histórico con los trabajos más importantes relacionados con esta tesis.

Capítulo 2.- En este capítulo se analizan las fuentes de perturbaciones del SCEE en un contexto general y simplificado. En base a este análisis, se realizan diversos estudios que demuestran que, a diferencia del control PI, el control ST es una excelente estrategia de rechazo de perturbaciones del SCEE.

Capítulo 3.- En este capítulo se presenta el control ST en forma vectorial, el cual es usado para regular las corrientes trifásicas del SCEE. El diseño del control ST se lleva a cabo mediante un análisis de estabilidad de Lyapunov y un análisis de funciones descriptivas. A partir de estos dos análisis se obtienen relaciones matemáticas simples que permiten diseñar las ganancias del controlador ST de una manera muy directa.

Capítulo 4.- En este capítulo se realizan estudios a nivel simulación del rechazo de armónicos de fondo y del rechazo de armónicos de los tiempos muertos del convertidor BTB. Todos los resultados de simulación presentados en este capítulo muestran como con el controlador ST propuesto es posible rechazar diversos tipos de perturbaciones armónicas, las cuales pueden ser de frecuencia fundamental fija y de frecuencia fundamental variable.

Capítulo 5.- En este capítulo se evalúa el control ST propuesto mediante un SCEE emulado experimentalmente en el laboratorio. Dicho SCEE emulado está constituido de dos convertidores BTB, un GSIP, un MSIP, un microcontrolador y el sistema de conexión a la red. En este capítulo se validan experimentalmente los estudios del rechazo de armónicos de fondo y el rechazo de los armónicos de tiempo muerto presentados en el capítulo 4. Los resultados experimentales presentados en este capítulo demuestran como el control ST permite mantener la distorsión total de la corriente nominal del SCEE por debajo del 5 %, cumpliendo así con la norma IEEE 1547 – 2018.

Capítulo 6.- En este capítulo se finaliza el trabajo demostrando que se cumplió satisfactoriamente con el objetivo general y con la hipótesis planteados en esta tesis. También se señalan algunos problemas del control ST y se proponen algunas líneas futuras de investigación. Finalmente, se presentan los productos obtenidos a lo largo de esta tesis.

CAPÍTULO 2

ANÁLISIS DE PERTURBACIONES DEL SISTEMA DE CONVERSIÓN DE ENERGÍA EÓLICA

2.1 Introducción

En el sistema de conversión de energía eólica (SCEE) considerado en este trabajo, la conversión de energía es regulada por dos convertidores electrónicos, denominados como: el convertidor del lado del generador, mostrado en la Fig. 2.1 (c), y el convertidor del lado de la red, mostrado por la Fig. 2.1 (e). Ambos convertidores se vinculan eléctricamente a través de un bus de corriente directa (CD) en configuración ‘back-to-back’ (BTB), como se observa en la Fig. 2.1 (d). El convertidor del lado del generador controla la velocidad de giro, el par electromagnético y el flujo magnético del generador síncrono de imanes permanentes (GSIP) mostrado en la Fig. 2.1 (b). El convertidor del lado de la red controla la tensión del bus de CD y regula la inyección de potencia activa y reactiva a la red eléctrica.

Para cumplir con las normas de calidad de energía y prolongar la vida útil del SCEE, todos los estados del SCEE deben ser controlados con precisión, lo que requiere de modelos matemáticos que describan con la mayor exactitud posible al SCEE real [39]. Las diferencias que puedan presentarse entre el SCEE y su modelo matemático son debidas principalmente a las incertidumbres, no linealidades y dinámicas no modeladas, referidas en esta tesis como “perturbaciones”. No considerar las perturbaciones en el diseño del sistema de control del SCEE trae consigo consecuencias graves, como son: la inyección de energía de baja calidad [17], [21], la propagación de armónicos de tensión y corriente hacia otros equipos, vibraciones en los componentes mecánicos, envejecimiento prematuro [22], [55], [56].

La mayoría de las perturbaciones que afectan al SCEE aparecen en forma de tensiones, por ejemplo: los armónicos de tiempo muerto [11], [12], los armónicos de la fuerza electromotriz (FEM) interna del GSIP [9], los armónicos de fondo de la red [18], [21], [24], [28], [57], [58], el rizado en el bus de CD [10]. Sin embargo, con la combinación del control de modos deslizantes (CMD) y del control proporcional-integral (PI) se logra rechazar a todas estas perturbaciones, evitando así que afecten la calidad de la energía que procesa el SCEE.

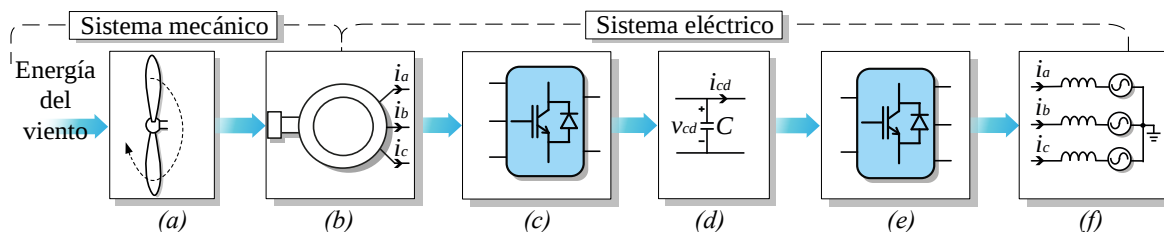


Fig. 2.1 – Componentes del SCEE. (a) Turbina eólica. (b) Generador síncrono de imanes permanentes. (c) Convertidor del lado del generador. (d) Bus de DC. (e) Convertidor del lado de la red. (f) Red eléctrica.

Desafortunadamente, los algoritmos de CMD inducen oscilaciones autosostenidas en la respuesta del sistema, las cuales son conocidas como “ciclos límite” [39]. Los ciclos límite se propagan a través de los estados del SCEE, degradando su desempeño. Para reducir la amplitud de los ciclos límite, en esta tesis se emplea un algoritmo de CMD de segundo orden conocido como control *super-twisting* (ST). El control ST es probablemente el algoritmo de CMD más implementado en la literatura debido a que éste reduce la amplitud de los ciclos límite de manera muy eficiente [59]. Sin embargo, diseñar un controlador ST para el SCEE no es tarea fácil ya que la naturaleza vectorial del SCEE provoca que el diseño del control ST requiera de operaciones vectoriales, tales como: gradientes, matrices Jacobianas, integrales de línea, etc. Por lo que, para simplificar los cálculos, en este capítulo se propone emplear el modelo simplificado del SCEE presentado en la Fig. 2.2. En este modelo, el estator y la red eléctrica son representados por circuitos RL de CD. A pesar de la simplificación, los conceptos obtenidos en este capítulo son la base para comprender el diseño del sistema de control ST vectorial presentado en el capítulo 3, y también ayudan a interpretar el rechazo de las perturbaciones que afectan a un SCEE, presentadas en el capítulo 4 y 5.

2.2 Modelo simplificado del SCEE

El modelo simplificado del GSIP es mostrado por la Fig. 2.2, el cual tiene la ventaja de que no requiere del lazo de control de flujo magnético. El modelo matemático rotor del GSIP, mostrado en la Fig. 2.2 (a), es obtenido de [7], y está dado por:

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{f_v}{J}\Omega + \frac{1}{J}(T_m - T_c) \quad (2.1)$$

donde T_c es el par de carga del generador, T_m es el par desarrollado por el generador, Ω es la velocidad de giro del rotor, f_v es la fricción viscosa del rotor, J es la inercia del rotor.

El modelo matemático del estator del GSIP, mostrado en la Fig. 2.2 (b), está dado por:

$$\frac{di_g}{dt} = -\frac{R_g}{L_g}i_g + \frac{1}{L_g}(v_g - e_g) \quad (2.2)$$

donde R_g es la resistencia, L_g es la inductancia, i_g es la corriente del estator del GSIP, v_g es la tensión aplicada en los bornes del GSIP y e_g es la FEM interna del GSIP.

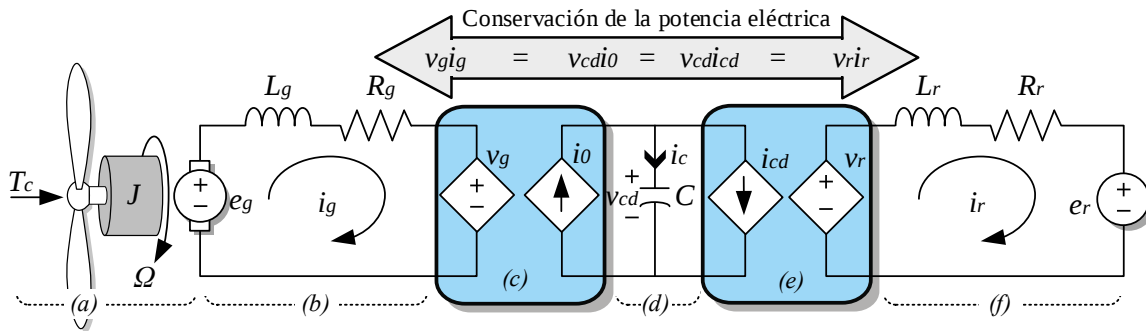


Fig. 2.2 – Circuito de CD simplificado del SCEE. (a) Rotor del GSIP. (b) Estator del GSIP. (c) Convertidor del lado del generador. (d) Bus de CD. (e) Convertidor del lado de la red. (f) Red eléctrica.

En la Fig. 2.2 (f) se muestra el sistema de inyección de energía a la red eléctrica. El modelo matemático de este sistema está dado por:

$$\frac{di_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}i_r + \frac{1}{L_r}(v_r - e_r) \quad (2.3)$$

donde R_r es la resistencia del filtro de potencia, L_r es la inductancia del filtro de potencia, i_r es la corriente inyectada a la red, v_r es la tensión aplicada en las terminales del filtro de potencia y e_r es la tensión de la red eléctrica.

La Fig. 2.2 (d) muestra el bus de CD, cuyo modelo matemático se obtiene de la ecuación de equilibrio de potencia eléctrica mostrada por la flecha gris de la Fig. 2.2. Para obtener este modelo, a continuación se iguala la potencia la red con la potencia del bus de CD, es decir:

$$v_r i_r = v_{cd}(i_0 - i_c) \quad \Rightarrow \quad v_r i_r = v_{cd} \left(i_0 - C \frac{dv_{cd}}{dt} \right) \quad (2.4)$$

donde v_{cd} es la tensión del bus de CD, C es la capacitancia, i_0 es la corriente de carga del bus de CD e i_c es la corriente que fluye hacia el capacitor.

2.3 Lazos de control PI del SCEE simplificado

El sistema de control del SCEE es mostrado en la Fig. 2.3. La velocidad del GSIP y la tensión del bus de CD son controladas por los lazos de control en cascada mostrados en la Fig. 2.3 (a) y la Fig. 2.3 (b), respectivamente. En la Fig. 2.3 (a), el lazo externo genera la referencia de corriente del estator i_g^* y el lazo interno genera el índice de modulación, dado por m_g . En la Fig. 2.3 (a), el lazo externo genera la referencia de corriente inyectada a la red i_r^* y el lazo interno genera el índice de modulación, dado por m_r . Las señales de control m_g y m_r son multiplicadas por v_{cd} para ser transformadas en las señales de potencia v_g y v_r , respectivamente, las cuales controlan los estados del SCEE. Esta multiplicación se ilustra en la Fig. 2.3 mediante el uso de fuentes controladas de tensión.

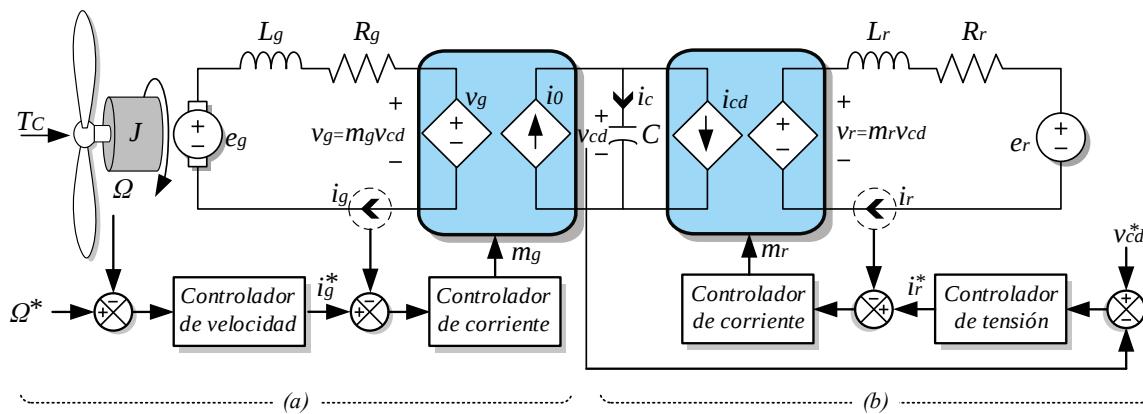


Fig. 2.3 – Lazos de control del SCEE (a) Sistema de control de velocidad del GSIP, (b) Sistema de control de tensión del bus de CD.

2.3.1 Controlador PI de corriente

El sistema de control de corrientes del estator del GSIP y el sistema de conexión a la red son idénticos. Por lo que ambos son representados por el diagrama de la Fig. 2.4. Este sistema de control PI se diseña utilizando las dos expresiones obtenidas de [60], que son:

$$k_{ii} = \omega_c \sqrt{\frac{\omega_c^2 L^2 + R^2}{\tan^2 \left[MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c L}{R} \right) \right] + 1}} \quad (2.5)$$

$$k_{pi} = \left(\frac{k_{ii}}{\omega_c} \right) \tan \left[MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c L}{R} \right) \right] \quad (2.6)$$

donde R y L son la resistencia y la inductancia del sistema, ω_c es la frecuencia de cruce y MF es el margen de fase. Se obtiene un controlador PI estable si $\omega_c > 0$ y $0 < MF < \frac{\pi}{2}$.

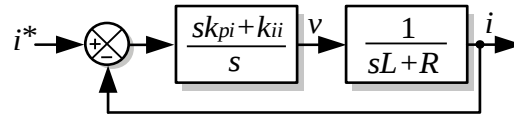


Fig. 2.4 – Lazo de control PI de la corriente de un circuito RL.

2.3.2 Controlador PI de tensión del bus de CD

La Fig. 2.5 muestra el diagrama de control PI del bus de CD, donde el lazo interno es idéntico a la Fig. 2.4. Debido a que el modelo matemático del bus de CD es no lineal, se recurre al modelo linealizado de (2.4), el cual es obtenido de [60]. Este modelo está dado por:

$$\bar{e}_r \dot{i}_r = v_{cd} \bar{i}_0 - \bar{v}_{cd} C \frac{dv_{cd}}{dt} \quad (2.7)$$

donde $\bar{v}_{cd}$ es la tensión de estado estable del bus de CD, $\bar{e}_r$ es la tensión nominal de la red, e $\bar{i}_0$ es la corriente de carga en estado estable del bus de CD. En [60] se derivan tres expresiones para calcular el controlador PI de tensión, las cuales son:

$$T_v = \tan \left[MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c C \bar{v}_{cd}}{\bar{i}_0} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c (R + K_{pi})}{K_{ii} - \omega_c^2 L} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c K_{pi}}{K_{ii}} \right) \right] \quad (2.8)$$

$$k_{iv} = -\frac{\omega_c}{\bar{e}_r} \sqrt{\frac{[(k_{ii} - \omega_c^2 L)^2 + [\omega_c (k_{pi} + R)]^2][(\omega_c C \bar{v}_{cd})^2 + \bar{i}_0^2]}{[T_v^2 + 1][(\omega_c k_{pi})^2 + k_{ii}^2]}} \quad (2.9)$$

$$k_{pv} = T_v k_{iv} / \omega_c \quad (2.10)$$

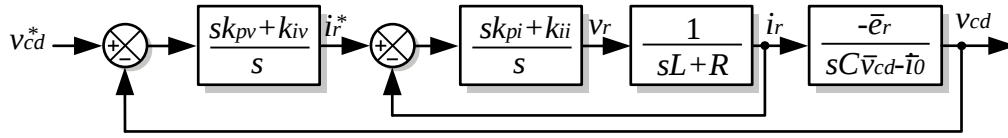


Fig. 2.5 – Sistema de control PI en cascada de la tensión del bus de CD.

donde k_{pv} y k_{iv} son la ganancia proporcional e integral del controlador PI de tensión, respectivamente, k_{pi} y k_{ii} son la ganancia proporcional e integral del lazo interno de control de corriente inyectada a la red, previamente diseñadas con (2.5) y (2.6), ω_c es la frecuencia de cruce, dada en radianes por segundo, y MF es el margen de fase, dado en radianes. A partir de (2.8) – (2.10) se obtiene un controlador PI estable si y solo si $\omega_c > 0$ y $0 < MF < \frac{\pi}{2}$.

2.3.3 Controlador PI de velocidad del generador

El diagrama de control PI en cascada de la velocidad del GSIP es mostrado por la Fig. 2.6. El lazo interno de control de este sistema es idéntico a la Fig. 2.4. En [60] se presenta el desarrollo de tres expresiones para el cálculo de este controlador PI de velocidad. Estas tres expresiones están dadas por:

$$T_\Omega = \tan \left[MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c J}{f_v} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c (R + K_{pi})}{K_{ii} - \omega_c^2 L} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c K_{pi}}{K_{ii}} \right) \right] \quad (2.11)$$

$$K_{i\Omega} = \frac{\omega_c}{K_T} \sqrt{\frac{[(k_{ii} - \omega_c^2 L)^2 + [\omega_c (k_{pi} + R)]^2][(\omega_c J)^2 + f_v^2]}{[T_\omega^2 + 1][(\omega_c k_{pi})^2 + k_{ii}^2]}} \quad (2.12)$$

$$k_{p\Omega} = T_\Omega \frac{k_{i\Omega}}{\omega_c} \quad (2.13)$$

donde K_T es la constante de par del GSIP, $k_{p\Omega}$ y $k_{i\Omega}$ son la ganancia proporcional e integral del controlador PI de velocidad del GSIP, respectivamente, k_{pi} y k_{ii} son la ganancia proporcional e integral del lazo interno de control de corriente del estator, previamente diseñadas con (2.5) y (2.6), ω_c es la frecuencia de cruce, dada en radianes por segundo, y MF es el margen de fase, dada en radianes. A partir de (2.11) – (2.13) se obtiene un controlador PI estable si y solo si $\omega_c > 0$ y $0 < MF < \frac{\pi}{2}$.

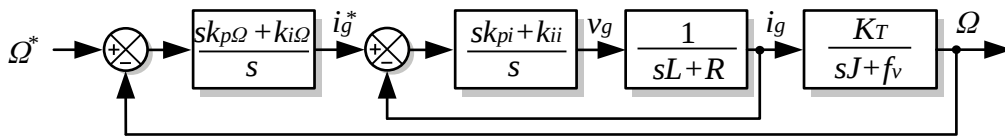


Fig. 2.6 – Sistema de control PI en cascada de la velocidad de giro del GSIP.

2.4 Limitaciones del control PI en un SCEE bajo perturbaciones

El control PI es ampliamente utilizado en la industria debido a que posee una estructura simple, es fácil de diseñar y, más importante aún, el control PI es una tecnología probada con una amplia teoría y efectivos métodos de diseño [61]. Sin embargo, el control PI es incapaz de rechazar las perturbaciones periódicas que afectan al sistema de control del SCEE. Esta desventaja del control PI es demostrada en esta sección a través de varios ejemplos.

2.4.1 Limitaciones del control PI de corriente

En la Fig. 2.7 (a) se presenta un ejemplo de la respuesta a un escalón unitario del sistema de controlador PI de corriente del GSIP, denotada como i , cuando éste es afectado por la perturbación e . En este ejemplo se asume que $i(0) = 0$ A, $R = 0.15$ ohm, y $L = 2.5$ mH. El controlador PI se calcula en base a (2.5) y (2.6), estableciendo a $MF = \pi/3$ y $\omega_c = 1000\pi$, con lo cual se obtienen las siguientes ganancias: $k_{pi} = 6.7$ y $k_{ii} = 12745$.

El desempeño de este sistema se analiza para dos casos: cuando $e = 1$ V, y cuando $e = \sin(2\pi \times 360t)$ V. En el caso de que $e = 1$ V, la corriente i converge asintóticamente a la referencia i^* , como se muestra en la gráfica negra de la Fig. 2.8 (a). Sin embargo, cuando $e = \sin(2\pi \times 360t)$ V, i no converge exactamente a i^* . En su lugar, i converge a un dominio alrededor de i^* , como se muestra en la gráfica azul de la Fig. 2.8 (a). Para analizar este fenómeno, en la Fig. 2.7 (b) se muestra el diagrama de bloques de la admitancia del sistema de control de corriente del GSIP. Este diagrama de bloques permite estudiar la respuesta en la frecuencia que relaciona a e con la amplitud de las oscilaciones de i . Los resultados del análisis en la frecuencia de la Fig. 2.7 (b) se presentan en el diagrama de Bode de la Fig. 2.8 (b). En este diagrama de Bode se observa que la amplitud de la corriente armónica es máxima cuando e oscila con frecuencia de 360 Hz. También se observa que la amplitud de las oscilaciones de i tienden a cero si la frecuencia de e tiende a cero o a infinito.

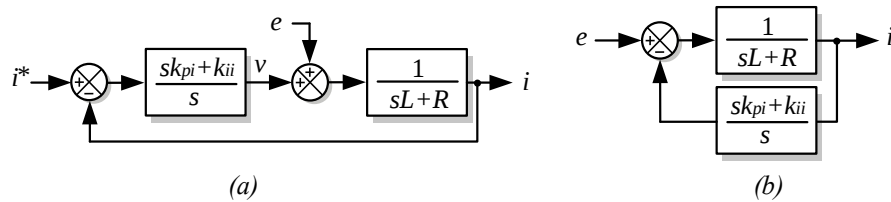


Fig. 2.7 – Control PI de corrientes. (a) Sistema de control PI perturbado, (b) Admitancia en lazo cerrado.

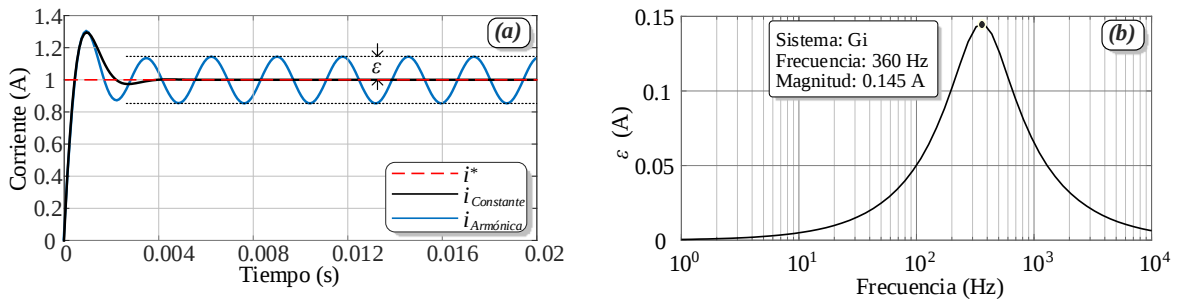


Fig. 2.8 – Respuesta de la corriente del circuito RL con perturbaciones armónicas, (a) Respuesta al escalón unitario con y sin perturbación armónica, (b) Análisis en la frecuencia de la admitancia del sistema.

2.4.2 Limitaciones del control PI de velocidad del generador

En la Fig. 2.9 se presenta un ejemplo de la respuesta del sistema de control PI de la velocidad del GSIP cuando éste es afectado por un par de carga periódico, dado por T_c . En este ejemplo se asume que: $i(0) = 0$ A, $\Omega(0) = 0$ rad/s, $R = 0.15$ ohm, $L = 0.025$ mH, $J = 0.0173$ kgm², $f_v = J/242$ y $K_T = 0.816$. El controlador PI de velocidad se calcula en base a (2.11) – (2.13), asumiendo los siguientes parámetros de diseño: $MF = \pi/3$, $\omega_c = 2\pi 30$, $k_{pi} = 6.7$ y $k_{ii} = 12745$. Esto da como resultado $k_{p\Omega} = 3.44$ y $k_{i\Omega} = 371.6$.

El desempeño de este sistema se analiza cuando $T_c = 1$ Nm, y cuando $T_c = \sin(2\pi \times 20t)$ Nm. Cuando $T_c = 1$ Nm, Ω converge asintóticamente a la referencia Ω^* , como se muestra en la Fig. 2.10 (a). Sin embargo, cuando $T_c = \sin(2\pi \times 20t)$ Nm, Ω no converge exactamente a Ω^* . En su lugar, Ω converge a un dominio alrededor de Ω^* , como se muestra en la gráfica azul de la Fig. 2.10 (a). Para estudiar este fenómeno, en la Fig. 2.10 (b) se presenta el diagrama de Bode que relaciona la frecuencia de T_c y la amplitud de las oscilaciones de Ω . En este diagrama se observa que la amplitud de las oscilaciones de Ω es máxima cuando la frecuencia de T_c es igual con 20 Hz. También se observa que la amplitud de las oscilaciones de Ω tiende a cero si la frecuencia de T_c tiende a cero o a infinito.

En la Fig. 2.11 (a) se comparan el efecto que T_c tiene en el par desarrollado por el GSIP, denotado como T_m . Esta comparación se realiza para dos casos: cuando $T_c = 1$ Nm y cuando $T_c = \sin(2\pi \times 20t)$ Nm. En la Fig. 2.11 (a) se observa como T_m compensa completamente a T_c cuando $T_c = 1$ Nm, anulando su efecto. Sin embargo, cuando $T_c = \sin(2\pi \times 20t)$ Nm, T_m es incapaz de compensar a T_c , como se muestra en la Fig. 2.11 (a). En la Fig. 2.11 (b) se presenta un diagrama de Bode que representa la amplitud de las oscilaciones de T_m en función de la frecuencia de T_c . En este diagrama se observa que la amplitud de las oscilaciones de T_m es máxima cuando la frecuencia de la perturbación es de 18 Hz. También se observa que la amplitud de las oscilaciones disminuye al variar la frecuencia de T_c alrededor de 18 Hz.

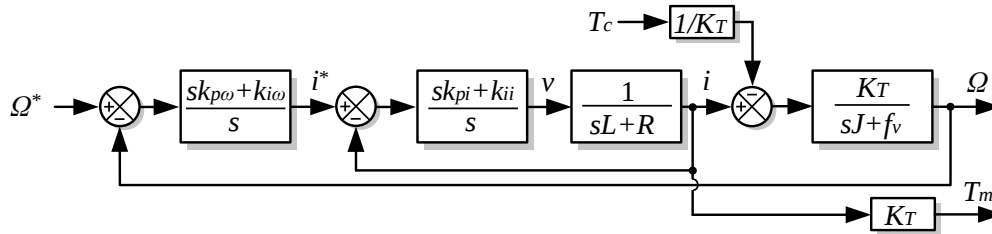


Fig. 2.9 – Sistema de control PI en cascada de la velocidad de giro del GSIP con perturbaciones de par.

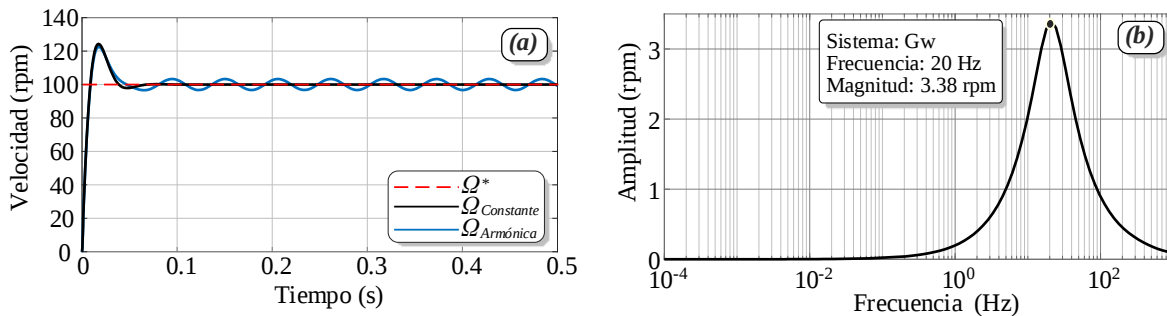


Fig. 2.10 – Respuesta de la velocidad del GSIP con perturbaciones armónicas de par, (a) Respuesta a escalón unitario con y sin perturbaciones, (b) Respuesta en la frecuencia de Ω con respecto de T_c .

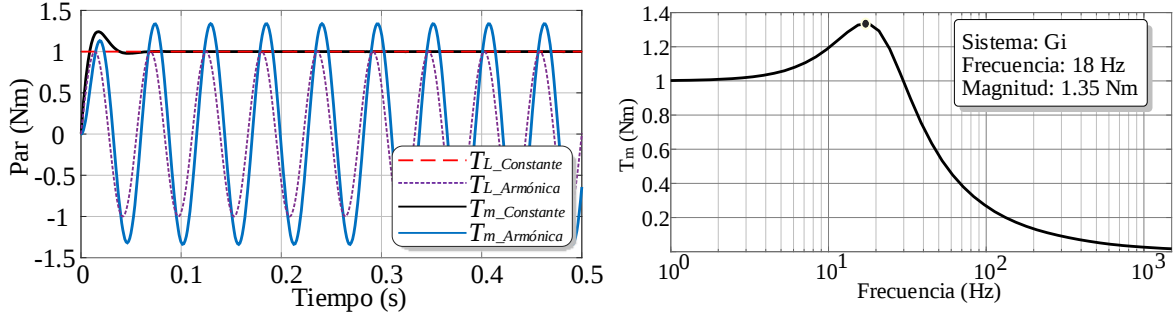


Fig. 2.11 – Respuesta del par desarrollado del GSIP con perturbaciones armónicas, (a) Respuesta al escalón unitario con y sin perturbaciones, (b) Respuesta en la frecuencia de T_m con respecto de T_c .

2.5 Caracterización de las perturbaciones del SCEE

Las diferencias que existen entre un SCEE y su modelo matemático son consideradas como perturbaciones en este documento. Dichas perturbaciones son caracterizadas en esta sección al descomponer cada estado del SCEE en tres componentes, que son:

$$z = \bar{z} + \Delta z + \tilde{z} \quad (2.14)$$

donde z es un estado cualquiera del SCEE, $\bar{z}$ es el valor promedio de dicho estado, Δz es la componente periódica debida a las perturbaciones internas del sistema y $\tilde{z}$ es la componente periódica debida a las perturbaciones externas. La componente $\bar{z}$ es la única que transporta energía neta, las componentes Δz y $\tilde{z}$ inducen pérdidas, por lo que es deseable eliminarlas.

2.5.1 Las perturbaciones del generador

Las perturbaciones que afectan a un GSIP son las perturbaciones del par que el viento impone en la turbina, mostradas en la Fig. 2.12 (a), la distorsión de la FEM interna, mostradas en la Fig. 2.12 (b), y las no linealidades del convertidor, mostradas en la Fig. 2.12 (c). El par en el eje de la turbina eólica, dado por T_c , es expresado por:

$$T_c = \bar{T}_c + \Delta T_c \quad (2.15)$$

donde $\bar{T}_c$ es el par de carga promedio y ΔT_c es el rizado de par de carga.

La FEM interna del GSIP, dada por e_g , es expresada matemáticamente como:

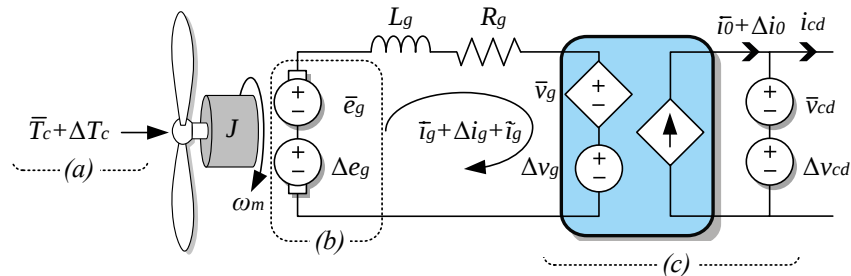


Fig. 2.12 – Perturbaciones que afectan al accionamiento del GSIP. (a) Par de carga armónico, (b) Distorsión de la FEM interna, (c) No linealidades del convertidor.

$$e_g = \bar{e}_g + \Delta e_g = p\Omega(K_T + \Delta K_T) \quad (2.16)$$

donde $\bar{e}_g = K_T \omega_m$ es la FEM promedio, $\Delta e_g = \Delta K_T \Omega$ es la distorsión de la FEM, Ω es la velocidad del GSIP, p es el numero de pares de polos del GSIP, K_T es la constante de par y ΔK_T es la incertidumbre de la constante de par.

La tensión aplicada en los bornes del generador está dada por:

$$v_g = \bar{v}_g + \Delta v_g \quad (2.17)$$

donde $\bar{v}_g$ es la tensión que idealmente se desea aplicar en los bornes del GSIP y Δv_g representa todos los fenómenos indeseados que distorsionan las tensiones producidas por el convertidor electrónico de potencia, como son: la caída de tensión en los transistores, los tiempos muertos, capacitancias parásitas, desbalances en el sistema, etc.

La corriente del estator, dada por i_g , es dividida en tres componentes, es decir:

$$i_g = \bar{i}_g + \Delta i_g + \tilde{i}_g \quad (2.18)$$

donde $\bar{i}_g$ es la corriente promedio, $\tilde{i}_g$ es la componente de corriente que demanda el lazo de control de velocidad para compensar a ΔT_c , y Δi_g es la componente de corriente debida a la presencia de Δe_r y Δv_g . Todas las perturbaciones del GSIP son presentadas en la Fig. 2.13.

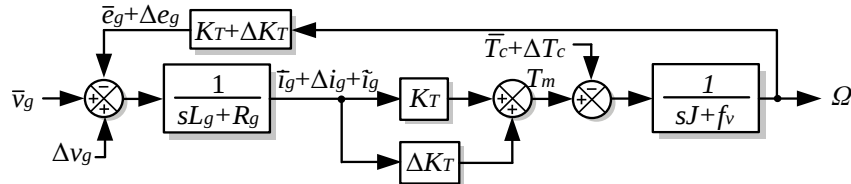


Fig. 2.13 – Diagrama de bloques del GSIP con perturbaciones.

2.5.2 Las perturbaciones de la conexión a la red

Las perturbaciones que afectan a la conexión a la red son divididas en tres grupos: la corriente de carga del bus de CD, mostrado en la Fig. 2.14 (a), las no linealidades del convertidor, mostradas en la Fig. 2.14 (b), y la distorsión de la red, mostrada en la Fig. 2.14 (c). En este caso, la corriente de carga del bus de CD es dividida en dos componentes:

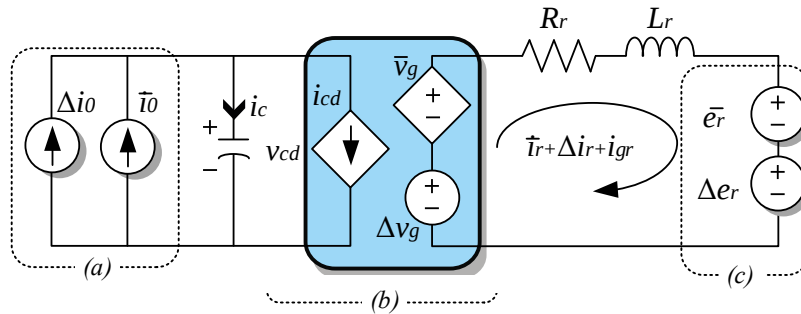


Fig. 2.14 – Perturbaciones que afectan al sistema de inyección de energía a la red. (a) Corriente de carga armónica, (b) Perturbaciones y no linealidades del convertidor, (c) Armónicos en las tensiones de la red,

$$i_0 = \bar{i}_0 + \Delta i_0 \quad (2.19)$$

donde $\bar{i}_0$ que es el valor promedio de la corriente CD que transmite la energía del GSIP a la red eléctrica y Δi_0 es la componente que transmite las perturbaciones del GSIP a la red.

La distorsión de las tensiones de la red se expresa matemáticamente por:

$$e_r = \bar{e}_r + \Delta e_r \quad (2.20)$$

donde $\bar{e}_r$ es la componente promedio de las tensiones de la red y Δe_r representa a la distorsión armónica de la tensión, que es conocida como “armónicos de fondo”.

En este caso, las tensiones del convertidor del lado de la red están dadas por:

$$v_r = \bar{v}_r + \Delta v_r \quad (2.21)$$

donde $\bar{v}_r$ es la tensión que idealmente se desea aplicar en los bornes del filtro de potencia, Δv_r representa a todos los fenómenos indeseados que distorsionan las tensiones producidas por el convertidor del lado de la red, como son: la caída de tensión en los transistores, los tiempos muertos, capacitancias parásitas, etc.

La corriente inyectada a la red es dividida en tres componentes, es decir:

$$i_r = \bar{i}_r + \Delta i_r + \tilde{i}_r \quad (2.22)$$

donde $\bar{i}_r$ es la corriente libre de armónicos, $\tilde{i}_r$ es la corriente armónica que representa a las perturbaciones que se propagan del GSIP a la red a través del bus de CD; y Δi_r es la corriente armónica que se inyecta a la red debida a las perturbaciones Δv_r y Δe_r .

Todas las perturbaciones del sistema de conexión a la red son mostradas en el diagrama de la Fig. 2.15, el cual se construye en base a (2.3) y (2.4).

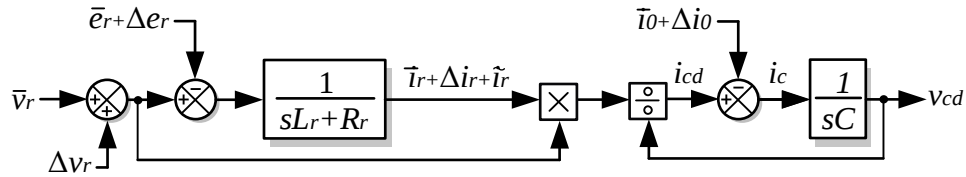


Fig. 2.15 – Diagrama de bloques del sistema de conexión a la red con perturbaciones.

2.5.3 Propagación de las perturbaciones del generador a la red eléctrica

De no ser rechazadas, las perturbaciones que afectan al GSIP (tales como: ΔT_c , Δv_g y Δe_g), son procesadas por el bus de CD y son propagadas a la red eléctrica en forma de la corriente $\tilde{i}_r$, como se ilustra en la Fig. 2.16. Para comprender esta propagación, se considera que la conversión de energía eléctrica del GSIP al bus de CD y del bus de CD a la red se lleva a cabo mediante la conservación de potencia eléctrica. La conservación de potencia implica que la potencia eléctrica generada por el GSIP, denotada por el producto $v_g i_g$, debe ser igual a la potencia que entra al bus de CD, dada por el producto $v_{cd} i_0$, es decir:

$$v_{cd} i_0 = v_g i_g \quad \Rightarrow \quad i_0 = v_g v_{cd} / i_g \quad (2.23)$$

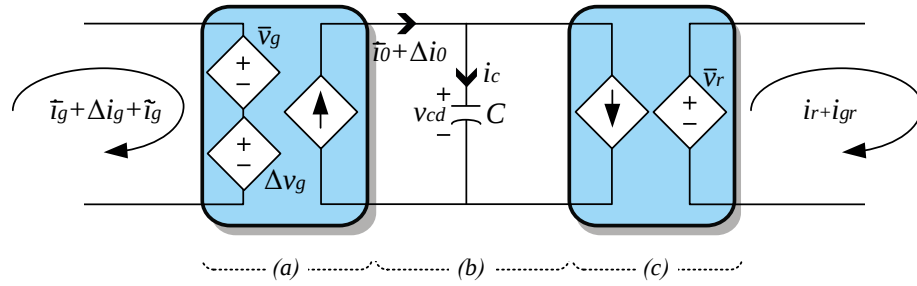


Fig. 2.16 – Transmisión de perturbaciones a través del bus de CD. (a) Convertidor del lado del generador, (b) Bus de CD, (c) Convertidor del lado de la red.

donde v_g es definida en (2.17), i_g esta dada por (2.18) y v_{cd} es expresada por:

$$v_{cd} = \bar{v}_{cd} + \Delta v_{cd} \quad (2.24)$$

donde $\bar{v}_{cd}$ la tensión nominal del bus de CD y Δv_{cd} es el rizado de tensión. La conservación de potencia en la conversión de energía del bus de CD a la red eléctrica está dada por:

$$v_r i_r = v_{cd} (i_0 - i_c) \Rightarrow i_r = v_{cd} (i_0 - i_c) / v_r \quad (2.25)$$

Las corrientes $\bar{i}_r$ e $\tilde{i}_r$ son obtenidas a partir de (2.25), como:

$$\bar{i}_r = \bar{v}_{cd} (\bar{i}_0) / \bar{v}_r; \quad \tilde{i}_r = v_{cd} (i_0 - i_c) / v_r - \bar{v}_{cd} (\bar{i}_0) / \bar{v}_r \quad (2.26)$$

donde $\bar{i}_r$ es la energía libre de armónicos que el SCEE inyecta a la red e $\tilde{i}_r$ es la corriente armónica que se transfieren del GSIP a la red eléctrica, como se muestra en la Fig. 2.17.

La corriente $\tilde{i}_r$ contiene componentes armónicas que oscilan con frecuencia fundamental del GSIP. Debido a que el GSIP y la red eléctrica operan con diferentes frecuencias, estas componentes armónicas de $\tilde{i}_r$ aparecen como corrientes inter-armónicas inyectadas a la red. Las técnicas de rechazo de corrientes armónicas actuales no están diseñadas para eliminar a las corrientes inter-armónicas, por lo que esta clase de corrientes son un problema actual en los sistemas de energía distribuida [10].

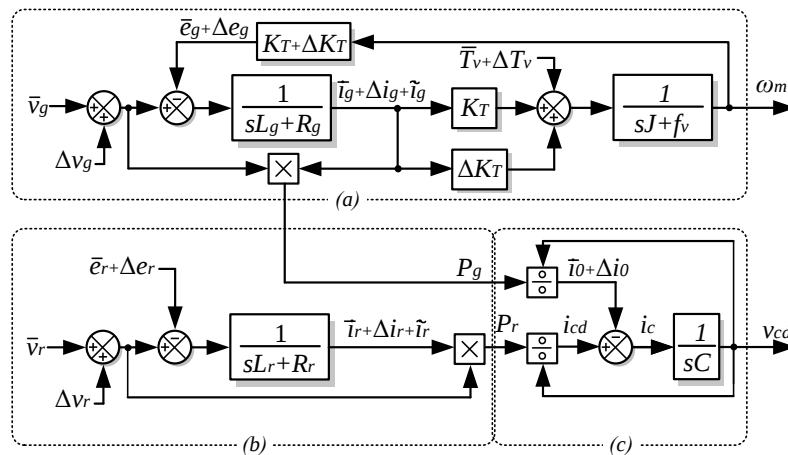


Fig. 2.17 – Transmisión de perturbaciones a través del bus de CD. (a) Convertidor del lado del generador, (b) Bus de CD, (c) Convertidor del lado de la red.

2.6 Análisis general del rechazo de las perturbaciones del SCEE

2.6.1 Cancelación de las perturbaciones de corriente del generador

El principal problema de un sistema mecánico son las vibraciones, ya que éstas producen pérdidas por efecto de fricción, ruido y envejecimiento prematuro de las partes móviles. Para eliminar las vibraciones mecánicas generadas por el propio GSIP, es necesario que Δv_g , Δe_g y Δi_g , mostradas en la Fig. 2.18, sean todas compensadas por el sistema de control. Con este objetivo en mente, se analiza el rechazo de las perturbaciones que convencionalmente afectan al GSIP empleado en el SCEE. Inicialmente, se analiza el sistema de control de corrientes del estator del GSIP, que es mostrado en el diagrama de bloques de la Fig. 2.18. En este diagrama se muestra la transferencia de energía eléctrica a mecánica, que está dada por:

$$T_m = \bar{T}_m + \Delta T_m = \frac{e_g i_g}{\Omega}; \quad \bar{T}_m = K_T \bar{i}_g; \quad \Delta T_m = \Delta K_T \bar{i}_g + \Delta i_g (K_T + \Delta K_T) \quad (2.27)$$

donde T_m es el par total desarrollado por el GSIP, $\bar{T}_m$ es el par promedio desarrollado por el GSIP, ΔT_m es el rizado de par, Ω es la velocidad del GSIP, K_T y ΔK_T son las ganancias de par, dadas por (2.16), i_g es la corriente del estator y e_g es la FEM interna del GSIP. La corriente $\bar{i}_g$ en la Fig. 2.18 es considerada igual con cero debido a que el lazo de control de velocidad es quien genera a $\bar{i}_g$ y en este caso se considera que este lazo de control está abierto.

La única componente en (2.27) que realmente transfiere energía mecánica del viento al GSIP es $\bar{T}_m$. El rizado de par, denotado como ΔT_m , solo se transforman en vibración y calor, por lo que es fundamental eliminar a ΔT_m . El acercamiento más común a esta problemática es incluir un lazo de control de corrientes con una ganancia alta, con lo cual se reduce el efecto que Δv_g y Δe_g tienen en las corrientes del estator, reduciendo significativamente a Δi_g . En el caso de emplear un controlador con ganancia infinita, el efecto de Δv_g y Δe_g se reduce a cero, eliminando por completo a Δi_g . El sistema de CMD que se muestra en la Fig. 2.19 es teóricamente un lazo de control de ganancia infinita. Por lo tanto, el CMD tiene la capacidad de cancelar el efecto de Δv_g y Δe_g en el sistema a partir de la acción de control. Las implicaciones que tiene realizar la cancelación de Δv_g y Δe_g con CMD es ilustrada en la Fig. 2.19, donde a la salida del controlador se genera a el término “ $-\Delta v_g + \Delta e_g$ ”, con lo que se elimina a Δi_g . Por lo tanto, la expresión (2.27) se simplifica como:

$$T_m|_{\Delta i_g=0} = K_T \bar{i}_g + \Delta T_m; \quad \Delta T_m = \Delta K_T \bar{i}_g \quad (2.28)$$

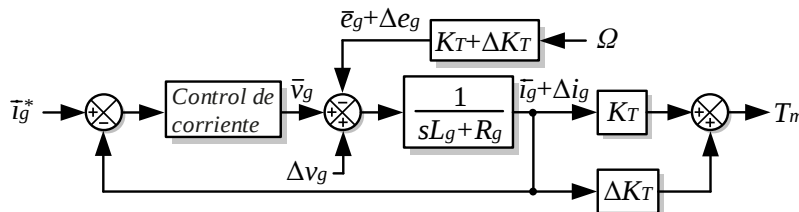


Fig. 2.18 – Lazo general de control de corrientes del GSIP afectado por perturbaciones.

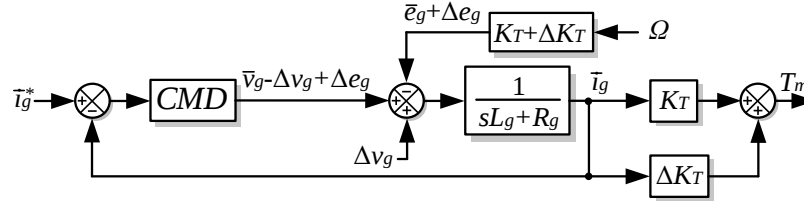


Fig. 2.19 – Lazo de CMD para cancelar las perturbaciones de corrientes del GSIP.

2.6.2 Cancelación de las perturbaciones de la FEM interna del generador

Al analizar (2.27) se observa que ΔT_m no se elimina por completo al eliminar a Δi_g . Esto se debe a que ΔT_m también depende de los armónicos de la FEM, los cuales son proporcionales al término “ $\Delta K_T \Omega$ ”. La ganancia ΔK_T depende de diversos factores, como son: la saturación magnética del generador y los armónicos del flujo magnético del rotor [55], [63]. Hasta donde se ha logrado investigar, no existe ninguna técnica de control que permita controlar al flujo magnético del rotor a partir de la regulación de las corrientes del estator en un GSIP. Debido a que la ganancia ΔK_T depende del flujo magnético del rotor, la ganancia ΔK_T es muy difícil corregir. Sin embargo, en el presente análisis se asume que es posible controlar de manera precisa al flujo magnético del rotor, como se muestra en la Fig. 2.20 (a). En la Fig. 2.20 (b) se muestra el diagrama de control obtenido al eliminar a ΔK_T . Debido a la eliminación de ΔK_T , el par desarrollado por el GSIP ahora está libre de rizado, es decir:

$$T_m|_{\Delta i_g, \Delta K_T=0} = K_T \bar{i}_g; \quad \Delta T_m = 0 \quad (2.29)$$

Sin embargo, el control del flujo magnético del rotor es una idealización que se presenta en este documento con el propósito de ilustrar el desempeño deseado del GSIP. Por lo tanto, se considera que esta condición de operación del GSIP es un área abierta a la investigación.

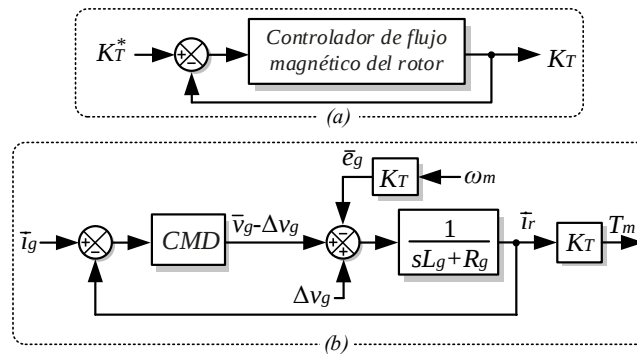


Fig. 2.20 – Sistema de control de par del GSIP con cancelación de todas las perturbaciones. (a) Lazo de control de flujo magnético del GSIP, (b) Lazo de CMD de las corrientes del estator.

2.6.3 Rechazo de las perturbaciones de corriente de la red

La inyección de energía a la red se debe realizar con el objetivo de cumplir con las normas de la calidad de la energía establecidas en el lugar de operación del SCEE. Si un SCEE inyecta corrientes con altos niveles de distorsión armónica, éstos causan problemas de estabilidad de la red eléctrica e influyen en el comportamiento de equipos que comparten el mismo punto de acoplamiento común a la red [6], [21], [24], [28], [57], [58], [60].

Para incrementar la calidad de la energía que el SCEE inyecta a la red, es necesario que las perturbaciones Δv_r y Δe_r , mostradas en la Fig. 2.21, sean rechazadas mediante el sistema de control. Para afrontar esta problemática, es común emplear lazos de control de alta ganancia, con lo cual se reduce el efecto de Δv_r y Δe_r en la red, reduciendo a Δi_r . En el caso de emplear un controlador con ganancia infinita, el efecto de Δv_r y Δe_r se reduce a cero, eliminando por completo a Δi_r . El sistema de CMD que se muestra en la Fig. 2.22 es un lazo de control que ofrece ganancia infinita, el cual tiene la capacidad de cancelar el efecto de Δv_r y Δe_r en el sistema a partir de la acción de control. Esta cancelación se muestra en la Fig. 2.22, donde a la salida del controlador se genera el término “ $-\Delta v_r + \Delta e_r$ ”, con lo que se elimina a Δi_r , incrementando así la calidad de la energía inyectada a la red por el SCEE.

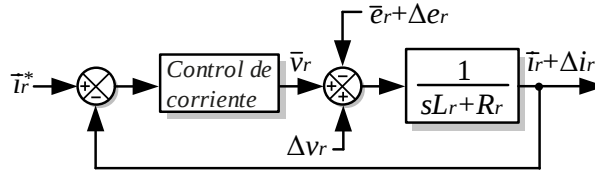


Fig. 2.21 – Lazo general de control de corrientes inyectadas a la red con todas las perturbaciones.

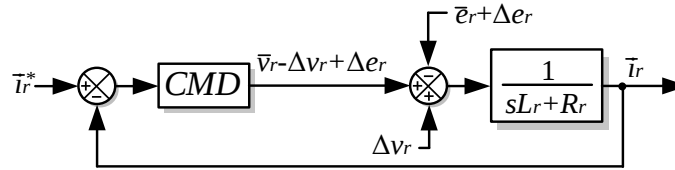


Fig. 2.22 – Lazo de CMD para inyectar corrientes de alta calidad a la red eléctrica.

2.6.4 Atenuación de los armónicos de carga del bus de CD

Al cerrar el lazo de control de tensión del bus de CD, éste genera la referencia de corriente $\bar{i}_r^* + \tilde{i}_r^*$, como se muestra en la Fig. 2.23. Las corrientes $\bar{i}_r$ e $\tilde{i}_r$ están dadas por (2.26), donde $\bar{i}_r$ representa a la energía promedio del viento inyectada a la red e $\tilde{i}_r$ es generada por el controlador de tensión para compensar la corriente de carga armónica del bus de CD. Para maximizar la calidad de la energía inyectada a la red, es necesario reducir $\tilde{i}_r$ al mínimo. Esto se logra al reducir el ancho de banda del controlador de tensión. La reducción del ancho de banda de este controlador permite al bus de CD absorber la corriente de carga Δi_0 . Sin embargo, bajar demasiado el ancho de banda del controlador de tensión de CD reduce también la capacidad de rechazar corrientes de carga abruptas del bus de CD. A pesar de este inconveniente, para bloquear la propagación de perturbaciones del GSIP a la red, en esta tesis se propone emplear un controlador PI de tensión CD de bajo ancho de banda en cascada con un CMD ganancia infinita, como es mostrado en la Fig. 2.23.

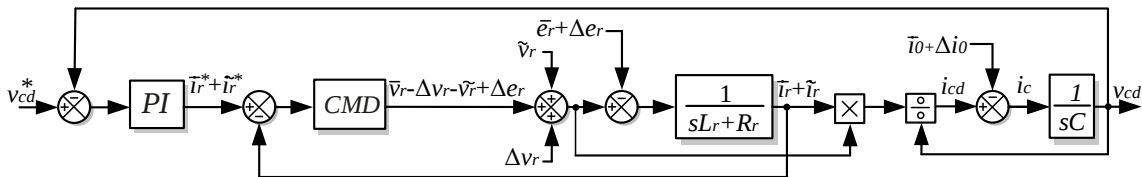


Fig. 2.23 – Sistema de control PI de tensión del bus de CD en cascada con un lazo interno de CMD.

2.6.5 Atenuación de los armónicos de par del generador

Al cerrar el lazo de control de velocidad en la Fig. 2.20 (b) se genera la referencia de corriente $\bar{i}_g^* + \tilde{i}_g^*$, como se muestra en la Fig. 2.24. La componente de corriente $\bar{i}_g$ transfiere el par promedio que la turbina eólica establece en el GSIP, el cual es denotado como $\bar{T}_c$ en la Fig. 2.24. La componente de corriente $\tilde{i}_g$ compensa el rizado de par que la turbina eólica impone en el generador, este rizado de par es denotado como ΔT_c en la Fig. 2.24.

Con un controlador de velocidad con ganancia infinita se logra cancelar a ΔT_c , lo cual significa que las vibraciones debidas al par de carga del GSIP son canceladas totalmente. Sin embargo, lograr una ganancia infinita en el lazo de control de velocidad es prácticamente imposible, ya que el ancho de banda del controlador de velocidad está restringido por la velocidad de respuesta del lazo interno de control de corriente. Además, se debe considerar que la medición de la velocidad en un GSIP normalmente está contaminada con ruido de medición. Si el ancho de banda del controlador de velocidad es demasiado alto, el sistema de control inevitablemente tendrá una gran susceptibilidad al ruido de medición de la velocidad. Un compromiso entre la compensación de ΔT_c y una baja susceptibilidad al ruido de medición se logra con un controlador PI, como se muestra en la Fig. 2.24.

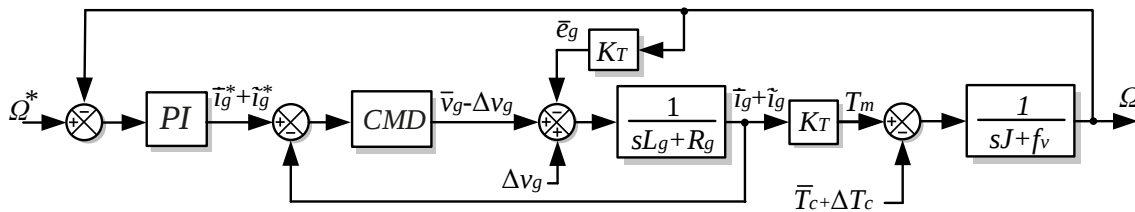


Fig. 2.24 – Sistema de control PI de velocidad del GSIP en cascada con un lazo interno de CMD.

2.7 Introducción al control super-twisting

En este capítulo se ha proclamado que el CMD es capaz de cancelar las perturbaciones armónicas que afectan al sistema de control del SCEE. Sin embargo, esta afirmación no ha sido probada ni en simulación, ni en forma experimental. Por lo tanto, en esta sección se presenta un ejemplo sencillo en simulación que demuestran la capacidad de rechazo de las perturbaciones periódicas del CMD. Se debe remarcar que en esta tesis se evita usar técnicas de CMD de primer orden debido a su bajo rendimiento. En su lugar, se opta por usar la técnica de CMD de segundo orden conocida como control *super-twisting* (ST), la cual permite llevar a cero al error del sistema control, y a su derivada con respecto del tiempo, aún en presencia de perturbaciones e incertidumbres [39]. El controlador ST es probablemente el algoritmo de CMD de orden superior más implementado debido a tres razones, que son:

- Genera señales de control continuas.
- Es capaz de rechazar perturbaciones armónicas e inter-armónicas.
- No se incluyen derivadas con respecto al tiempo en las acciones de control.

Por lo anterior, el control ST es utilizado en este trabajo para mejorar el desempeño del sistema de control del SCEE.

2.7.1 Modelo matemático

El controlador ST unidimensional para el circuito RL es mostrado por Fig. 2.25, cuyo modelo matemático está dada por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ u \end{bmatrix} = \begin{cases} -\frac{R}{L}i + \frac{1}{L}(u + \delta + f + \rho) \\ k_2 \text{signo}(x) \end{cases} \quad (2.30)$$

donde k_2 es una ganancia de control, R y L son la resistencia y la inductancia del circuito, x es el error de control, δ es una perturbación general, i es la corriente del circuito, u es la acción integral del sistema de control, ρ es una compensación en adelante y f es una acción del control a determinar. La variable x representa el error en el sistema de control, el cual está dado por:

$$x = i^* - i \quad (2.31)$$

La función $\text{signo}(x)$ es definida matemática como:

$$\text{signo}(x) = \begin{cases} 1, & \text{si } x \geq 0 \\ -1, & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad (2.32)$$

La función signo es fundamental e inherente a cualquier sistema de CMD. Esta función es la responsable de la eliminación total de las perturbaciones, ya que ésta crea una acción de control persistente que actúa aun cuando el error del sistema es cero. La función signo actúa de manera similar a la modulación del ancho del pulso (PWM por sus siglas en inglés), conmutando entre los valores 1 y -1 . La conmutación de la función signo permite reconstruir con mucha precisión el efecto promedio de las perturbaciones, lo cual se realiza automáticamente, en tiempo real y de manera muy eficiente por el CMD. Esto permite rechazar el efecto de las perturbaciones en el sistema de control.

El control ST puede rechazar diversas perturbaciones con solo un controlador y, a diferencia de todos los algoritmos actualmente disponibles para el rechazo de perturbaciones periódicas, el control ST no se necesita que las perturbaciones sean de una frecuencia específica. Además, las perturbaciones son rechazadas totalmente, sin importar si éstas son perturbaciones armónicas, inter-armónicas, o una suma de perturbaciones armónicas e inter-armónicas a la vez. Estas características hacen que el controlador ST sea un excelente candidato para el rechazo de las múltiples perturbaciones que normalmente afectan al SCEE.

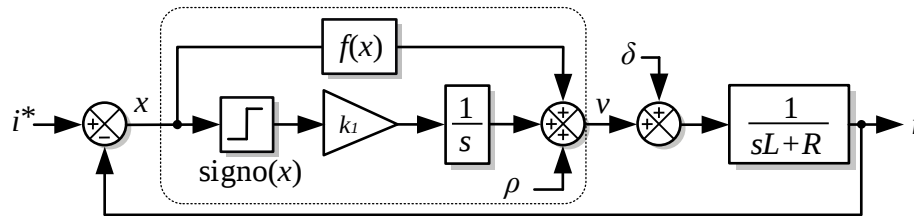


Fig. 2.25 – Diagrama del controlador de modos deslizantes super-twisting empleado en esta sección.

2.7.2 Energía en un sistema de segundo orden

A pesar de todas las ventajas que posee el control ST, éste no cuenta con metodologías claras para su diseño como algoritmo de rechazo de perturbaciones. Por lo que, en este documento se propone una nueva metodología para cubrir esta carencia. Sin embargo, por simplicidad, en este capítulo solo es presentada la primera mitad del diseño propuesto, que consiste en un análisis de estabilidad de Lyapunov. En el capítulo 3 se presentará completa la metodología de diseño propuesta, la cual consiste en un análisis de estabilidad de Lyapunov y un análisis mediante funciones descriptivas.

El análisis de estabilidad de Lyapunov del control ST propuesto en esta tesis se basa en la definición de la energía potencial y cinética del error del sistema de control. Para determinar dichas energías, se construye una ecuación diferencial lineal de segundo orden a partir de la expresión (2.30) y (2.31), la cual es expresada de manera general por:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + Q \frac{dx}{dt} + \nabla U = 0 \quad (2.33)$$

donde Q es una función que representa la fricción viscosa del sistema y ∇U es una función que representa al campo de fuerza del sistema. Ambas Q y ∇U son funciones que dependen de x , que es referida como “la superficie deslizante” y es definida por (2.31).

A partir de (2.33) se definen dos tipos de energía: la energía potencial y la energía cinética del sistema [64]. La energía cinética, denotada como K , es la energía que posee un cuerpo debido a su movimiento. Esta energía es definida como una función cuadrática, y está dada por:

$$K = \frac{1}{2} \left(\frac{dx}{dt} \right)^2 \quad (2.34)$$

La energía potencial, que es denotada como U , es la energía asociada a la localización de un cuerpo dentro del campo de fuerza ∇U . Esta energía se obtiene resolviendo la integral de línea que describe la energía acumulada en el sistema al alejarse del origen, es decir:

$$U = \int_0^x \nabla U dl \quad (2.35)$$

donde x es el error del sistema de control, ∇U proviene de (2.33) y l es una variable de integración.

La energía total del sistema de control, la cual es denotada como E , se obtiene al sumar la energía cinética, dada por (2.34), y la energía potencial, dada por (2.35), lo que da por resultado:

$$E = K + U = \frac{1}{2} \left(\frac{dx}{dt} \right)^2 + \int_0^x \nabla U dl \quad (2.36)$$

Para el diseño del control ST, la expresión (2.36) es empleada como función de Lyapunov. La derivada con respecto del tiempo de (2.36) está dada por:

$$\frac{dE}{dt} = \left(\frac{d^2x}{dt^2} + \nabla U \right) \frac{dx}{dt} \quad (2.37)$$

La expresión (2.37) es obtenida al aplicar la regla de la cadena a (2.36). Al sustituir (2.33) en (2.37) se obtiene la siguiente simplificación:

$$\frac{dE}{dt} = \left(\frac{d^2x}{dt^2} + \nabla U \right) \frac{dx}{dt} = -Q \left(\frac{dx}{dt} \right)^2 \quad (2.38)$$

Para garantizar la estabilidad de (2.30), la función de Lyapunov, dada por (2.36), debe cumplir con los dos criterios de estabilidad de Lyapunov estipulados en [64], los cuales son:

$$E > 0, \quad \forall x \neq 0 \quad (2.39)$$

$$\frac{dE}{dt} < 0, \quad \forall x \neq 0 \quad (2.40)$$

El criterio de estabilidad dado por (2.39) dice matemáticamente que (2.36) debe tomar valores positivos para cualquier valor de x , con excepción posiblemente del caso en que x es cero. En términos matemáticos, la condición (2.39) significa que (2.36) debe ser una función definida positiva. La condición (2.40) indica que la derivada con respecto del tiempo de (2.36) debe ser negativa para cualquier valor de x . En otras palabras, (2.36) debe ser función definida negativa. Las dos condiciones (2.39) y (2.40) se muestran en forma gráfica por la Fig. 2.26. Observe como la gráfica de E se encuentra en la parte superior del eje x , lo que indica que E es positiva para cualquier valor de x (E es positiva definida). También se indica con una flecha la dirección en la derivada con respecto del tiempo de E . Observe como dE/dt siempre apunta hacia la dirección en la que se reduce la magnitud de E . Por lo tanto, mientras avanza el tiempo, la energía cinética debida al movimiento de x , denotada como K , y la energía debida a la localización de x , denotada como U , son ambas disipadas por la fricción viscosa del sistema de control Q , hasta que la energía en el error converge a cero.

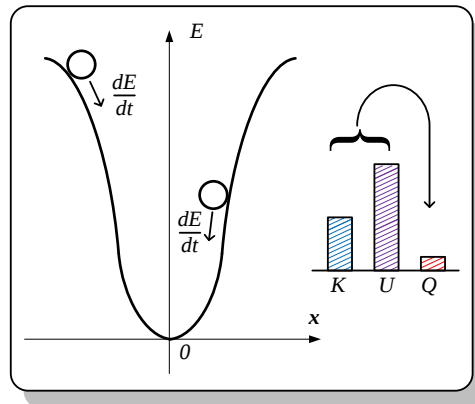


Fig. 2.26 – Ejemplo gráfico de una función de Lyapunov que cumple con los criterios de estabilidad.

2.7.3 Determinación de la estabilidad

Los parámetros Q y ∇U de la ecuación de segundo orden dada por (2.33) se determinan a partir de la segunda derivada con respecto del tiempo de (2.31), lo que da como resultado:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{d^2i^*}{dt^2} - \frac{d^2i}{dt^2} \quad (2.41)$$

Al sustituir (2.30) en (2.41), se obtiene:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{d^2i^*}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} - \frac{1}{L} \left(\frac{df}{dx} \frac{dx}{dt} + k_2 \text{sign}(x) + \frac{d\rho}{dt} + \frac{d\delta}{dt} \right) \quad (2.42)$$

La compensación en adelanto, dada por ρ , se usa para compensar todas las perturbaciones conocidas del sistema. Esta compensación en adelanto es definida como:

$$\rho = L \frac{di^*}{dt} + Ri \quad (2.43)$$

Al combinar (2.42) con (2.43) e igualando con cero se obtiene la siguiente ecuación diferencial:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \left[\frac{1}{L} \frac{df}{dx} \right] \frac{dx}{dt} + \frac{1}{L} \left[k_2 \text{sign}(x) + \frac{d\delta}{dt} \right] = 0 \quad (2.44)$$

Al comparar (2.33) con (2.44) se observa que Q y ∇U son definidos como:

$$Q = \frac{1}{L} \frac{df}{dx}; \quad \nabla U = \frac{1}{L} \left[k_2 \text{sign}(x) + \frac{d\delta}{dt} \right] \quad (2.45)$$

La energía potencial se obtiene sustituyendo (2.45) en (2.35), lo que da como resultado la siguiente expresión:

$$U = \int_0^x \nabla U dl = x \nabla U = \frac{1}{L} \left(k_2 |x| + x \frac{d\delta}{dt} \right) \quad (2.46)$$

La condición de estabilidad dada por (2.39) se satisface si y solo si el producto $k_2|x|$ es mayor que $x(d\delta/dt)$ para cualquier valor de x . Esto se garantiza al satisfacer el peor caso posible, que ocurre cuando el producto $x(d\delta/dt)$ adquiere su valor máximo negativo posible, es decir:

$$\frac{1}{L} \left(k_2 |x| - |x| \left| \frac{d\delta}{dt} \right| \right) > 0 \quad (2.47)$$

donde $|d\delta/dt|$ es el límite superior de las perturbaciones que afectan al sistema.

A partir de (2.47) se obtiene el margen de estabilidad para la ganancia k_2 , el cual está dado por:

$$k_2 > \left| \frac{d\delta}{dt} \right| \quad (2.48)$$

La segunda condición de estabilidad de Lyapunov, dada por (2.38) y (2.40), se cumple al satisfacer la siguiente desigualdad:

$$Q = \frac{1}{L} \frac{df}{dx} > 0 \quad (2.49)$$

Debido a que la inductancia del sistema, dada por L , siempre toma valores positivos, esto implica que, para cumplir con la desigualdad dada por (2.49), es suficiente cumplir con la siguiente desigualdad:

$$\frac{df}{dx} > 0 \quad (2.50)$$

Una función que cumple satisfactoriamente con (2.50) es:

$$f = \frac{k_1}{1-\gamma} |x|^{(1-\gamma)} \text{signo}(x) \quad (2.51)$$

Cuya derivada con respecto de x es:

$$\frac{df(x)}{dx} = \frac{k_1}{|x|^\gamma} \quad (2.52)$$

donde $0 \leq \gamma < 1$ es una constante que indica el grado de la raíz tomada a la superficie deslizantes y $k_1 > 0$ es una ganancia a diseñar. Para el caso más simple, donde $\gamma = 0$, se tiene una fricción viscosa constante en el tiempo, es decir:

$$f = k_1 x \quad \Rightarrow \quad \frac{df}{dx} = k_1 \quad (2.53)$$

El ejemplo más común en la literatura ocurre cuando $\gamma = 1/2$, el cual es denominado en este capítulo como “controlador *super-twisting* convencional”. Este controlador está dado por:

$$f = 2k_1 \sqrt{|x|} \text{signo}(x) \quad \Rightarrow \quad \frac{df}{dx} = \frac{k_1}{\sqrt{|x|}} \quad (2.54)$$

Debido a la efectividad y fácil implementación del controlador ST convencional, éste es ampliamente usado en esta tesis.

2.7.4 Ejemplo del rechazo de perturbaciones

Para que el controlador ST sea capaz de llevar a cero al error de un sistema de control afectado por perturbaciones, éste debe reconstruir y compensar completamente, en tiempo real y de forma precisa, a todas las perturbaciones que afectan al sistema. La compensación precisa de las perturbaciones por un sistema de control ST se logra haciendo que (2.31) y la derivada con respecto del tiempo de (2.31) se mantengan en cero. La acción de control necesaria para lograr que la derivada con respecto del tiempo de (2.31) se mantengan en cero se, y por lo tanto (2.31) sea cero, obtiene al igualar (2.42) con cero, es decir:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{d^2i^*}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} - \frac{1}{L} \left(\frac{dv}{dt} + \frac{d\delta}{dt} \right) = 0 \quad (2.55)$$

donde v es la tensión que aparece a la salida del controlador ST, como se muestra en la Fig. 2.25. Para que realmente la segunda derivada con respecto del tiempo del error del sistema de control sea cero, es necesario que v satisfaga la expresión (2.55). Esto se logra si y solo si v posee la siguiente forma:

$$u = L \frac{di^*}{dt} + Ri - \delta = \rho + \delta \quad (2.56)$$

donde ρ es la compensación en adelanto dada por (2.43).

Sin embargo, la acción de control dada por (2.56) no puede ser implementada en un sistema de control real debido a que ésta depende de la perturbación δ . La perturbación δ es normalmente desconocida para el sistema de control. Por lo tanto, en lugar de usar δ como acción de control, la acción de control que se emplea en el control ST es:

$$u_{eq} = L \frac{di^*}{dt} + Ri + \left[k_1 \sqrt{|x|} \text{sign}(x) + k_2 \int_0^\infty \text{sing}(x) dt \right] \quad (2.57)$$

El término " $k_2 \int_0^\infty \text{sing}(x) dt + k_1 \sqrt{|x|} \text{sign}(x)$ " describe el efecto "promedio" de la perturbación δ a partir de la conmutación de alta frecuencia de la función signo. La ventaja del control ST es que la conmutación de alta frecuencia de la función signo es filtrada mediante una integral. Esto crea una acción de control continua de bajo rizado y alta precisión. Al comparar (2.56) con (2.57), se observa que la perturbación del sistema es reconstruida y compensada por el controlador ST a partir de la siguiente expresión:

$$\delta \approx \hat{\delta} = - \left(k_1 \sqrt{|x|} \text{sign}(x) + k_2 \int_0^\infty \text{sing}(x) dt \right) \quad (2.58)$$

donde δ es la perturbación que afecta al sistema de control y $\hat{\delta}$ es la aproximación generada en tiempo real por el controlador ST para rechazar a δ . La precisión de la estimación $\hat{\delta}$ depende en gran medida de la frecuencia de muestreo del sistema de control. Sin embargo, ésta permite al controlador ST dotar al sistema con insensibilidad a las perturbaciones. Esto se demuestra a continuación con un ejemplo.

Ejemplo 2.1 – Rechazo de perturbaciones usando un controlador ST convencional

En este ejemplo se analiza el sistema de CMD mostrado en la Fig. 2.27, donde se asume que $i(0) = 0 \text{ A}$, $R = 0.15 \text{ ohm}$, $L = 2.5 \text{ mH}$ y la ganancia k_1 se propone que sea igual con 3. Debido a la naturaleza digital del CMD, es importante establecer la frecuencia de muestreo de la función signo. En este ejemplo se propone usar una frecuencia de muestreo del controlador ST igual con 50 kHz. Para demostrar la capacidad de rechazo de perturbaciones armónicas del control ST, en este ejemplo se propone emplear una perturbación constituida de varias componentes que no están relacionadas armónicamente, es decir:

$$\delta = 2 \sin\left(2\pi \times 100t + \frac{\pi}{2}\right) + \sin(2\pi \times 360t) + \frac{1}{2} \sin\left(2\pi \times 950t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.59)$$

La derivada con respecto del tiempo de (2.59) está dado por:

$$\frac{d\delta}{dt} = 400\pi \cos\left(2\pi \times 100t + \frac{\pi}{2}\right) + 720\pi \cos(t) + 950\pi \cos\left(2\pi \times 950t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.60)$$

La ganancia k_2 se calcula con base a (2.48), como la suma de la amplitud de cada componente de (2.60), es decir:

$$k_2 = 400\pi + 720\pi + 950\pi > \left|\frac{d\delta}{dt}\right| \quad (2.61)$$

En la Fig. 2.28 (a) se muestra la respuesta del controlador ST a un escalón unitario en presencia de la perturbación dada por (2.59). Se observa que la respuesta es altamente precisa, con un sobretiro inicial de 37 % que es rápidamente eliminado. En la Fig. 2.28 (b) se muestra la estimación de la perturbación obtenida mediante la expresión (2.58). Esta estimación es comparada con la gráfica de la perturbación que afecta al sistema, dada por (2.59). En la Fig. 2.28 (b) se observa que la estimación de la perturbación se obtiene de manera precisa. Estos resultados demuestran que el control ST es capaz de estimar y compensar a las perturbaciones en tiempo real y de forma precisa. Esta compensación se realiza de manera independiente del contenido armónico de la perturbación. Por lo tanto, se concluye que el control ST es capaz de eliminar perturbaciones armónicas e inter-armónicas por igual. Debido a estas propiedades, el control ST es empleado ampliamente en esta tesis para rechazar a las perturbaciones que afectan al SCEE.

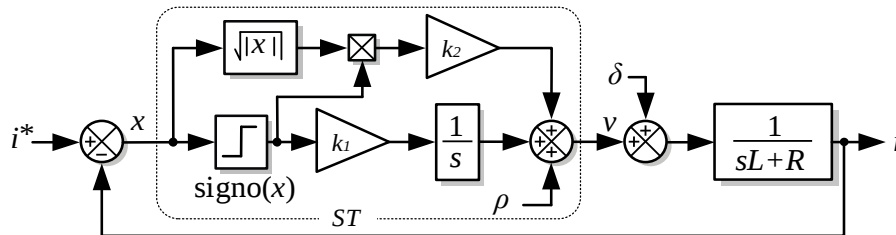


Fig. 2.27 – Controlador de modos deslizantes super-twisting convencional para el control de corrientes.

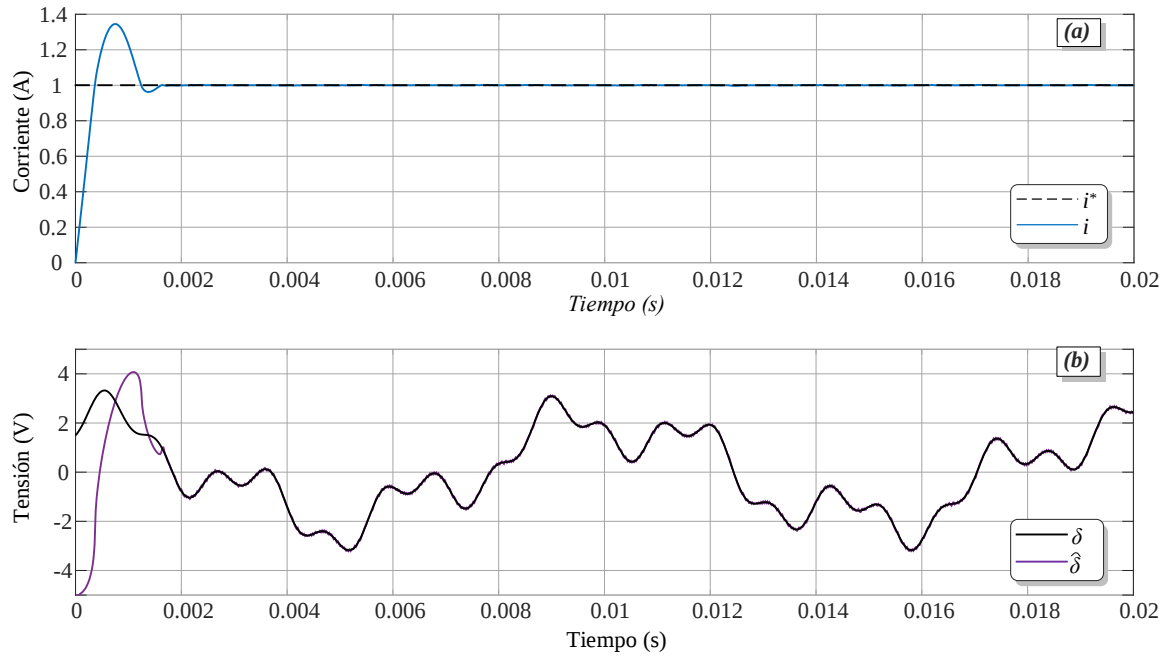


Fig. 2.28 – Reconstrucción de las perturbaciones mediante un controlador ST. (a) Respuesta a un escalón unitario con perturbaciones periódicas, (b) Reconstrucción de la perturbación.

CAPÍTULO 3

EL CONTROLADOR SUPER TWISTING VECTORIAL

3.1 Introducción

La conversión de energía eólica a energía eléctrica de alta calidad en cualquier sistema de conversión de energía eólica (SCEE) se logra solo si el sistema de control es capaz de rechazar a todas las perturbaciones que afectan al SCEE. Considerando este objetivo, en la literatura se han propuesto diversas alternativas de control avanzado, como son: los algoritmos de rechazo de tiempos muertos [65], [66]; el control proporcional-integral-resonante (PI-R) [6], [28], [62]; el control proporcional-integral-repetitivo (PI-RP) [23], [24], [30], [31]; las redes neuronales [9], [14]; y el control en marcos de referencia múltiple [27], [36]. Todas estas técnicas son efectivas, e inclusive ya existen equipos industriales que las usan [21]. A pesar de esto, las técnicas de rechazo de perturbaciones que existen actualmente están restringidas a un tipo muy particular de perturbaciones que es denominado en esta tesis como “perturbaciones armónicas”. Las perturbaciones armónicas se caracterizan por estar compuestas por la suma de múltiples componentes cosenoidales que oscilan a frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental del sistema. Por lo que, el control PI-R, el control PI-RP, las redes neuronales y el control en marcos de referencia múltiple no son efectivos si las perturbaciones no son armónicas. Las perturbaciones que son armónicas son denominadas en esta tesis como “perturbaciones inter-armónicas”.

Para resolver este problema, en este capítulo se propone una nueva alternativa de control para los SCEE, la cual se basa en un controlador *super-twisting* (ST). La novedad del algoritmo propuesto radica en dos puntos clave, que son: la capacidad de rechazar el efecto de las perturbaciones armónicas e inter-armónicas en la calidad de la energía convertida por el SCEE y el método de diseño novedoso del control ST propuesto. Este método de diseño incluye a la frecuencia de conmutación del convertidor, los parámetros del sistema y las perturbaciones. Este procedimiento de diseño es totalmente nuevo y hasta donde se ha logrado investigar, no existe un procedimiento tan específico para diseñar al controlador ST.

Adicionalmente, el control ST propuesto tiene las siguientes ventajas: capacidad de rechazar todas múltiples perturbaciones con un solo algoritmo, lo que reduce la carga computacional. Esta característica es una ventaja sobre el control PI-R, las redes neuronales y los algoritmos de marcos de referencias múltiples, los cuales requieren de un controlador adicional por cada componente armónica de las perturbaciones a rechazar. Además, el control ST propuesto es robusto contra las variaciones de frecuencia del generador y/o de la red, lo cual es actualmente un problema en la implementación del control PI-RP. Finalmente, el algoritmo de control propuesto es capaz de rechazar perturbaciones armónicas e inter-armónicas indistintamente y al mismo tiempo. Hasta este momento no se han encontrado documentado ningún algoritmo de rechazo de perturbaciones que compartan esta característica. Por lo tanto, la capacidad de rechazar perturbaciones en el SCEE haciendo uso del control ST es la contribución más sobresaliente de esta tesis.

3.2 Modelo matemático del SCEE en marco de referencia síncrono

3.2.1 Modelo matemático del generador eólico

Para el diseño de los algoritmos de control vectorial propuestos, a continuación se parte del modelo en marco de referencia síncrono del SCEE, que es mostrado en la Fig. 3.1. El modelo matemático síncrono del generador síncrono de imanes permanentes (GSIP) es obtenido de [7], y está dado de manera general por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_g \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_g & \mathbf{0} \\ p(\mathbf{J}\boldsymbol{\psi})^T & -\frac{f_v}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_g \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_g \\ \mathbf{0}^T \end{bmatrix} (\mathbf{v}_g - \mathbf{e}_g) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \frac{p(L_d - L_q)i_{dg}i_{qg} - T_c}{J} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

donde el exponente T es el operador de transposición, J es la inercia del rotor, Ω es la velocidad del rotor, f_v es la fricción viscosa, p son los pares de polos del estator, L_d es la inductancia del estator del eje- d , L_q es la inductancia del estator del eje- q , T_c es el par de carga, $\mathbf{i}_g$ es el vector de corriente del estator, $\boldsymbol{\psi}$ es el vector de flujo magnético del rotor, $\mathbf{e}_g$ es el vector de la fuerza electromotriz (FEM) interna del generador y $\mathbf{v}_g$ es el vector de las tensiones aplicadas en los bornes del GSIP, los cuales son definidos como:

$$\mathbf{i}_g = \begin{bmatrix} i_{dg} \\ i_{qg} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}_g = \begin{bmatrix} v_{dg} \\ v_{qg} \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{\psi} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix}; \quad \mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{e}_g = p\Omega\mathbf{J}\boldsymbol{\psi} = \begin{bmatrix} e_{dg} \\ e_{qg} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Las matrices $\mathbf{A}_g$, $\mathbf{B}_g$ y $\mathbf{J}$, utilizadas en (3.1), son definidas como:

$$\mathbf{A}_g = \begin{bmatrix} -\frac{R_g}{L_d} & \omega_g \\ -\omega_g & -\frac{R_g}{L_q} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

donde R_g es la resistencia por fase del estator y “ $\omega_g = p\Omega$ ” es la frecuencia angular fundamental de la FEM interna del GSIP.

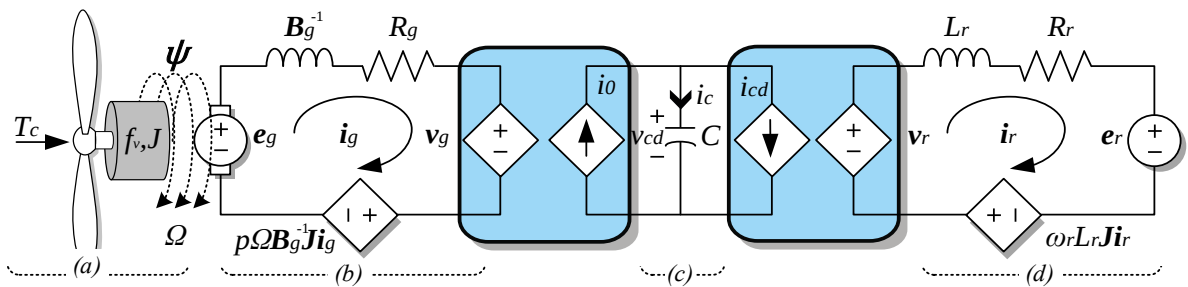


Fig. 3.1 – Modelo síncrono general de los circuitos del SCEE presentado en forma vectorial. (a) Rotor del GSIP. (b) Estator del GSIP. (c) Bus de CD. (d) Inversor conectado a la red con filtro L .

3.2.2 Modelo matemático del inversor conectado a la red

El modelo matemático del convertidor de la red es obtenido de [2], y está dado por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_r \\ v_{cd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_r & \mathbf{0} \\ \frac{-\mathbf{v}_r^T}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_r \\ v_{cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_r \\ \mathbf{0}^T \end{bmatrix} (\mathbf{v}_r - \mathbf{e}_r) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \frac{i_0}{C} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

donde el exponente T es el operador de transposición, C es la capacitancia del bus de corriente directa (CD), v_{cd} es la tensión del bus de CD. Los vectores $\mathbf{i}_r$, $\mathbf{e}_r$ y $\mathbf{v}_r$ son la corriente inyectada a la red, la FEM de la red y las tensiones del inversor, respectivamente, dados por:

$$\mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}_r = \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{e}_r = \begin{bmatrix} e_{dr} \\ e_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Las matrices $\mathbf{A}_r$ y $\mathbf{B}_r$ del inversor conectado a la red son definidas como:

$$\mathbf{A}_r = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_r = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_r} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

donde R_r es la resistencia de fase del filtro de potencia, L_r es la inductancia de fase del filtro de potencia y ω_r es la frecuencia angular fundamental de las tensiones de la red.

3.2.3 Modelo matemático del circuito RL ideal

El controlador ST propuesto en este trabajo se emplea para controlar las corrientes síncronas del GSIP, dadas por $\mathbf{i}_g$ en la Fig. 3.1, y las corrientes síncronas inyectadas a la red, dadas por $\mathbf{i}_r$ en la Fig. 3.1. Debido a que los circuitos donde circula $\mathbf{i}_r$ e $\mathbf{i}_g$ son idénticos, se emplea el mismo circuito para ambos casos, el cual es mostrado por la Fig. 3.2 (a). Este circuito es representado de manera general por el diagrama en espacio de estados mostrado en la Fig. 3.2 (b), y está dado en modelo de espacio de estados por la expresión:

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}(\mathbf{v} - \mathbf{e}) \quad (3.7)$$

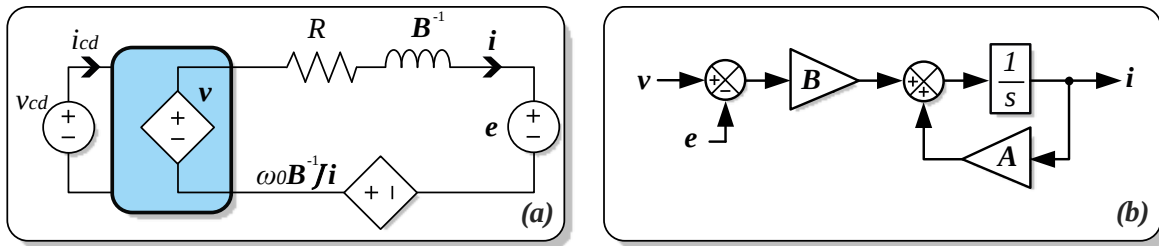


Fig. 3.2 – Circuito RL trifásico ideal, presentado en marco de referencia síncrono. (a) circuito en formato vectorial, (b) modelo en espacio de estados.

donde $\mathbf{i}$ es el vector de corrientes síncronas que circulan en el circuito, $\mathbf{v}$ es el vector de tensiones síncronas aplicadas al circuito por el convertidor y $\mathbf{e}$ es el vector de la FEM del circuito. Los vectores $\mathbf{i}$, $\mathbf{v}$ y $\mathbf{e}$ son definidos como:

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}; \quad \mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

La matriz de estados $\mathbf{A}$ y la matriz de entradas $\mathbf{B}$, empleadas en (3.7) son mostradas en la Fig. 3.2 (b). Estas matrices son definidas como:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_0 \\ -\omega_0 & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

donde ω_0 es la frecuencia angular fundamental a la que opera el circuito, R es la resistencia del circuito, L_d es la inductancia del eje- d y L_q es la inductancia del eje- q .

El modelo dado por (3.7) es un modelo general donde se asume que el GSIP puede ser de imanes permanentes superficiales o de imanes permanentes insertados [7]. En el caso del GSIP insertados $L_d \neq L_q$, y en el caso del GSIP superficiales $L_d = L_q$.

A pesar de que en esta tesis se emplea un GSIP superficiales, se ha decidido partir de un modelo general para resaltar el hecho de que los algoritmos de control propuestos en esta tesis son aplicables también al GSIP insertados.

3.2.4 Modelo matemático del circuito RL con perturbaciones

Aunque (3.7) es un modelo práctico y aceptado [2], [7], en éste se ignoran las perturbaciones que comúnmente afectan a los SCEE. Las perturbaciones que afectan directamente a los circuitos de corriente alternan (CA) del SCEE son tomados en consideración modificando la Fig. 3.2 (b) en la Fig. 3.3 (a), e incluyendo estas modificaciones en (3.7), es decir:

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}(\bar{\mathbf{v}} + \Delta\mathbf{v} - \bar{\mathbf{e}} - \Delta\mathbf{e}) \quad (3.10)$$

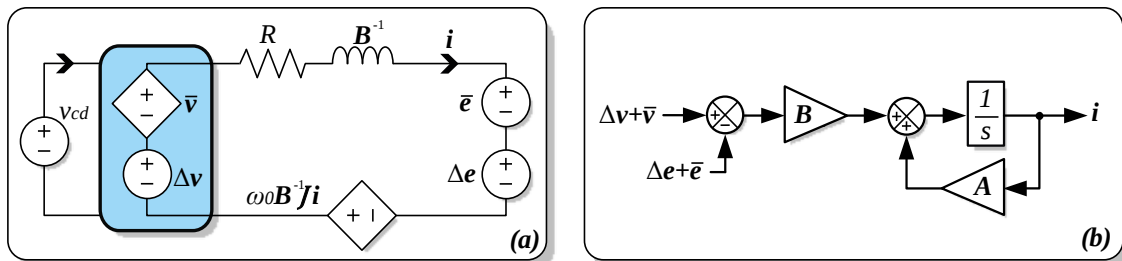


Fig. 3.3 – Circuito RL trifásico con perturbaciones, presentado en marco de referencia síncrono. (a) Circuito en formato vectorial, (b) modelo en espacio de estados.

donde $\bar{e}$ es el valor promedio de las FEM del sistema, $\bar{v}$ es la tensión ideal que se desea que el convertidor electrónico produzca en sus terminales, Δv representa todos los fenómenos que distorsionan las tensiones del convertidor y Δe representa a todos los fenómenos que distorsionan la FEM del sistema. El vector Δv incluye a los armónicos de tensión en el bus de CD [10], la caída de tensión en los transistores, la aproximación discreta de la modulación del ancho del pulso [67] (PWM por sus siglas en inglés), los tiempos muertos [11], [12], [14], [30], entre otros. El vector Δe incluye las asimetrías de flujo magnético del GSIP, la saturación magnética del GSIP [55], los armónicos espaciales y temporales de flujo magnético del GSIP [63], los armónicos de fondo de la red eléctrica [9], [18], [19], [24], [21], [58], entre otros.

3.3 El sistema de control vectorial del SCEE

El sistema de control propuesto en este trabajo es mostrado en la Fig. 3.4. Este sistema está constituido de tres lazos de control, que son:

- El lazo de control de velocidad de rotación de la turbina eólica.
- El lazo de control de tensión del bus de CD.
- El lazo de control óptimo del par del GSIP.

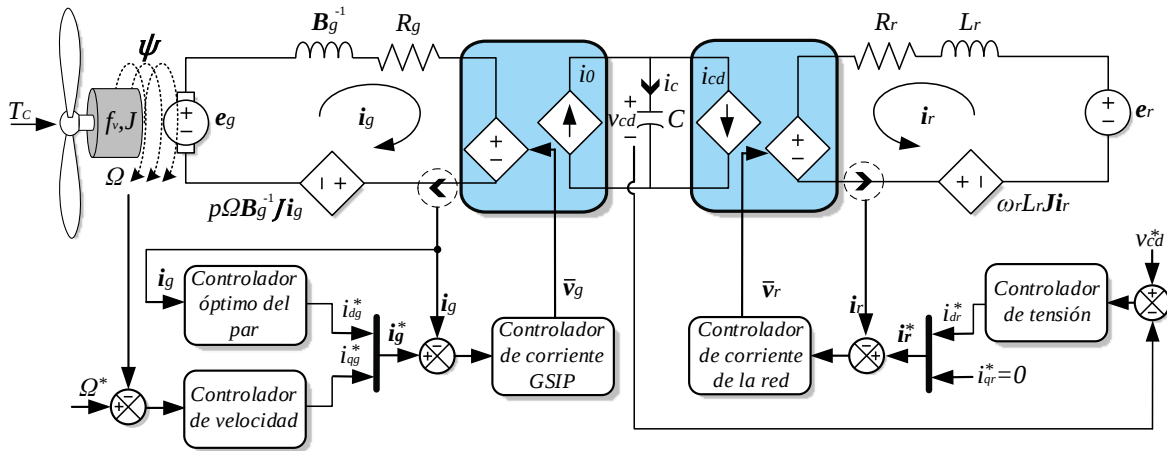


Fig. 3.4 – Sistema de control vectorial propuesto para el SCEE.

3.3.1 Los lazos de control PI

Los lazos de control PI empleados en el SCEE se muestran en la Fig. 3.5, donde $\bar{v}_{cd}$ es el valor de tensión del bus de CD en estado estable, $\bar{e}_r$ es la tensión nominal de la red, $\bar{i}_0$ es la corriente que circula en estado estable a través del bus de CD y K_T es la constante de par del generador. El lazo de control PI de corriente es mostrado en la Fig. 3.5 (a), donde k_{pi} y k_{ii} son la ganancia proporcional e integral, respectivamente. El lazo de control PI de la tensión del bus de CD es mostrado en la Fig. 3.5 (b), donde k_{pv} y k_{iv} son la ganancia proporcional e integral, respectivamente. El lazo de control PI de velocidad del generador es mostrado en la Fig. 3.5 (c), donde $k_{p\Omega}$ y $k_{i\Omega}$ son la ganancia proporcional e integral, respectivamente.

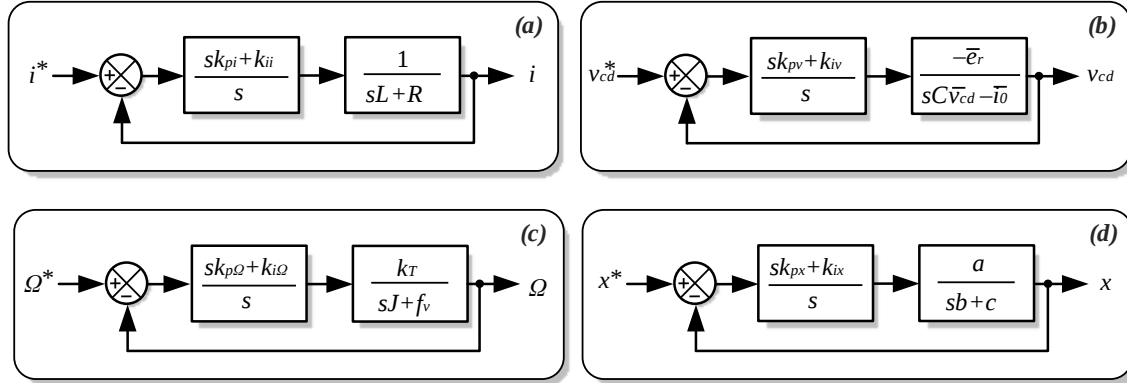


Fig. 3.5 – Lazos de control PI empleados en el SCEE. (a) Lazo de control PI para las corrientes síncronas. (b) Lazo de control PI para la tensión del bus de CD. (c) Lazo de control PI para la velocidad del generador. (d) Lazo de control PI general, empleado en el diseño.

Debido a que todos los lazos de control PI se basan en la misma estructura de control, la Fig. 3.5 (d) presenta un lazo de control general, el cual es usado como base para el diseño de todos los lazos de control PI mostrados en la Fig. 3.5. Todos los lazos de control PI en la Fig. 3.5 se diseñan utilizando las dos expresiones tomadas de [42], las cuales son:

$$k_{ix} = \frac{\omega_c}{a} \sqrt{\frac{\omega_c^2 b^2 + c^2}{\tan^2 \left[MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c b}{c} \right) \right] + 1}} \quad (3.11)$$

$$k_{px} = \left(\frac{k_{ix}}{\omega_c} \right) \tan \left[MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c b}{c} \right) \right] \quad (3.12)$$

donde ω_c es la frecuencia de cruce, dada en radianes por segundo, y MF es el margen de fase, dado en radianes. A partir de (3.11) y (3.12) se obtiene un controlador PI estable si y solo si $\omega_c > 0$ y $0 < MF < \frac{\pi}{2}$.

3.3.2 Control óptimo del par

Las pérdidas del GSIP consisten en pérdidas de los conductores de cobre, las pérdidas en el hierro y las pérdidas mecánicas. Durante la operación a baja velocidad, las pérdidas en los conductores de cobre representan aproximadamente el 80% de las pérdidas totales del GSIP [68]. Dado que no hay saliencia magnética en un GSIP superficiales, la operación más eficiente ocurre cuando la corriente del eje- d es cero. Sin embargo, la corriente del eje- d juega un papel importante en la producción de par del GSIP insertados. Por lo que, en la literatura se proponen varios algoritmos de control, tales como: el control de par máximo por ampere, el control de par máximo por volt, el control de potencia máxima y el control por debilitamiento de campo [68]. Aunque los algoritmos de control óptimo del par del GSIP insertados pueden mejorarse mediante el uso del controlador ST propuesto, su estudio está fuera del alcance de esta tesis.

3.4 Controlador super-twisting vectorial

En esta sección se presenta el diseño de las ganancias del control ST propuesto, el cual se lleva a cabo mediante funciones descriptivas y el criterio de estabilidad de Lyapunov. Este análisis se trabaja de una manera general para que el mismo algoritmo sea aplicable al control del GSIP y al control de la energía inyectada a la red. En el control ST propuesto en esta tesis se considera que los lazos de control de corriente del eje- d y del eje- q actúan de manera vectorial, como se muestra en la Fig. 3.6. Por lo tanto, el controlador ST propuesto se define en forma vectorial, es decir:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} &= \begin{cases} \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}(\bar{\mathbf{v}} + \Delta\mathbf{v} - \mathbf{e}) \\ k_i\mathbf{x} + |\omega_0|k_1\text{sign}(\mathbf{x}) \end{cases} \\ \bar{\mathbf{v}} &= k_p\mathbf{x} + |\omega_0|k_2\sqrt{\|\mathbf{x}\|_2}\text{sign}(\mathbf{x}) + \mathbf{u} \end{aligned} \quad (3.13)$$

donde $\mathbf{u}$ es la acción integral del controlador, k_p y k_i son las ganancias proporcional e integral del controlador ST, respectivamente, k_1 y k_2 son las ganancias de la acción de control no lineal, $\mathbf{x}$ es el error de control (superficie deslizante), $\bar{\mathbf{v}}$ es la tensión que el controlador ST idealmente establece como referencia en el convertidor. Los parámetros ω_0 , $\bar{\mathbf{v}}$, $\Delta\mathbf{v}$, $\mathbf{e}$, $\mathbf{i}$, $\mathbf{A}$ y $\mathbf{B}$ son definidos en (3.7) - (3.10). La variable $\Delta\mathbf{v}$ contiene todas las no linealidades del convertidor electrónico y “ $\mathbf{e} = \bar{\mathbf{e}} + \Delta\mathbf{e}$ ” contiene todas las componentes armónicas de la FEM, incluida la fundamental $\bar{\mathbf{e}}$. La superficie deslizante, dada por $\mathbf{x}$, es definida como:

$$\mathbf{x} = \mathbf{i}^* - \mathbf{i} = [x_d \quad x_q]^T \quad (3.14)$$

donde $\mathbf{i}^*$ es la referencia del sistema de control, $\mathbf{i}$ es la corriente medida del sistema, x_d y x_q son las componentes síncronas de la superficie deslizante. La función signo es definida como el vector unitario que apunta en la dirección de la superficie deslizante, es decir:

$$\text{signo}(\mathbf{x}) = \begin{cases} \mathbf{x}/\|\mathbf{x}\|_2, & \text{si } \mathbf{x} \neq \mathbf{0} \\ \mathbf{0}, & \text{si } \mathbf{x} = \mathbf{0} \end{cases}; \quad \mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \|\mathbf{x}\|_2 = \sqrt{x_d^2 + x_q^2} \quad (3.15)$$

donde el operador $\|\cdot\|_2$ es la norma Euclidiana y $\mathbf{0}$ es el vector cero.

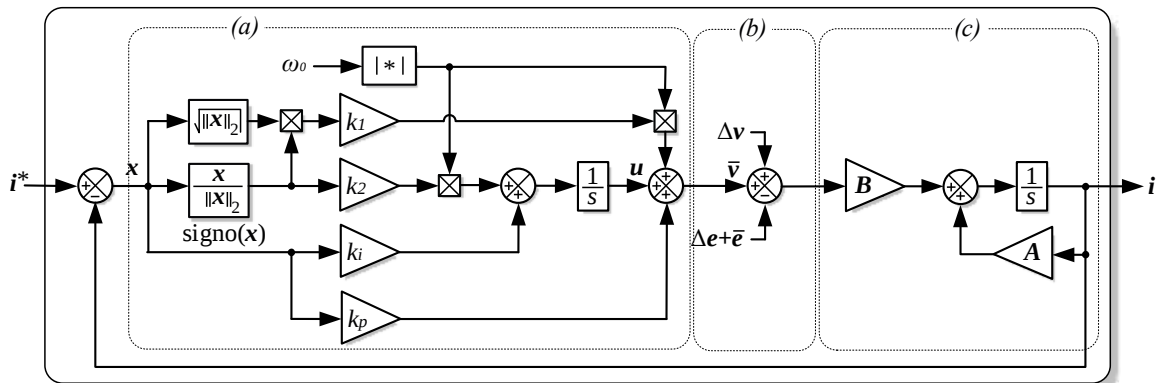


Fig. 3.6 – Sistema de control super-twisting propuesto para el rechazo de las perturbaciones del SCEE.
(a) Control vectorial super-twisting. (c) Perturbaciones. (d) Sistema en espacio de estados.

3.4.1 Demostración de estabilidad

El diseño de las ganancias k_1 , k_2 , k_p y k_i del controlador ST, dado por (3.13), se basa en la definición de la energía potencial y cinética contenida en la superficie deslizante, dada por (3.14). Para definir estas energías se construye una ecuación diferencial lineal de segundo orden en función de (3.14). Esta ecuación diferencial se obtiene a partir de la segunda derivada de (3.14) con respecto del tiempo, lo cual da como resultado:

$$\frac{d^2 \mathbf{x}}{dt^2} = \frac{d^2 \mathbf{i}^*}{dt^2} - \frac{d^2 \mathbf{i}}{dt^2} \quad (3.16)$$

Sustituyendo a (3.13) en (3.16) se obtiene:

$$\frac{d^2 \mathbf{x}}{dt^2} = \frac{d^2 \mathbf{i}^*}{dt^2} - \mathbf{A} \frac{d\mathbf{i}}{dt} - \mathbf{B} \left(k_p \frac{d\mathbf{x}}{dt} + |\omega_0| k_2 \frac{d\mathbf{f}}{dt} + k_i \mathbf{x} + |\omega_0| k_1 \text{sign}(\mathbf{x}) + \frac{d(\Delta \mathbf{v} - \mathbf{e})}{dt} \right) \quad (3.17)$$

donde $\mathbf{f}$ es el vector de acción de control no lineal, el cual es definido como:

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \sqrt{\|\mathbf{x}\|_2} \text{sign}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\sqrt[4]{x_d^2 + x_q^2}} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

La derivada de $\mathbf{f}$ con respecto del tiempo es calculada a partir de la aplicación de la regla de la cadena. La aplicación de esta regla se muestra a continuación:

$$\frac{d\mathbf{f}}{dt} = \nabla \mathbf{f} \frac{d\mathbf{x}}{dt}; \quad \text{donde} \quad \nabla \mathbf{f} = \frac{d\mathbf{f}}{d\mathbf{x}} \quad (3.19)$$

La operación $\nabla \mathbf{f}$ da como resultado a una matriz, la cual es conocida como “la matriz Jacobian”. Esta matriz es definida como:

$$\nabla \mathbf{f} = \begin{bmatrix} \frac{df_d}{dx_d} & \frac{df_d}{dx_q} \\ \frac{df_q}{dx_d} & \frac{df_q}{dx_q} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Al sustituir (3.18) en (3.20), se obtiene la siguiente matriz definida positiva:

$$\nabla \mathbf{f} = \frac{1}{2 \sqrt[4]{(x_d^2 + x_q^2)^5}} \begin{bmatrix} x_d^2 + 2x_q^2 & -x_d x_q \\ -x_d x_q & x_q^2 + 2x_d^2 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Al sustituir (3.19) en (3.17) y reordenando, se obtiene el sistema de ecuaciones de segundo orden, el cual está dado por:

$$\frac{d^2 \mathbf{x}}{dt^2} + \mathbf{Q} \frac{d\mathbf{x}}{dt} + \nabla U = \mathbf{0} \quad (3.22)$$

donde $\mathbf{Q}$ es una matriz de fricción viscosa, ∇U es un campo de fuerza vectorial, y $\mathbf{0} = [0 \ 0]^T$ es el vector cero. La matriz $\mathbf{Q}$ y el vector ∇U son definidos como:

$$\mathbf{Q} = \mathbf{B}(k_p + |\omega_0|k_2 \nabla \mathbf{f}) \quad (3.23)$$

$$\nabla U = \mathbf{B} \left(k_i \mathbf{x} + |\omega_0|k_1 \text{sign}(\mathbf{x}) + \frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} \right) \quad (3.24)$$

donde el vector $\boldsymbol{\delta}$ continente a todas las perturbaciones que afectan al sistema de control, es decir:

$$\boldsymbol{\delta} = \Delta \mathbf{v} - \mathbf{e} - \mathbf{B}^{-1} \left(\frac{d^2 \mathbf{i}^*}{dt^2} - \mathbf{A} \frac{d\mathbf{i}}{dt} \right) \quad (3.25)$$

A partir de (3.22) se definen dos tipos de energía: la energía potencial y la energía cinética [64]. La energía cinética, denotada como K , es la energía que posee $\mathbf{x}$ debido a su movimiento. Esta energía es expresada mediante una función cuadrática de la derivada con respecto del tiempo de $\mathbf{x}$, es decir:

$$K = \frac{1}{2} \frac{d\mathbf{x}^T}{dt} \frac{d\mathbf{x}}{dt} \quad (3.26)$$

La energía potencial, denotada como U , es la energía asociada a la localización de $\mathbf{x}$ dentro del campo de fuerza ∇U . La energía potencial se calcula resolviendo una integral de línea que describe la energía acumulada en el sistema al alejarse del origen, es decir:

$$U = \int_0^{\mathbf{x}} \nabla U^T d\mathbf{l} \quad (3.27)$$

donde $\mathbf{x}$ es el error del sistema de control, ∇U es el campo de fuerza y $\mathbf{l}$ es un vector de integración. Al resolver la integral (3.27), se obtiene:

$$U = \int_0^{\mathbf{x}} \nabla U^T d\mathbf{l} = \mathbf{x}^T \nabla U = \mathbf{x}^T \mathbf{B} \left(k_i \mathbf{x} + |\omega_0|k_1 \text{sign}(\mathbf{x}) + \frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} \right) \quad (3.28)$$

La integral (3.28) se resuelve asumiendo que el vector de perturbaciones $\boldsymbol{\delta}$ es totalmente independiente de la superficie deslizante $\mathbf{x}$. Esta es una suposición totalmente razonable ya que ninguno de los parámetros que conforman a (3.25), como son: $\Delta \mathbf{v}$, $\mathbf{e}$, $\mathbf{i}^*$ e $\mathbf{i}$, dependen explícitamente de la variable $\mathbf{x}$.

Finalmente, la energía total del error del sistema de control ST propuesto, denotada como E , se obtiene al sumar (3.26) y (3.28), con lo cual se obtiene:

$$E = K + U = \frac{1}{2} \frac{d\mathbf{x}^T}{dt} \frac{d\mathbf{x}}{dt} + k_i \mathbf{x}^T \mathbf{B} \mathbf{x} + |\omega_0| k_1 \mathbf{x}^T \mathbf{B} \text{sign}(\mathbf{x}) + \mathbf{x}^T \mathbf{B} \frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} \quad (3.29)$$

La estabilidad del controlador ST se demuestra aplicando dos condiciones en (3.29). Se debe garantizar que (3.29) es una función definida positiva, y, además, se debe probar que la derivada en el tiempo de (3.29) es una función definida negativa [64], es decir:

$$E > 0, \quad \forall \mathbf{x} \neq \mathbf{0} \quad (3.30)$$

$$\frac{dE}{dt} = - \frac{d\mathbf{x}^T}{dt} \mathbf{Q} \frac{d\mathbf{x}}{dt} < 0, \quad \forall \mathbf{x} \neq \mathbf{0} \quad (3.31)$$

Si el vector de perturbaciones $\boldsymbol{\delta}$, dado por (3.25), es ignorado en (3.29), entonces la estabilidad del controlador ST propuesto se demuestra fácilmente al establecer a todas las ganancias en un valor positivo, es decir: $k_p, k_i, k_1, k_2 > 0$. Este es el acercamiento que normalmente se aborda en la literatura al demostrar la estabilidad de los sistemas de CMD [46], [69]. Sin embargo, el vector de perturbaciones $\boldsymbol{\delta}$ tienen un impacto negativo muy significativo en la conversión de energía en el SCEE. Por lo tanto, en esta tesis, el vector de perturbaciones $\boldsymbol{\delta}$ se incluye en el diseño del controlador ST propuesto.

3.4.2 Diseño de la ganancia k_1

La ganancia k_1 es diseñada para garantizar que (3.29) es una función definida positiva bajo cualquier perturbación que se encuentre afectando el desempeño del SCEE. Esto se logra primeramente observando que $\mathbf{B}$, dada por (3.9), es una matriz diagonal cuyas entradas son todas positivas, por lo que $\mathbf{B}$ es definida positiva. Por lo tanto, si se define $k_i > 0$, la suma de los dos primeros términos de (3.29) forman una función positiva definida, es decir:

$$\frac{1}{2} \frac{d\mathbf{x}^T}{dt} \frac{d\mathbf{x}}{dt} + k_i \mathbf{x}^T \mathbf{B} \mathbf{x} > 0, \quad \text{si } k_i > 0, \quad \forall \mathbf{x} \neq \mathbf{0} \quad (3.32)$$

Esto implica que, para garantizar que (3.29) es una función definida positiva, se debe cumplir la siguiente desigualdad:

$$|\omega_0| k_1 \mathbf{x}^T \mathbf{B} \text{sign}(\mathbf{x}) + \mathbf{x}^T \mathbf{B} \frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} > 0, \quad \forall \mathbf{x} \neq \mathbf{0} \quad (3.33)$$

Al multiplicar por la derecha a (3.33) por la matriz $\mathbf{B}^{-1}$, se obtiene:

$$|\omega_0| k_1 \mathbf{B}^{-1} \mathbf{x}^T \mathbf{B} \text{sign}(\mathbf{x}) + \mathbf{B}^{-1} \mathbf{x}^T \mathbf{B} \frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} > 0 \quad (3.34)$$

donde $\mathbf{x}^T$ se conmuta con $\mathbf{B}$ debido a que la matriz $\mathbf{B}$ es una matriz diagonal e invertible, por lo que la matriz $\mathbf{B}$ es equivalente a un escalar. De esta conmutación se obtiene:

$$|\omega_0|k_1\mathbf{x}^T \text{sign}(\mathbf{x}) + \mathbf{x}^T \frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} > 0 \quad (3.35)$$

La expresión (3.35) es simplificada observado que “ $\|\mathbf{x}\|_2 = \mathbf{x}^T \text{sign}(\mathbf{x})$ ”, es decir:

$$|\omega_0|k_1\|\mathbf{x}\|_2 + \mathbf{x}^T \frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} > 0 \quad (3.36)$$

Para cumplir la desigualdad (3.36), se considera el peor caso posible, el cual ocurre cuando el producto punto entre $\mathbf{x}$ y la derivada con respecto del tiempo de $\boldsymbol{\delta}$ toman su valor más negativo, es decir:

$$|\omega_0|k_1\|\mathbf{x}\|_2 - \|\mathbf{x}\|_2 \left\| \frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} \right\| > 0 \quad (3.37)$$

Lo que implica que la ganancia k_1 debe satisfacer la siguiente desigualdad:

$$k_1 > \frac{1}{|\omega_0|} \left\| \frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} \right\| \quad (3.38)$$

donde el operador $\|\cdot\|$ es la norma de Lebesgue (norma L_2) [70], la cual es definida como el valor medio cuadrático (*rms* por sus siglas en inglés), es decir:

$$\left\| \frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} \right\| = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_0} \frac{d\boldsymbol{\delta}^T}{dt} \frac{d\boldsymbol{\delta}}{dt} dt} = \sqrt{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{G}_n^T \mathbf{G}_n} \quad (3.39)$$

donde el exponente T es la operación de transposición conjugada para vectores complejos, T_0 es el período fundamental de la FEM y $\mathbf{G}_n$ es el n -ésimo vector de coeficientes de Fourier de $d\boldsymbol{\delta}/dt$. La última igualdad en (3.39) se conoce como identidad de Rayleigh, la cual permite calcular la norma de Lebesgue de $d\boldsymbol{\delta}/dt$ a partir de los coeficientes de Fourier de $d\boldsymbol{\delta}/dt$ [70]. La manera más sencilla de obtener esta norma es definiendo a $\boldsymbol{\delta}$ como una serie de Fourier en marco de referencia estacionario abc , cuya forma trifásica está dada por:

$$\boldsymbol{\delta}_{abc} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} 1 & e^{-jn\frac{2\pi}{3}} & e^{jn\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix}^T C_n e^{jn\omega_0 t} \quad (3.40)$$

donde C_n es la amplitud de la n -ésima componente armónica de Fourier de las perturbaciones.

Por simplicidad matemática, (3.40) se define como una suma infinita de componentes armónicas trifásicas balanceadas. Sin embargo, se debe resaltar que el controlador ST es capaz de contrarrestar el efecto de perturbaciones inter-armónicas y desbalanceadas.

El vector $\boldsymbol{\delta}$ se recupera de (3.40) mediante una transformación de marco de referencia abc a marco de referencia síncrono dq , de la siguiente forma:

$$\dot{\boldsymbol{\delta}} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T} \dot{\boldsymbol{\delta}}_{abc} \quad (3.41)$$

donde $T_{\alpha\beta}$ y T son las transformadas de Clark y Park, dadas por (1.11) y (1.20) en [7], respectivamente. La secuencia cero se ignora en las matrices $T_{\alpha\beta}$ y T porque el SCEE analizado en esta tesis es un sistema trifásico de tres hilos. Por lo tanto, la relación siguiente es válida siempre y cuando se ignoren los componentes de secuencia cero en (3.40), es decir:

$$\|\dot{\delta}\| = \|\dot{\delta}_{abc}\| \quad (3.42)$$

Debido a esto, la evaluación de $\|\dot{\delta}\|$ se obtiene simplemente sustituyendo la derivada de tiempo de (3.40) en (3.39) y eliminando la secuencia cero, lo que da como resultado:

$$\left\|\frac{d\delta}{dt}\right\| = |\omega_0| \sqrt{3 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |nC_n|^2 \lambda_n} \quad (3.43)$$

donde el término λ_n se utiliza para cancelar las componentes armónicas de secuencia cero. La función discreta λ_n es definida como:

$$\lambda_n = \frac{2}{3} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) \right] \quad (3.44)$$

Por lo tanto, con base a (3.38) y (3.43), la ganancia k_1 se calcula de la siguiente manera:

$$k_1 > \sqrt{3 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |nC_n|^2 \lambda_n} \quad (3.45)$$

3.4.3 Diseño de la ganancia k_2

La gran desventaja del control ST es que éste induce oscilaciones autosostenidas en la respuesta del sistema. Este fenómeno es conocido como “ciclos límite” [39]. La frecuencia y la amplitud de los ciclos límite dependen de diversos factores, tales como: la frecuencia de conmutación del convertidor electrónico de potencia, los parámetros del sistema y el retardo debido a la implementación digital del sistema de control. Afortunadamente, la ganancia k_1 del controlador ST es capaz de limitar la amplitud y la frecuencia de los ciclos límite. Para poder observar esta característica, el controlador ST se aproxima mediante una técnica de linealización, conocida como “funciones descriptivas” [39]. La función descriptiva del controlador ST es obtenida de [39] y es mostrada en la Fig. 3.7. Además, en la Fig. 3.7 también se incluye el retado debido a la implementación digital del sistema de control.

Para encontrar los parámetros de los ciclos límite, se debe resolver una expresión de equilibrio armónico [39], la que es obtenida a partir de la Fig. 3.7, y que está dada por:

$$G_D(I, j\omega) e^{\frac{j\omega}{f_s}} = -j\omega L - R \quad (3.46)$$

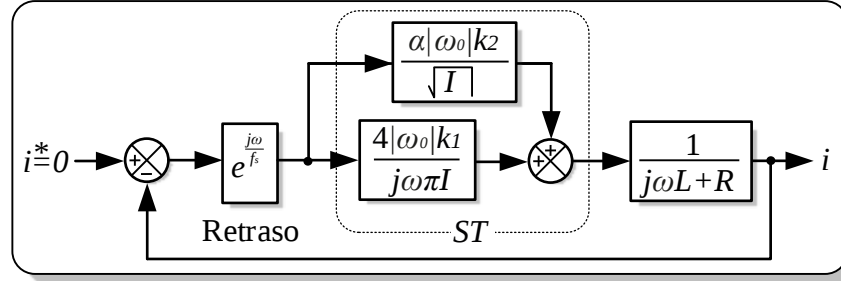


Fig. 3.7 – Aproximación lineal del sistema de control super-twisting obtenida usando funciones descriptivas.

done $\alpha = 1.1128$ es una constante, f_s es la frecuencia de conmutación del convertidor electrónico, I es la amplitud de los ciclos límite, ω es la frecuencia de los ciclos límite, k_1 y k_2 son las ganancias del controlador ST. Para obtener una expresión simple y útil, el retardo en (3.46) es sustituido por su aproximación de Padé [71], la cual está dada por:

$$e^{\frac{j\omega}{f_s}} \approx \frac{2f_s}{j\omega + 2f_s} \quad (3.47)$$

Al resolver las partes real e imaginaria de (3.46) para I , utilizando la aproximación dada por (3.47), e igualando ambos resultados, se obtiene:

$$I = \left(\frac{2\alpha|\omega_0|k_2f_s}{\omega^2L - 2f_sR} \right)^2 = \frac{8|\omega_0|k_1f_s}{\pi\omega^2(2f_sL + R)} \quad (3.48)$$

Resolviendo (3.48) para ω , se obtiene:

$$\omega = 0.5\sqrt{\eta} + 0.5\sqrt{\eta + \frac{8f_sR}{L}}; \quad \eta = \frac{\pi f_s|\omega_0|k_2(2f_sL + R)\left(\frac{\alpha k_2}{L}\right)^2}{2k_1} \quad (3.49)$$

Si se asume que $R = 0$, entonces (3.48) y (3.49) se simplifican, lo que da como resultado dos expresiones prácticas que describen la amplitud y la frecuencia de los ciclos límite. Estas dos expresiones están dadas por:

$$I \approx \left(\frac{2k_1}{\pi f_s \alpha k_2} \right)^2 \quad (3.50)$$

$$\omega \approx k_2 f_s \alpha \sqrt{\frac{|\omega_0| \pi}{k_1 L}} \quad (3.51)$$

Para validar el análisis de funciones descriptivas presentado, en la Fig. 3.8 se comparan los resultados obtenidos de simulación con las expresiones (3.48) – (3.51). Las simulaciones son llevadas a cabo en MATLAB con base a las siguientes consideraciones: el convertidor está constituido de 6 transistores, el bus de CD opera a 320 V, la inductancia por fase del filtro

L es de 2.5 mH, la resistencia por fase del filtro L es de 0.15 ohm, el sistema opera a 60 Hz, la amplitud de la FEM es de 0 V y se utiliza conmutación PWM sin tiempos muertos en el convertidor (PWM ideal). A pesar de las simplificaciones, el presente estudio permite analizar los efectos indeseables de los ciclos límite en el control ST propuesto para el SCEE.

De acuerdo con (3.50), para un valor dado de k_1 , la amplitud de los ciclos límite se reduce cuadráticamente aumentando la ganancia k_2 o aumentando la frecuencia de conmutación f_s . La Fig. 3.8 (a) muestra un ejemplo donde se reduce la amplitud de los ciclos límite al incrementar la frecuencia de conmutación. Sin embargo, para mantener las pérdidas de conmutación del inversor aceptablemente bajas, la frecuencia de conmutación debe fijarse en un valor constante menor que f_{max} . El valor f_{max} es función de la eficiencia de los transistores del convertidor, de la capacidad computacional del microcontrolador empleado y de la estrategia de conmutación utilizada, es decir, conmutación dura o suave. Sin embargo, cuando la frecuencia de conmutación se mantiene constante, entonces el valor máximo de frecuencia que los ciclos límite pueden adquirir está limitado por ω_{max} .

La Fig. 3.8 (b) muestra la frecuencia de las oscilaciones autosostenidas de las corrientes del sistema, que está dada en función de la ganancia k_2 . El límite ω_{max} ilustrado en la Fig. 3.8 (b) es una función de la frecuencia de conmutación y la implementación discreta de la acción de control no lineal ST. La razón de que exista una frecuencia máxima para los ciclos límite es que el control ST necesita al menos dos muestras de conmutación del convertidor electrónico para completar un ciclo de deslizamiento a través de la superficie deslizante, como se muestra en la Fig. 3.9. Un ciclo de deslizamiento se refiere a que la acción de control deslizante pasa de ser mayor a la acción de control necesaria para el rechazo de las perturbaciones a ser menor y después se vuelve a ser mayor. Esto da como resultado una señal de control ST, la cual es un tipo PWM con frecuencia fundamental máxima igual a la mitad de la frecuencia de conmutación del convertidor electrónico. En base al teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, la frecuencia máxima que una señal PWM puede contener dentro de su espectro armónico, además de la componente fundamental, es la mitad de la frecuencia a la que el sistema conmuta [13]. Debido a que el PWM generado por el control ST tienen una frecuencia máxima igual a la mitad de la frecuencia de conmutación, se concluye que la frecuencia máxima posible que el PWM generado por el control ST puede contener es una cuarta parte de la frecuencia de conmutación, es decir: $\omega_{max} = \pi f_s/2$ radianes, como se muestra en la Fig. 3.8 (b).

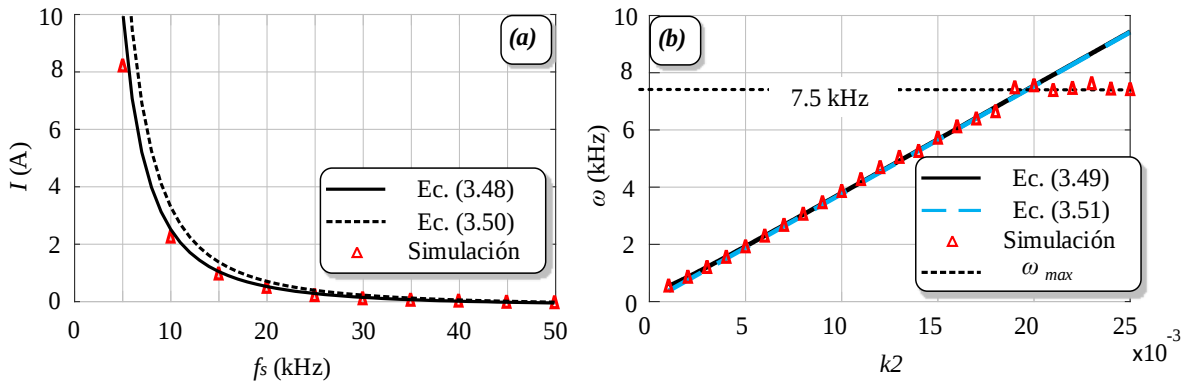


Fig. 3.8 – Estudio comparativo entre (3.48) - (3.51) y el sistema de control del circuito RL simulado con transistores, donde $k_1 = 800$, $k_p = k_i = 0$. (a) gráfica de I en función de f_s con $k_2 = 0.0275$, (b) gráfica de ω en función de k_2 con $f_s = 30$ kHz.

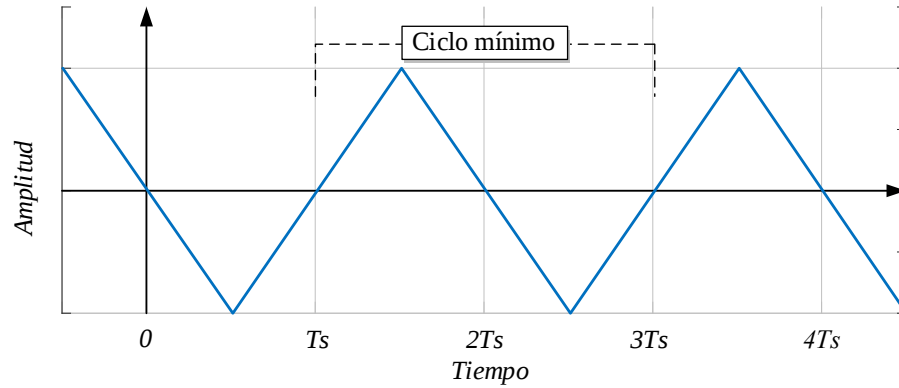


Fig. 3.9 – Ilustración de una acción de control ST con frecuencia máxima posible.

Con base en este análisis, la ganancia k_2 es diseñada para maximizar la frecuencia y minimizar la amplitud de los ciclos límite. Esto se logra sustituyendo $\omega = \omega_{max}$ en (3.51), lo que produce:

$$\omega = \omega_{max} = \frac{\pi f_s}{2} = k_2 f_s \alpha \sqrt{\frac{|\omega_0| \pi}{k_1 L}} \quad (3.52)$$

Finalmente, despejando a k_2 en (3.52), se obtiene:

$$k_2 = \frac{1}{2.2256} \sqrt{\frac{\pi k_1 L}{|\omega_0|}} \quad (3.53)$$

donde α se ha reemplazado por su valor de 1.1128.

La expresión (3.53) únicamente depende del valor de diseño de la ganancia k_1 , dada por (3.45), la inductancia por fase del sistema L , y la frecuencia fundamental a la que opera el sistema ω_0 . En el caso de que ω_0 varíe, como es el caso del GSIP, se considera el valor máximo de la frecuencia de operación, es decir:

$$\omega_0 = p \Omega_{nom} \quad (3.54)$$

donde Ω_{nom} es la velocidad nominal del GSIP, dada en radianes por segundo, y p es el número de pares de polos del generador.

Para ilustra el proceso de diseño del control ST, en el apéndice C se presentan algunos ejemplos de diseño del control ST para el rechazo de perturbaciones en el SCCE.

CAPÍTULO 4

PRUEBAS OBTENIDAS POR SIMULACIÓN DEL RECHAZO DE PERTURBACIONES DEL SCEE

4.1 Consideraciones iniciales

En este capítulo se presentan los resultados de simulación del rechazo de perturbaciones en un sistema de conversión de energía eólica (SCEE) usando control de modos deslizantes (CMD). Para este fin, se emplea el modelo de simulación de la Fig. 4.1. Este modelo es desarrollado a detalle en el apéndice E, para lo cual se emplean los bloques de Simulink presentados en el apéndice D y se utilizan los parámetros enlistados en el apéndice F.

Se debe recalcar que el rechazo de perturbaciones mediante CMD es posible solo para una clase específica de perturbaciones, denominadas “perturbaciones empatadas”. En el caso del SCEE, las perturbaciones empatadas son aquellas que aparecen en forma de tensiones en los circuitos de corriente alterna (CA). Ejemplos de esto son: los armónicos de tensión de la red (armónicos de fondo), los tiempos muertos del convertidor *back-to-back* (BTB), la caída de tensión en los transistores, los armónicos de tensión del bus de corriente directa (CD), etc.

Se emplea MATLAB debido a que éste cuenta con una extensa gama de herramientas gráficas para visualizar y documentar los resultados obtenidos. Además, en MATLAB se puede hacer uso de diferentes lenguajes de programación, como son: Python, C/C++, Fortran, Java, entre otros. Esto hace de MATLAB una herramienta ideal para codificar los lazos de control del SCEE. Por lo que, la Fig. 4.1 se emplea adicionalmente como diagrama de flujo para la programación de los lazos de control del SCEE en lenguaje de programación C. La principal ventaja de programar los lazos de control en C usando MATLAB es que los códigos obtenidos pueden ser fácilmente exportados de MATLAB a un microcontrolador, y viceversa. Esto se traduce en un ahorro de tiempo y esfuerzo durante la implementación.

Algo importante a considerar es que, a diferencia de un microcontrolador que utiliza variables flotantes de 32 bits en sus cálculos, MATLAB utiliza variables flotantes de 64 bits en todas sus operaciones. Esta diferencia en la longitud de palabra introduce pequeñas diferencias entre el desempeño de los algoritmos programados con bloques de Simulink y los algoritmos programados en el microcontrolador. Para descartar problemas derivados del uso de variables de 32 bits en el microcontrolador, todos los controladores empleados son programados en lenguaje C usando exclusivamente operaciones con variables flotantes de 32 bits. De este modo se garantiza el desempeño de los lazos de control antes de ser implementados experimentalmente.

Finalmente, en el apéndice B se define la distorsión armónica total (THD por sus siglas en inglés), la cual es empleada en esta tesis para medir los armónicos de tensión. En el apéndice B también se define la distorsión total de la corriente nominal (TRD por sus siglas en inglés), que es empleada en este trabajo para medir la calidad de la energía.

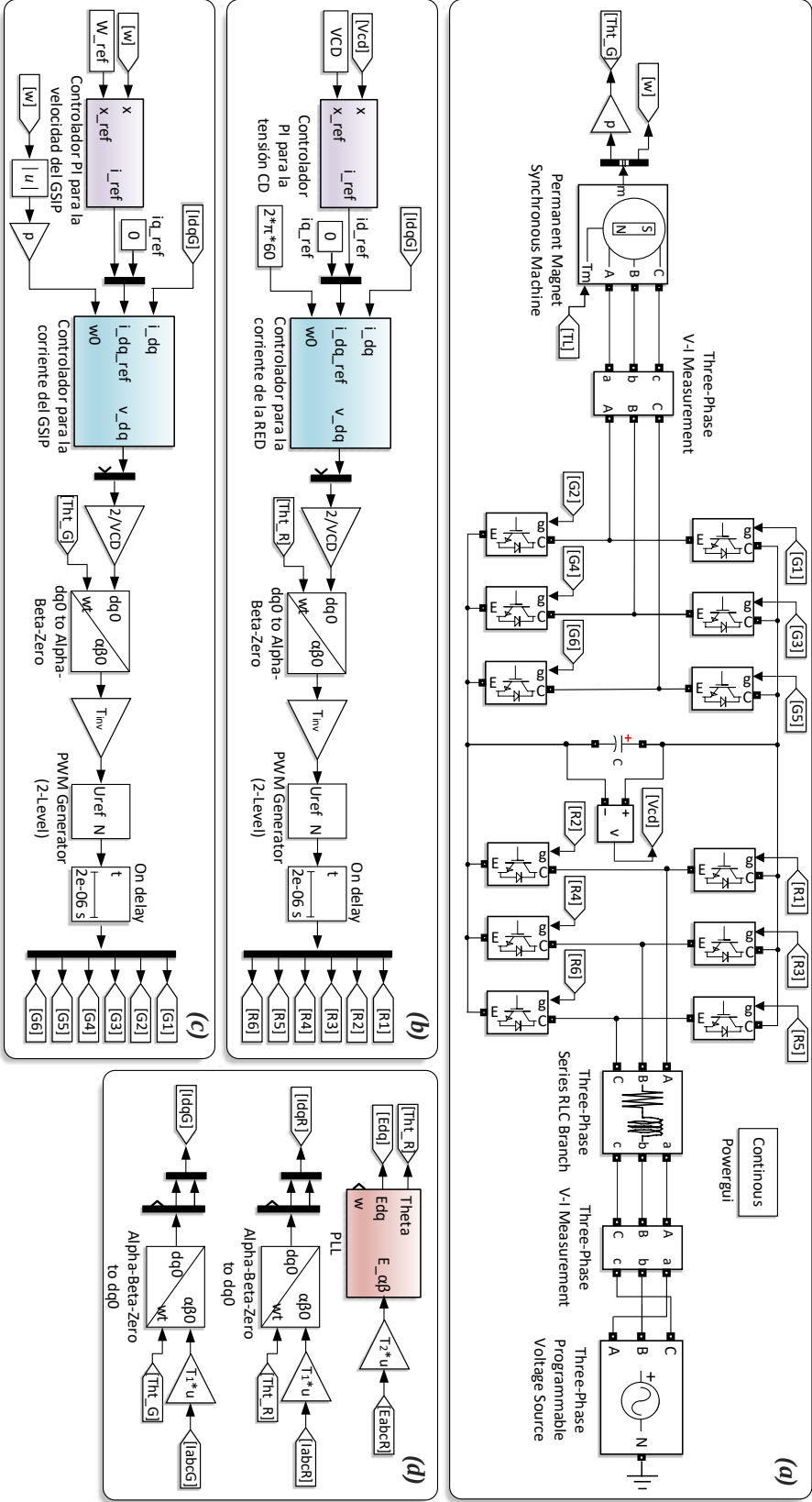


Fig. 4.1 – Modelo de simulación del SCEE en MATLAB/Simulink. (a) Circuito de potencia. (b) Lazo de control de tensión del bus de CD. (c) Lazo de control de velocidad. (d) Adquisición de señales síncronas.

4.2 Rechazo de los armónicos de fondo de la red

Esta sección se limita a presentar las simulaciones que validan las capacidades de rechazo de perturbaciones del control ST propuesto. Una explicación detallada de los armónicos de fondo de la red eléctrica es presentada en el apéndice B.

4.2.1 Configuración de simulación

Las siguientes simulaciones se realizan en base al modelo de simulación de la Fig. 4.2, que es desarrollado a detalle en apéndice E. El sistema de control se implementa digitalmente usando el código C presentado por la Fig. E.29 del apéndice E. Este código es compilado en el bloque “Control en código C” de la Fig. 4.2 (b) y es muestreado a 60 kHz. El convertidor electrónico inyecta 15 amperes de corriente reactiva (corriente del eje q) y es conmutado a 30 kHz usando modulación del ancho del pulso (PWM por sus siglas en inglés) asíncrono. Los parámetros y ganancias del sistema son presentados en la Tabla F.2, del apéndice F. La fuente trifásica de la Fig. 4.2 (a) es programada para establecer una tensión trifásica eficaz de línea de 140 V y 60 Hz y 1 armónico de fondo.

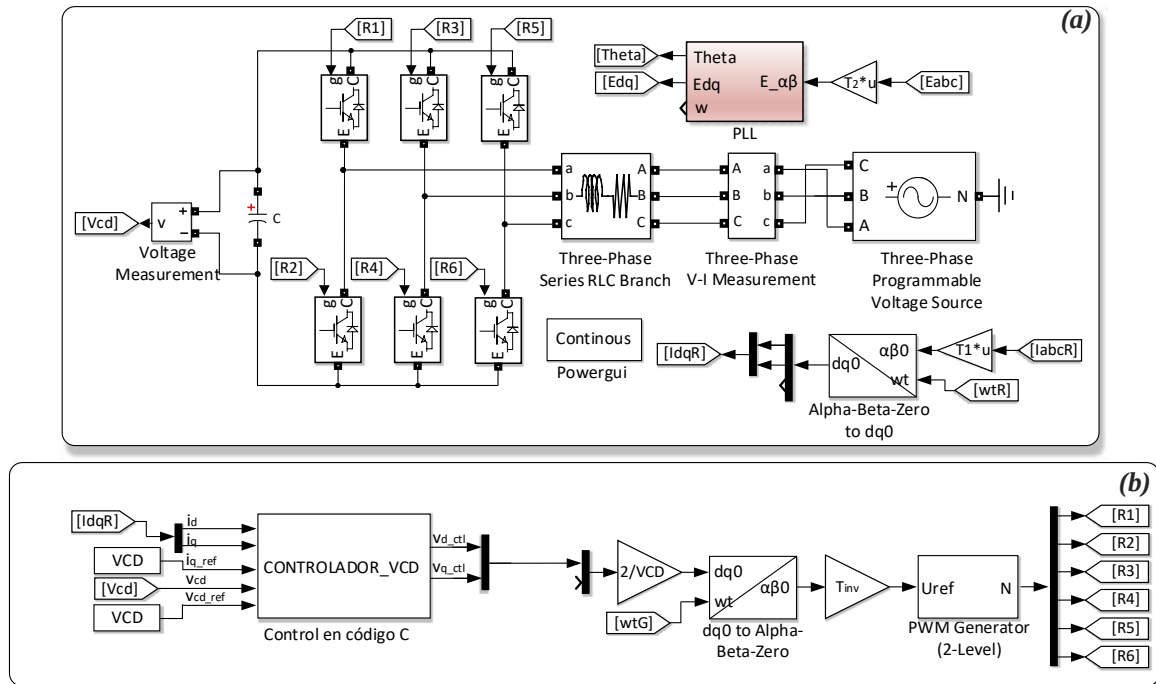


Fig. 4.2 – Diagrama de simulación del sistema de control de tensión del bus de CD. (a) Sistema de inyección de energía a la red. (b) Sistema de control con módulo PWM.

4.2.2 Desempeño del control PI en presencia de armónicos de fondo

En esta simulación, la fuente trifásica de la Fig. 4.2 (a) es programada para desplegar tensiones libres de armónicos durante los primeros 0.7 segundos de simulación. Después de este instante, la fuente es contaminada 5 % de THD constituida exclusivamente por la 5^o componente de secuencia negativa, ver la Fig. 4.3 (a). Para evaluar la inyección de energía a

la red con control proporcional integral (PI), las ganancias k_1 y k_2 del sistema de control son establecidas en cero. La Fig. 4.3 (b) muestra las corrientes inyectadas para dos casos: cuando se inyecta energía en una red libre de armónicos y cuando se inyecta energía en una red contaminada con armónicos. Para el caso en el que la red eléctrica está libre de armónicos, las corrientes inyectadas presentan una distorsión despreciable. Sin embargo, en presencia de armónicos de fondo, las corrientes inyectadas a la red presentan una distorsión significativa.

La Fig. 4.4 (a) muestra el espectro armónico de las corrientes inyectadas a la red eléctrica para el caso en el que la red está libre de armónicos de fondo, donde se observa una TRD máxima de 1.63 %. Por otra parte, la Fig. 4.4 (b) muestra el espectro armónico de las corrientes para el caso en el que la red presenta armónicos de fondo, donde se observa una TRD máxima de 15.53 %. De acuerdo con la norma IEEE 519 [16], una THD menor al 8 % es totalmente aceptable y se puede ser encontrada con normalidad en cualquier sistema eléctrico de potencia que opere con tensiones menores a los 1000 V. Sin embargo, una TRD igual con 15.53 % es inaceptable ya que sobrepasa el máximo establecido en la norma IEEE 1547 – 2018, el cual es 5 %. Estos resultados ponen en evidencia los problemas que el control PI ocasiona en un SCEE afectado por armónicos de fondo

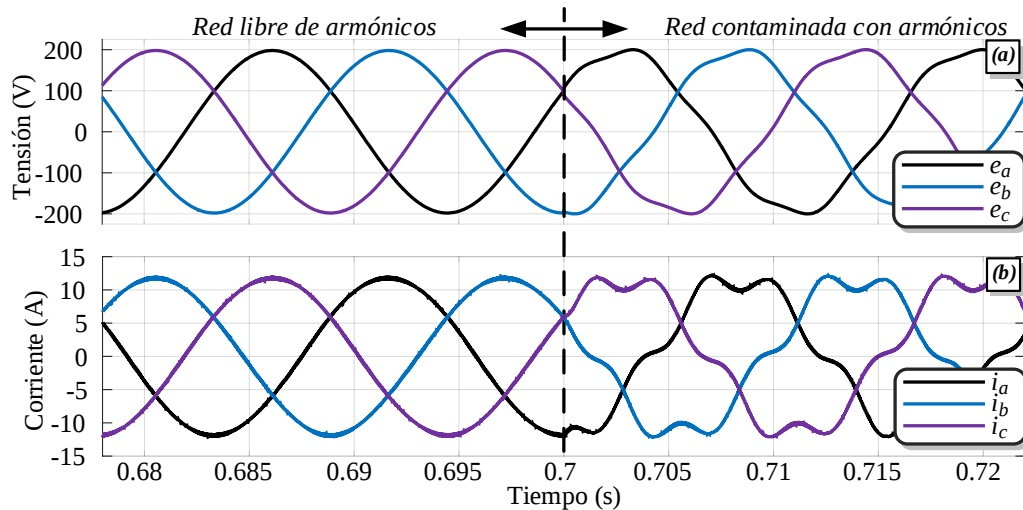


Fig. 4.3 – Corrientes inyectadas a una red afectado por armónicos de fondo usando control PI. (a) Tensiones de la red. (b) Corrientes inyectadas a la red.

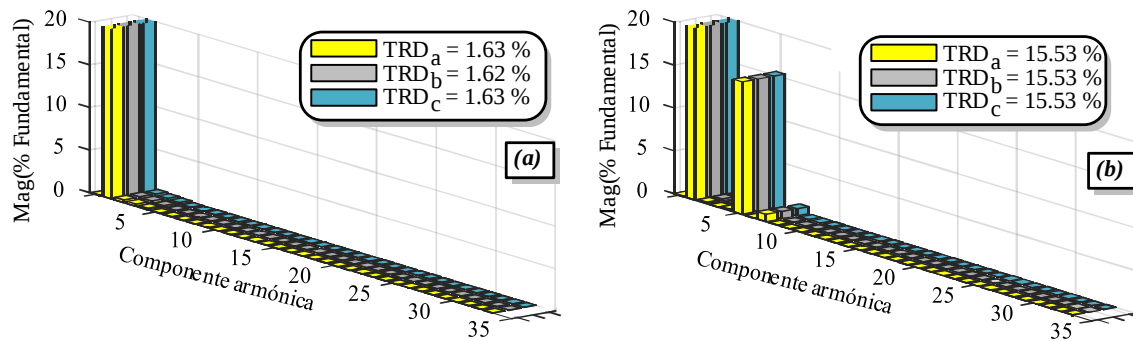


Fig. 4.4 – Espectro armónico de las corrientes inyectadas a la red con control PI. (a) Cuando las tensiones de la red están libres de armónicos, (b) Cuando las tensiones de la red están contaminadas con armónicos.

4.2.3 Rechazo de armónicos de fondo con control ST

En la siguiente simulación, las tensiones de la red se contaminan con un THD igual al 5% de la 5ª componente armónica de secuencia negativa, como se muestra en la Fig. 4.5 (a). La Fig. 4.5 (b) muestra las corrientes inyectadas a la red en el instante en el que el control PI es remplazado por control ST. A la derecha de la Fig. 4.5 (b) se observa que el control ST rechaza los efectos de los armónicos de fondo de la red, en contraste con el control PI. Esto da como resultado unas corrientes inyectadas a la red con distorsión armónica despreciable, a pesar de la presencia de armónicos de fondo.

La Fig. 4.6 (a) muestra el espectro armónico de las corrientes obtenidas con control PI, donde la TRD máxima medida es igual a 15.53 %. La Fig. 4.6 (b) muestra el espectro armónico de las corrientes obtenidas con control ST, donde se observa una TRD máxima igual a 1.20 %. Una TRD del 1.20 % indica que se cumple satisfactoriamente con la norma IEEE 1547 – 2018 [72], la cual indica que la máxima TRD permitido es del 5 %. Este resultado demuestra las ventajas de usar control ST en un SCEE afectado por armónicos de fondo.

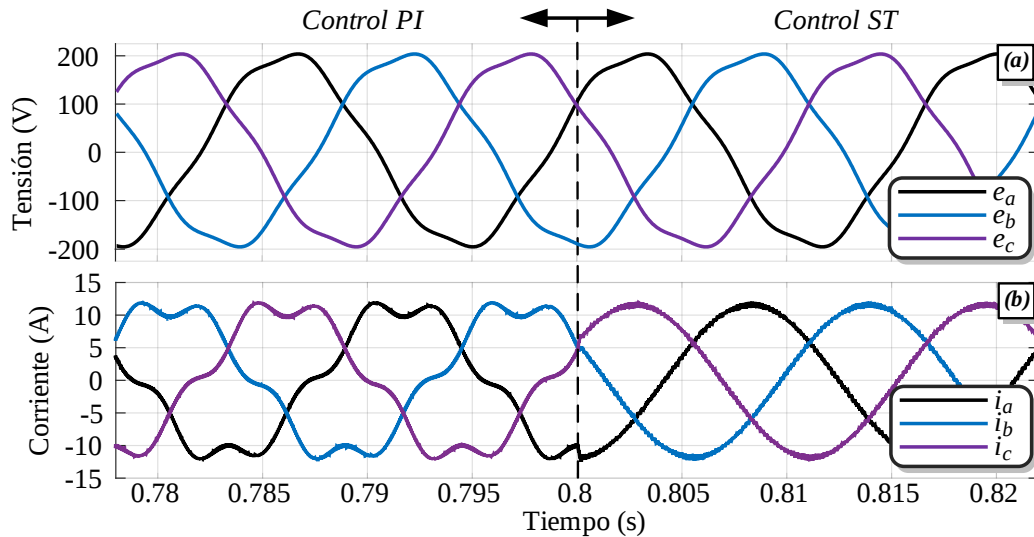


Fig. 4.5 – Comparación de las corrientes inyectadas a la red con control PI y con control ST. (a) Tensiones de la red contaminados con 5 % de THD de la 5ª componente armónica. (b) Corrientes inyectadas a la red.

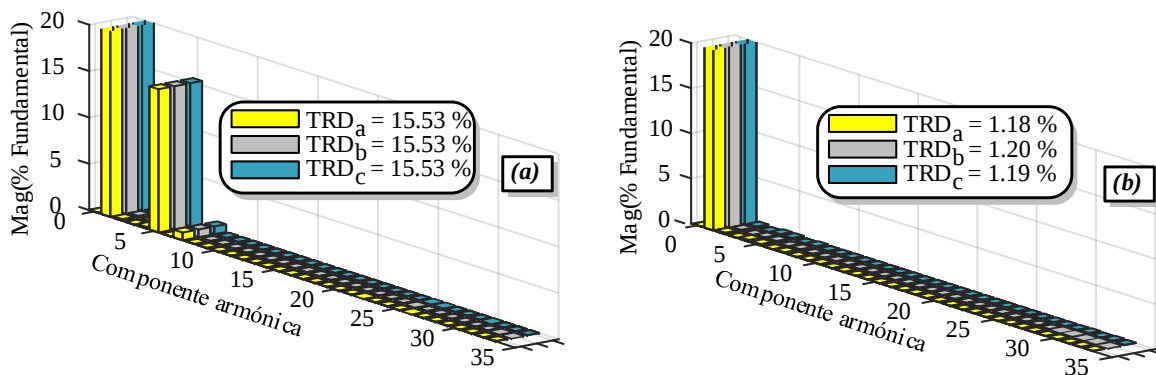


Fig. 4.6 – Comparación del espectro armónico de las corrientes inyectadas a la red en presencia de armónicos de fondo. (a) Obtenido con control PI. (b) Obtenido con control ST.

4.2.4 Barrido de los armónicos de fondo de la red

En este apartado se realizan múltiples simulaciones. En cada una de estas simulaciones se contamina a la red con una THD igual al 5 %, el cual está compuesta de solo una componente armónica. Se realiza un barrido armónico, iniciando con la componente 2 hasta llegar a la componente número 25. Las simulaciones se repiten para dos casos: armónicos de fondo de secuencia positiva y armónicos de fondo de secuencia negativa. En cada una de estas simulaciones se mide la TRD del inversor cuando se usa control PI y cuando se emplea control ST. La TRD resultante del uso de control PI se presentan en la Fig. 4.7, donde se observa que la TRD es diferente para cada uno de los armónicos de fondo. Por otra parte, la TRD obtenida con control ST se presentan en la Fig. 4.8, donde se observa que el control ST rechaza a los armónicos de fondo de la red y mantiene la TRD por debajo del 2 %.

Estos resultados demuestran la capacidad del controlador ST de rechazar a los armónicos de la red sin importar su orden armónico. Además, la TRD del 2 % es aceptable de acuerdo con la norma IEEE 1547 – 2018 [72]. Esto implica que el controlador ST es una excelente alternativa de control para un SCEE afectado por armónicos de fondo.

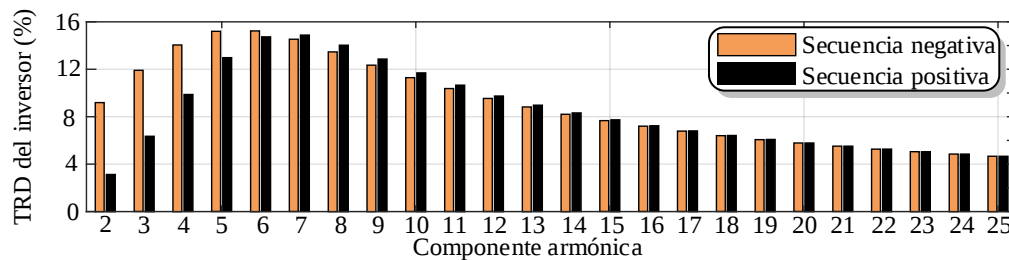


Fig. 4.7 – TRD obtenida con control PI durante el barrido de las componentes armónicas de tensión de red.

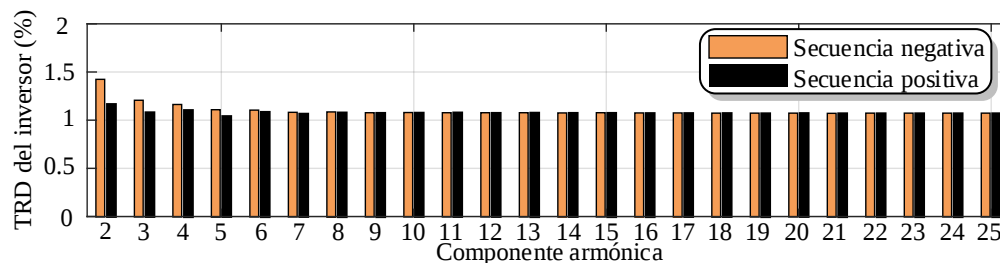


Fig. 4.8 – TRD obtenida con control ST durante el barrido de las componentes armónicas de tensión de red.

4.3 Rechazo de los armónicos de tiempos muertos en la red

4.3.1 Configuración de la simulación

Las simulaciones en esta sección se realizan utilizando el modelo de simulación de la Fig. 4.9, donde se emplea PWM asimétrico a 30 kHz y un bloque “On delay” que simula un tiempo muerto de 2 microsegundos. El sistema de control se implementa digitalmente usando el código C de la Fig. E.29 del apéndice E, el cual es compilado en el bloque titulado “Control en código C” en la Fig. 4.9 (b) y es muestreado a 60 kHz. El convertidor electrónico inyecta 15 amperes de corriente reactiva (corriente del eje q). Los parámetros y ganancias del sistema son presentados en la Tabla F.2, del apéndice F.

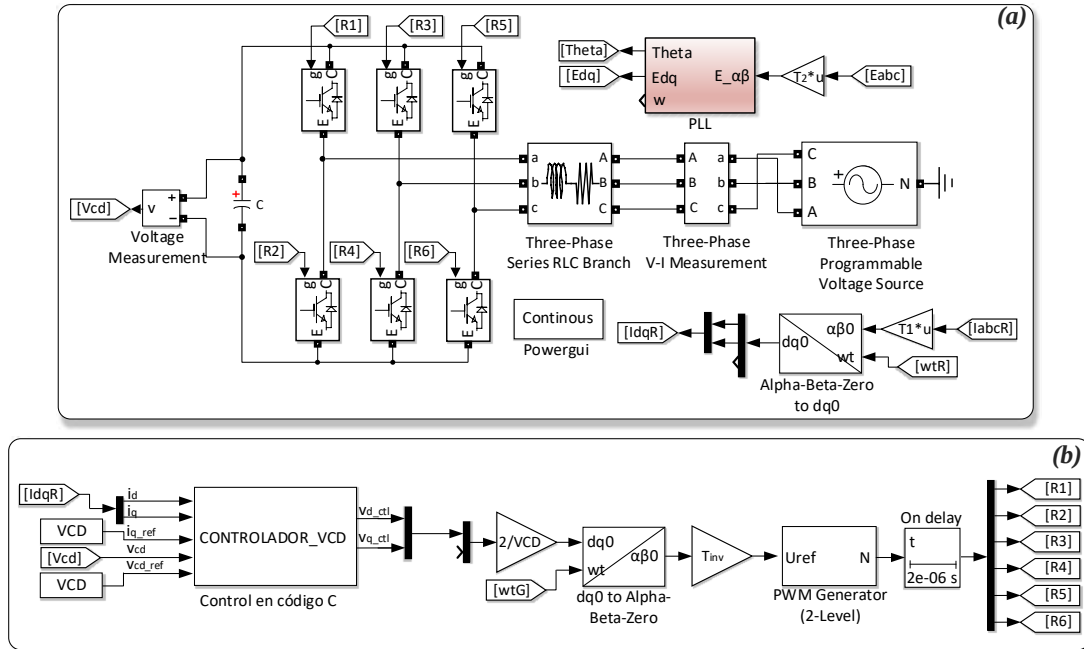


Fig. 4.9 – Diagrama de simulación del sistema de control de tensión del bus de CD. (a) Sistema de inyección de energía a la red. (b) Sistema de control con módulo PWM y tiempos muertos.

4.3.2 Rechazo de tiempos muertos de frecuencia constante

El convertidor es conectado a una red libre de armónicos en la presente simulación, cuyas tensiones se muestran en la Fig. 4.10 (a). Las corrientes inyectadas a la red en presencia de tiempos muertos son mostradas en la Fig. 4.10 (b) para dos casos: con control PI y con control ST. Se observa a la izquierda de la Fig. 4.10 (b) que las corrientes inyectadas a la red presentan distorsión debido a los tiempos muertos y el uso de con control PI. Sin embargo, a la derecha de la Fig. 4.10 (b) se observa cómo el control ST rechaza a los armónicos debidos a los tiempos muertos, dando como resultado una baja distorsión en las corrientes.

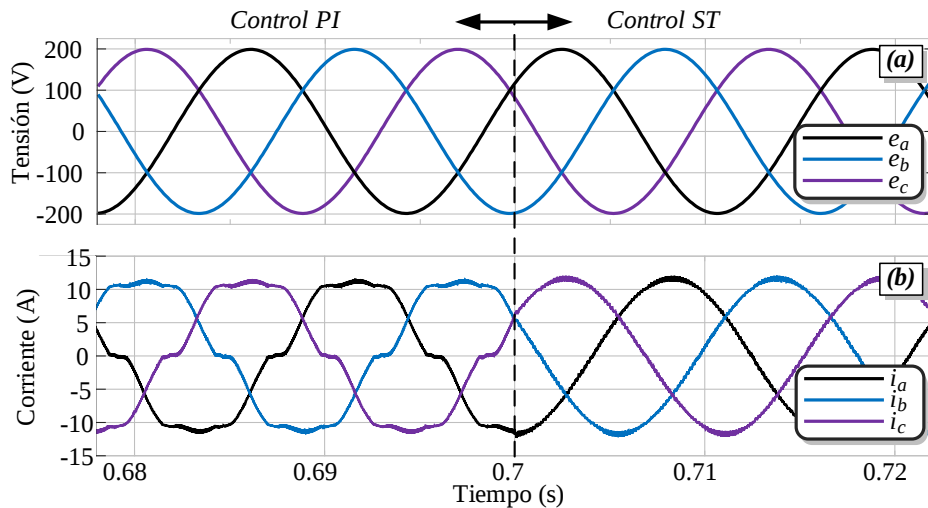


Fig. 4.10 – Comparación de las corrientes inyectadas a la red con control PI y con control ST bajo el efecto de $2 \mu s$ de tiempo muerto. (a) Tensiones de la red libres de armónicos. (b) Corrientes inyectadas a la red.

La Fig. 4.11 presenta los espectros armónicos de las corrientes mostradas por la Fig. 4.10 (b). Por un lado, la Fig. 4.11 (a) muestra el espectro armónico de las corrientes resultantes del uso de control PI bajo los efectos de los tiempos muertos, donde la TRD máxima observada es de 7.61 %. Por otra parte, la Fig. 4.11 (b) muestra el espectro armónico de las corrientes resultantes del uso de control ST bajo los tiempos muertos, donde la TRD máxima medida es de 1.47 %. Esto demuestra que un SCEE equipado con control ST es capaz de cumplir con la norma IEEE 1547 – 2018 [72], aun operando en presencia de tiempos muertos.

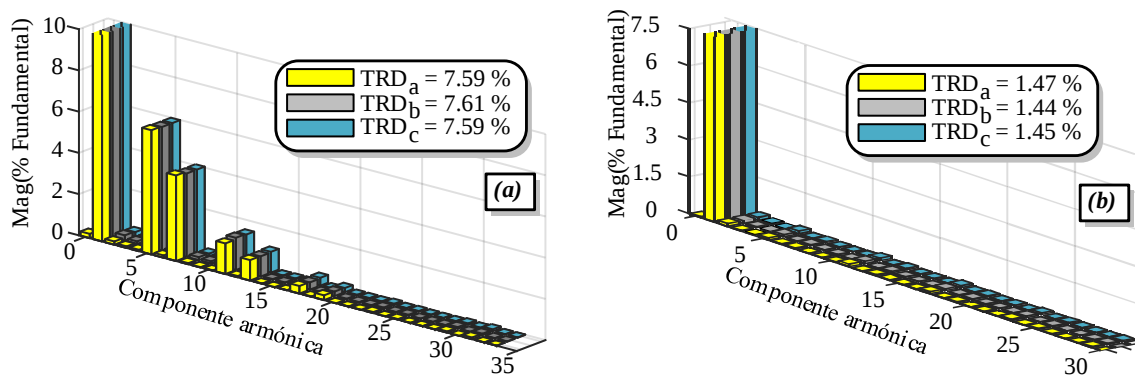


Fig. 4.11 – Espectro de armónico de la inyección de corrientes a la red cuando el inversor está sometido a 2 μ s de tiempo muerto. (b) Resultados del uso de control PI, (c) Resultados del uso de control ST.

4.3.3 Barrido de los tiempos muertos

La Fig. 4.12 muestra un barrido de tiempo muerto de 0 a 2 μ s. En este barrido se compara la TRD del convertidor, la cual es obtenida a partir de la inyección de energía a la red con control ST y con control PI. Se observa cómo en ambas situaciones la TRD del inversor aumenta a medida que aumenta el período de tiempo muerto. Para el caso del control PI, la TRD de las corrientes inyectadas a la red aumenta en tal grado que se alcanza un 7.59 % cuando el tiempo muerto es igual a 2 μ s. Sin embargo, en el caso del control ST, la TRD se mantiene por debajo del 1.5 % para todos los casos de períodos de tiempo muerto simulados. Estos resultados demuestran que, a diferencia del control PI, un SCEE equipado con control ST cumple la norma IEEE 1547 – 2018 [72], aún bajo diferentes condiciones de tiempos muertos.

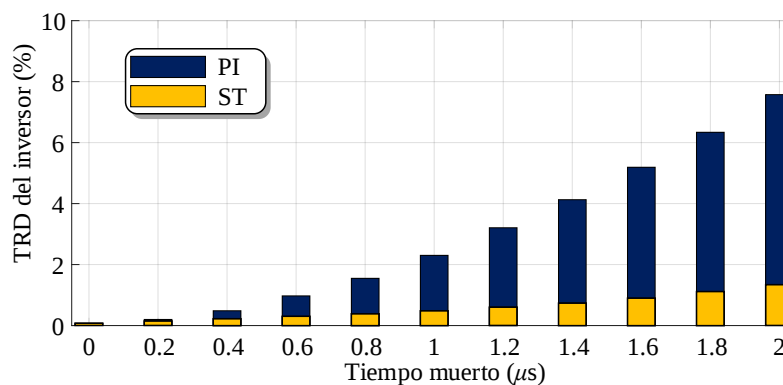


Fig. 4.12 – TRD resultante del barrido de tiempo muerto cuando el inversor inyecta 2 kVAR en la red, conmutando a 30 kHz.

4.3.4 Respuesta a una entrada tipo escalón en presencia de perturbaciones

La Fig. 4.13 muestra la respuesta a un escalón de corriente de 15 amperes reactivos. Como se aprecia en esta figura, el controlador ST presenta un pequeño sobretiro debido a la acción integral de la función signo. Sin embargo, debido a que el sobretiro es atenuado rápidamente, se concluye que el controlador ST propuesto es muy estable.

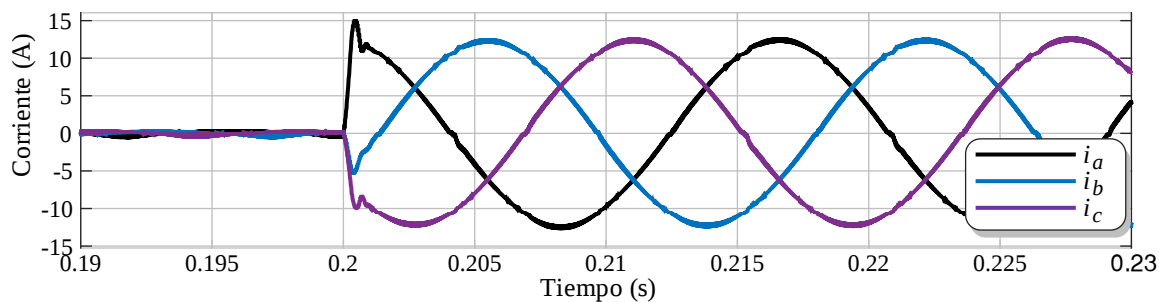


Fig. 4.13 – Respuesta de simulación del sistema de control ST ante una referencia tipo escalón de 15 amperes bajo la influencia de $2 \mu s$ de tiempo muerto.

4.4 Rechazo de los armónicos de tiempos muertos en el generador

4.4.1 Configuración de la simulación

Las siguientes simulaciones se realizan en base al modelo de simulación de la Fig. 4.14, que es desarrollado a detalle en la Sección E.6 del apéndice E. El sistema de control se implementa digitalmente usando el código C presentado por la Fig. E.34 del apéndice E. Este código es compilado en el bloque “Control en código C” de la Fig. 4.14 (b) y es muestreado a 60 kHz. El convertidor electrónico es conmutado a 30 kHz usando PWM asíncrono y 2 microsegundos de tiempo muerto. En el sistema de control del generador síncrono de imanes permanentes (GSIP) se establecen las referencias de velocidad mostrada y de par de carga, que son presentadas por la Fig. F.1 (b) del apéndice F. Los parámetros del GSIP y las ganancias del sistema son presentados en la Tabla F.1, del apéndice F.

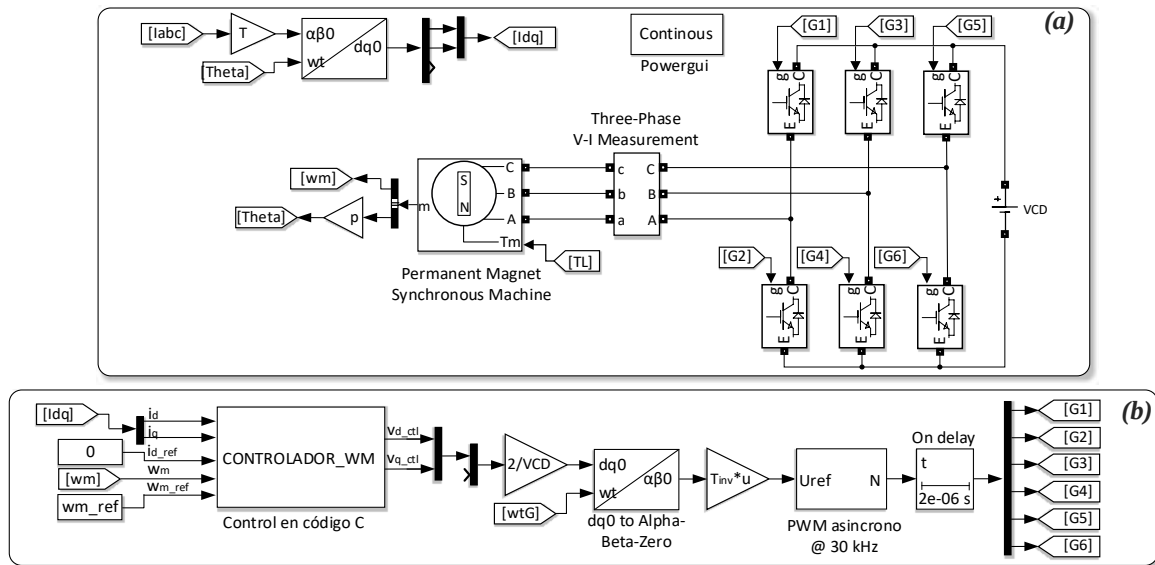


Fig. 4.14 – Diagrama de simulación del sistema de control de velocidad del generador. (a) Generador con su accionamiento. (b) Sistema de control con módulo PWM y tiempos muertos.

4.4.2 Rechazo de tiempos muertos a diferentes frecuencias de operación

Las siguientes simulaciones se llevan a cabo para dos casos: baja velocidad y alta velocidad. Esto se realiza con el fin de evaluar el rechazo de tiempos muertos en el generador con control ST a diferentes velocidades. Las corrientes extraídas del generador se muestran en la Fig. 4.15 y la Fig. 4.16 para ambos casos. En la Fig. 4.15 (a) y la Fig. 4.16 (a) se observa que el control PI no puede rechazar los armónicos de tiempo muerto ni a baja ni a alta velocidad, lo cual es evidente al observar la distorsión en ambos casos. En contraste con el control PI, el control ST rechaza sin problemas los efectos del tiempo muerto tanto a baja como a alta velocidad, lo cual se concluye al observar la baja distorsión de las corrientes presentadas en la Fig. 4.15 (b) y la Fig. 4.16 (b).

Al analizar los espectros armónicos de las corrientes se observan que la TRD máxima medida cuando se utiliza el control PI a baja velocidad es igual con 4.74%, como se muestra en la Fig. 4.15 (c). La TRD máxima obtenida con el control PI a alta velocidad es 9.90%, como se observa en la Fig. 4.16 (c). La TRD máxima obtenida con el control ST a baja velocidad es 0.20%, como se muestra en la Fig. 4.15 (d). Finalmente, la TRD máxima obtenida con controlador ST a alta velocidad es 1.41 %, como se observa en la Fig. 4.16 (d). Al comparar la TRD obtenida con control ST y con control PI se concluye que el control ST tiene un desempeño muy superior al control PI ya que éste es capaz de rechazar a los tiempos muertos bajo diferentes condiciones de operación del GSIP.

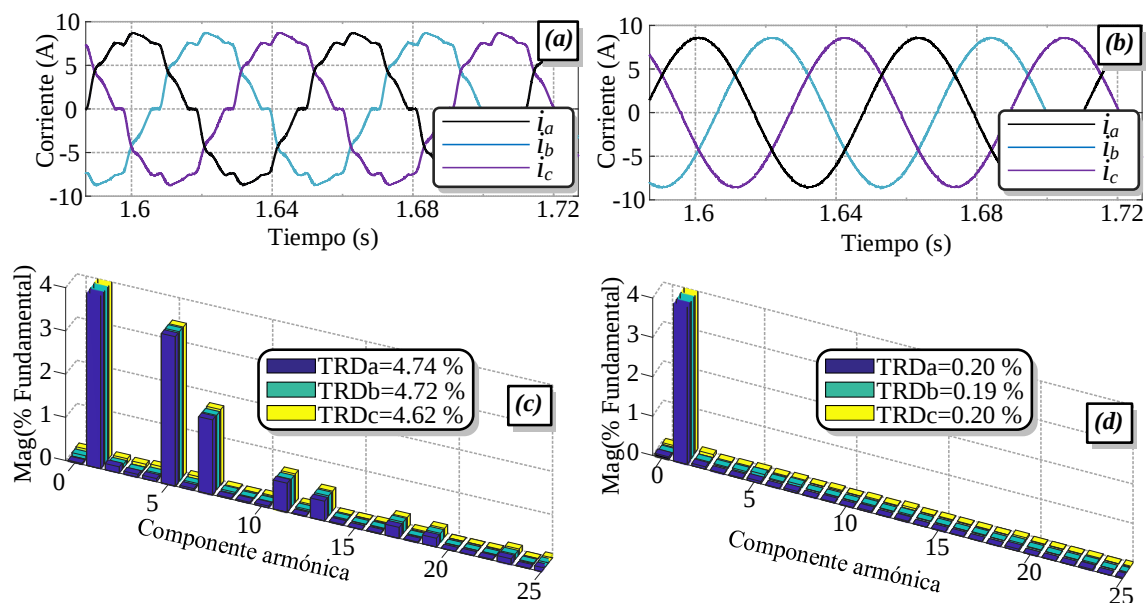


Fig. 4.15 – Comparación de simulación de las corrientes del estator obtenidas a 240 rpm. (a) Corrientes obtenidas con control PI. (b) Corrientes obtenidas con control ST. (c) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con control PI. (d) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con el control ST.

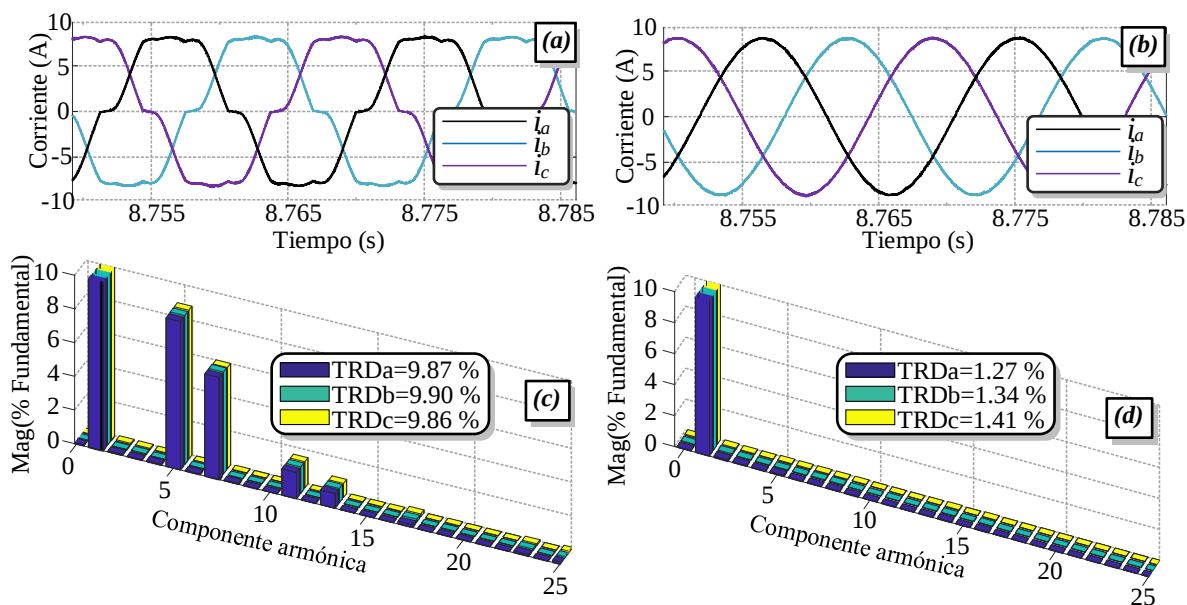


Fig. 4.16 – Comparación de simulación de las corrientes del estator obtenidas a 800 rpm. (a) Corrientes obtenidas con control PI. (b) Corrientes obtenidas con control ST. (c) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con control PI. (d) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con el control ST.

4.4.3 Rechazo de tiempos muertos durante un cambio de velocidad

El rechazo de los tiempos muertos se realiza bajo cualquier condición de operación del GSIP. Por ejemplo, en la Fig. 4.17 se muestran a las corrientes del estator medidas durante una desaceleración del GSIP. En la Fig. 4.17 (a) se muestra a las corrientes obtenidas con control PI, donde se observa la distorsión de las corrientes del GSIP debido a los tiempos muertos. El control ST, por otra parte, es capaz de rechazar a los tiempos muertos aún cuando la velocidad del GSIP cambia, como se muestra en la Fig. 4.17 (b). Esta es una capacidad muy particular del controlador ST, la cual le permite rechazar perturbaciones armónicas sin importar que la frecuencia fundamental del sistema cambie de manera continua.

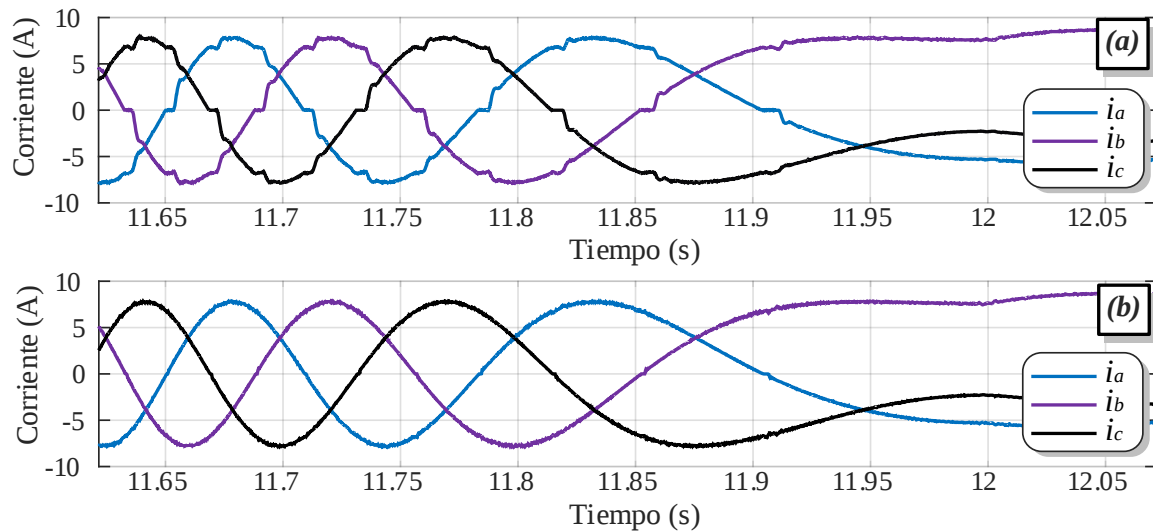


Fig. 4.17 – Forma de onda de las corrientes del GSIP durante una desaceleración bajo la influencia de $2 \mu\text{s}$.
(a) Obtenida con control PI. (b) Obtenida con control ST.

CAPÍTULO 5

PRUEBAS EXPERIMENTALES DEL RECHAZO DE PERTURBACIONES DEL SCEE

5.1 Equipo experimental empleado

En la Fig. 5.1 se muestra el sistema de conversión de energía eólica (SCEE) emulado físicamente en el laboratorio, que es empleado en este capítulo. Este sistema está conformado por 4 convertidores electrónicos de potencia trifásicos, un generador síncrono de imanes permanentes (GSIP), una turbina eólica emulada y la conexión a la red eléctrica. En la Fig. 5.2 se presenta el esquema de conexión del emulador eólico que muestra la conexión del equipo experimental. En este diagrama se aprecia como los cuatro convertidores electrónicos de potencia conforman dos convertidores *back-to-back* (BTB), un microcontrolador (MC) de Texas Instruments modelo TMS320f28379D y dos máquinas síncronas de imanes permanentes. Una de las máquinas síncronas opera en modo generador (generador eólico) y la otra trabaja en modo motor (turbina eólica). para la correcta implementación de este equipo se emplea la metodología en V propuesta en [73], la cual es presentada en el apéndice H.

El convertidor BTB 1 está compuesto por dos convertidores POWEREX trifásicos de dos niveles, mientras que el convertidor BTB 2 está compuesto por dos convertidores Unidrive trifásicos de dos niveles. El convertidor BTB 1 se programa para realizar diversas tareas, como son: la conexión del GSIP con la red eléctrica, la regulación de tensión del bus de corriente directa (CD), el procesamiento e inyección de energía a la red, etc. El convertidor BTB 2 controla el par y la velocidad del motor síncrono de imanes permanentes (MSIP) para que éste emule el comportamiento de una turbina eólica real. Para este fin, el MC envía las referencias de par y velocidad del MSIP al convertidor BTB 2, como se muestra en la Fig. 5.2. Todo el equipo experimental empleado en esta tesis es descrito en el apéndice G.

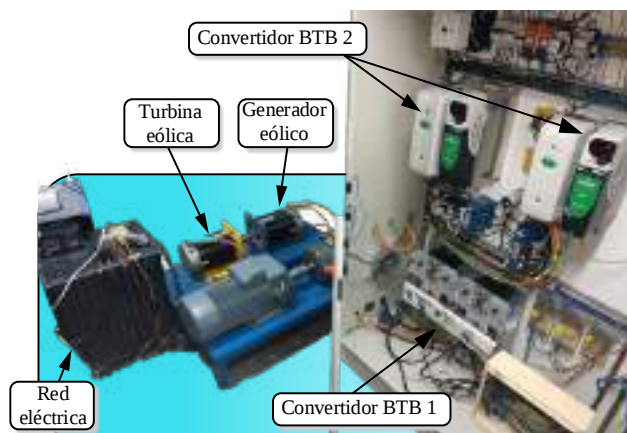


Fig. 5.1 – Fotografía del SCEE emulado experimental que es empleado en esta tesis.

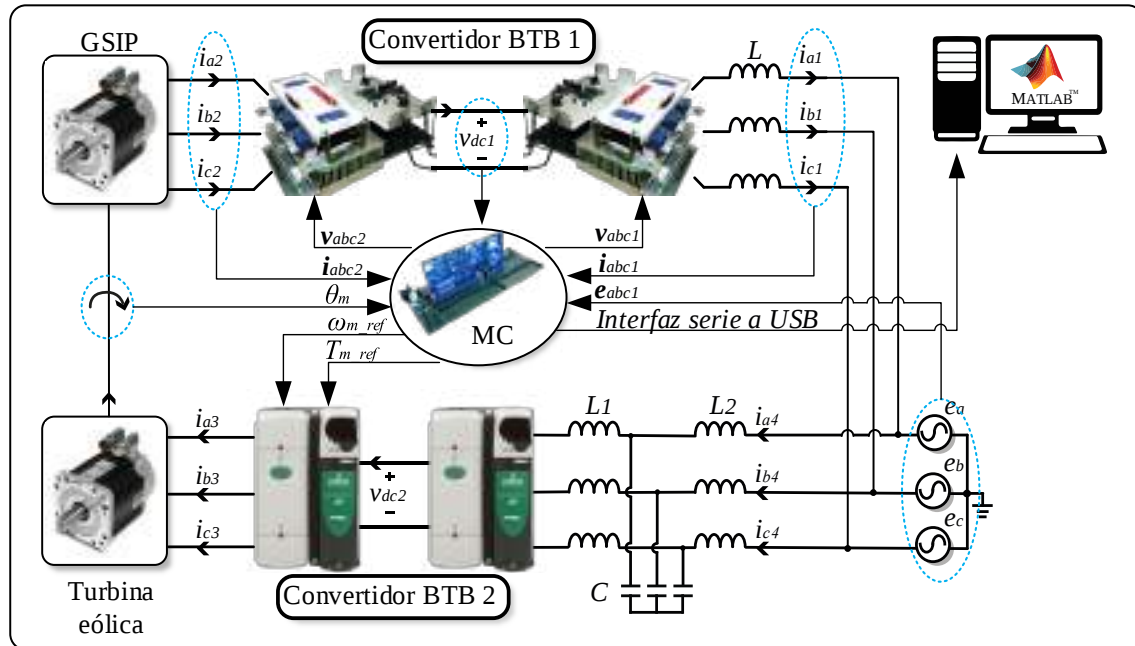


Fig. 5.2 – Diagrama de conexión del equipo que conforma al SCEE emulado, empleado en esta tesis.

Adicionalmente, el sistema cuenta con una comunicación serie entre el MC y MATLAB, la cual es implementada en base a una fibra óptica y una interfaz serie a USB usando el chip CP2102N de Silicon Labs. A través de esta interfaz se envía la medición de todos los estados del SCEE a MATLAB con una frecuencia de muestreo de 15 kHz. En MATLAB, estas mediciones son procesadas y graficadas en tiempo real, empleado a MATLAB como osciloscopio. Además, en MATLAB es posible crear un registro de varias horas de los datos obtenidos del SCEE para su procesamiento y análisis posterior. Con este registro de datos es posible identificar de manera rápida y precisa las causas de alguna falla en particular en el sistema. Esto permite ahorrar tiempo durante la etapa de implementación experimental.

Este sistema experimental es implementado en las instalaciones del laboratorio de Electrónica de Potencia, en Pesados I de ESIME Zacatenco del Instituto Politécnico Nacional. Este SCEE emulado se emplea para validar el correcto desempeño experimental de los algoritmos de control *super-twisting* (ST) propuestos en este trabajo. Para este fin, en el apéndice B se define la distorsión armónica total (THD por sus siglas en inglés) y la distorsión total de la corriente nominal (TRD por sus siglas en inglés), las cuales son empleadas en esta tesis para medir los armónicos de fondo de la red eléctrica y la calidad de la energía inyectada a la red eléctrica, respectivamente.

5.2 Pruebas experimentales del rechazo de los armónicos de fondo

5.2.1 Configuración experimental

La Fig. 5.3 muestra el diagrama de control vectorial empleado en este experimento. El sistema de control se implementa digitalmente usando el código C presentado por la Fig. E.29 del apéndice E. Además, se emplea un lazo de enganche de fase (PLL por sus siglas en inglés) para la sincronización del convertidor electrónico con la red eléctrica, usando al

código en lenguaje C que es presentado en la Fig. E.14 del apéndice E. Ambos códigos son compilados en el MC y son muestreados a 60 kHz. Para minimizar los efectos de los armónicos generados por los tiempos muertos del convertidor electrónico, éste se establece en el mínimo seguro para el convertidor, el cual es igual con 0.4 microsegundos. Una explicación detalla del fenómeno de los armónicos de tiempos muertos es presentada en el apéndice A. En este experimento el SCEE inyecta 15 amperes de corriente del eje q a la red y el convertidor es conmutado a 30 kHz usando modulación del ancho del pulso (PWM por sus siglas en inglés) asíncrono. Para resaltar las ventajas del uso de control ST en el SCEE, éste se compara con control PI, que se obtiene al establecer $k_1 = k_2 = 0$ en la Fig. 5.3. Un filtro pasa bajos (FPB) es empleado para filtrar el ruido en las mediciones de tensión del bus de CD, como se observa en la Fig. 5.3. Los parámetros del equipo, las ganancias del sistema de control y la configuración del FPB son presentados en la Tabla F.2 del apéndice F.

El equipo empleado en esta evaluación experimental es mostrado en la Fig. 5.4. Este equipo está constituido de un convertidor electrónico de potencia trifásico, un microcontrolador, un reactor y la red eléctrica. Finalmente, la realización de esta prueba se lleva a cabo en base al diagrama de flujo mostrado en la Fig. 5.5.

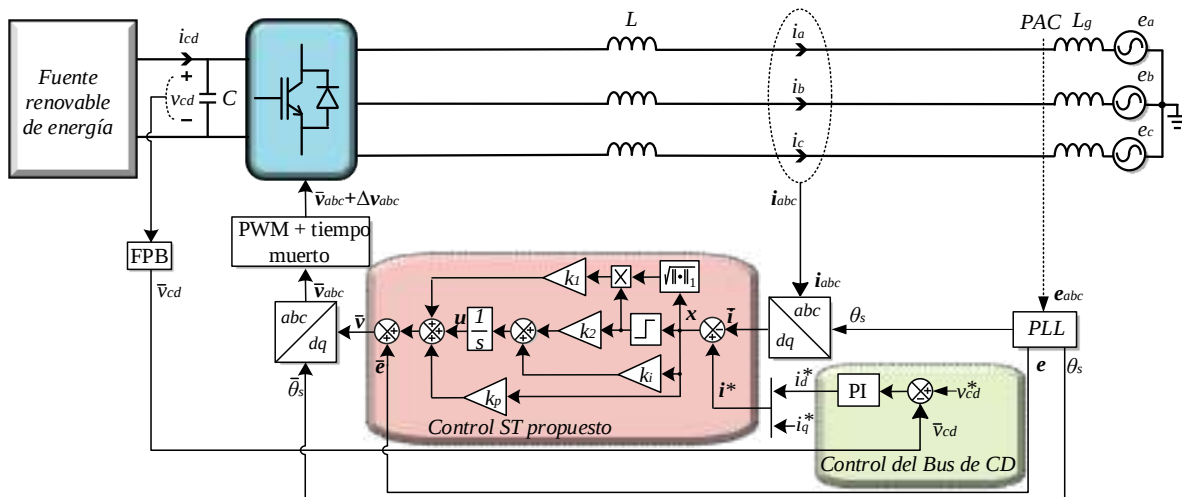


Fig. 5.3 – Diagrama de control vectorial super-twisting para el rechazo de los armónicos de fondo de la red.

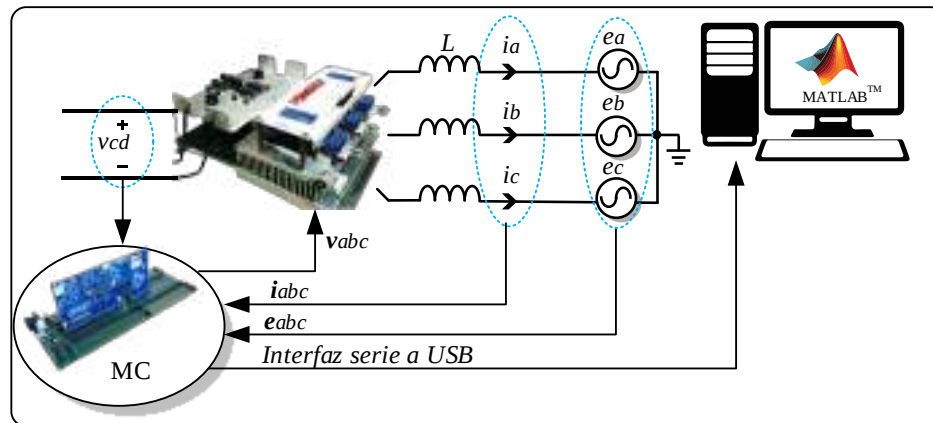


Fig. 5.4 – Equipo empleado para el rechazo de los armónicos de fondo de la red.

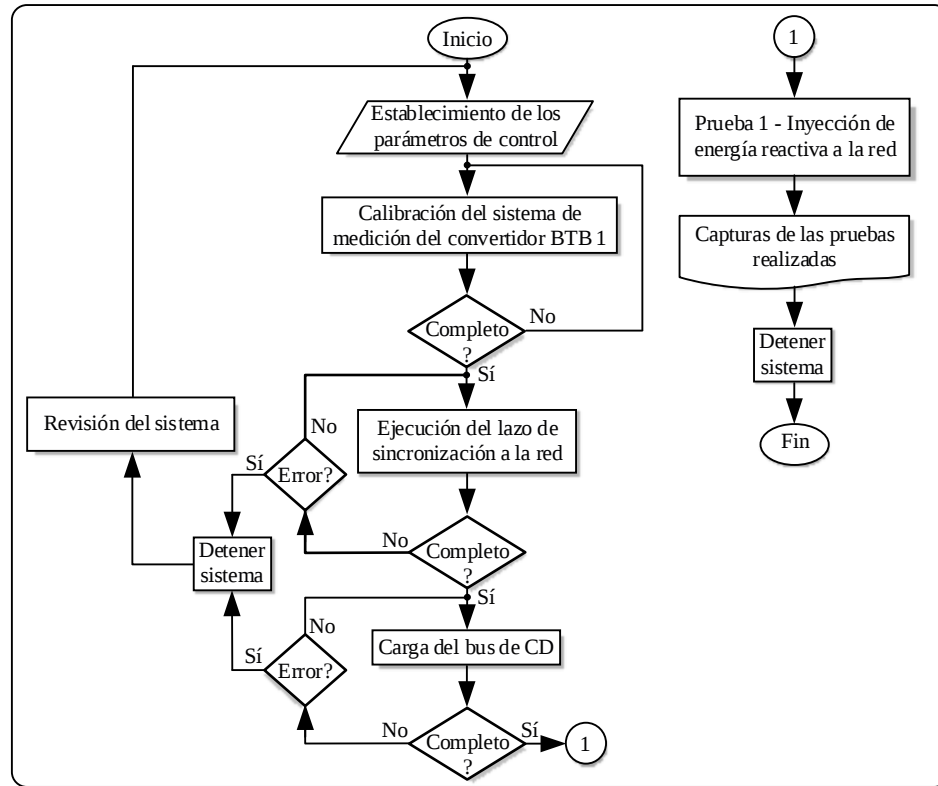


Fig. 5.5 – Diagrama de flujo para la demostración experimental del rechazo de los armónicos de fondo.

5.2.2 Rechazo de los armónicos de fondo con control ST

La Fig. 5.6 (a) muestra las tensiones de la red, las cuales son empleadas como fuente de armónicos de fondo durante este experimento. El espectro armónico de dichas tensiones es mostrado en la Fig. 5.7 (a), donde se observa una THD máxima igual con 2.19 %. En la Fig. 5.7 (a) se aprecia la presencia de componentes armónicas de tensión desbalanceadas de los órdenes 3, 5, 7 y 11. Este desbalance implica la existencia de componentes armónicas de tensión de secuencia positiva, negativa y cero de los órdenes 3, 5, 7 y 11, principalmente.

La Fig. 5.6 (b) muestra las corrientes inyectadas a la red en presencia de armónicos de fondo para dos casos: cuando se usa control PI y cuando se usa control ST. Cuando se utiliza control PI, las corrientes inyectadas a la red presentan una distorsión muy remarcada, como se puede observar en a la izquierda de la Fig. 5.6 (b). En cambio, cuando se utiliza control ST, las corrientes inyectadas a la red presentan una distorsión despreciable, como se puede observar en a la derecha de la Fig. 5.6 (b).

A continuación se estudia el espectro armónico de las corrientes de la Fig. 5.6 (b) con el propósito de analizar de manera cuantitativa la calidad de la energía inyectada a la red. La Fig. 5.7 (b) muestra el espectro armónico de las corrientes inyectadas a la red con control PI, donde se observa una TRD máxima de 8.28 %. Esta TRD está compuesta de diversas componentes armónicas de corriente pares e impares con magnitudes superiores al 1 %. Las componentes pares son debidas principalmente al desbalance en los armónicos de fondo. Por otra parte, la Fig. 5.7 (c) muestra el espectro armónico de las corrientes inyectadas a la red con control ST, donde se observa que las componentes armónicas de corriente pares e impares son prácticamente eliminadas y la TRD máxima obtenida es igual a 0.88 %.

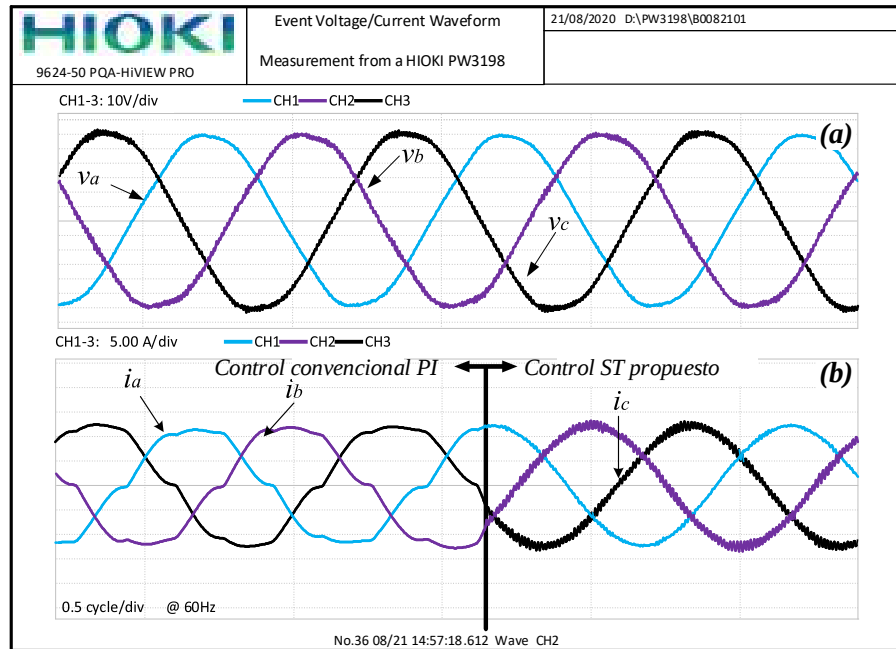


Fig. 5.6 – Comparación del rechazo del efecto de los armónicos de fondo en las corrientes inyectadas a la red por el SCEE usando control PI y control ST. (a) Tensiones de la red. (b) Corrientes inyectadas a la red.

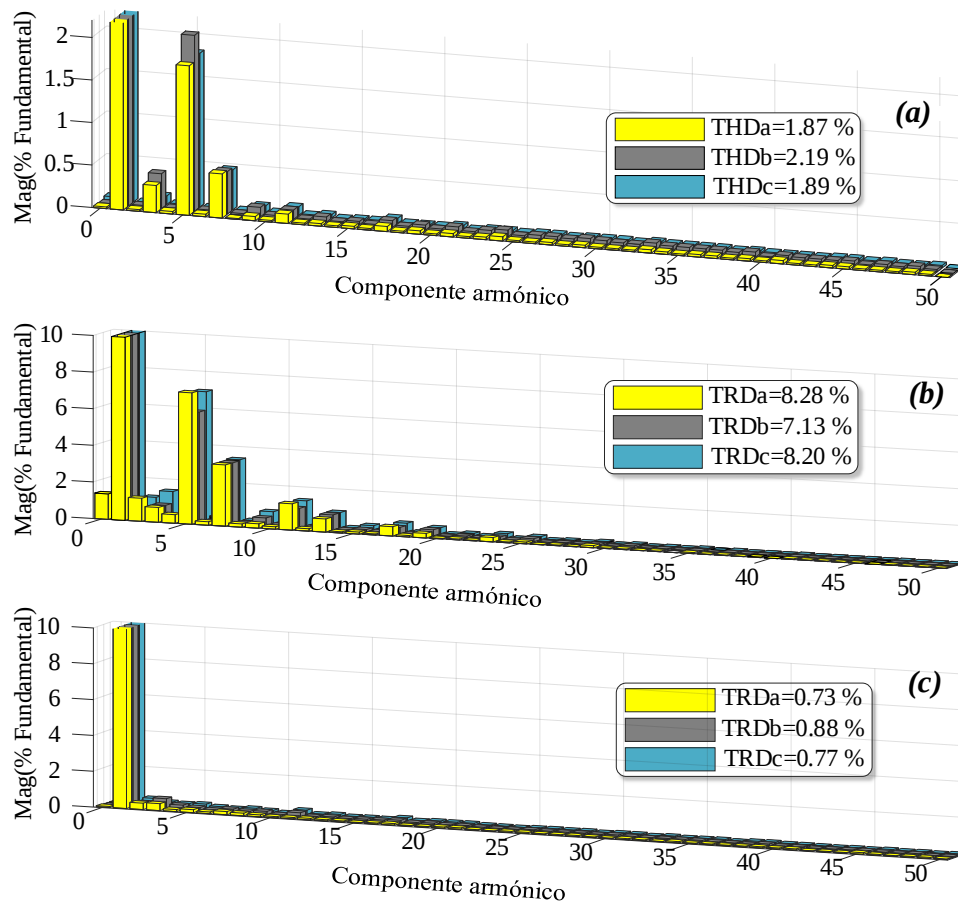


Fig. 5.7 – Espectro armónico de las tensiones y corrientes de la red eléctrica. (a) Tensiones de la red. (b) Corrientes inyectadas a la red con control PI. (c) Corrientes inyectadas a la red con control ST.

La corriente inyectada a la red con control PI de la Fig. 5.6 (b) es inaceptable debido a que tanto la amplitud de sus armónicos pares como su TRD superan ambos los límites máximos permitidos por la norma IEEE 1547 – 218 [72]. Estos límites son presentados en la Tabla B.2 del apéndice B. Estos resultados dejan en evidencia los problemas que ocasiona usar control PI en el sistema de inyección de energía a la red del SCEE. En contraste con el control PI, el control ST es capaz de rechazar los armónicos de fondo desbalanceados de una manera muy eficiente, dando como resultado una TRD menor al 1 %, como se observa en la Fig. 5.7 (c). Por lo que la corriente obtenida con control ST de la Fig. 5.6 (b) cumple con la norma IEEE 1547–218 [72]. El rechazo indistinto de componentes armónicas desbalanceadas pares e impares de la tensión de la red es una de las ventajas más importante del control ST aplicado a un SCEE.

5.2.3 Respuesta a una entrada tipo escalón en presencia de perturbaciones

La Fig. 5.8 presenta la respuesta del sistema de control ante una referencia tipo escalón de corriente. La Fig. 5.8 (a) presenta la respuesta del sistema cuando se emplea control PI y la Fig. 5.8 (b) presenta la respuesta del sistema cuando se emplea control ST. Al comparar la Fig. 5.8 (a) con la Fig. 5.8 (b) se observa como las corrientes obtenidas con control ST muestran un sobretiro más pronunciado que aquellas obtenidas con control PI. Sin embargo, el sobretiro desaparece en menos de 1 milisegundo. La rápida estabilización de las corrientes implica que el controlador ST propuesto ofrece una dinámica rápida y además es muy estable.

A continuación se comparan los resultados experimentales mostrados en la Fig. 5.8 (b) con los resultados de simulación presentados en la Fig. 5.9. Se observa que, a pesar de que la respuesta al escalón de los resultados de simulación y los resultados experimentales ocurre en fases de la red ligeramente diferentes, la respuesta dinámica en general entre la Fig. 5.8 (b) y la Fig. 5.9 es técnicamente la misma, lo cual valida los resultados del capítulo 4.

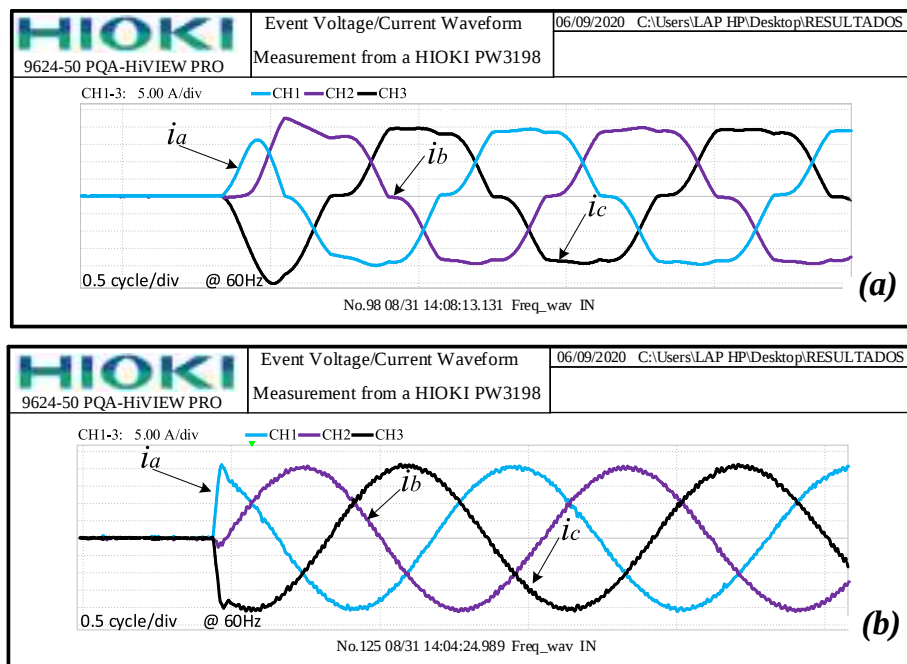


Fig. 5.8 – Respuesta experimental del sistema de control de corrientes ante una entrada tipo escalón de 15 amperes bajo los efectos de los armónicos de fondo. (a) Usando control PI, (b) Usando control ST.

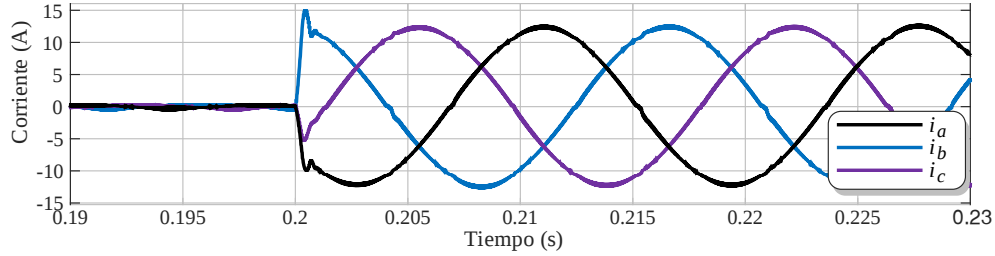


Fig. 5.9 – Respuesta de simulación del sistema de control ST ante una referencia tipo escalón de 15 amperes bajo la influencia de $2 \mu s$ de tiempo muerto (Fig. 4.13 del capítulo 4).

5.3 Rechazo experimental de los tiempos muertos de la red

5.3.1 Configuración experimental

En el siguiente experimento se emplea la fuerza electromotriz (FEM) interna del GSIP como red eléctrica libre de armónicos. Debido a esto, en la explicación de los resultados se hace referencia al GSIP como “sistema eléctrico”. Para obtener tensiones trifásicas a 60 Hz en los bornes del GSIP, la velocidad del MSIP acoplado al GSIP se mantiene constante a 900 rpm, como se muestra en la Fig. 5.10. De este modo, se obtienen las tensiones mostradas en la Fig. 5.11 (a), cuyo espectro armónico es mostrado en la Fig. 5.11 (b). La magnitud de la FEM del GSIP es de 77 V eficaces de línea. Sin embargo, de acuerdo con (A.4) del apéndice A, los armónicos de tiempo muerto no dependen de la amplitud de la tensión de la red. El sistema de control de la Fig. 5.10 es implementado digitalmente en el MC usando el código de la Fig. E.20 del apéndice E, el cual es muestreado a 80 kHz. Se emplea PWM asíncrono a 40 kHz para incrementar el efecto de los tiempos muertos y reducir los ciclos limite. En este experimento se inyecta 15 amperes de corriente activa al generador. Para resaltar las ventajas del control ST, éste se compara con control PI, que se obtiene al establecer $k_1 = k_2 = 0$ en la Fig. 5.10. Los parámetros del equipo y las ganancias del sistema de control son presentados en la Tabla F.1 del apéndice F.

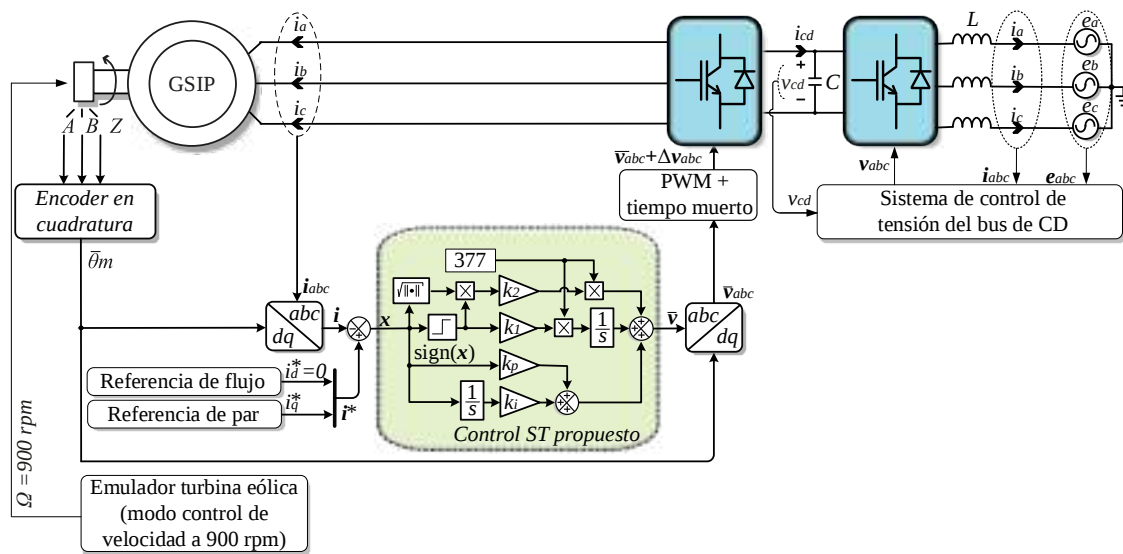


Fig. 5.10 – Diagrama de control vectorial de las corrientes del GSIP, en el cual se emplea el emulador de turbina eólica para mantener la velocidad del GSIP en 900 rpm constantes.

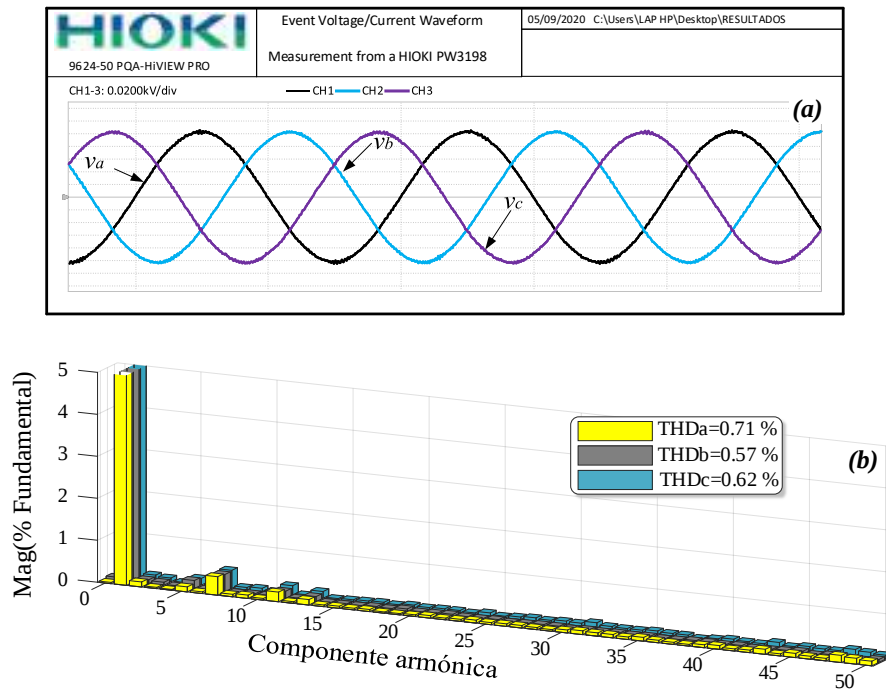


Fig. 5.11 – Tensiones del GSIP en vacío. (a) Gráfica en el tiempo. (b) Espectro armónico.

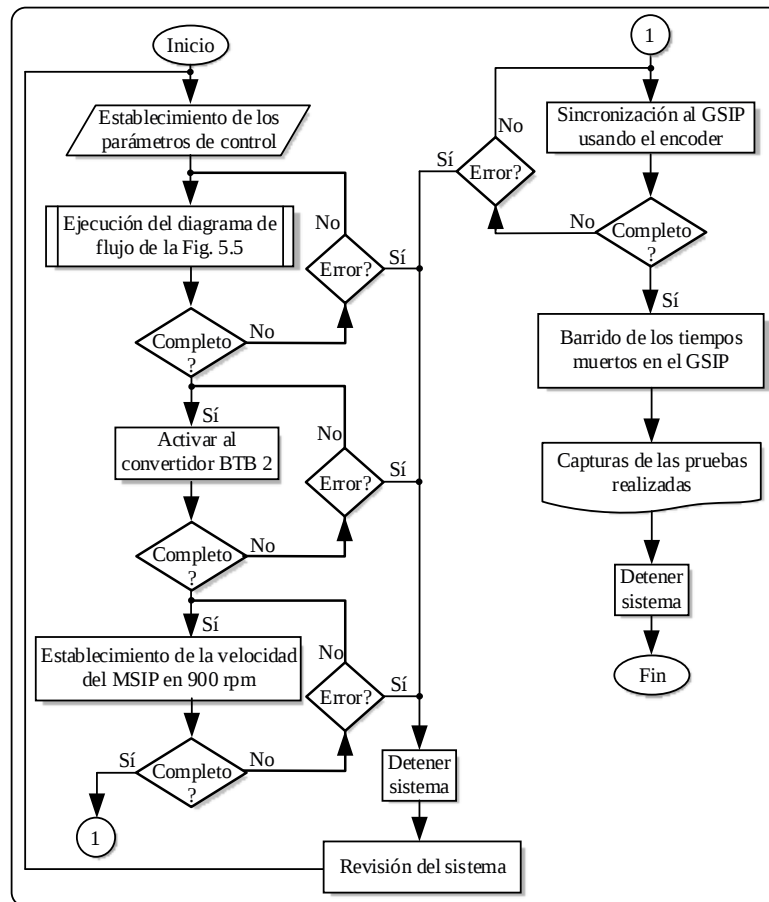


Fig. 5.12 – Diagrama de flujo del estudio de tiempos muertos en la red.

5.3.2 Rechazo de los tiempos muertos en la red

En este experimento se establece el tiempo muerto del convertidor en 2 microsegundos. La Fig. 5.13 muestra las corrientes resultantes de la inyección de potencia activa al sistema eléctrico para dos casos: usando control PI y usando control ST. La corriente inyectada con control PI se muestra a la izquierda de la Fig. 5.13, donde se observa una distorsión significativa cuando las corrientes cruzan por cero. La corriente inyectada con control ST se muestra a la derecha de la Fig. 5.13, donde se observa que las corrientes presentan una distorsión despreciable debido al rechazo de los efectos de los armónicos de tiempo muerto.

A continuación se estudia el espectro armónico de las corrientes de la Fig. 5.13 con el propósito de analizar de manera cuantitativa la calidad de la energía inyectada al sistema eléctrico. La Fig. 5.14 (a) muestra el espectro armónico de las corrientes inyectadas al sistema eléctrico con control PI, donde se observa una TRD máxima de 14.03 %. Esta TRD está compuesta de diversas componentes armónicas de corriente pares e impares con magnitudes superiores al 1 %. La aparición de componentes armónicos pares en la Fig. 5.14 (a) se debe principalmente a los desbalances en las tensiones o la impedancia de la red. En este resultado, la TRD de 14.03 % obtenida sobrepasa el límite mínimo del 5 % establecido por la norma IEEE 1547-2018 [72]. Por lo que se concluye que el desempeño del control PI bajo estas condiciones es inaceptable.

La Fig. 5.14 (b) muestra el espectro armónico de las corrientes inyectadas al sistema eléctrico con control ST, donde se observa una TRD máxima igual a 1.04 %. La TRD obtenida con control ST es menor al 5 %, por lo que cumple con la norma IEEE 1547 – 2018 [72]. Adicionalmente, en la Fig. 5.16 (c) se observa que las componentes armónicas de corriente pares e impares son prácticamente eliminadas. Estos resultados validan la capacidad de rechazo de los tiempos muertos en la energía inyectada a la red mediante el control ST.

Finalmente, la Fig. 5.15 muestra los resultados de simulación obtenidos para este mismo experimento en la sección 4.4 del capítulo 4. Al comparar la Fig. 5.13 con la Fig. 5.15 se observa que los resultados experimentales obtenidos con control PI presentan una distorsión diferente a los resultados de simulación. Estas diferencias se deben a que, a pesar de haber usado la FEM del GSIP como sistema eléctrico libre de armónicos, en los resultados experimentales existen fenómenos indeseados, los que no son considerados en la simulación. La saturación magnética de los materiales ferromagnéticos del GSIP es un ejemplo de estos fenómenos. Dicha saturación ocurre a las frecuencias armónicas de las corrientes que circulan por el estator, las que empeoran la distorsión de las corrientes inyectadas al generador.

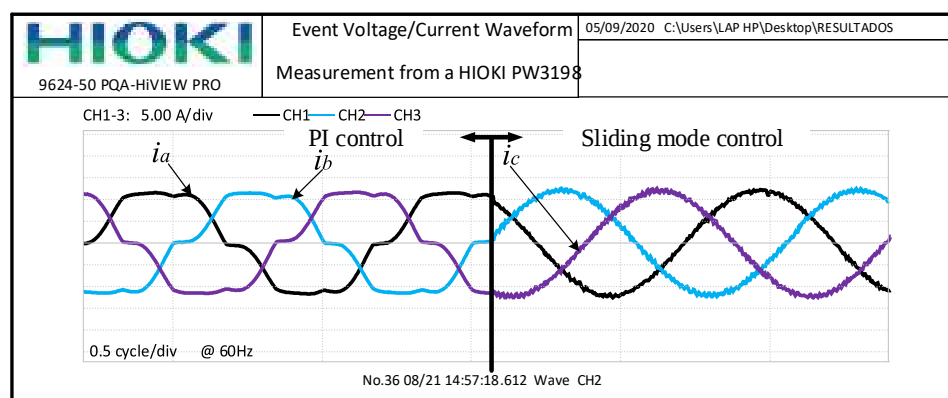


Fig. 5.13 – Corrientes inyectadas al GSIP con control PI y control ST bajo 2 μ s de tiempo muerto.

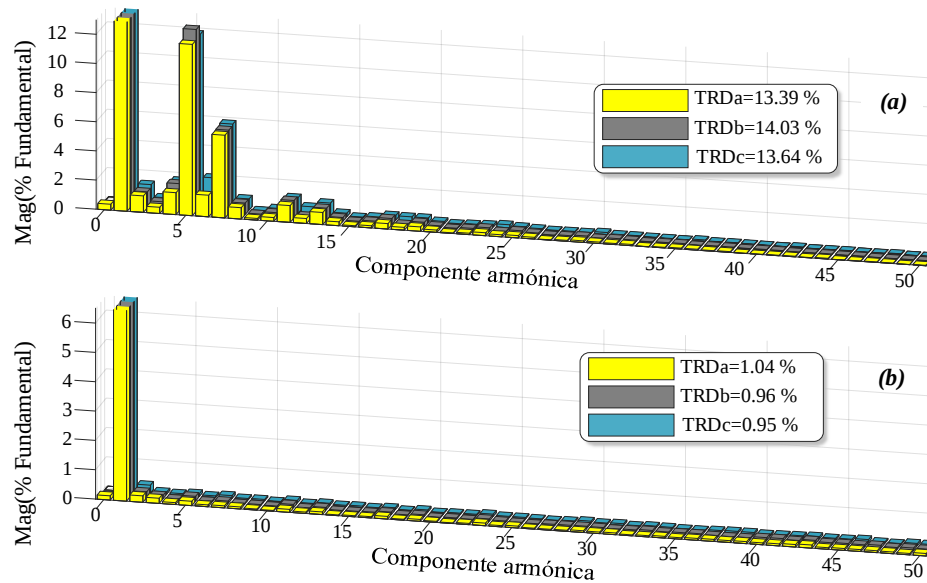


Fig. 5.14 – Espectro de armónico de las corrientes inyectadas al GSIP cuando el convertidor está sometido a $2 \mu s$ de tiempo muerto. (b) Resultados del uso de control PI. (c) Resultados del uso de control ST.

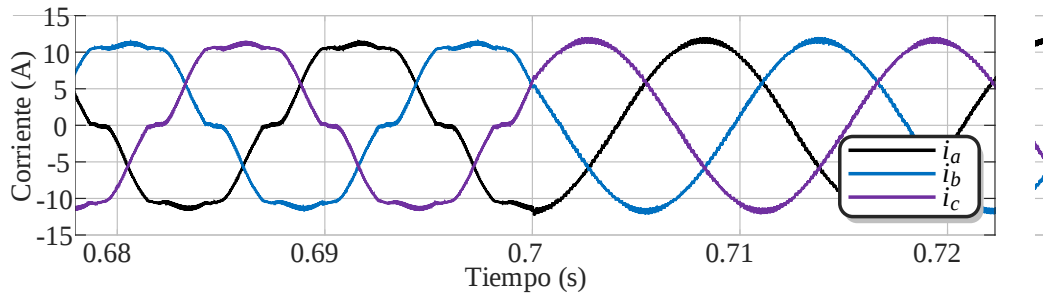


Fig. 5.15 – Comparación de las corrientes inyectadas a la red con control PI y con control ST bajo el efecto de $2 \mu s$ de tiempo muerto (Resultados de simulación de la Fig. 4.45 del capítulo 4).

5.3.3 Barrido de los tiempos muertos

En la Fig. 5.16 (a) se compara la TRD de las corrientes inyectadas al sistema eléctrico usando control ST y control PI durante un barrido de tiempo muerto. Se observa que en ambas situaciones la TRD aumenta a medida que aumenta el período de tiempo muerto. Para el caso del control PI, la TRD de las corrientes inyectadas al sistema eléctrico aumenta en tal grado que se alcanza el 14.03 % cuando el tiempo muerto es igual a 2 microsegundos, ver Fig. 5.16 (a). Sin embargo, en el caso del control ST, la TRD se mantiene por debajo del 1.5 % para todos los períodos de tiempo muerto establecidos en el convertidor. Estos resultados demuestran que, en contraste con el control PI, el SCEE bajo distorsión por tiempos muertos equipado con el controlador ST propuesto cumple la norma IEEE 1547 – 2018 [72].

La Fig. 5.16 (b) muestra los resultados obtenidos de simulación en el capítulo 4 para esta misma prueba. Al compara la Fig. 5.16 (a) con la Fig. 5.16 (b) se observa que en la experimentación se presenta una TRD mayor que en la simulación. Estas diferencias se deben a fenómenos indeseados no considerados en simulación, como son: los armónicos de la FEM del GSIP, la saturación magnética de los materiales ferromagnéticos, entre otros. Sin embargo, el control ST mantiene la TRD por debajo del 1.5 % en ambas situaciones.

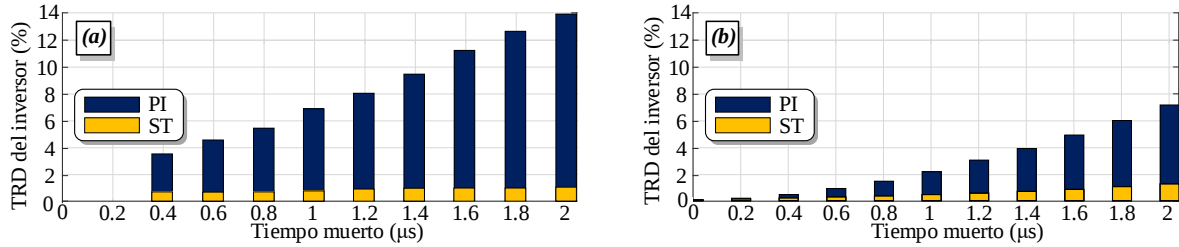


Fig. 5.16 – TRD resultante del barrido de tiempo muerto cuando se inyecta 1.15 kW al GSIP. (a) Resultados experimentales, (b) Resultados de simulación

5.4 Rechazo de tiempos muertos del generador

5.4.1 Configuración experimental

El siguiente experimento se realiza de acuerdo con el diagrama mostrado en la Fig. 5.17. En este diagrama se incluye un lazo de control PI, un derivador y un filtro pasa bajos para regular la velocidad del GSIP. En el sistema de control del GSIP se establecen la referencia de velocidad mostrada en la Fig. F.1 (a) del apéndice F. El sistema de control mostrado por la Fig. 5.17 es implementado digitalmente en el MC usando el código presentado en el apéndice E por la Fig. E.34, el cual es muestreado a 80 kHz. Se emplea PWM asíncrono a 40 kHz para incrementar el efecto de los tiempos muertos. Se extraen 15 amperes eficaces de línea del GSIP. El emulador eólico se configura para controlar el par del MSIP haciendo uso de la referencia de par mostrada en la Fig. F.1 (a) del apéndice F. Para resaltar las ventajas del control ST, éste se compara con control PI, que se obtiene al establecer $k_1 = k_2 = 0$ en la Fig. 5.17. La Fig. 5.18 muestra el diagrama de flujo que describe el proceso para realizar el siguiente experimento. Los parámetros del equipo y las ganancias del sistema de control son presentados en la Tabla F.1, del apéndice F.

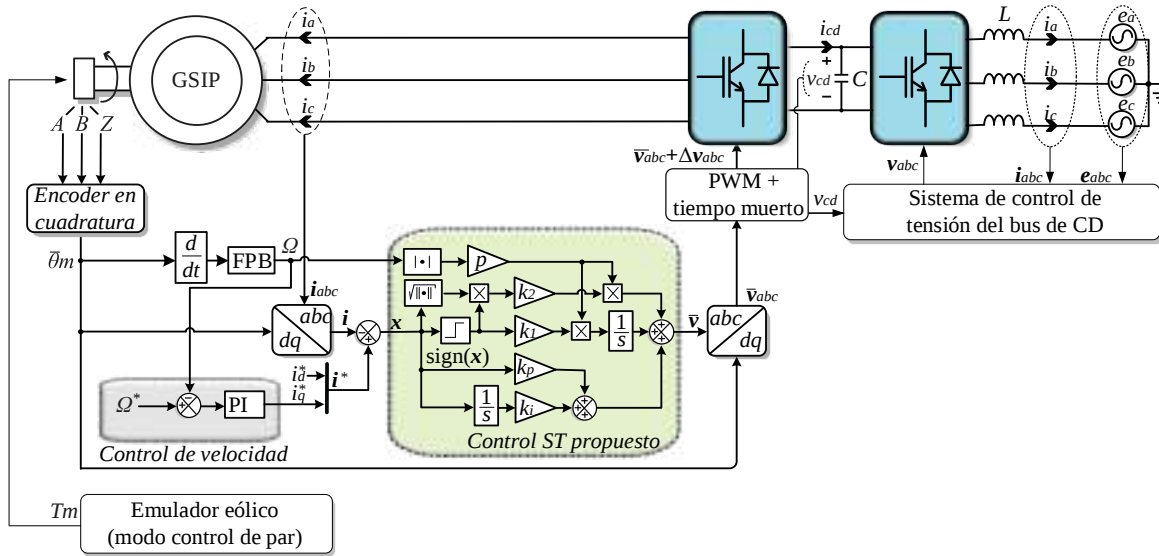


Fig. 5.17 – Diagrama de control vectorial de velocidad del GSIP en el que el emulador de turbina eólica para establecer un par de carga al GSIP.

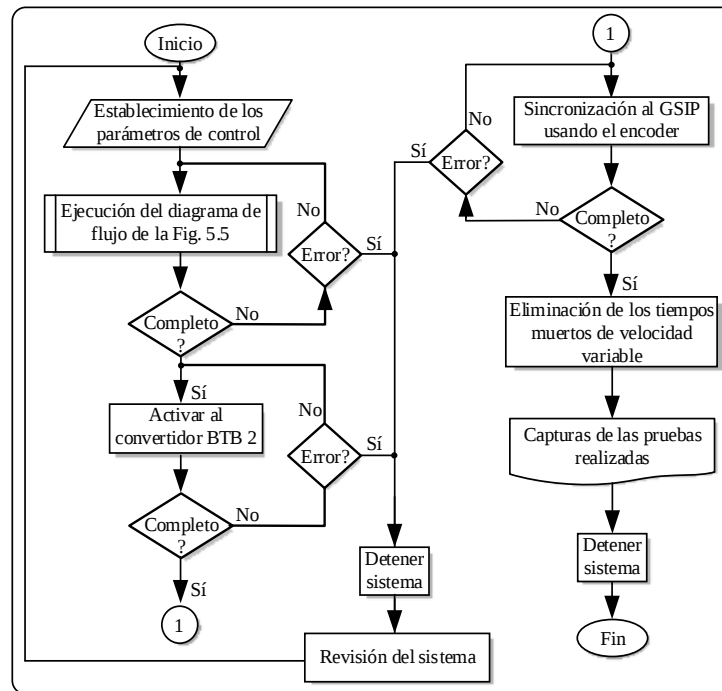


Fig. 5.18 – Diagrama de flujo del estudio de tiempos muertos en la red.

5.4.2 Rechazo de los tiempos muertos a diferentes velocidades de operación

La Fig. 5.19 y la Fig. 5.20 muestran la comparación de las corrientes experimentales *abc* extraídas del GSIP cuando se utilizan el control PI y cuando se utiliza control ST. En la Fig. 5.19 se analiza el caso cuando el GSIP opera a 240 rpm (velocidad baja), mientras que la Fig. 5.20 presenta el caso cuando el GSIP funciona a 800 rpm (velocidad alta). Al comparar la Fig. 5.19 (a) y la Fig. 5.20 (a) se observa cómo el control PI no puede rechazar los armónicos de tiempos muertos ni a baja ni a alta velocidad. Al comparar las Fig. 5.19 (a) y Fig. 5.20 (a) con las corrientes de simulación presentadas en las Fig. 4.15 (a) y Fig. 4.16 (a) del capítulo 4 se observa que las corrientes experimentales presentan más distorsión que las corrientes simuladas. Esta distorsión adicional es causada por perturbaciones no consideradas y que inevitablemente aparecen en la implementación real del SCEE, tales como: los armónicos de la FEM, los armónicos de tensión en el bus de CD, la caída de tensión en los transistores, los armónicos de tensión debidos al PWM discreto, entre otros. Por otra parte, la Fig. 5.19 (b) y la Fig. 5.20 (b) muestran las corrientes obtenidas con control ST a baja y a alta velocidad, respectivamente, donde se observa una baja distorsión en las corrientes. A diferencia del control PI, el control ST permite el rechazo de los armónicos de tiempo muertos y de las perturbaciones desconocidas a diferentes velocidades de operación del generador.

A continuación se estudia el espectro armónico de las corrientes de la Fig. 5.19 y Fig. 5.20 con el propósito de analizar de manera cuantitativa la calidad de la energía extraída del generador. Cuando se utiliza el control PI a baja velocidad, la TRD máxima medida es 22.79 %, como se observa en la Fig. 5.19 (c). Sin embargo, cuando se usa control ST a baja velocidad, la TRD máxima es de tan solo 1.56 %, como se observa en la Fig. 5.19 (d). Por otra parte, cuando se emplea control PI a alta velocidad, la TRD máxima medida es igual con 19.46 %, como se muestra en la Fig. 5.20 (c). Finalmente, la TRD obtenida con el control ST a alta velocidad es igual con 3.35 %, como se aprecia en la Fig. 5.20 (d).

La mejora experimental de la TRD del GSIP demuestra cómo el controlador ST propuesto es capaz de rechazar las perturbaciones armónicas que afectan al GSIP a diferentes velocidades de operación. A pesar de ello, en la Fig. 5.20 (b) se observa un rizado de alta frecuencia en las corrientes del motor. Este rizado es conocido como ciclos límite. En teoría, el rizado de la Fig. 5.20 (b) es el mismo que el de la Fig. 5.19 (b). Sin embargo, el rizado es más visible en la Fig. 5.20 (b) debido a la ventana menor de tiempo empleada.

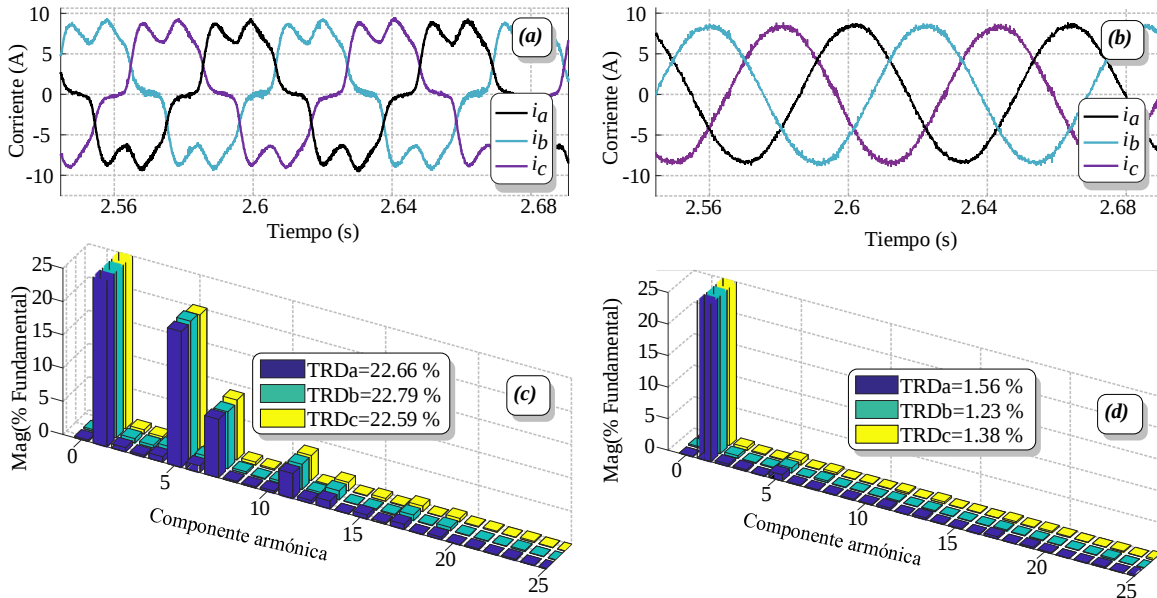


Fig. 5.19 – Comparación experimental de las corrientes del estator obtenidas a 240 rpm. (a) Resultados del control PI. (b) Resultados del control ST. (c) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con control PI. (d) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con el control ST.

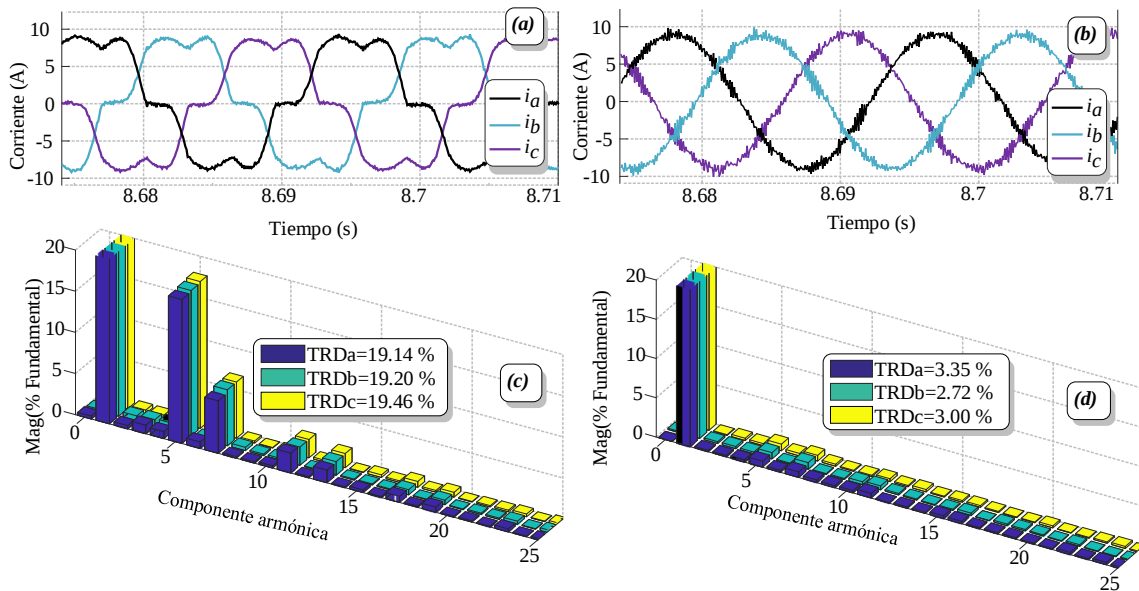


Fig. 5.20 – Comparación experimental de las corrientes del estator obtenidas a 800 rpm. (a) Resultados del control PI. (b) Resultados del control ST. (c) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con control PI. (d) Espectro armónico de las corrientes obtenidas con el control ST.

5.4.3 Rechazo de los tiempos muertos durante un cambio de velocidad

El rechazo experimental de los tiempos muertos es llevado a cabo bajo cualquier condición de operación del GSIP. Por ejemplo, en la Fig. 5.21 se muestran las corrientes del estator medidas durante una desaceleración del GSIP. En la Fig. 5.21 (a) se muestran las corrientes obtenidas con control PI, donde se observa la distorsión de las corrientes del GSIP, debidas a los tiempos muertos y las perturbaciones desconocidas del GSIP. Por otra parte, el control ST es capaz de rechazar a todas las perturbaciones que afectan al GSIP aún cuando la velocidad del GSIP cambia, como se muestra en la Fig. 5.21 (b). Para comparar los resultados experimentales con los resultados de simulación, la Fig. 5.22 muestra los resultados de simulación obtenidos en el capítulo 4 para esta misma prueba, donde se observa una gran similitud entre ambos resultados.

La capacidad del controlador ST de rechazar perturbaciones de frecuencia variable es muy importante ya que esta propiedad implica que el control ST puede rechazar perturbaciones que oscilen con cualquier frecuencia, incluyendo las perturbaciones inter-armónicas. Esta propiedad es una de las ventajas más sobresalientes del controlador ST. Hasta donde se ha logrado investigar, no existe ningún otro algoritmo que comparta esta propiedad.

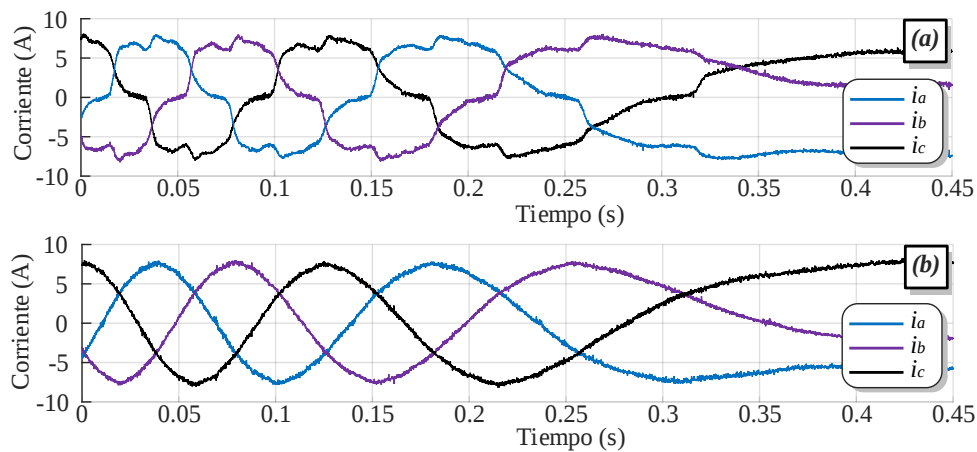


Fig. 5.21 – Comparación experimental de las corrientes abc del GSIP bajo $2 \mu\text{s}$ de tiempo muerto durante una desaceleración (a) Con control PI, (b) Con control ST.

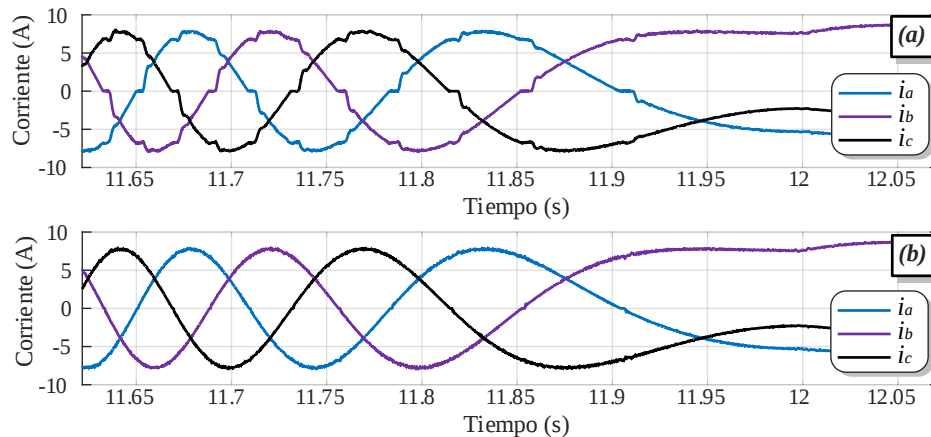


Fig. 5.22 – Comparación en simulación de las corrientes abc del GSIP bajo $2 \mu\text{s}$ de tiempo muerto durante una desaceleración (a) Con control PI, (b) Con control ST (Fig. 4.17 del capítulo 4).

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES

6.1 Conclusiones generales

El problema fundamental abordado en este documento es el rechazo de las perturbaciones que afectan la calidad de la energía convertida por un sistema de conversión de energía eólica (SCEE). Por lo que, el objetivo fundamental de esta tesis es garantizar que la energía inyectada a la red eléctrica por un SCEE afectado por perturbaciones cumpla con la norma IEEE 1547 – 2018. Por lo tanto, en este documento se presenta una investigación literaria de las estrategias del estado del arte en el contexto del rechazo de las perturbaciones de un SCEE. De esta investigación literaria se deriva la siguiente conclusión: a pesar de que actualmente existen muchos algoritmos de rechazo de perturbaciones adecuados para un SCEE, todos estos algoritmos están limitados al rechazo de un tipo específico de perturbaciones, denominada en este documento como “perturbaciones armónicas”. A consecuencia de esto, se concluye que un SCEE afectado por perturbaciones que no sean armónicas (es decir “inter-armónicas”), y que sea equipado con alguno de los algoritmos de rechazo de perturbaciones actualmente disponibles, presentará un desempeño inaceptable de acuerdo con la norma IEEE 1547 – 2018.

Adicionalmente, en este documento es presentado un análisis de las diversas fuentes de perturbaciones y sus efectos en la energía que un SCEE inyectada a la red. De este análisis se concluye que solo es posible el rechazo de aquellas perturbaciones que aparecen en forma de tensiones en los circuitos de corriente alterna del SCEE, las cuales son denominadas como “perturbaciones empatadas”. Por lo que las perturbaciones del par de carga del generador o la corriente de carga del bus de corriente directa no pueden ser rechazadas por algoritmos de control de modos deslizantes, y posiblemente por ninguna otra técnica de rechazo de perturbaciones existente. Tomando en consideración está limitante, en esta tesis se demuestra que el control *super-twisting* (ST) es una excelente estrategia de rechazo de perturbaciones empatadas del SCEE. También se concluye que, a diferencia de las técnicas del estado del arte en rechazo de perturbaciones, el control ST es capaz de rechazar perturbaciones armónicas e inter-armónicas al mismo tiempo.

Durante la aplicación del control ST al SCEE se descubre que actualmente el control ST carece de metodologías simples que permitan su diseño. Esta problemática es resuelta exitosamente en este documento, ya que se propone una metodología directa y novedosa que permite el diseño del control ST para rechazar las perturbaciones de un SCEE. En la metodología de diseño propuesta se garantizan matemáticamente dos aspectos clave del control ST aplicado al SCEE, que son: el rechazo de perturbaciones y la limitación de la amplitud de un fenómeno indeseado del control ST, el cual es conocido como “ciclos límite”. Hasta donde se ha logrado investigar, no existe una metodología tan detallada en la literatura para el diseño del control ST. Por lo tanto, se concluye que la metodología de diseño del control ST propuesta en esta tesis es una contribución novedosa e importante de este trabajo.

Los resultados matemáticos, de simulación y experimentales presentados en este documento demuestran satisfactoriamente las excelentes propiedades del control ST en el rechazo de perturbaciones del SCEE. Debido a que el control ST es capaz de garantizar que un SCEE real afectado por perturbaciones cumpla con la norma IEEE 1547 – 2018, se concluye que se cumple satisfactoriamente con el objetivo fundamental de esta tesis. La baja TRD del SCEE obtenida con control ST en presencia de perturbaciones ponen de manifiesto el gran potencial que el control ST tiene dentro de la industria eólica. Por lo tanto, en base a todos los resultados obtenidos, y que se presentan en este documento, se afirma que mediante el control ST es posible obtener nuevas aportaciones en futuras investigaciones en el área de la conversión de la energía eólica.

6.2 Productos obtenidos

En esta sección se presentan los productos obtenidos lo largo de este trabajo. Estos productos se dividen en cuatro categorías que son: Los artículos publicados en revistas JCR, los artículos publicados en revistas que no son JCR, los artículos publicados en congresos nacionales e internacionales y los artículos por coautoría.

6.2.1 Artículos aceptados en revistas JCR

A lo largo de este trabajo de tesis se logró publicar dos artículos en revistas con JCR. Estos artículos son:

1. *Inverter harmonic perturbations rejection in renewable energy conversion systems applying a super-twisting algorithm.* (Publicado) [74].

Este artículo está publicado en la revista *IET Renewable Power Generation*. Esta revista cuenta con JCR y tiene un cuartil Q1, cuyos datos de impacto son mostrados en la Tabla 6. 1.

Tabla 6.1 – Factores de impacto de la revista *IET Renewable Power Generation* [75].

Factor	Valor
Factor de impacto	3.894
Factor de impacto en 5 años	3.981
CiteScore	7.6
SNIP	1.682
SJR	1.301

2. *Current Distortion Rejection in PMSM Drives using an Adaptive Super-Twisting Algorithm.* (Aceptado y pre-publicado en la *IEEE Early Access*) [76].

Este artículo está aceptado para publicarse en la revista *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Esta revista cuenta con JCR y tiene un cuartil Q1, cuyos datos de impacto son mostrados en la Tabla 6.2.

Tabla 6.2 – Factores de impacto de la revista *IEEE Transactions on Energy Conversion* [77].

Factor	Valor
Factor de impacto	4.312
Eigenfactor	0.0129
CiteScore	10
Influencia en artículos	1.336

6.2.2 Artículos publicados en revistas que no son JCR

A lo largo de este trabajo de tesis se logró publicar dos artículos en la revista sin JCR titulada “Pistas educativas”. Estos artículos son:

1. Observador híbrido de modos deslizantes para el control *sensorless* de un motor síncrono de imanes permanentes [78].

Este artículo está publicado en la revista “Pistas educativas”. Esta revista es de publicación semestral, publicada y editada por el Tecnológico Nacional de México a través del Instituto Tecnológico de Celaya, la cual cuenta con ISSN en línea: 2448-847X.

2. Mejora de la calidad de la energía en los inversores trifásicos conectados a la red usando control de modos deslizantes. (Aceptado y por publicarse).

6.2.3 Artículos publicados en congresos como autor principal

A lo largo de este trabajo de tesis se logró publicar quince artículos en congresos. Estos artículos son presentados en orden cronológico a continuación:

1. ROC&C 2017 – Observador Híbrido de Modos Deslizantes para el Control sin Sensor de Posición/Velocidad de un Motor Síncrono de Imanes Permanentes [79].
2. IECON 2017 – *Sliding mode sensorless MPPT control of a wind generation system using a wind speed estimation* [80].
3. CONCAPAN 2018 – *Two Degrees of Freedom Controller Design of a Grid-Side Converter for Injecting Wind Energy into the Grid* [81].
4. RVP 2018 – *A Grid Side Converter for Controlling the Injection of Energy into the Grid in a Wind Energy Conversion System* [82].
5. T&D-LA 2018 – *Hybrid Observer for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Machine Control for Wind Energy Generation* [83].
6. PEGD 2019 – *Speed Estimator to Improve Efficiency in a Wind Generation System* [84].

7. CINVES 2019 – Controlador de Modos Deslizantes Integral para el Convertidor del Lado de la Red de un Sistema de Conversión de Energía Eólica. (Presentado en el CINVES 2019, pero sin publicarse).
8. ISIE 2019 – *Sliding Mode Observer Enhanced for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Control* [85].
9. CIEEMAT 2019 – *Performance improvement of a wind generation system using numerical methods in its power extraction algorithms*. (Presentado en el CIEEMAT 2019, pero sin publicarse).
10. RVP 2019 – *Integral Sliding Mode Control for a Grid Side Converter in a Wind Energy Conversion Systems* [86].
11. ISIE 2020 – *Reduction of Grid Background Harmonics in Three-Phase Inverters by Applying Sliding Mode Control* (Este artículo recibió el reconocimiento del congreso al mejor artículo) [87].
12. PEDG 2020 – *Reduction the Dead-Time Effects on the Inverter in Renewable Energy Conversion Systems by Applying Sliding Mode Control* [88].
13. ISIE 2021 – *Super-Twisting Algorithm for Back EMF Harmonic Rejection in a Permanent Magnet Synchronous Motor* [89].
14. PEDG 2021 – *Dead-Time Rejection in Permanent Magnet Wind Generators by Using a Super-Twisting Algorithm* [90].
15. RVP-AI/ROC&C 2021 – Controlador de Modos Deslizantes Integral para un Sistema de Conversión de Energía Eólica [91].

6.2.4 Artículos publicados en congresos como coautor

Finalmente, se trabajó en equipo con algunos compañeros de la sección de posgrado de ESIME Zacatenco, lo cual dio lugar a la publicación de 6 artículos como coautor. Estos artículos son:

1. ISIE 2019 – *Single-phase Standalone Inverter with an Integrated Control Structure* [92].
2. ISIE 2020 – *Resonant Controller Design for Converters in the Synchronous Reference Frame for Applications in Wind Power Generation Systems* [93].
3. PEDG 2020 – *Integral-Proportional plus Resonant Controller in the Synchronous Reference Frame for Converters in Applications in Wind Power Generation Systems* [94].

4. ISIE 2021 – *Harmonic distortion and unbalance rejection with a sliding mode controller applied on a Doubly Fed Inductor Generator* [95].
5. PEGD 2021 – *Improved speed and current controllers for the Doubly Fed Induction Generator for wind power systems* [96].
6. RVP-AI/ROC&C 2021 – *Diseño de un controlador resonante para un convertidor en el marco de referencia síncrono* [97].

6.3 Líneas futuras de investigación

Aún queda mucho por hacer con el control ST, ya que en la industria eólica se requiere de filtros de potencia más complejos que el filtro L empleado en esta tesis para la conexión a la red o para la conexión al generador eólico. Sin embargo, emplear control ST en SCEE con filtros de potencia con dinámicas mayores a uno, como el filtro trifásico LCL, requieren de nuevos métodos de diseño. Actualmente en la literatura existen algunos métodos de diseño que podrían servir para calcular las ganancias del controlador ST, pero todos estos métodos tienen el inconveniente de que necesitan incluir derivadas con respecto del tiempo del error del sistema en la acción de control. Las derivadas con respecto del tiempo incrementan el ruido de medición en la acción de control, por lo que no es una buena idea incluirlas en el sistema de control de un SCEE. Por lo tanto, el diseño de un sistema de control ST con filtro LCL que sea realmente efectivo no debe incurrir al uso de derivadas con respecto del tiempo en la acción de control. Por lo tanto, la propuesta del método de diseño de un controlador ST sin incurrir al uso de derivadas con respecto del tiempo en la acción de control es una posible línea futura de investigación.

Adicionalmente, durante la experimentación realizada en este documento surge el inconveniente de que el control ST genera ruido con frecuencias menores a los 20 kHz (ruido audible). Durante el desarrollo de este trabajo se ha descubierto que la frecuencia y la amplitud de este ruido audible es directamente proporcional a la amplitud y la frecuencia de los indeseados ciclos límite generados por el control ST. Esta característica representa una limitante para la aplicación del control ST en ciertas aplicaciones donde el ruido audible puede resultar molesto para las personas. Sin embargo, el avance continuo de las tecnologías en aislamientos, transistores, estrategias de conmutación y el incremento en la capacidad computacional de los microcontroladores, impulsan una tendencia muy marcada hacia el incremento en la frecuencia de conmutación de los convertidores electrónicos de potencia futuros. En base al análisis matemático de los ciclos presentado en este documento, se ha observado que al incrementar la frecuencia de conmutación del convertidor electrónico por encima de los 80 kHz es posible garantizar que la frecuencia de los ciclos límite estará por encima de los 20 kHz, eliminando la percepción del ruido por el oído humano. Por lo tanto, la eliminación del ruido audible incrementando la frecuencia de conmutación del convertidor por encima de los 80 kHz es otra posible línea futura de investigación.

APÉNDICE A

LOS TIEMPOS MUERTOS

A.1 Principio básico de los tiempos muertos

Para operar de manera segura a un convertidor *back-to-back* (BTB), es importante implementar una protección que es conocida como “tiempos muertos”. Para explicar que son los tiempos muertos, la Fig. A.1 (a) muestra una pierna del convertidor BTB. En esta pierna, los transistores son controlados mediante técnicas de modulación del ancho del pulso (PWM por sus siglas en inglés). El PWM consiste en comparar una referencia de tensión deseada (índice de modulación) con una señal periódica de alta frecuencia (portadora), como se muestra en la Fig. A.1 (b). A partir de esta comparación se obtienen un tren de pulsos como el que se muestra en la Fig. A.2 (c). Para controlar a los transistores de la Fig. A.1 (a), se extrae una señal complementaria al tren de pulsos de la Fig. A.1 (b), lo cual da como resultado las dos graficas presentadas en la Fig. A.2 (a). En estas gráficas el valor “1” significa “transistor activado” y el valor “0” significa “transistor desactivado”. La gráfica azul de la Fig. A.2 (a) controla al transistor superior de la Fig. A.1 (a), mientras que la gráfica negra controla al transistor inferior.

Idealmente, los transistores de una pierna deben conmutar de manera instantánea, es decir: cuando uno es desactivado el otro es activado inmediatamente. Sin embargo, un transistor real requiere de un tiempo finito para activarse o desactivarse. Por lo que, el bus de corriente directa (CD) corre el riesgo de terminar en cortocircuito (conducción cruzada) si emplean las señales de la Fig. A.2 (a) para conmutar la pierna de un convertidor real. Para evitar la conducción cruzada, se debe incorporar un tiempo t_m entre conmutaciones, en el cual ambos transistores de una pierna son desactivados, ver la Fig. A.2 (b). Dicho tiempo t_m es conocido como “tiempo muerto”, el cual distorsiona las tensiones de salida del convertidor, como se muestra en la Fig. A.2 (c). En la Fig. A.2 (c) se muestran la tensión de salida ideal y distorsionada de la pierna del convertidor, ambas medidas con respecto del punto medio de la tensión del bus de CD. La distorsión observada en la Fig. A.2 (c) es consecuencia de que, durante el tiempo muerto, la tensión de salida de del convertidor está determinada exclusivamente por el estado de conducción de los diodos del convertidor.

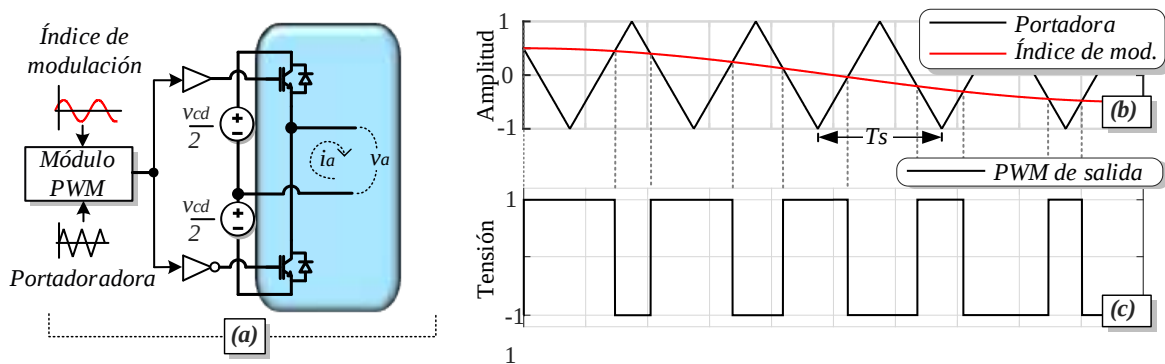


Fig. A.1 – Conmutación ideal de una pierna del convertidor. (a) Pierna del convertidor. (b) Índice de modulación y portadora. (c) Tensión PWM de salida del convertidor con tiempos muertos.

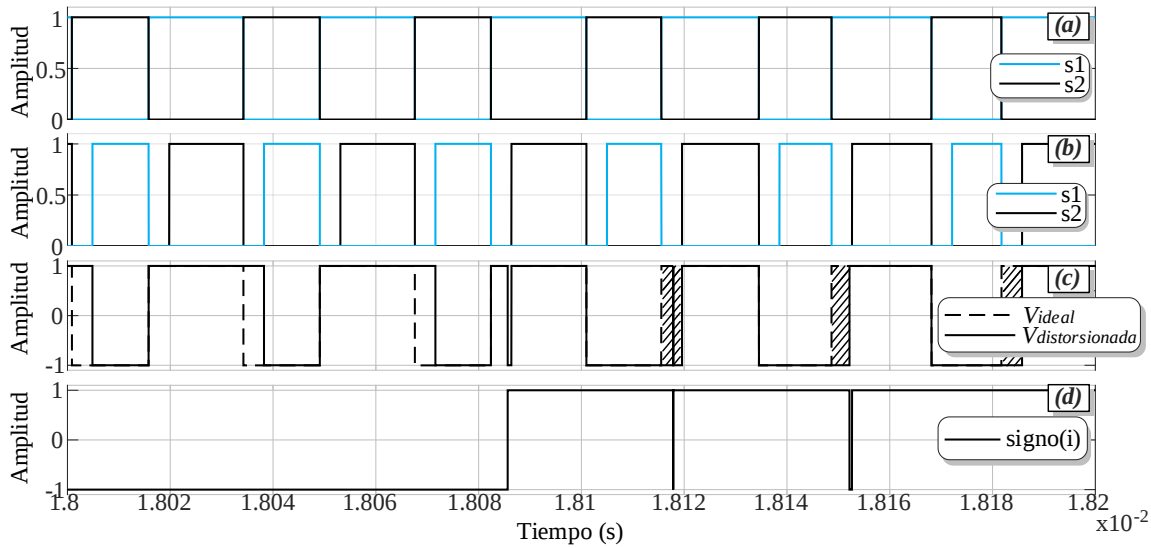


Fig. A.2 – Señales de conmutación PWM de un convertidor electrónico con tiempos muertos. (a) Señales PWM ideal. (b) Señales PWM con tiempos muertos. (c) Comparación de las tensiones de salida del convertidor con y sin tiempos muertos. (d) Polaridad de la corriente del convertidor.

A.2 Los tiempos muertos experimentales

Una pierna del convertidor BTB trifásico es mostrada en la Fig. A.3 (a). En la Fig. A.3 (b) se muestran la medición de las señales PWM+ y PWM-, que son los trenes de pulsos verde y rosa que son mostrados en la Fig. A.3 (a), respectivamente. Estas señales PWM se envía a los transistores de una pierna del convertidor BTB. Se debe notar que las señales PWM+ y PWM- incorporan un tiempo t_m (tiempo muerto) durante el cual ambas son establecidas en cero. Durante el tiempo muerto, la tensión de salida v_a (gráfica azul fuerte en la Fig. A.3 (b)), es determinada por el estado de conducción de los diodos del convertidor. Debido a que los diodos conmutan en función de la polaridad de la corriente i_a que circula a través de la pierna del convertidor (gráfica azul claro de la Fig. A.3 (b)), se observa una pérdida de tensión cuando $i_a > 0$ y una ganancia cuando $i_a < 0$.

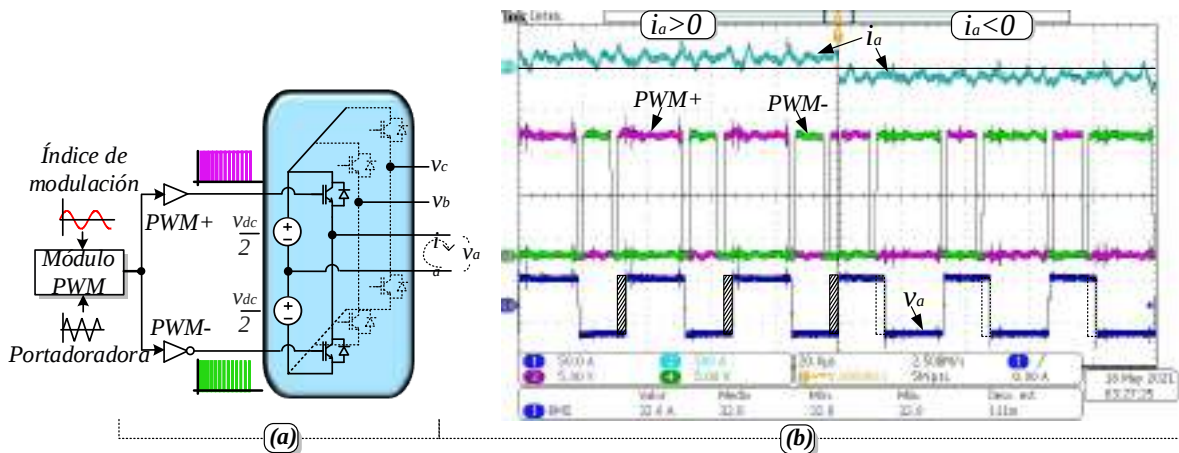


Fig. A.3 – Tiempos muertos experimentales. (a) Figura de una pierna del convertidor trifásico. (b) Captura de pantalla del osciloscopio donde se muestra el efecto de los tiempos muertos.

A.3 Modelo matemático de los tiempos muertos

Por sencillez, en esta sección se asume que el convertidor BTB analizado está conectado a la red eléctrica, la cual opera con tensiones trifásicas de frecuencia angular constante ω_0 . Sin embargo, el presente análisis es totalmente aplicable al generador eólico.

Durante el tiempo muerto, los pulsos de tensión en los bornes del convertidor incrementan su amplitud cuando la corriente es negativa y decrementan su amplitud cuando la corriente es positiva, como se observa en la Fig. A.2 (c) y en la Fig. A.3 (b). Al analizar matemáticamente este fenómeno, se observa que el efecto neto de la distorsión inducida por los tiempos muertos en la Fig. A.2 (c) y en la Fig. A.3 (b) es definido por cuatro parámetros, que son: la tensión del bus de CD, dada por v_{cd} , el periodo entre conmutaciones del convertidor, dado por T_s , el intervalo de tiempo muerto, definido como t_m , y la polaridad de la corriente que circula por la pierna del convertidor. De analizar la distorsión debida a los tiempos muertos en la Fig. A.2 y en la Fig. A.3 se obtiene la siguiente relación matemática:

$$\Delta \mathbf{v}_{abc} = \frac{t_m v_{cd}}{T_s} [\text{signo}(i_a) \quad \text{signo}(i_b) \quad \text{signo}(i_c)]^T \quad (\text{A.1})$$

donde $\Delta \mathbf{v}_{abc}$ es la distorsión de tiempo muerto en marco de referencia estacionario abc . La función signo, empleada en (A.1) es definida como:

$$\text{signo}(x) = \begin{cases} \frac{x}{|x|}, & x \neq 0 \\ 0, & x = 0 \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

Las funciones $\text{signo}(i_a)$, $\text{signo}(i_b)$, y $\text{signo}(i_c)$ son ondas cuadradas periódicas que dependen de la polaridad de la corriente trifásica que circula por el convertidor. La frecuencia fundamental de estas señales cuadradas es directamente proporcional a la frecuencia con que la corriente del convertidor BTB cruza por cero. Debido a la conmutación, las corrientes del convertidor BTB normalmente están contaminadas por un rizado de alta frecuencia. Por lo tanto, las corrientes del convertidor BTB que sean cercanas a cero cruzaran por cero varias veces durante un ciclo de las tensiones de la red.

Se debe recalcar que entre más cercana se la frecuencia fundamental de los armónicos de tiempos muertos a la frecuencia fundamental de la red, más importante es su efecto en las corrientes inyectadas a la red. Por lo tanto, la distorsión más grave de tiempos muertos ocurre cuando éstos adquieren su frecuencia fundamental más baja posible. Este caso ocurre cuando las corrientes del convertidor BTB cruzan por cero una vez por ciclo. A consecuencia de esto, el peor caso de los tiempos muertos es cuando las funciones $\text{signo}(i_a)$, $\text{signo}(i_b)$, y $\text{signo}(i_c)$ son representadas por ondas cuadradas con frecuencia fundamental ω_0 , como se muestra en la Fig. A.2 (d).

La serie de Fourier de (A.1) para el peor caso de los tiempos muertos está dada por:

$$\Delta \mathbf{v}_{abc} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t} \left[1, \quad e^{-\frac{j2\pi n}{3}}, \quad e^{\frac{j2\pi n}{3}} \right]^T \quad (\text{A.3})$$

donde ω_0 es la frecuencia fundamental de la red, n es el orden armónico, y C_n son los coeficientes de una onda cuadrada con amplitud $\frac{t_m v_{cd}}{T_s}$, la cual está dada por:

$$C_n = \frac{T_d V_{dc}}{T_s \pi} \left(\int_{-\pi+\phi}^{\phi} e^{-jnt} dt - \int_{\phi}^{\pi+\phi} e^{-jnt} dt \right) = \frac{j e^{-jn\phi} t_m v_{cd}}{T_s \pi n} [1 - (-1)^n] \quad (\text{A.4})$$

donde, ϕ es el ángulo de fase de las corrientes del circuito.

Los tiempos muertos garantizan la operación segura del convertidor BTB. Sin embargo, éstos también generan tensiones armónicas de baja frecuencia en las terminales del convertidor BTB, las cuales son denominadas como “armónicos de tiempo muerto” [65] [98], [99], [100]. Si no son rechazados, los armónicos de tiempo muerto son capaces de inducir corrientes armónicas de baja frecuencia. En consecuencia, los armónicos de los tiempos muertos actualmente son responsables de la reducción de la calidad de energía en los SCEE [21] - [6], [98], [99]. Aún con la disponibilidad de transistores modernos que requieren tiempos muertos cada vez más pequeños, los armónicos de tiempo muerto son un problema serio no deben ignorarse [65].

A.4 Ganancia k_1 para rechazar a los tiempos muertos

El objetivo de este trabajo es rechazar a los tiempos muertos del SCEE usando el control *super-twisting* (ST) dado por (3.13) en el capítulo 3.

A partir de la sustitución de (A.4) en (3.43) se calcula la norma de la derivada con respecto del tiempo de los tiempos muertos, es decir:

$$\left\| \frac{d\Delta v_{abc}}{dt} \right\| = |\omega_0| \sqrt{3 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \frac{j e^{-jn\phi} t_m v_{cd}}{T_s \pi} [1 - (-1)^n] \right|^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) \right]} \quad (\text{A.5})$$

A partir de la expresión (A.5) se calcula la ganancia k_1 del controlador ST, la cual elimina el efecto de los tiempos muertos. Esto se logra al sustituir (A.5) en (3.45), lo cual da como resultado la siguiente desigualdad:

$$k_1 > \frac{1}{|\omega_0|} \left\| \frac{d\Delta v_{abc}}{dt} \right\| = \frac{t_m v_{cd}}{T_s \pi} \sqrt{2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [1 - (-1)^n]^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) \right]} \quad (\text{A.6})$$

Esta expresión se obtiene al sustituir (A.4) en la expresión (3.45) del capítulo 3. Una vez calculada la ganancia k_1 , la ganancia k_2 se calcula a partir de la expresión (3.53), del capítulo 3, dando como resultado un sistema de control ST insensible a los tiempos muertos.

APÉNDICE B

LOS ARMÓNICOS DE FONDO

B.1 Los armónicos de fondo en la red eléctrica

Idealmente, la red eléctrica debe proveer tensiones trifásicas perfectamente sinusoidales en el punto de acoplamiento común. Sin embargo, las tensiones de la red difieren de una forma de onda sinusoidal perfecta, lo cual es conocida como “armónicos de fondo” [21], [57], [58], [24], [18], [19], [28], [6], [17].

Los armónicos de fondo son causados principalmente por cargas no lineales que, al demandar corrientes no lineales a la red, producen caídas de tensión armónica en la impedancia de la red [24], [18], [19], [28]. Debido a esto, el espectro armónico de los armónicos de fondo cambia con al cambia la carga de los equipos conectados en el mismo punto de acoplamiento común. Por lo tanto, a diferencia de los tiempos muertos, obtener un modelo matemático preciso que describa a los armónicos de fondo es muy difícil.

Los armónicos de fondo son un problema serio en los SCEE debido a que éstos inducen corrientes armónicas en el sistema de conversión de energía eólica (SCEE), las cuales reducen la calidad de la energía inyectada a la red y evitan que el SCEE cumpla con la norma IEEE 1547 – 2018 [72]. Además, las corrientes armónicas debidas a los armónicos de fondo aumentan las pérdidas por efecto Joule en equipos que usan materiales ferromagnéticos, como son: el generador, el transformador y el filtro de potencia [16].

B.2 Definición de la THD

El estándar IEEE 519 [16] se define la “distorsión armónica total” (THD por sus siglas en inglés), que es una medida de la distorsión de las tensiones de la red eléctrica. La THD es definida en el estándar IEEE 519 como:

$$THD = \left(\frac{1}{|e_1|} \sqrt{\sum_{n=2}^{50} |e_n|^2} \right) \times 100\% \quad (B.1)$$

donde e_n es la n -ésima componente armónica de las tensiones de la red y e_1 es la componente fundamental. De acuerdo con [16], en (B.1) solo se considera hasta la 50ª componente armónica y se excluye a las componentes inter-armónicas de tensión. Sin embargo, si se considera necesario, las componentes de orden superior a 50 pueden incluirse.

En [16] se enlistan los límites máximos permitidos para la THD en el punto de acoplamiento común para diversos niveles de tensión. El SCEE investigado se conecta a una red de 140 V. Por lo que, de acuerdo con la Tabla B.1, se espera una THD máxima de 8 % con componentes individuales con amplitud máxima igual a un 5 %.

Tabla B.1– Armónicos máximos de tensión de la red, obtenidas de la norma IEEE 519 – 2014 [16].

Tensión en el PAC	Armónicos individuales	THD
$V \leq 1.0 \text{ kV}$	5.0	8.0
$1 \text{ kV} < V \leq 10 \text{ kV}$	3.0	5.0
$10 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	1.5	2.5
$V > 161 \text{ kV}$	1.0	1.5

B.3 Definición de la TRD

El estándar IEEE 1547 - 2018 [72] se define la “distorsión total de la corriente nominal” (TRD por sus siglas en inglés), que es una medida de la calidad de la energía que el SCEE entrega a la red eléctrica. La TRD es expresada como:

$$TRD = \frac{100\%}{i_{nom}} \sqrt{i_{rms}^2 - i_1^2} \quad (B.2)$$

donde i_1 es la componente fundamental de la corriente, i_{rms} es el valor eficaz la corriente inyectada a la red e i_{nom} es la corriente nominal que se inyecta a la red. Adicionalmente, en [72], se presenta la Tabla B.2, la cual indica los límites máximos de TRD para el SCEE.

Los armónicos pares son una problemática muy importante en los sistemas de conversión de energía eólica (SCEE) ya que estos causan problemas en el equipamiento eléctrico y electrónico. Los armónicos pares son los armónicos de fondo más preocupantes ya que estos causan problemas en los sistemas de comunicaciones. El segundo armónico en particular es el más penalizado en la norma IEEE 1547 – 2018 ya que los armónicos impares de todos ya que éste tiene el potencial de causar mal funcionamiento en las comunicaciones al impactar el cruce por cero y la lógica de control. Sin embargo, el efecto dañino de los armónicos pares de orden superior disminuye rápidamente al incrementar el orden. Por lo tanto, los límites para los armónicos pares de orden superior al octavo son los mismos que los correspondientes a los armónicos impares [72].

Tabla B.2 – TRD máximo para las componentes armónicas de corrientes inyectadas a la red por el SCEE [72].

Armónicos impares máximos (%)						THD
$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	$35 \leq h < 50$	
4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	0.3	5.0
Armónicos pares máximos (%)						THD
$h=2$	$h=4$	$h=6$	$8 \leq h < 16$	$16 \leq h < 22$	$22 \leq h < 34$	
1.0	2.0	3.0	2.0	1.5	0.6	0.3

B.4 Los armónicos de la FEM del generador

Idealmente, el generador síncrono de imanes permanentes (GSIP) debe proveer tensiones trifásicas perfectamente sinusoidales en sus bornes. Sin embargo, al igual que la red eléctrica, las tensiones de la fuerza electromotriz (FEM) interna del GSIP difieren de una forma de onda sinusoidal pura, lo cual es denominado como “armónicos de la FEM”. Los armónicos de la FEM del GSIP son causados por tres factores:

- Las asimetrías del GSIP que induce naturalmente armónicos en la FEM.

- Las corrientes armónicas que saturan al circuito magnético en las frecuencias armónicas distorsionando la FEM interna del GSIP.
- Los cambios de pares de carga, los cuales también saturan el circuito magnético e inducen armónicos en la FEM interna del GSIP.

El principal problema de los armónicos de la FEM es que estos cambian con la carga del propio GSIP. Por tales motivos, es imposible tener un modelo matemático preciso que describa a los armónicos de la FEM del GSIP.

Hasta donde se ha logrado investigar, actualmente no existe una norma que regule los armónicos de la FEM en el GSIP. Por lo tanto, se utilizarán la Tabla 3.1 para limitar a los armónicos tanto de la FEM del GSIP así como a los armónicos de fondo de la red eléctrica.

B.5 Modelo matemático de los armónicos de fondo y de la FEM

Para el análisis matemático de los armónicos de fondo de la red y los armónicos de la FEM del GSIP, la FEM de ambos sistemas es modelada a partir de la serie de una Fourier compleja, la cual está dada por:

$$\mathbf{e}_{abc} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t} \left[1, e^{-\frac{j2\pi n}{3}}, e^{\frac{j2\pi n}{3}} \right]^T \quad (\text{B.3})$$

donde ω_0 es la frecuencia angular fundamental del sistema, C_n son los coeficientes de la serie de Fourier y n es el orden armónico. El vector armónico $\mathbf{e}_{abc}$ es representado por dos componentes, es decir:

$$\mathbf{e}_{abc} = \bar{\mathbf{e}}_{abc} + \Delta \mathbf{e}_{abc} \quad (\text{B.4})$$

donde $\bar{\mathbf{e}}_{abc}$ es la componente fundamental y $\Delta \mathbf{e}_{abc}$ representa a los armónicos de fondo. Los vectores $\bar{\mathbf{e}}_{abc}$ y $\Delta \mathbf{e}_{abc}$ son definidos como:

$$\Delta \mathbf{e}_{abc} = \sum_{\substack{n=-\infty \\ |n| \neq 1}}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t} \left[1, e^{-\frac{j2\pi n}{3}}, e^{\frac{j2\pi n}{3}} \right]^T \quad (\text{B.5})$$

$$\bar{\mathbf{e}}_{abc} = C_1 e^{j\omega_0 t} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-\frac{j2\pi}{3}} \\ e^{\frac{j2\pi}{3}} \end{bmatrix} + C_{-1} e^{-j\omega_0 t} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{\frac{j2\pi}{3}} \\ e^{-\frac{j2\pi}{3}} \end{bmatrix} = 2|C_1| \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

donde se asume que $C_1 = C_{-1}$ por simetría.

Debido a la naturaleza estocástica de los armónicos de fondo de la red y los armónicos de la FEM del generador, en esta tesis se propone emplear un modelo matemático de la FEM parecido a (A.4) en el apéndice A. Este modelo propuesto es:

$$C_n = \frac{\Lambda V_{LL}}{100n} [1 - (-1)^n] \quad (B.7)$$

donde V_{LL} es la tensión nominal eficaz (rms) de línea de la red eléctrica y Λ es una ganancia que limita a los armónicos a un porcentaje de la fundamental.

B.6 Ganancia k_1 para rechazar a los armónicos de fondo

El objetivo de este trabajo es rechazar a los armónicos de fondo del SCEE usando el control *super-twisting* (ST) dado por (3.13) en el capítulo 3.

A partir de la sustitución de (B.7) en (3.43) se calcula la norma de la derivada con respecto de los armónicos de fondo, es decir:

$$\left\| \frac{d\Delta \mathbf{e}_{abc}}{dt} \right\| = |\omega_0| \sqrt{3 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \frac{\Lambda V_{LL}}{100} [1 - (-1)^n] \right|^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) \right]} \quad (B.8)$$

A partir de la expresión (B.8) se calcula la ganancia k_1 del controlador ST, la cual elimina el efecto de los tiempos muertos. Esto se logra al sustituir (B.8) en (3.45), lo cual da como resultado la siguiente desigualdad:

$$k_1 > \frac{1}{|\omega_0|} \left\| \frac{d\Delta \mathbf{e}_{abc}}{dt} \right\| = \frac{\Lambda V_{LL}}{100} \sqrt{2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [1 - (-1)^n]^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) \right]} \quad (B.9)$$

Una vez calculada la ganancia k_1 , la ganancia k_2 se calcula a partir de la expresión (3.53) del capítulo 3.

B.7 Ganancia k_1 para rechazar a los armónicos de la FEM

Para el caso del GSIP, la expresión (B.9) se modifica al sustituir a V_{LL} por la constante eléctrica del GSIP, dada por k_e , y la velocidad nominal de operación del GSIP, dada por Ω_{nom} . Esta sustitución da como resultado:

$$k_1 > \frac{\pi \Lambda k_e \Omega_{nom}}{3000} \sqrt{2 \sum_{n=-M}^M n^2 [1 - (-1)^n]^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) \right]} \quad (B.10)$$

Una vez calculada la ganancia k_1 , la ganancia k_2 se calcula a partir de la expresión (3.53) del capítulo 3.

APÉNDICE C

EJEMPLOS DE DISEÑO DEL CONTROLADOR ST

C.1 Consideraciones iniciales

En la Fig. C.1 se muestra el diagrama de control *super-twisting* (ST) que es empleado en esta tesis. En esta sección se presenta algunos ejemplos de diseño de las ganancias del control ST (dado por (3.13) en el capítulo 3). En este apéndice se hará uso de siete expresiones diferentes para el cálculo de las ganancias del controlador ST.

Las primeras dos expresiones son (2.5) y (2.6) que son obtenidas del capítulo 2 y se emplean para calcular las ganancias lineales del controlador ST. Estas expresiones son:

$$k_i = \omega_c \sqrt{\frac{\omega_c^2 L^2 + R^2}{\tan^2 \left[MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c L}{R} \right) \right] + 1}} \quad (C.1)$$

$$k_p = \left(\frac{k_i}{\omega_c} \right) \tan \left[MF - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c L}{R} \right) \right] \quad (C.2)$$

donde k_p y k_i son la ganancias del controlador proporcional-integral (PI) R y L son la resistencia y la inductancia del sistema, ω_c es la frecuencia de cruce y MF es el margen de fase. Se obtiene un controlador PI estable si $\omega_c > 0$ y $0 < MF < \frac{\pi}{2}$.

Las siguientes tres expresiones sirven para calcular a la ganancia k_1 . Se usa una de las tres dependiendo del tipo de perturbación del SCEE que se desea rechazar. La primera de estas tres expresiones se emplea para eliminar a los tiempos muertos, tanto del convertidor del lado del generador como del convertidor del lado de la red. Esta expresión es obtenida de (A.6) del apéndice A, y está dada por:

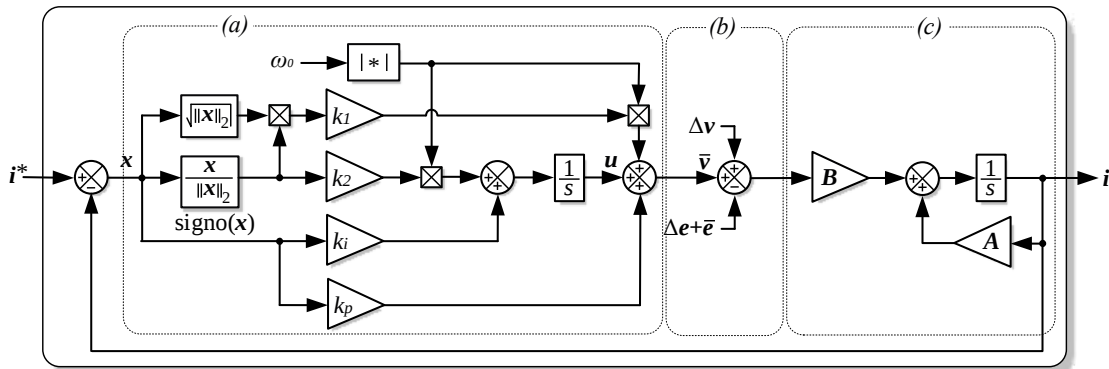


Fig. C.1 – Sistema de control *super-twisting* propuesto para el rechazo de las perturbaciones del SCEE. (a) Control vectorial *super-twisting*. (c) Perturbaciones. (d) Sistema en espacio de estados.

$$k_1 > \frac{t_m v_{cd}}{T_s \pi} \sqrt{2 \sum_{n=-M}^M [1 - (-1)^n]^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) \right]} \quad (C.3)$$

donde t_m es el tiempo muerto, v_{cd} es la tensión del bus de corriente directa (CD) y T_s es el periodo de conmutación del convertidor electrónico.

La segunda expresión sirve para eliminar a los armónicos de fondo de la red eléctrica. Esta expresión está dada por (B.9) en el apéndice B, y es expresada como:

$$k_1 > \frac{\Lambda V_{LL}}{100} \sqrt{2 \sum_{n=-M}^M [1 - (-1)^n]^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) \right]} \quad (C.4)$$

donde V_{LL} es la tensión eficaz de línea de la red y Λ es una ganancia de diseño.

La tercera expresión sirve para eliminar a los armónicos de la fuerza electromotriz (FEM) interna del generador. Esta expresión está dada por (B.10) en el apéndice B, y es expresada como:

$$k_1 > \frac{\pi \Lambda k_e \Omega_{nom}}{3000} \sqrt{2 \sum_{n=-M}^M n^2 [1 - (-1)^n]^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) \right]} \quad (C.5)$$

donde k_e es la constante eléctrica del generador, dada en volts por rpm, y Ω_{nom} es la velocidad nominal del generador, dada en radianes por segundo.

Por razones prácticas, la suma infinita presente en (C.3) – (C.5) ha sido aproximada por una suma finita, donde M es un numero real, entero y positivo.

Finalmente, una vez calculada la ganancia k_1 , la ganancia k_2 se obtiene a partir de (3.53) del capítulo 3. Para el caso del convertidor del lado de la red, se tiene que:

$$k_2 = \frac{1}{2.2256} \sqrt{\frac{\pi k_1 L}{|\omega_0|}} \quad (C.6)$$

donde ω_0 es la frecuencia angular fundamental de la red.

Sin embargo, para el convertidor del lado del generador se usa la siguiente expresión:

$$k_2 = \frac{1}{2.2256} \sqrt{\frac{\pi k_1 L}{|p \Omega_{nom}|}} \quad (C.7)$$

donde p son los pares de polos del generador.

C.2 Controlador ST para rechazar los tiempos muertos en la red

Las ganancias en este ejemplo se calculan para el convertidor del lado de la red, asumiendo los siguientes parámetros de configuración:

- El bus de CD opera a $v_{dc} = 330 \text{ V}$.
- La red opera a 60 Hz, es decir $\omega_0 = 377 \text{ rad/s}$.
- El filtro L del convertidor del lado de la red tiene una inductancia de $L = 1.2 \text{ mH}$.
- El filtro L del convertidor del lado de la red tiene una resistencia de $R = 0.15 \text{ Ohm}$.
- La frecuencia de conmutación es de 30 kHz, es decir $T_s = 1/30000 \text{ s}$,
- Se tiene un periodo de tiempo muerto de $t_m = 4 \mu\text{s}$.
- Se desea compensar al menos hasta la componente 100 de los tiempos muertos, por lo que $M = 100$.

A partir de la sustitución de estos parámetros en (C.4), se obtiene:

$$k_1 > \frac{(2 \times 10^{-6})(320)}{(1/30000)\pi} \sqrt{2 \sum_{n=-100}^{100} [1 - (-1)^n]^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right)\right]} = 344 \quad (\text{C.8})$$

Con base al resultado obtenido en (C.8) se selecciona $k_1 = 400$. Por lo tanto, la ganancia k_2 se calcula sustituyendo a $k_1 = 400$ en la expresión (C.6). Esta sustitución da como resultado:

$$k_2 = \frac{1}{2.2256} \sqrt{\frac{\pi 400 \times 1.2 \times 10^{-3}}{2\pi \times 60}} = 0.0284 \quad (\text{C.9})$$

Las ganancias lineales del controlador PI se calculan en base a las expresiones (C.1) y (C.2). Para el cálculo del controlador PI se propone un margen de fase de 60 grados, es decir $MF = \pi/3$, y una frecuencia de cruce de 500 Hz, es decir $\omega_c = \pi 1000 \text{ rad}$. Con estos datos propuestos de diseño se obtienen las siguientes ganancias de un controlador PI estable:

$$k_i = 6329.9, \quad k_p = 3.19 \quad (\text{C.10})$$

Así, se finaliza el diseño del controlador ST propuesto para el rechazo de lo armónicos de tiempos muertos en el convertidor conectado a la red.

C.3 Controlador ST para rechazar los tiempos muertos en el GSIP

Las ganancias en este ejemplo se calculan para el convertidor del lado del generador, asumiendo los siguientes parámetros de configuración:

- El bus de CD opera a $v_{cd} = 330 \text{ V}$.
- La velocidad máxima del generador es de 1 krpm, es decir $\Omega_{nom} = 100\pi/3$.
- La inductancia del estator por fase es de $L = 2.5 \text{ mH}$.
- La resistencia del estator por fase es de $R = 0.15 \text{ ohm}$.
- La frecuencia de conmutación es de 30 kHz, es decir $T_s = 1/30000 \text{ s}$,
- Se tiene un periodo de tiempo muerto de $t_m = 4 \mu\text{s}$.

Se desea compensar al menos hasta la componente 100 de los tiempos muertos, por lo que $M = 100$.

A partir de la sustitución de estos parámetros en (C.3), se obtiene:

$$k_1 > \frac{(320)(2 \times 10^{-6})}{(1/30000)\pi} \sqrt{2 \sum_{n=-100}^{100} [1 - (-1)^n]^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right)\right]} = 344 \quad (C.11)$$

Con base al resultado obtenido en (C.11), se selecciona $k_1 = 400$. Por lo tanto, la ganancia k_2 se calcula sustituyendo a $k_1 = 400$ en (C.7), obteniéndose como resultado:

$$k_2 = \frac{1}{2.2256} \sqrt{\frac{400\pi \times 2.5 \times 10^{-3}}{400\pi/3}} = 0.0389 \quad (C.12)$$

En el caso del control del GSIP, cuando la velocidad es cero, las ganancias del controlador ST desaparecen. Por lo tanto, se requiere de un controlador PI que permita controlar al par y al flujo magnético del estator a velocidad cero. Este controlador PI se calcula con las expresiones (C.1) y (C.2). Para el cálculo del controlador PI se propone un margen de fase de 60 grados, es decir $MF = \pi/3$, y una frecuencia de cruce de 500 Hz, es decir $\omega_c = \pi 1000 \text{ rad}$. Con estos datos propuestos de diseño se obtienen las siguientes ganancias de un controlador PI estable:

$$k_i = 12745, \quad k_p = 6.73 \quad (C.13)$$

Así, se finaliza el diseño del controlador ST propuesto para el rechazo de los armónicos de tiempos muertos en el convertidor conectado al generador.

C.4 Controlador ST para rechazar los armónicos de fondo

Las ganancias en este ejemplo se calculan para el convertidor del lado de la red, asumiendo los siguientes parámetros de configuración:

- La tensión de operación de la red es $V_{LL} = 140 \text{ V}$.
- La red opera a 60 Hz, es decir $\omega_0 = 377 \text{ rad/s}$.
- El filtro L del convertidor del lado de la red tiene una inductancia de $L = 1.2 \text{ mH}$.
- La resistencia del estator por fase es de $R = 0.15 \text{ ohm}$.
- Se esperan componentes armónicas de tensión con un THD máximo del 5 %; por lo tanto, se elige $\Lambda = 17$.
- Se desea compensar al menos un 8 % de THD, por lo que se elige $M = 50$.

A partir de estos parámetros, se asegura que el convertidor operará de manera robusta aún bajo la influencia del 8.13 % de THD de componente armónicas impares en las tensiones de la red (límite máximo). Mediante la sustitución de estos parámetros en (C.4), se obtiene:

$$k_1 > \frac{(17)(140)}{100} \sqrt{2 \sum_{n=-100}^{100} n^2 [1 - (-1)^n]^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) \right]} = 480 \quad (C.14)$$

Por lo tanto, se decide usar una ganancia igual con 500. A Partir de esta ganancia, k_2 se calcula sustituyendo a $k_1 = 500$ en (C.6), lo que da como resultado:

$$k_2 = \frac{1}{2.2256} \sqrt{\frac{\pi 500 \times 1.2 \times 10^{-3}}{2\pi \times 60}} = 0.03177 \quad (C.15)$$

Las ganancias lineales del controlador PI se calculan en base a las expresiones (C.1) y (C.2). Para el cálculo del controlador PI se propone un margen de fase de 60 grados, es decir $MF = \pi/3$, y una frecuencia de cruce de 600 Hz, es decir $\omega_c = \pi 1200 \text{ rad}$. Con estos datos propuestos de diseño se obtienen las siguientes ganancias de un controlador PI estable:

$$k_i = 9112.8, \quad k_p = 3.83 \quad (C.16)$$

Así, se finaliza el diseño del controlador ST propuesto para el rechazo de lo armónicos de fondo en el convertidor conectado a la red.

C.5 Controlador ST para rechazar los armónicos de la FEM

Las ganancias en este ejemplo se calculan para el convertidor del lado del generador, asumiendo los siguientes parámetros de configuración:

- La velocidad máxima del generador es de 1.5 krpm, es decir $\Omega_{nom} = 50\pi$.
- La constante eléctrica del generador es de $k_e = 85.5 \text{ V/krpm}$.
- La inductancia del estator por fase es de $L = 2.5 \text{ mH}$.
- La resistencia del estator por fase es de $R = 0.15 \text{ ohm}$.
- Se esperan componentes armónicas de tensión con un THD máximo del 5 %; por lo tanto, se elije $\gamma = 17$.
- Se desea compensar al menos hasta la componente $M = 50$.

A partir de estos parámetros, se asegura que el convertidor operará de manera robusta aún bajo la influencia del 8.13 % de THD de componente armónicas impares en las tensiones de la FEM (límite máximo). Mediante la sustitución de estos parámetros en (C.5) se obtiene:

$$k_1 > \frac{3(17)(85.5)(50\pi)}{10\pi} \sqrt{2 \sum_{n=-100}^{100} n^2 [1 - (-1)^n]^2 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) \right]} = 440 \quad (C.17)$$

Por lo tanto, se decide usar una ganancia igual con 500. A Partir de esta ganancia, se calcula la ganancia k_2 empleando (C.7), lo cual da como resultado:

$$k_2 = \frac{1}{2.2256} \sqrt{\frac{\pi 500 \times 2.5 \times 10^{-3}}{|200\pi|}} = 0.0355 \quad (\text{C.18})$$

En el caso del control del GSIP, cuando la velocidad es cero, las ganancias del controlador ST desaparecen. Por lo tanto, se requiere de un controlador PI que permita controlar al par y al flujo magnético del estator a velocidad cero. Este controlador PI se calcula con las expresiones (C.1) y (C.2). Para el cálculo del controlador PI se propone un margen de fase de 60 grados, es decir $MF = \pi/3$, y una frecuencia de cruce de 750 Hz, es decir $\omega_c = \pi 1000 \text{ rad}$. Con estos datos propuestos de diseño se obtienen las siguientes ganancias de un controlador PI estable:

$$k_i = 18977, \quad k_p = 7.97 \quad (\text{C.19})$$

Así, se finaliza el diseño del controlador ST propuesto para el rechazo de los armónicos de la FEM en el convertidor conectado al generador.

APÉNDICE D

BLOQUES DE SIMULINK EMPLEADOS

D.1 La librería “Electrical Specialized Power Systems”

En esta tesis se emplea el software *Simscape Electrical Specialized Power Systems* (SESPS) de MATLAB para desarrollar todas las simulaciones de circuitos eléctricos y parte de los lazos de control. El software SESPS es una herramienta de diseño moderna que permite construir modelos de simulación de una manera sencilla. La Tabla D.1 muestra una lista de todos los componentes eléctricos del software SESPS empleados en esta tesis. La Tabla D.2 muestra una lista de todos los componentes de control del software SESPS empleados. El software SESPS utiliza el entorno Simulink, por lo que todos los bloques de Simulink pueden interactuar con la librería SESPS. La Tabla D.3 muestra todos los componentes de Simulink que no pertenecen al software SESPS, pero que son utilizados en esta tesis.

Tabla D.1 – Bloques empleados de potencia de la librería *Simscape Electrical Specialized Power System*.

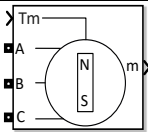
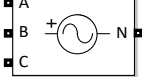
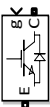
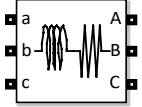
Bloque	Nombre	Descripción
	powergui	Toda simulación que contenga bloques de la librería SESPS necesita el bloque “powergui” para la correcta simulación.
	Permanent magnet synchronous machine	Máquina síncrona de imanes permanentes trifásica, la cual puede tener una fuerza electromotriz interna sinusoidal o trapezoidal y los imanes permanentes pueden ser superficialmente o insertados.
	Three-phase programmable voltage source	Fuente de tensión trifásica, en la cual se programa la amplitud, la fase y frecuencia de la componente fundamental. Además, es posible agregar dos componentes armónicas.
	IGBT/Diode	Transistor bipolar de compuerta aislada ideal con diodo en antiparalelo.
	Three-Phase V-I Measurement	Mediciones trifásicas ideales de la tensión de línea y la corriente de fase que circula en el circuito.
	Voltage Measurement	Medición monofásica ideal de tensión.
	Three-Phase Series RLC Branch	Impedancia trifásica RL balanceada en serie.
	Series RLC Branch	Capacitor monofásico.
	Ground	Conexión a tierra

Tabla D.2 – Bloques empleados de control de la librería Simscape Electrical Specialized Power Systems

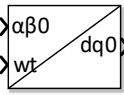
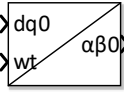
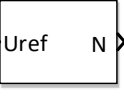
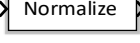
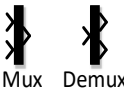
Bloque	Nombre	Descripción
	Alpha-Beta-Zero to dq0	Este bloque se utiliza para transformar un vector trifásico ($\alpha\beta 0$) en un vector síncrono ($dq0$). El ángulo de sincronización es proporcionado en radianes haciendo uso de la entrada wt.
	dq0 to Alpha-Beta-Zero	Este bloque se utiliza para transformar un vector síncrono ($dq0$) en un vector trifásico ($\alpha\beta 0$). El ángulo de sincronización es proporcionado en radianes haciendo uso de la entrada wt.
	IGBT/Diode	Este bloque genera pulsos para un convertidor PWM de dos niveles. El índice de modulación se compara con una portadora triangular, la cual puede ser natural, simétrica o asimétrica.
	On delay	Es bloque implementa un retardo de encendido, es decir, cuando la entrada pasa de 0 a 1 lógico, la salida pasa de 0 a 1 después de un tiempo de retardo preestablecido.

Tabla D.3 – Bloques empleados de control, extraídos de Simulink

Bloque	Nombre	Descripción
	Integrator	Este bloque calcula la integral con respecto al tiempo de la señal que se establece en su puerto de entrada.
	Zero-order hold	Este bloque retiene el valor de su entrada durante el período de muestra especificado.
	Gain	Este bloque representa una ganancia. Tanto la entrada como la ganancia pueden ser un escalar, un vector o una matriz.
	Sqrt	Este bloque calcula la raíz cuadrada de la señal de entrada.
	Abs	Este bloque calcula el valor absoluto de la entrada.
	Normalize	Este bloque calcula el vector unitario paralelo al vector de entrada. Este bloque se utiliza como función signo.
	Goto y From	Estos dos bloques permiten compartir los datos de entrada de un bloque Goto y utilizarlo a la salida de un bloque From correspondientes sin conectarlos realmente.
	Sum	Este bloque realiza sumas o restas en sus entradas, que pueden ser escalares, vectoriales o matrices.
	Dot Product	Este bloque genera el producto punto de dos vectores de entrada.
	Product	Este bloque multiplica dos entradas, que pueden ser: dos escalares, un escalar y un no escalar, o dos vectores con las mismas dimensiones.
	Mux y Demux	El bloque Mux agrupa entradas con el mismo tipo de datos en una salida vectorial. Mientras que el bloque Demux extrae los componentes de un vector permitiendo separar las componentes. Los puertos de señal de salida están ordenados de arriba a abajo.

APÉNDICE E

LAZOS DE CONTROL DEL SCEE

E.1 La librería Legacy Code Toolbox

La herramienta *Legacy Code Tool* (LCT) es capaz de integrar funciones en código C o C++ y compilarlas en MATLAB/Simulink. Para realizar la compilación de código C en MATLAB se debe seguir el orden que muestra la Fig. E.1. La herramienta LCT se ejecuta a través de la plantilla de comandos de MATLAB mostrados en la Fig. E.2. Los datos se introducen en el orden que se indica en la Fig. E.1. La herramienta LCT transforma las funciones en código C existentes en el directorio activo de MATLAB en funciones-S de C-MEX dentro de un bloque de simulación de Simulink. La única configuración que se debe proporcionar a este bloque es la frecuencia de muestreo. Sin embargo, para ejecutar la herramienta LCT es necesario contar con un compilador C instalado en MATLAB. Dicho compilador se instala a través de buscar MinGW-w64 en los *Add-Ons* de la barra de herramientas, como se muestra Fig. E.3.

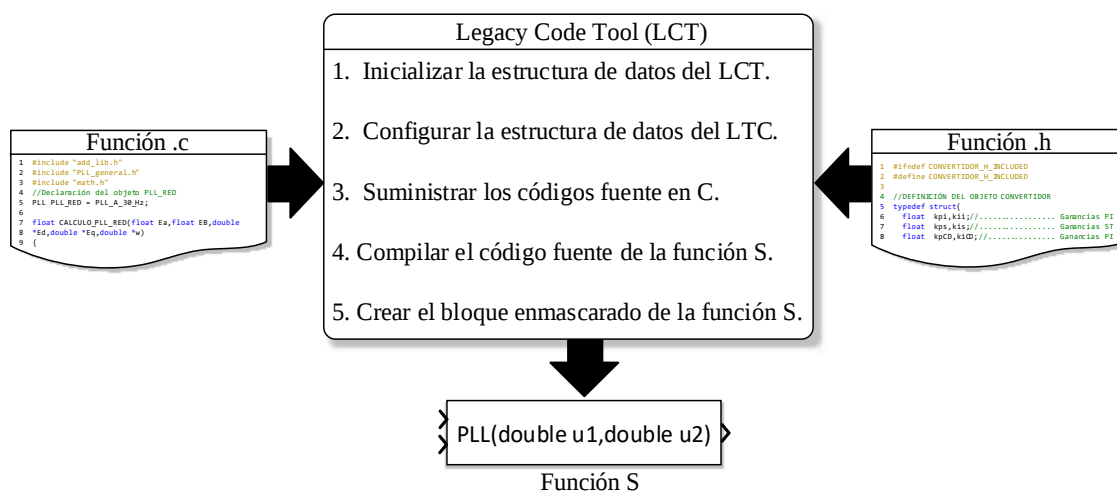


Fig. E.1 – Pasos para la compilación de código en C en MATLAB para obtener una función S equivalente.

```

1 def = legacy_code('initialize') %.....(1) Inicialización del LTC
2 def.SFunctionName='NOMBRE_DE_LA_FUNCION';%(1) Nombre de la función S
3 def.OutputFcnSpec='double y1 = main()';%. (1) Llamado de función main
4 def.SampleTime='parameterized';%..... (1) Tipo de muestreo
5 def.SourceFiles={'Codigo.c'};%..... (2) Códigos C empleados
6 def.HeaderFiles={'Librerías.h'};%..... (2) Librerías h empleadas
7 legacy_code('sfcn_cmex_generate', def); % (3) Construcción función S
8 legacy_code('compile', def);%..... (4) Compilación del código C
9 legacy_code('slblock_generate', def);%... (5) Abre modelo de simulación
  
```

Fig. E.2 – Plantilla del código de MATLAB para generar una función S a partir de código en C.

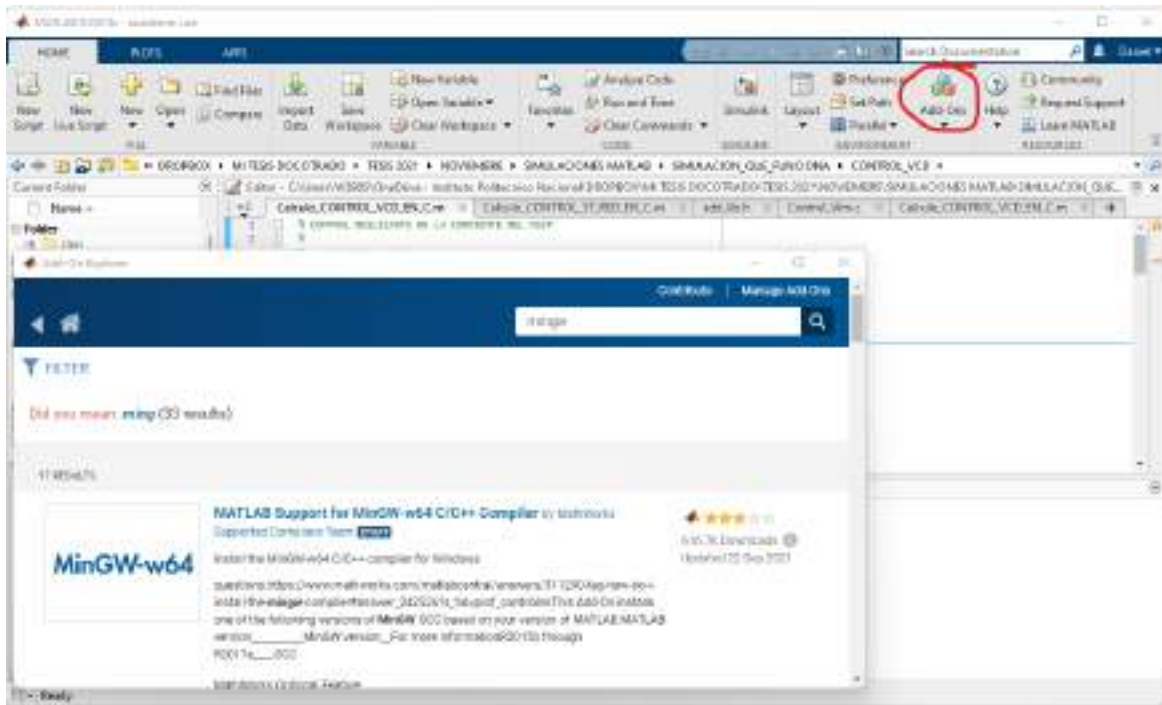


Fig. E.3 – Captura de pantalla de la ruta de instalación del compilador C para MATLAB.

E.2 Definición de los ficheros de cabecera empleados

Los algoritmos de programación involucrados en el control de un SCEE requieren de un gran número de variables. Para mantener orden en todas estas variables, en esta tesis se recurre a la Programación Orientada a Objetos (POO). Utilizando la POO se estructura a los algoritmos de control del SCEE en bloques simples y reutilizables de código, conocidos como clases. Además de las clases, en la POO existe otra herramienta llamada *macros*, que son un conjunto de comandos en forma de función, la cual se invocan con una palabra clave. Las clases y los macros sirven para mantener orden en la programación. Además, las clases y los macros facilitan la depuración y la actualización de los códigos de programación. Por lo que la POO resulta muy útil al facilitar la programación y minimizar la cantidad de código escrito necesario para programar el sistema de control del SCEE.

En este capítulo se definen tres tipos de objetos, que son:

- CONVERTIDOR
- PLL
- INTEGRADOR

También se definen cuatro tipos de macros, los cuales son:

- EJECUTAR_PLL
- EJECUTAR_CLARK
- EJECUTAR_PARK
- EJECUTAR_INTEGRADOR

La Fig. E.4 muestra el código C de del fichero de cabecera “*add_lib.h*”. Este fichero de cabecera se usa para declarar los prototipos de función, de modo tal que esta información se concentre en un lugar accesible y ordenado. El fichero de cabecera “*add_lib.h*” mostrado en la Fig. E.4 se utiliza para declarar a los prototipos de funciones empleados a través de toda la programación en C presentada en este capítulo.

```

1  #ifndef ADD_LIB_H_INCLUDED
2  #define ADD_LIB_H_INCLUDED
3  //DECLARACIÓN DE LOS PROTORIPOS DE LAS FUNCIONES
4  //Función PLL
5  float CALCULO_PLL_RED(float,float,double*,double*,double*);
6  //Función del controlador ST
7  float CONTROL_ST(float,float,float,float,double*);
8  //Función del controlador de tensión del bus de CD
9  float CONTROL_VCD(float,float,float,float,float,double*);
10 //Función del controlador de velocidad del GSIP
11 float CONTROL_WM(float,float,float,float,float,float,double*);
12
13 #endif //ADD_LIB_H_INCLUDED

```

Fig. E.4 – Código en C del fichero de cabecera “*add_lib.h*”.

La clase “*CONVERTIDOR*”, cuyo código es mostrado en las Fig. E.5 - Fig. E.6 se contiene a todas las variables necesarias para la medición, el procesamiento y el control de las señales adquiridas para cada uno de los dos convertidores que componen al SCEE. Incluido en el código mostrado por las Fig. E.5 - Fig. E.6, se presenta los códigos de los macros *EJECUTAR_CLARK* y *EJECUTAR_PARK*, los cuales contiene las instrucciones para transformar las tensiones y corrientes medidas en marco de referencia *abc* al marco de referencia $\alpha\beta$ y *dq*, respectivamente. La representación en bloques de los macros de la transformada de Clark y de Park son presentadas en la Fig. E.7, donde se muestran las entradas y las salidas de ambas funciones. Ambos bloques están interconectados debido a que las transformadas de Clark y de Park deben ser calculadas de manera secuencial. Esto quiere decir que primero se ejecuta el macro de la transformada de Clark y después se ejecuta el macro de la transformada de Park.

```

1  #ifndef CONVERTIDOR_H_INCLUDED
2  #define CONVERTIDOR_H_INCLUDED
3  //DEFINICIÓN DEL OBJETO CONVERTIDOR
4  typedef struct{
5      float kpi,kii;//..... Ganancias PI de corriente
6      float kps,kis;//..... Ganancias ST de corriente
7      float kpCD,kiCD;//..... Ganancias PI de tensión CD
8      float kpW,kiW;//..... Ganancias PI de velocidad
9      float w0;//..... Frecuencia fundamental
10     float Sin,Cos_Theta;//..... Parámetros de sincronización
11     float Ea,Eb,Ec;//..... Tensiones abc medidas
12     float Ia,Ib,Ic;//..... Corrientes abc medidas

```

Fig. E.5 – Código C de la librería que incluye al objeto *CONVERTIDOR* y a los macros de las transformadas de Clark y de Park.

```

13 float E_alfa,E_beta;//..... Tensiones aB medidas
14 float I_alfa,I_beta;//..... Corrientes aB medidas
15 float Ed,Eq;//..... Tensiones dq medidas
16 float Id,Iq;//..... Corrientes dq medidas
17 float Vcd,Vcd_ref,Vcd_Error;//... Parámetros de control tensión CD
18 float Wm,Wm_ref,Wm_Error;//..... Parámetros de control velocidad
19 float Id_ref,Iq_ref;//..... Referencias síncronas de corriente
20 float Vd_CONTROL, Vq_CONTROL;//.. Respuesta del sistema de control
21 float Id_Error, Iq_Error;//..... Errores síncronos de corriente
22 float Sign_Id,Sign_Iq;//..... Funciones signo
23 float Norm,Sqrt_norm;//..... Operaciones norma del error
24 float Activacion;//..... Bandera de activación
25 float Anti_windup;//..... Bandera de saturación
26 }CONVERTIDOR;
27 //VALORES DE INICIALIZACIÓN DEL CONVERTIDOR
28 #define PARAMETROS_INICIALES_CONVERTIDOR { \
29 /*kpi =*/ 9.719516566864774, \
30 /*kii =*/ 5.452017833674062e+04, \
31 /*kps =*/ 0.066, \
32 /*kis =*/ 633.0, \
33 /*kpCD =*/ -2.454413146569119, \
34 /*kiCD =*/ -2.639764189028408e+02, \
35 /*kpW =*/ 1.230389823435205, \
36 /*kiW =*/ 44.561570735515346, \
37 /*w0 =*/ 377.0, \
38 /*Sin,Cos_Theta =*/ 0,0,0, \
39 /*Ea,Eb,Ec =*/ 0,0,0, \
40 /*Ia,Ib,Ic =*/ 0,0,0, \
41 /*E_alfa,E_beta =*/ 0,0, \
42 /*I_alfa,I_beta =*/ 0,0, \
43 /*Ed,Eq =*/ 0,0, \
44 /*Id,Iq =*/ 0,0, \
45 /*Vcd,Vcd_ref,Vcd_Error =*/ 0,0,0, \
46 /*Wm,Wm_ref,Wm_Erro =*/ 0,0,0, \
47 /*Id_ref,Iq_ref =*/ 0,0, \
48 /*Vd_CONTROL, Vq_CONTROL =*/ 0,0, \
49 /*Id_Error,Iq_Error =*/ 0,0, \
50 /*Sign_Id,Sign_Iq =*/ 0,0, \
51 /*Norm,Sqrt_norm =*/ 0,0 \
52 }
53 // MACRO TRANSFORMADA DE CLARK
54 #define EJECUTAR_CLARK(X) \
55 X.V_alfa = 0.408248290463863 * X.Va - 0.408248290463863 * X.Vc;\
56 X.V_beta = 0.707106781186548 * X.Vb; \
57 X.I_alfa = 1.224744871391589 * X.Ia; \
58 X.I_beta = 0.707106781186548 * X.Ib - 0.707106781186548 * X.Ic;\
59 // MACRO TRANSFORMADA DE PARK
60 #define EJECUTAR_PARK(X) \
61 X.Ed = X.E_alfa * X.Cos + X.E_beta * X.Sin; \
62 X.Eq = - X.E_alfa * X.Sin + X.E_beta * X.Cos; \
63 X.Id = X.I_alfa * X.Cos + X.I_beta * X.Sin; \
64 X.Iq = - X.I_alfa * X.Sin + X.I_beta * X.Cos; \
65 #endif //CONVERTIDOR_H_INCLUDED

```

Fig. E.6 – Código C de la librería que incluye al objeto CONVERTIDOR y a los macros de las transformadas de Clark y de Park (Continuación).

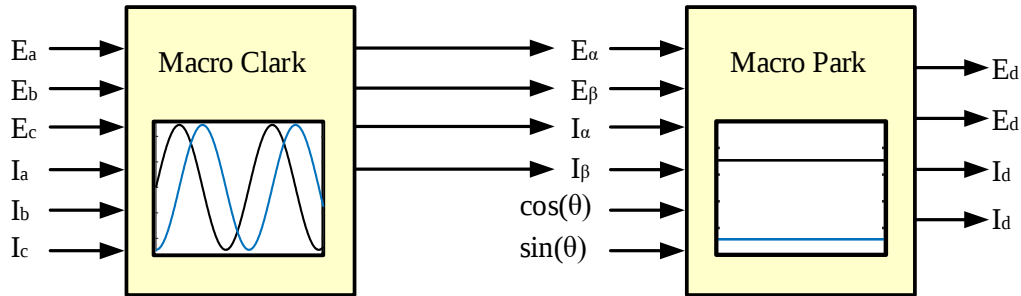


Fig. E.7 – Entradas y salidas de las funciones macro de la transformada de Clark y de Park.

El código de la clase *PLL* es mostrado en la Fig. E.9 - Fig. E.10. Este código contiene las variables necesarias y el macro *EJECUTAR_PLL* con las instrucciones para ejecutar un lazo de sincronización a la red. Las entradas y las salidas del macro *EJECUTAR_PLL* son presentadas en la Fig. E.8. Para lograr una sincronización adecuada, en los valores iniciales de la clase *PLL* deben configurarse las ganancias del controlador PI del PLL, la frecuencia fundamental de la red y la frecuencia de muestreo del código, dadas por k_{pPLL} , k_{iPLL} , ω_0 y T_s , respectivamente. Adicionalmente, se debe proporcionar la lectura de las tensiones de la red en marco de referencia $\alpha\beta$. A la salida de esta función se obtiene el ángulo de sincronización, la estimación de la frecuencia angular del sistema y los valores del seno y el coseno del ángulo de sincronización.

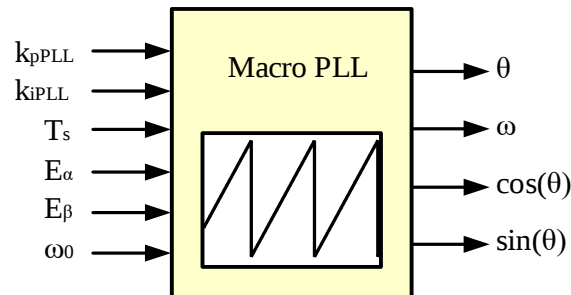


Fig. E.8 – Entradas y salidas del macro PLL.

La clase *INTEGRADOR*, cuyo código es mostrado en la Fig. E.11 es el bloque fundamental para diseñar lazos de control en esta tesis. Esta clase contiene todos los elementos necesarios para ejecutar un integrador digital. En la Fig. E.9 se presenta el código del macro *EJECUTAR_INTEGRADOR*, el cual contiene las instrucciones necesarias para ejecutar a un integrador en base a la aproximación trapezoidal (Tusting) [13]. Las entradas y las salidas de las funciones macro del integrador son presentadas en la Fig. E.12.

Para ejecutar un integrador es necesario proporcionar tres datos, que son: la frecuencia de muestreo, dada por T_s , la señal a integrar, dada por IN , y la condición inicial, dada por IN_0 . Los parámetros T_s , IN_0 pueden ser preprogramados en los valores iniciales de la clase *INTEGRADOR*, aunque también pueden proporcionarse en el código ejecutable. A la salida de esta función se obtiene la función integrada en el tiempo, dada por la variable OUT .

```

1  #ifndef PLL_CODIGO_GENERAL_H_INCLUDED
2  #define PLL_CODIGO_GENERAL_H_INCLUDED
3  //DEFINICIÓN DEL OBJETO PLL
4  typedef struct {
5      float T_s; //.... Tiempo de discretización
6      float Pi; //..... Constante ( $\pi = 3.141592653589793$ )
7      float ki; //..... Ganancia proporcional
8      float kp; //..... Ganancia integral
9      float w_0; //.... Frecuencia angular fundamental
10     float PI_H0; //.. Acumulador del controlador PI
11     float TH_H0; //.. Acumulador del integrador del ángulo
12     float Theta; //.. Ángulo de sincronización
13     float PI_H1; //.. Acumulador del controlador PI
14     float TH_H1; //.. Acumulador del integrador del ángulo
15     float PI_in; //.. Entrada al controlador PI
16     float PI_out; //.. Salida del controlador PI
17     float TH_in; //.. Entrada del integrador
18     float Cos; //.... Coseno del ángulo
19     float Sin; //.... Seno del ángulo
20     float w_sinc; //.. Estimación de la frecuencia angular
21 } PLL;
22 // VALORES DE INICIALIZACIÓN DEL PLL
23 #define PLL_A_30_Hz {
24     /*T_s =*/      1.666666666666667e-05, \
25     /*Pi =*/       3.141592653589793, \
26     /*ki =*/       1.268949137282917e+02, \
27     /*kp =*/       1.166013877007711, \
28     /*w_0 =*/      377.0, \
29     /*PI_H0 =*/    0.0, \
30     /*TH_H0 =*/    0.0, \
31     /*Theta =*/    0.0, \
32     /*PI_H1 =*/    0.0, \
33     /*TH_H1 =*/    0.0, \
34     /*PI_in =*/    0.0, \
35     /*PI_out =*/    0.0, \
36     /*TH_in =*/    0.0, \
37     /*Cos =*/      0.0, \
38     /*Sin =*/      0.0, \
39     /*W_sinc =*/   0.0 \
40 }
41
42 //MACRO DEL PLL
43 #define EJECUTAR_PLL(P)
44     /******EJECUCIÓN DEL PI*****/ \
45     P.PI_H1 = P.PI_H0 + 0.5*P.T_s*P.PI_in \
46     P.PI_out = P.PI_H1 + P.PI_H0; \
47     P.PI_H0 = P.PI_H1; \
48     /******CÁLCULO DEL ÁNGULO*****/ \
49     P.TH_in = P.ki*P.PI_out + P.kp*P.PI_in + P.w_0; \
50     P.TH_H1 = P.TH_H0 + 0.5*P.T_s*P.TH_in; \
51     P.Theta = P.TH_H1 + P.TH_H0; \
52     /******CÁLCULO DE LA FRECUENCIA*****/ \
53     P.w_sinc = P.ki*P.PI_out + P.w_0; \

```

Fig. E.9 – Código C de la librería del objeto PLL y el macro de la función del PLL.

```

54  /*****RESET DEL ÁNGULO*****/ \
55  if (P.Theta > P.Pi) \
56      P.TH_H0 = P.TH_H1 - P.Pi; \
57  else if (P.Theta < -P.Pi) \
58      P.TH_H0 = P.TH_H1 + P.Pi; \
59  else \
60      P.TH_H0 = P.TH_H1; \
61
62  #endif //PLL_CODIGO_GENERAL_H_INCLUDED

```

Fig. E.10 – Código C de la librería del objeto PLL y el macro de la función del PLL (Continuación).

```

1  #ifndef INTEGRADOR_H_
2  #define INTEGRADOR_H_
3  //DEFINICIÓN DEL OBJETO INTEGRADOR
4  typedef struct {
5      float T_s; //..... Frecuencia de muestreo
6      float IN_0; //..... Condición inicial
7      float IN; //..... Entrada del integrador
8      float H_k0; //..... Acumulador
9      float OUT; //..... Salida del integrador
10     float H_k1; //..... Variable auxiliar
11 }INTEGRADOR;
12 //VALORES DE INICIALIZACIÓN DEL INTEGRADOR
13 #define INTEGRADOR_DEFAULTS { \
14     /*T_s = */ 1.666666666666667e-05, \
15     /*IN_0 = */ 0.0, \
16     /*IN = */ 0.0, \
17     /*H_k0 = */ 0.0, \
18     /*OUT = */ 0.0, \
19     /*H_k1 = */ 0.0, \
20 }
21 //MACRO INTEGRADOR
22 #define EJECUTAR_INTEGRADOR(xx) \
23     X.H_k1 = X.H_k0+0.5*(X.T_s)*X.IN; \
24     X.OUT = X.H_k0 + X.H_k1 + X.IN_0; \
25     X.H_k0= X.H_k1; \
26
27 #endif /* INTEGRADOR_H_ */

```

Fig. E.11 – Librería “Integrador.h”, empleada en el controlador PI.

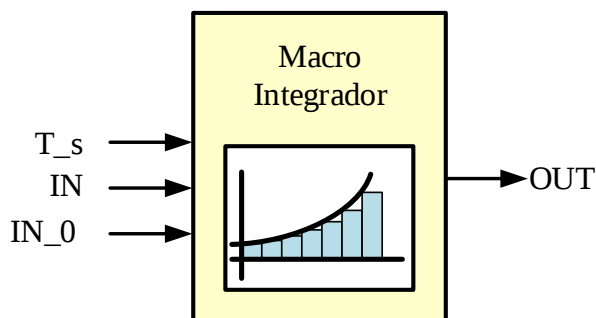


Fig. E.12 – Entradas y salidas del macro del integrador.

E.3 PLL síncrono

La Fig. E.13 muestra el diagrama de simulación del PLL hecho a base de bloques de Simulink. Este diagrama se emplea como diagrama de flujo para la elaboración del código en lenguaje C del PLL. Para realizar la programación del PLL es necesario recurrir a las librerías: “add_lib.h”, dada por la Fig. E.4, la librería “PLL_general.h”, dada por Fig. E.9, y la librería “math.h”. La librería “math.h” se emplea para evaluar a las funciones trigonométricas coseno y seno necesarias en el PLL. A partir de estas librerías se construye el código mostrado por la Fig. E.14, el cual está dividido en tres partes, que son: la obtención de la componente q de la tensión, la aplicación del macro EJECUTAR_PLL y el cálculo de las salidas del bloque. Al ejecutar el código de MATLAB, mostrado por la Fig. E.15 se abre un diagrama de simulación. Este diagrama de simulación contine el bloque de una función S que ejecuta el código C del PLL en Simulink. Este bloque solo requiere que se le asigne el tiempo de muestreo de 1/60000 en sus opciones, para que funcione adecuadamente.

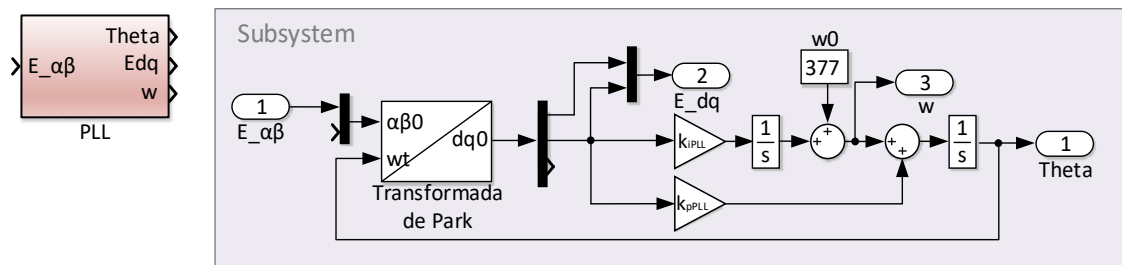


Fig. E.13 – Subsistema de Simulink que representa a un PLL síncrono.

```

1  #include "add_lib.h"
2  #include "PLL_general.h"
3  #include "math.h"
4  //Declaración del objeto PLL_RED
5  PLL PLL_RED = PLL_A_30_Hz;
6
7  float CALCULO_PLL_RED(float Ea,float Eb,double *Ed,double *Eq,double *w)
8  {
9      //(1) CÁLCULO DE LA COMPONENTE Q DE LA RED
10     PLL_RED.Cos = cos(PLL_RED.Theta);
11     PLL_RED.Sin = sin(PLL_RED.Theta);
12     PLL_RED.PI_in = (Eb*PLL_RED.Cos - Ea*PLL_RED.Sin);
13     //(2) EJECUCIÓN DEL MACRO PLL
14     EJECUTAR_PLL(PLL_RED);//.....Evaluación del PLL
15     //(3) SALIDAS DEL BLOQUE
16     *Ed = (Ea*PLL_RED.Cos + Eb*PLL_RED.Sin);//.. Componente síncrona Ed
17     *Eq = (Eb*PLL_RED.Cos - Ea*PLL_RED.Sin);//.. Componente síncrona Eq
18     *w = PLL_RED.w_sinc;//..... Frecuencia síncrona
19     return PLL_RED.Theta;//..... Ángulo sincronización
20 }

```

Fig. E.14 – Código en lenguaje de programación C para ejecutar un PLL.

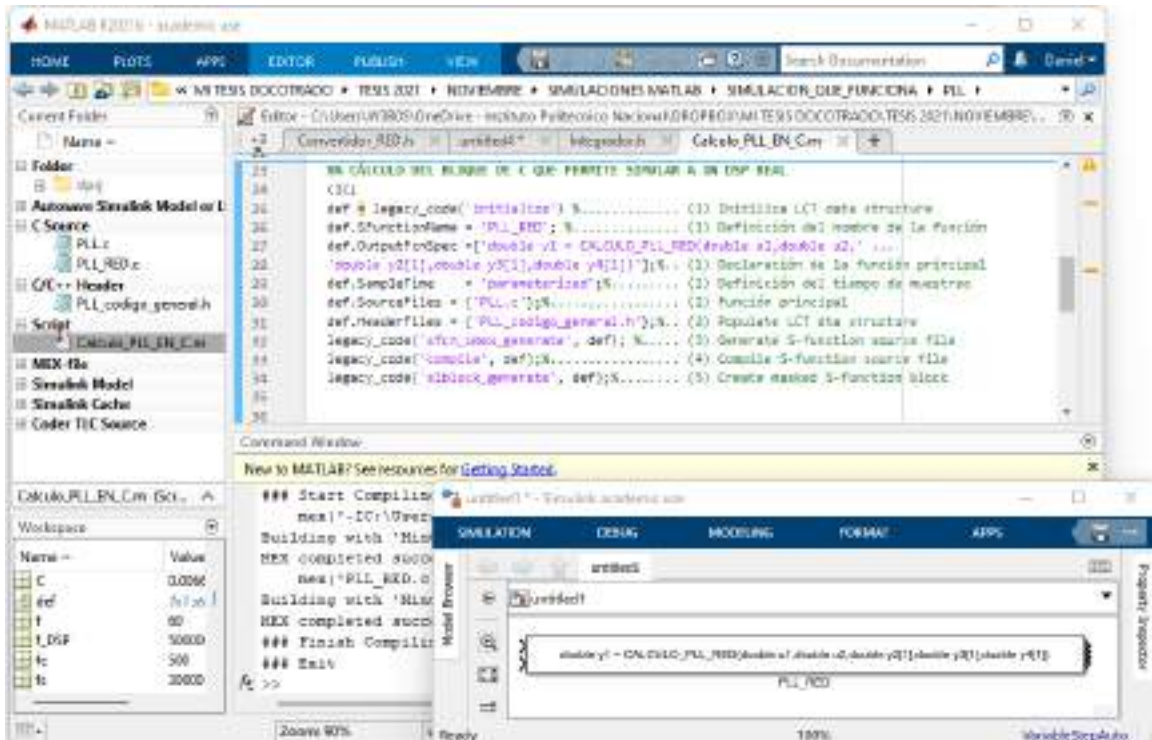


Fig. E.15 – Captura de pantalla de MATLAB de la compilación del código del PLL.

Para evaluar en Simulink el PLL compilado a partir del código en lenguaje C, éste se compara en simulación con el diagrama de mostrado en la Fig. E.13. La Fig. E.16 muestra el diagrama de simulación empleado, y la Fig. E.17 muestra la configuración de la fuente controlada trifásica empleada en dicha simulación. Las ganancias del controlador PI de este lazo son calculadas con las expresiones derivadas en [60], las cuales están dadas por:

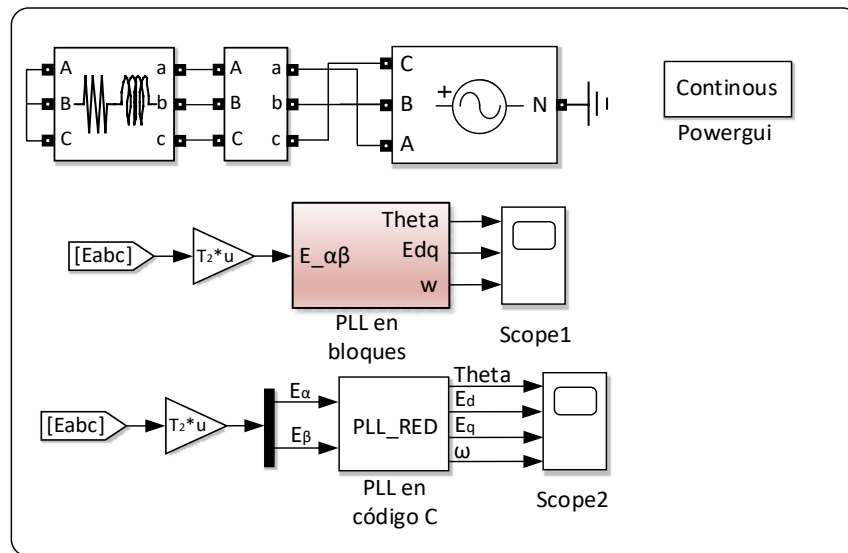


Fig. E.16 – Diagrama de la simulación para la verificación del código del PLL.

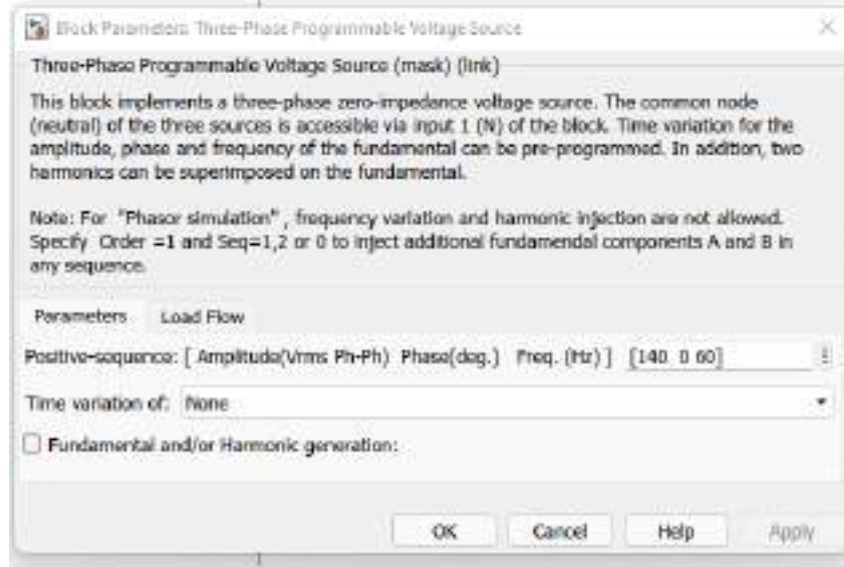


Fig. E.17 – Configuración de la fuente trifásica controlada para la verificación del código del PLL.

$$k_{pPLL} = \frac{\omega_c^2}{V_{LL}\sqrt{\tan^2(MF) + 1}}; \quad k_{pPLL} = \left(\frac{k_{iPLL}}{\omega_c}\right) \tan(MF) \quad (E.1)$$

donde V_{LL} es la tensión de línea rms de la red, ω_c es la frecuencia de cruce, dada en radianes por segundo, y MF es el margen de fase, dado en radianes. A partir de (E.1) se obtiene un controlador PI estable si y solo si $\omega_c > 0$ y $0 < MF < \frac{\pi}{2}$.

Para el cálculo del controlador PI se propone un margen de fase de 60 grados, es decir $MF = \pi/3$, y una frecuencia de cruce de 30 Hz, es decir $\omega_c = 60\pi \text{ rad}$. Sustituyendo estos parámetros en (E.1), asumiendo que $V_{LL} = 140 \text{ V}$, se obtienen:

$$k_{iPLL} = 126.895, \quad k_{pPLL} = 1.166 \quad (E.2)$$

La matriz empleada en la Fig. E.16 para transformar las tensiones de línea a línea medidas en marco de referencia abc a marco de referencia bifásico $\alpha\beta$, es definida como:

$$T_2 = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix} \quad (E.3)$$

Se realizan dos simulaciones, en una se usa el PLL hecho con bloques de Simulink y en la otra se usa el bloque de la función-S que contienen el código en lenguaje C del PLL. La estimación del ángulo de sincronización, obtenido de ambas simulaciones, es mostrado por la Fig. E.18 (a). Al comparar el comportamiento dinámico del PLL simulado con el diagrama de la Fig. E.13 con el comportamiento dinámico del PLL programado en lenguaje C se observa que ambos presentan la misma respuesta. la Fig. E.18 (b) muestra un acercamiento a los resultados mostrados en la Fig. E.18 (a) Para apreciar la discretización del ángulo de sincronización obtenido a partir del PLL programado en lenguaje C. De estos resultados se concluye que el PLL programado en lenguaje C funciona correctamente.

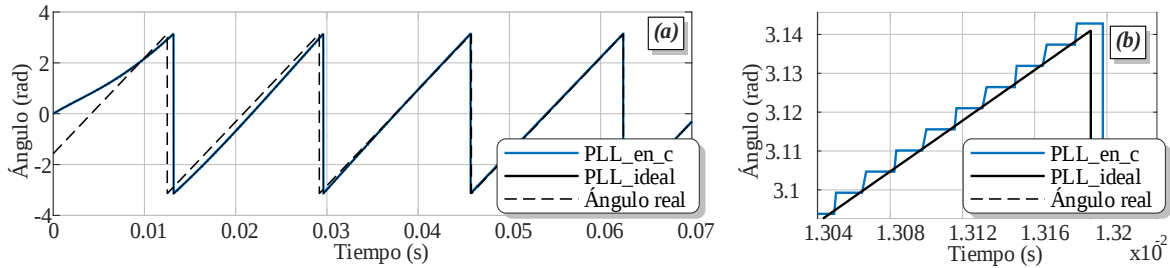


Fig. E.18 – Comparación en simulación del PLL. (a) Respuesta del PLL programado en C y el PLL programado con bloques de Simulink, (b) Acercamiento para apreciar la discretización del PLL en código C.

E.4 Controlador super-twisting

La Fig. E.19 muestra el diagrama de Simulink empleado para ejecutar el lazo de control super-twisting. Este lazo de control es empleado como diagrama de flujo para la construcción del código C del controlador super-twisting. Además, la Fig. E.19 también sirve como base para la comparación y verificación del código en lenguaje C del controlador ST. Para realizar la programación del controlador ST es necesario recurrir a las librerías “add_lib.h”, dada por la Fig. E.4, la librería “Integrador.h”, dada por Fig. E.11 y la librería “math.h”. La librería “math.h” se usa para calcular las raíces cuadradas empleadas en el controlador ST, mientras que la librería “Integrador.h” se emplea para programar los integradores. A partir de estas librerías se construye el código del controlador ST, el cual es mostrado por la Fig. E.20.

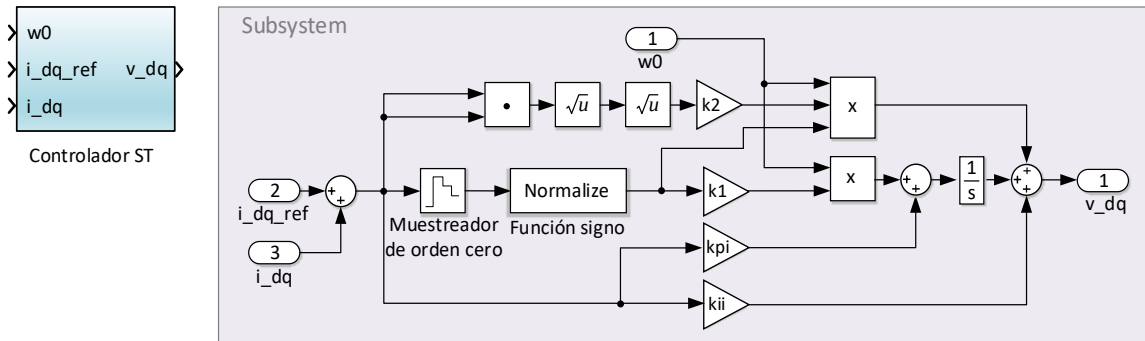


Fig. E.19 – Diagrama de simulación del controlador super-twisting.

Este código está dividido en seis partes, que son: la asignación de las mediciones en el objeto RED, el cálculo del error del controlador de control de corriente, el cálculo de la función signo, la ejecución de los integradores del sistema, el cálculo de las tensiones del convertidor y la asignación de las señales de salida del código.

```

1  #include "Convertidor.h"//..... Variables del convertidor
2  #include "Integrador.h"//..... Integrador
3  #include "math.h"//..... Funciones matemáticas
4  #include "add_lib.h"//..... Prototipos de funciones
5  //Delcaración del objeto RED
6  CONVERTIDOR RED = PARAMETROS_INICIALES_CONVERTIDOR;
7  //Delcaración de los integradores del sistema de control de corrientes
8  INTEGRADOR PI_ID      = INTEGRADOR_DEFAULTS; // <- integrador del eje d
9  INTEGRADOR PI_IQ      = INTEGRADOR_DEFAULTS; // <- integrador del eje q
10
11 float CONTROL_ST(float Id,float Iq,float Id_ref,float Iq_ref,double *Vq_out)
12 {
13     //(1) ASIGNACIÓN DE VARIABLES
14     RED.Id = Id;
15     RED.Iq = Iq;
16     RED.Id_ref = Id_ref;
17     RED.Iq_ref = Iq_ref;
18     //(2) CÁLCULO DEL ERROR DE CONTROL
19     RED.Id_Error = RED.Id_ref - RED.Id;//..... Error del eje d
20     RED.Iq_Error = RED.Iq_ref - RED.Iq;//..... Error del eje q
21     //(3) CÁLCULO DE LA FUNCIÓN SIGNO VECTORAIL
22     RED.Norm = sqrt(RED.Id_Error*RED.Id_Error + RED.Iq_Error*RED.Iq_Error);
23     RED.Sqrt_norm = sqrt(RED.Norm);
24     if (RED.Norm != 0)
25     {
26         RED.Sign_Id = RED.Id_Error/RED.Norm;
27         RED.Sign_Iq = RED.Iq_Error/RED.Norm;
28     }
29     else
30     {
31         RED.Sign_Id = 0;
32         RED.Sign_Iq = 0;
33     }
34     //(4) EJECUCIÓN DE LOS INTEGRADORES
35     PI_ID.IN = RED.kii * RED.Id_Error + RED.w0 * RED.kis * RED.Sign_Id;
36     PI_IQ.IN = RED.kii * RED.Iq_Error + RED.w0 * RED.kis * RED.Sign_Iq;
37     EJECUTAR_INTEGRADOR(PI_ID); // Calculo del integrador
38     EJECUTAR_INTEGRADOR(PI_IQ); // Calculo del integrador
39     //(5) CÁLCULO DE LA SALDA DE CONTROL
40     RED.Vd_CONTROL = RED.kpi * RED.Id_Error + PI_ID.OUT + RED.w0 * RED.kps
41     *RED.Sign_Id*RED.Sqrt_norm;
42     RED.Vq_CONTROL = RED.kpi * RED.Iq_Error + PI_IQ.OUT + RED.w0 * RED.kps
43     *RED.Sign_Iq*RED.Sqrt_norm;
44     //(6) SALIDAD DEL BLOQUE
45     *Vq_out = RED.Vq_CONTROL;//..... Salida (2)
46     return RED.Vd_CONTROL;//..... Salida (1)
47 }

```

Fig. E.20 – Código en lenguaje de programación C para ejecutar un lazo de control de corrientes ST.

Al ejecutar el código de MATLAB, mostrado por la Fig. E.21, se abre un diagrama de simulación del bloque de una función-S que contiene el código del controlador ST para simularlo en Simulink. Esta función-S solo requiere que se le asigne el tiempo de muestreo de 1/60000 en sus opciones para funcionar adecuadamente.

Para la verificación del controlador ST programado en lenguaje C, en esta sección se realizan dos simulaciones. En una simulación se usa el controlador ST hecho con bloques de Simulink y en la otra se usa el código en lenguaje C del controlador ST. El diagrama de simulación empleado es mostrado en la Fig. E.22 y Fig. E.23. Las matrices empleadas en el modelo de espacio de estados están dadas por (3.9), las cuales son expresadas como:

$$A = \begin{bmatrix} -R/L & \omega_0 \\ -\omega_0 & -R/L \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \quad (E.4)$$

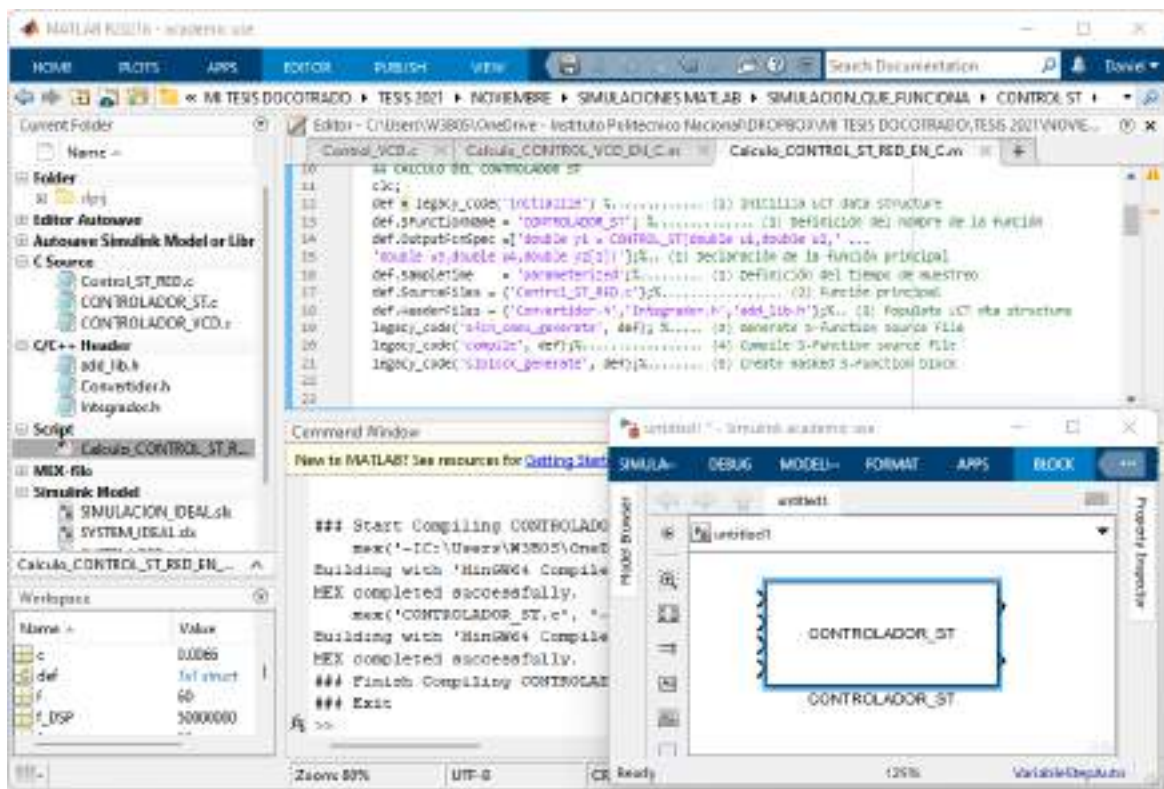


Fig. E.21 – Captura de pantalla de MATLAB de la compilación del código del controlador ST.

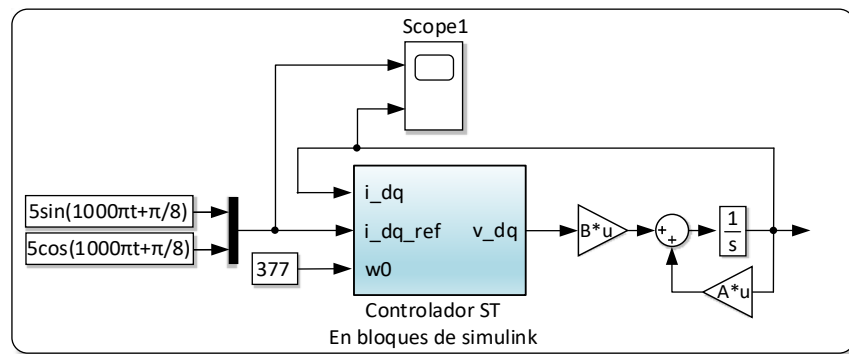


Fig. E.22 – Diagrama de la simulación en base a bloques de Simulink del controlador de corriente ST.

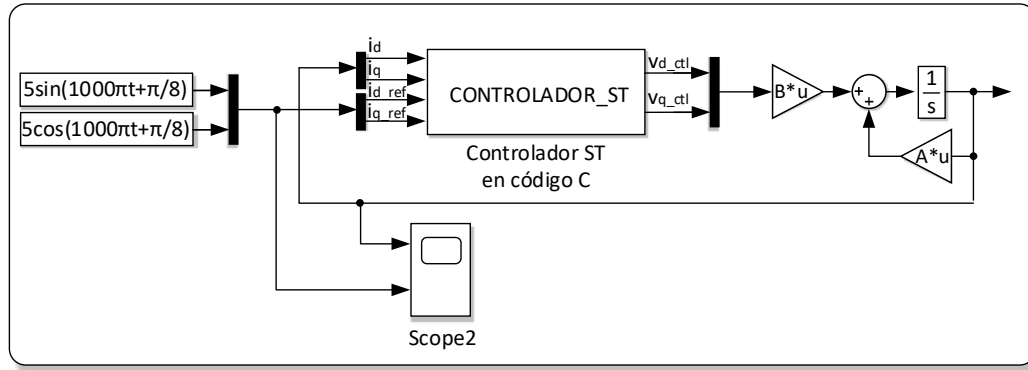


Fig. E.23 – Diagrama de la simulación en base a Código C del controlador de corriente ST.

donde $L = 2.5 \text{ mH}$ es la inductancia del sistema, $R = 0.15 \text{ ohm}$ es la resistencia del sistema y $\omega_0 = 377 \text{ rad/s}$ es la frecuencia angular del sistema. Las ganancias de este controlador se calculan en el capítulo 3, las cuales son:

$$k_i = 12745, \quad k_p = 6.73, \quad k_1 = 500, \quad k_2 = 0.0355 \quad (\text{E.5})$$

Los resultados de análisis de este lazo de control son presentados en la Fig. E.24. En esta figura se comparan los resultados de simulación de un modelo hecho a partir de bloques de Simulink y el algoritmo programado en código C. En la Fig. E.24 se observa que el algoritmo ST programado con bloques de Simulink converge a la referencia más rápido que el algoritmo ST programado en código C. La diferencia se debe a que los bloques de Simulink trabajan con variables flotantes de 64 bits (variables tipo double), mientras que el algoritmo ST programado en código C utiliza variables flotantes de 32 bits (variables tipo float). La diferencia en la longitud de palabra introduce pequeñas diferencias en el comportamiento dinámico de ambos controladores. Sin embargo, esta diferencia es irrelevante en estado estable ya que ambos controladores logran hacer que el sistema siga de manera perfecta a una referencia sinusoidal, la cual tiene 500 Hertz de frecuencia y una amplitud de 5 amperes.

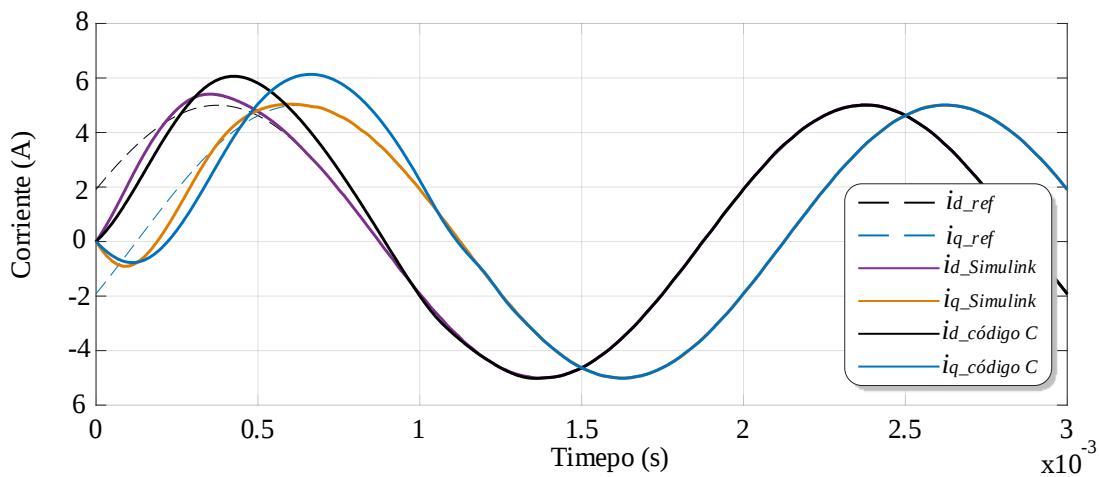


Fig. E.24 – Comparación en simulación del controlador ST programado en código C y el controlador ST programado usando bloques continuos de Simulink.

La Fig. E.25 (a) muestra el diagrama de simulación del control ST donde se incluye a un convertidor basado en transistores y el algoritmo PLL en bloques de Simulink de la Fig. E.13. La Fig. E.25 (b) muestra el sistema de control vectorial de las corrientes del inversor, el cual está construido en base a la Fig. E.22 y a un bloque de PWM de Simulink. La Fig. E.25 (c) muestra el sistema de control vectorial de las corrientes del inversor, el cual está construido en base a una función S que contiene el código C mostrado por Fig. E.23 y a un bloque de PWM de Simulink. Las matrices de la transformada de Clark y la transformada inversa de Clark, empleadas en el diagrama de simulación de la Fig. E.25, están dadas por:

$$T_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; \quad T_{inv} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (E.6)$$

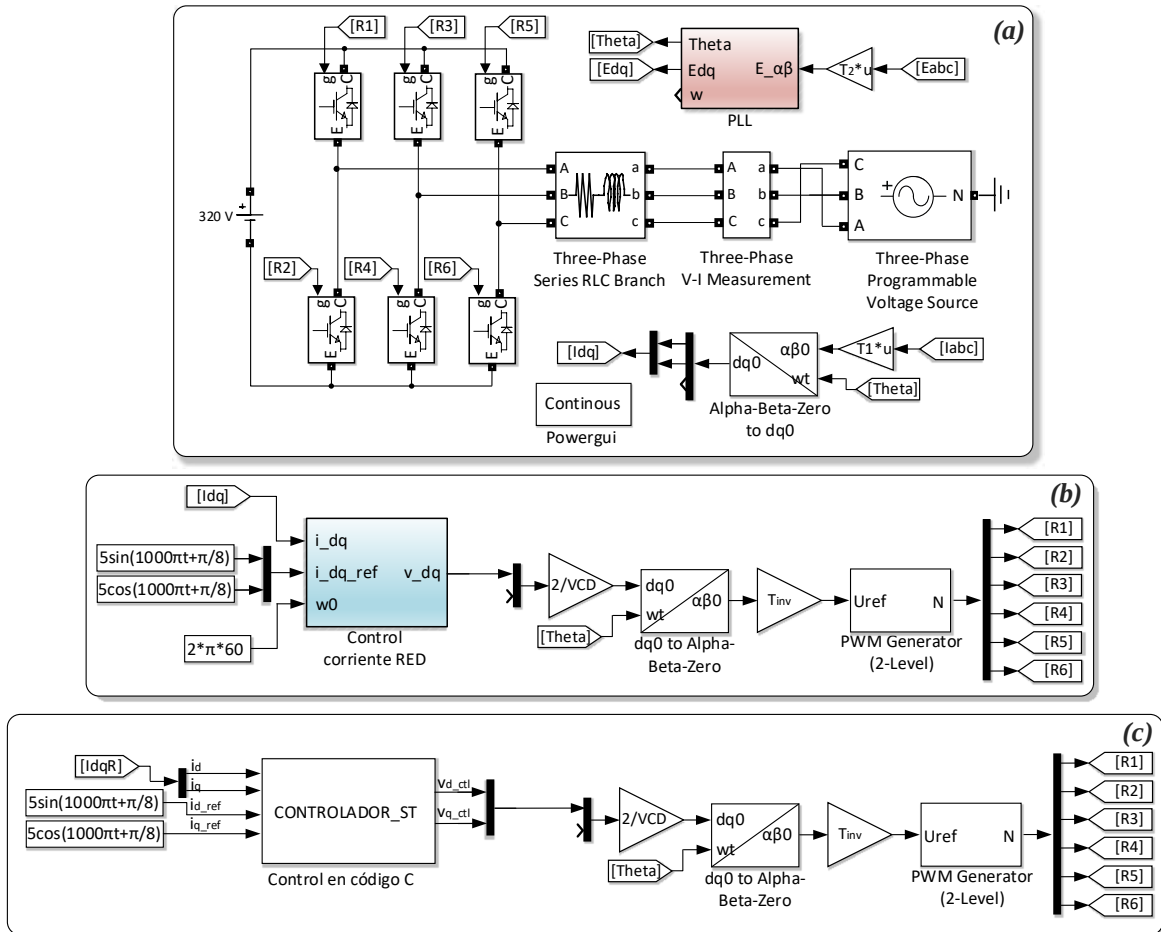


Fig. E.25 – Diagrama de la simulación para el controlador de control ST de corrientes con módulo PWM programado a 30 kHz usando PWM asimétrico. (a) Convertidor del lado de la red en base a transistores (b) Controlador ST en base a bloques de Simulink, (c) Controlador ST en código C.

Los resultados de análisis de esta simulación son presentados en la Fig. E.26, donde nuevamente se comparan los resultados del modelo de bloques del controlador ST con su equivalente programado en código C. Se observa que los controladores comparados presentan una dinámica transitoria ligeramente distinta. Sin embargo, el comportamiento en estado estable idéntico. Al comparar los resultados de la simulación de la Fig. E.24 con los resultados de simulación de la Fig. E.26 se observa que éstos son muy parecidos el uno con el otro en cuestiones de comportamiento dinámico. La diferencia más notoria entre estos resultados es el rizado de alta frecuencia de la corriente presente en la Fig. E.26. Este rizado es debido a la interacción de la no linealidad del sistema de control con el PWM del convertidor. A pesar de estas pequeñas diferencias, los resultados obtenidos demuestran que el controlador ST programado en código C funciona adecuadamente.

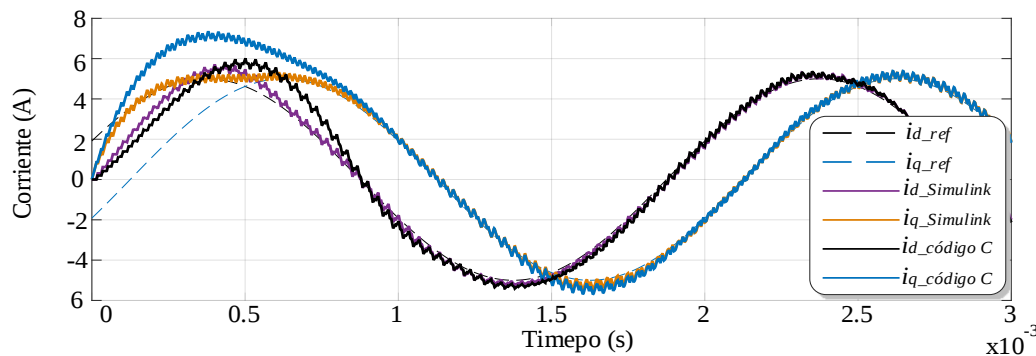


Fig. E.26 – Comparación en simulación del controlador ST programado en código C y el controlador ST programado usando bloques continuos de Simulink y programado en un convertidor usando transistores.

E.5 Controlador de tensión del bus de CD

El lazo de control de tensión del bus de CD es implementado simplemente agregando al sistema de control de corrientes de la Fig. E.19 un controlador PI extra. El lazo de control resultante es mostrado por la Fig. E.27 (b), el cual es empleado como diagrama de flujo para la construcción del código C del controlador de tensión del bus de CD. El diagrama de bloques de Simulink del controlador PI es presentado en la Fig. E.28.

Para realizar la programación del controlador de tensión se recurre nuevamente a las librerías “add_lib.h”, “Convertidor.h”, “Integrador.h” y “math.h”. Para construir el código del controlador de tensión del bus de CD, se reutiliza el código de la Fig. E.20, pero le agrega un integrador adicional para el controlador PI de la tensión del bus de CD. También se agregan las entradas de la medición de la tensión y la referencia del bus de CD. El código resultante es mostrado por la Fig. E.29. Este código está dividido en ocho partes, que son: la asignación de las mediciones en el objeto RED, el cálculo del error del controlador de tensión, la ejecución del controlador de tensión, el cálculo del error de controlador ST de corriente, el cálculo de la función signo, la ejecución de los integradores del sistema, el cálculo de las tensiones del convertidor y la asignación de las señales de salida del código.

Al ejecutar el código de MATLAB, mostrado por la Fig. E.30, se abre un diagrama de simulación. Este diagrama de simulación contiene un bloque, el cual solo requiere que se le asigne el tiempo de muestreo de 1/60000 en sus opciones, para funcionar adecuadamente.

Para la verificación del controlador de tensión CD programado en lenguaje C, se realizan dos simulaciones en base a la Fig. E.27. En una simulación se usa el controlador de tensión

del bus de CD, implementado con bloques de Simulink y mostrado en la Fig. E.27 (b), y en la otra se usa el bloque de la función-S que contienen el código en lenguaje C del controlador de tensión CD, el cual es mostrado en la Fig. E.27 (c).

El diagrama de simulación en estas simulaciones es mostrado por la Fig. E.27 (a), donde se ha incluido un capacitor en el bus de CD y un sensor para medir la tensión de dicho capacitor. Todos los estados iniciales del convertidor están establecidos en cero a excepción de la tensión del bus de CD, la cual se establece en 310 V. La configuración del sistema es la siguientes: $L = 2.5 \text{ mH}$, $R = 0.15 \text{ ohm}$, la capacitancia del bus de CD es $C = 6.6 \text{ mF}$, la tensión de la red es de 140 V rms de línea. El PLL empleado es el mismo que se muestra en la Fig. E.13, cuyas ganancias son:

$$k_{iPLL} = 126.895, \quad k_{pPLL} = 1.166 \quad (\text{E.7})$$

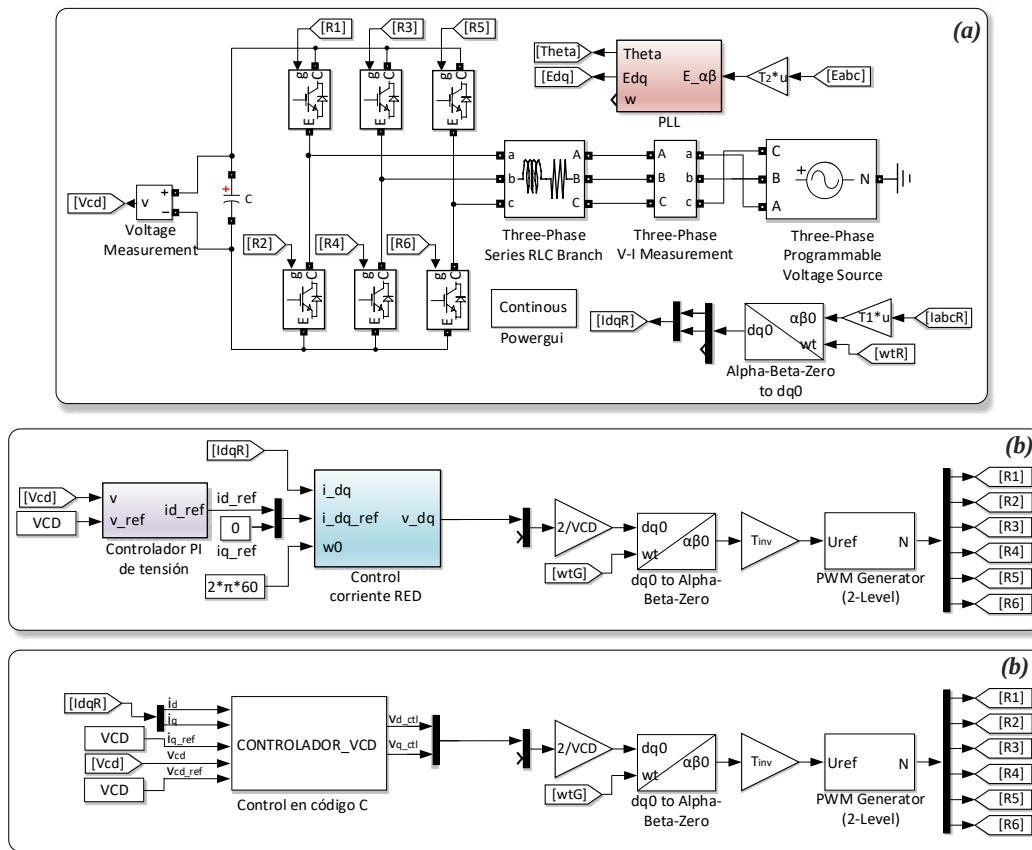


Fig. E.27 – Diagrama de la simulación para el controlador de tensión del bus de CD con módulo PWM programado a 30 kHz usando PWM asimétrico. (a) Convertidor del lado de la red en base a transistores (b) Controlador VCD en base a bloques de Simulink, (c) Controlador VCD en código C.

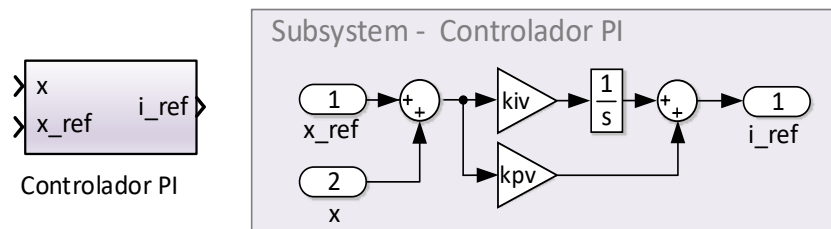


Fig. E.28 – Diagrama de simulación de un controlador PI.

```

1  #include "Convertidor.h"//..... Variables del convertidor
2  #include "math.h"//..... Funciones matematicas
3  #include "Integrador.h"//..... Integrador
4  #include "add_lib.h"
5  //Delcaración del objeto RED
6  CONVERTIDOR RED = PARAMETROS_INICIALES_CONVERTIDOR;
7  //Delcaración de los integradores del sistema de control de corrientes
8  INTEGRADOR PI_ID = INTEGRADOR_DEFAULTS; // <- integrador del eje d
9  INTEGRADOR PI_IQ = INTEGRADOR_DEFAULTS; // <- integrador del eje q
10 INTEGRADOR PI_VCD= INTEGRADOR_DEFAULTS; // <- integrador del bus de cd
11
12 11 float CONTROL_VCD(float Id,float Iq,float Iq_ref,float Vcd,float
13 Vcd_ref,double *Vq_out)
14 {
15     //(1) ASIGNACIÓN DE VARIABLES
16     RED.Id = Id;
17     RED.Iq = Iq;
18     RED.Iq_ref = Iq_ref;
19     RED.Vcd = Vcd;
20     RED.Vcd_ref = Vcd_ref;
21     //(2) CÁLCULO DEL ERROR DEL CONTROLADOR DE Tensión
22     RED.Vcd_Error = RED.Vcd_ref - RED.Vcd;//.... Error del eje d
23     //(3) CÁLCULO DEL CONTROLADOR DE Tensión
24     PI_VCD.IN = RED.kiCD * RED.Vcd_Error;
25     EJECUTAR_INTEGRADOR(PI_VCD); // Calculo del integrador
26     RED.Id_ref = RED.kpCD * RED.Vcd_Error + PI_VCD.OUT;
27     //(4) CÁLCULO DEL ERROR DEL CONTROLADOR DE CORRIENTES
28     RED.Id_Error = RED.Id_ref - RED.Id;//..... Error del eje d
29     RED.Iq_Error = RED.Iq_ref - RED.Iq;//..... Error del eje q
30     //(5) CÁLCULO DE LA FUNCIÓN SIGNO VECTORAIL
31     RED.Norm = sqrt(RED.Id_Error*RED.Id_Error + RED.Iq_Error*RED.Iq_Error);
32     RED.Sqrt_norm = sqrt(RED.Norm);
33     if (RED.Norm != 0){
34         RED.Sign_Id = RED.Id_Error/RED.Norm;
35         RED.Sign_Iq = RED.Iq_Error/RED.Norm;}
36     else{
37         RED.Sign_Id = 0;
38         RED.Sign_Iq = 0;}}
39     //(6) EJECUCIÓN DE LOS INTEGRADORES
40     PI_ID.IN = RED.kii * RED.Id_Error + RED.w0 * RED.kis * RED.Sign_Id;
41     PI_IQ.IN = RED.kii * RED.Iq_Error + RED.w0 * RED.kis * RED.Sign_Iq;
42     EJECUTAR_INTEGRADOR(PI_ID); // Calculo del integrador
43     EJECUTAR_INTEGRADOR(PI_IQ); // Calculo del integrador
44     //(7) CÁLCULO DE LA SALDA DE CONTROL
45     RED.Vd_CONTROL = RED.kpi*RED.Id_Error + PI_ID.OUT +
46     RED.w0*RED.kps*RED.Sign_Id*RED.Sqrt_norm;
47     RED.Vq_CONTROL = RED.kpi*RED.Iq_Error + PI_IQ.OUT +
48     RED.w0*RED.kps*RED.Sign_Iq*RED.Sqrt_norm;
49     //(8) SALIDAD DEL BLOQUE
50     *Vq_out = RED.Vq_CONTROL;//..... Salida (2)
51     return RED.Vd_CONTROL;//..... Salida (1)
52 }

```

Fig. E.29 – Código en lenguaje de programación C para ejecutar el lazo de control de tensión CD.

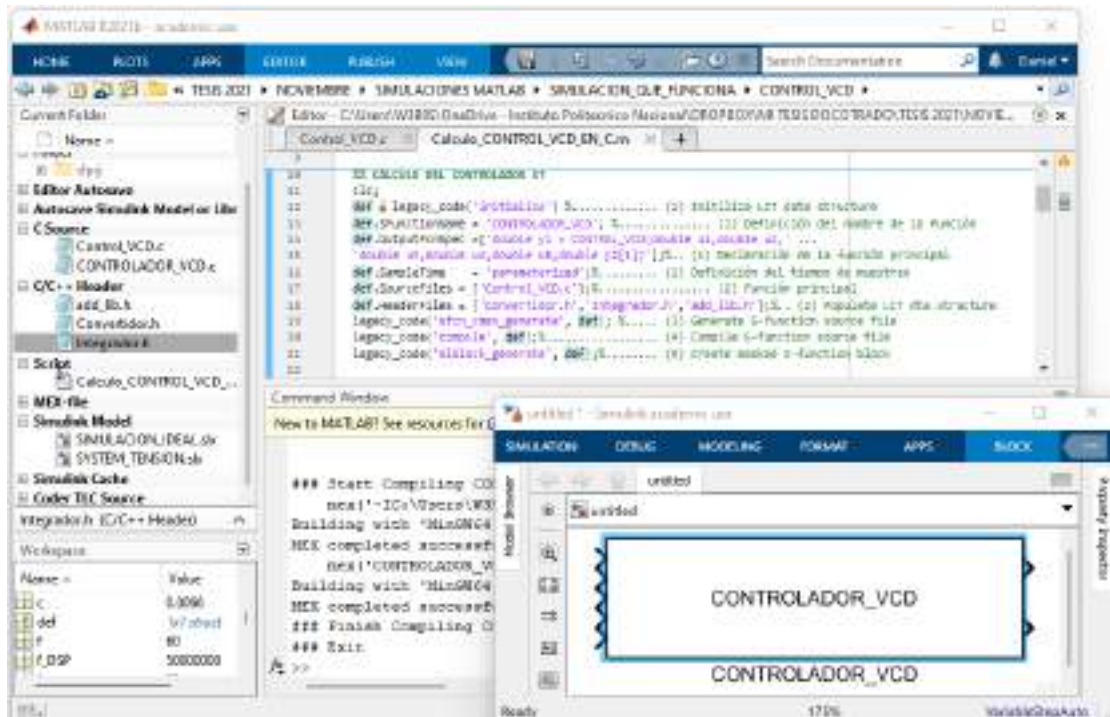


Fig. E.30 – Captura de pantalla de MATLAB de la compilación del código del controlador de tensión CD.

Las ganancias del controlador ST de corriente son:

$$k_i = 12745, \quad k_p = 6.73, \quad k_1 = 500, \quad k_2 = 0.0355 \quad (\text{E.8})$$

Las ganancias del controlador de tensión son calculadas para un controlador con frecuencia de cruce de 30 Hz y un margen de fase de 60 grados. Esto da por resultado:

$$k_{pDC} = -2.454; \quad k_{iDC} = -263.976 \quad (\text{E.9})$$

Los resultados de análisis de controlador son presentados en la Fig. E.31. En esta figura se comparan los resultados de simulación del modelo hecho a partir de bloques de Simulink, mostrado por la Fig. E.27 (b), y el algoritmo programado en código C, mostrado por la Fig. E.27 (c). En la Fig. E.31 se muestra como ambos algoritmos presentan la misma respuesta dinámica, lo cual valida el desempeño del código C presentado para este lazo de control.

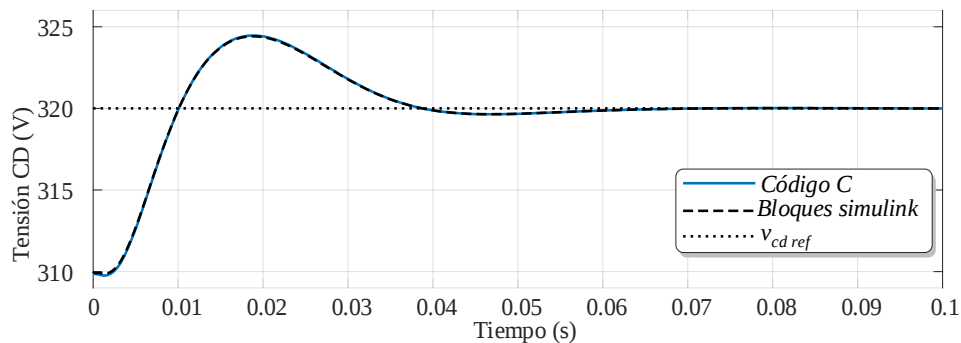


Fig. E.31 – Respuesta del lazo de control de tensión CD programado en código C y en bloques de Simulink.

E.6 Controlador de velocidad del GSIP

El lazo de control de control de velocidad del GSIP es idéntico al lazo de control de tensión del bus de CD, en el cual solo existen dos diferencias fundamentales, la primera es que la velocidad se controla en función de la corriente del eje q en lugar de la corriente del eje d , la segunda diferencia es que el GSIP trabaja a velocidad variable, por lo tanto, el algoritmo ST se adapta a esta variabilidad suministrando el valor absoluto de la velocidad del GSIP multiplicado por el número de polos en el puerto $w0$ del bloque de Simulink, como se muestra en la Fig. E.32 (b).

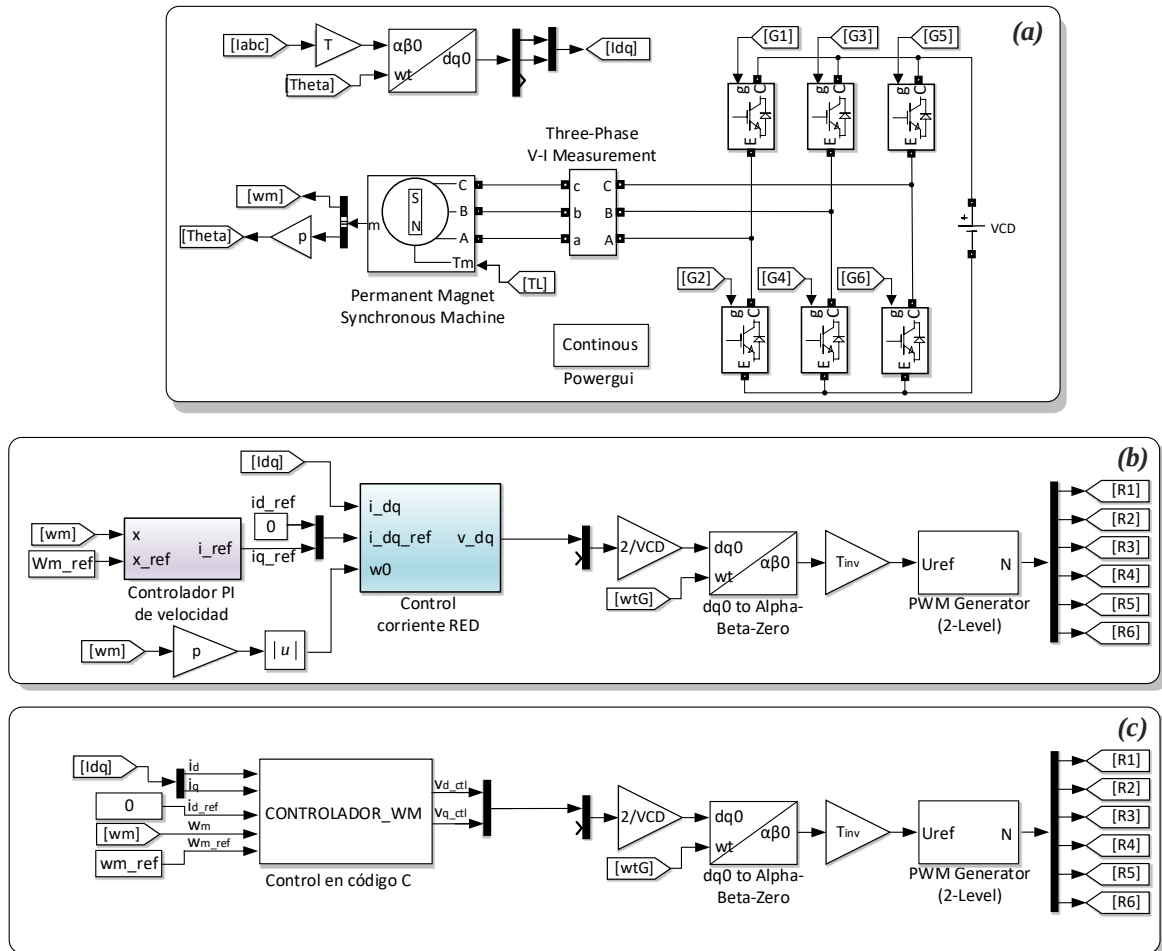


Fig. E.32 – Diagrama de la simulación para el controlador de velocidad del GSIP. (a) Convertidor del lado de la red en base a transistores (b) Controlador VCD en base a bloques de Simulink, (c) Controlador VCD en código C, (d) Modulo PWM programado a 30 kHz usando PWM asimétrico.

Estas modificaciones se realizan al código mostrado en la Fig. E.30. El código resultante se encuentra en la Fig. E.34. Otra modificación que se ha realizado es la definición del objeto CONVERTIDOR. En este caso, este objeto es nombrado GSIP para hacer alusión a que se trata del sistema de control de velocidad del GSIP. Este código es compilado en la función S que aparece en la Fig. E.32 (c)

Al ejecutar el código de MATLAB, mostrado por la Fig. E.33, se abre un diagrama de simulación. Este diagrama de simulación contine el bloque de control de la velocidad del

GSIP, el cual solo requiere que se le asigne el tiempo de muestreo de $1/60000$ en sus opciones, para funcionar adecuadamente.

Para la obtención de los resultados de simulación, los estados iniciales del convertidor están establecidos todos en cero. La configuración del sistema es la siguientes: $L = 2.5 \text{ mH}$, $R = 0.15 \text{ ohm}$, la inercia del rotor es $J = 0.01728 \text{ kg-m}^2$, y la fricción viscosa es $f_v = 7.14 \times 10^{-5}$. Las ganancias del controlador de corriente están dadas por:

$$k_i = 12745, \quad k_p = 6.73, \quad k_1 = 500, \quad k_2 = 0.0355 \quad (\text{E.10})$$

Las ganancias del controlador velocidad son calculadas para un controlador con frecuencia de cruce de 10 Hz y un margen de fase de 60 grados. Esto da por resultado:

$$k_{p\omega} = 1.23; \quad k_{i\omega} = 44.562 \quad (\text{E.11})$$

Los resultados de análisis de este lazo de control son presentados en la Fig. E.35, donde se comparan los resultados de simulación de un modelo de bloques de Simulink, mostrado por la Fig. E.32 (b), y el algoritmo programado en código C, mostrado por la Fig. E.32 (c). En la Fig. E.35 se muestra como ambos algoritmos presentan la misma respuesta dinámica, lo cual valida el desempeño del código C presentado para el controlador de velocidad del GSIP.

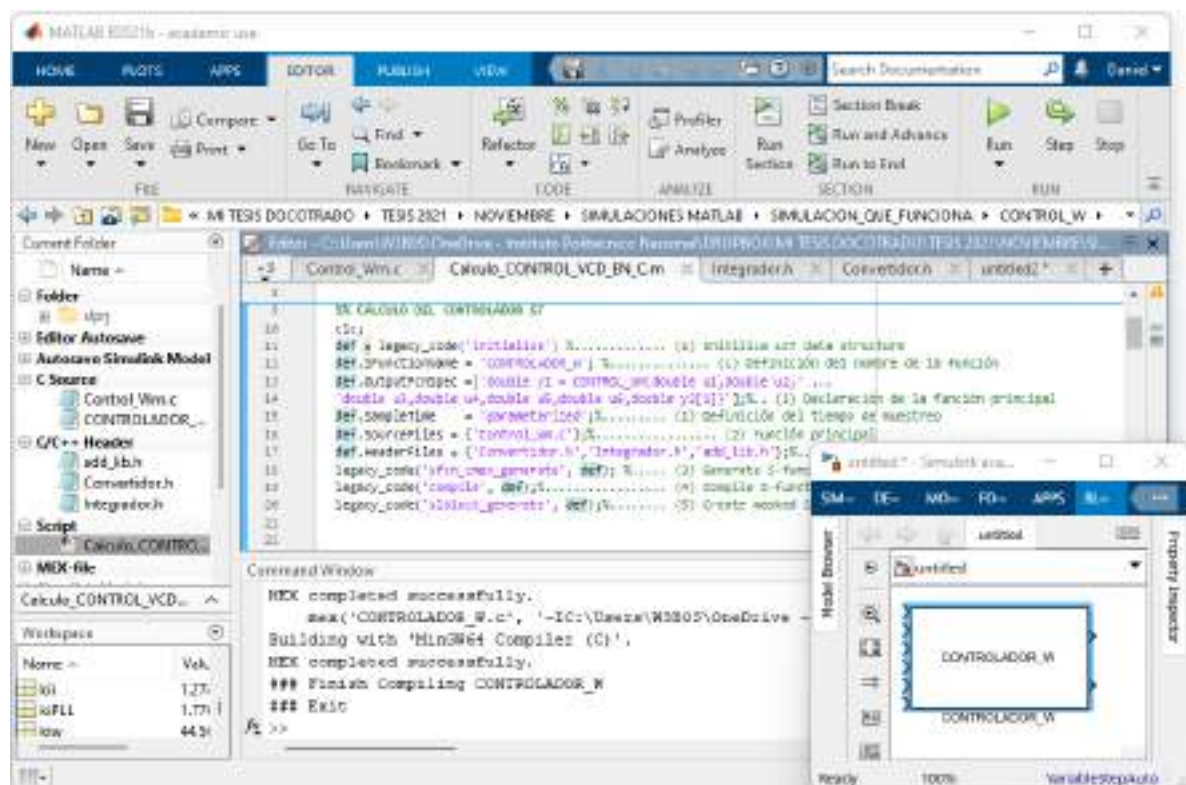


Fig. E.33 – Captura de pantalla de MATLAB de la compilación del código C del controlador de velocidad.

```

1  #include "Convertidor.h"//..... Variables del convertidor
2  #include "math.h"//..... Funciones matematicas
3  #include "Integrador.h"//..... Integrador
4  #include "add_lib.h"
5  //Declaración de los objetos
6  CONVERTIDOR GSIP = PARAMETROS_INICIALES_CONVERTIDOR;
7  INTEGRADOR PI_ID      = INTEGRADOR_DEFAULTS; // <- integrador del eje d
8  INTEGRADOR PI_IQ      = INTEGRADOR_DEFAULTS; // <- integrador del eje q
9  INTEGRADOR PI_WM      = INTEGRADOR_DEFAULTS; // <- integrador velocidad
10 11 float CONTROL_WM(float Id,float Iq,float Id_ref,float Iq_ref,float
11  wm,float wm_ref,double *Vq_out)
12  {
13      //(1) ASIGNACIÓN DE VARIABLES
14      GSIP.Id = Id;
15      GSIP.Iq = Iq;
16      GSIP.Id_ref = Id_ref;
17      //GSIP.Iq_ref = Iq_ref;
18      GSIP.Wm = wm;
19      GSIP.Wm_ref = wm_ref;
20      GSIP.w0 = abs(GSIP.Wm)*GSIP.poles; // <- Adaptación a la velocidad
21      //(2) CÁLCULO DEL ERROR DE CONTROLADOR DE TENSIÓN
22      GSIP.Wm_Error = GSIP.Wm_ref - GSIP.Wm;//..... Error del eje d
23      //(3) CÁLCULO DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD
24      PI_WM.IN = GSIP.kiW * GSIP.Wm_Error;
25      EJECUTAR_INTEGRADOR(PI_WM); // Calculo del integrador
26      GSIP.Iq_ref = GSIP.kpW * GSIP.Wm_Error + PI_WM.OUT;
27      //(4) CÁLCULO DEL ERROR DE CONTROLADOR DE CORRIENTE
28      GSIP.Id_Error = GSIP.Id_ref - GSIP.Id;//..... Error del eje d
29      GSIP.Iq_Error = GSIP.Iq_ref - GSIP.Iq;//..... Error del eje q
30      //(5) CÁLCULO DE LA FUNCIÓN SIGNO VECTORAIL
31      GSIP.Norm = sqrt(GSIP.Id_Error*GSIP.Id_Error +
32      GSIP.Iq_Error*GSIP.Iq_Error);
33      GSIP.Sqrt_norm = sqrt(GSIP.Norm);
34      if (GSIP.Norm != 0){
35          GSIP.Sign_Id = GSIP.Id_Error/GSIP.Norm;
36          GSIP.Sign_Iq = GSIP.Iq_Error/GSIP.Norm;}
37      else{
38          GSIP.Sign_Id = 0;
39          GSIP.Sign_Iq = 0;}
40      //(6) EJECUCIÓN DE LOS INTEGRADORES
41      PI_ID.IN = GSIP.kii * GSIP.Id_Error + GSIP.w0 * GSIP.kis * GSIP.Sign_Id;
42      PI_IQ.IN = GSIP.kii * GSIP.Iq_Error + GSIP.w0 * GSIP.kis * GSIP.Sign_Iq;
43      EJECUTAR_INTEGRADOR(PI_ID); // Calculo del integrador
44      EJECUTAR_INTEGRADOR(PI_IQ); // Calculo del integrador
45      //(7) CÁLCULO DE LA SALDA DE CONTROL
46      GSIP.Vd_CONTROL = GSIP.kpi * GSIP.Id_Error + PI_ID.OUT + GSIP.w0 *
47      GSIP.kps * 57 GSIP.Sign_Id*GSIP.Sqrt_norm;
48      GSIP.Vq_CONTROL = GSIP.kpi * GSIP.Iq_Error + PI_IQ.OUT + GSIP.w0 *
49      GSIP.kps * GSIP.Sign_Iq*GSIP.Sqrt_norm;
50      //(8) SALIDA DEL BLOQUE
51      *Vq_out = GSIP.Vq_CONTROL;//..... Salida (2)
52      return GSIP.Vd_CONTROL;//..... Salida (1)
53  }

```

Fig. E.34 – Código en lenguaje de programación C para ejecutar un lazo de control de velocidad del GSIP.

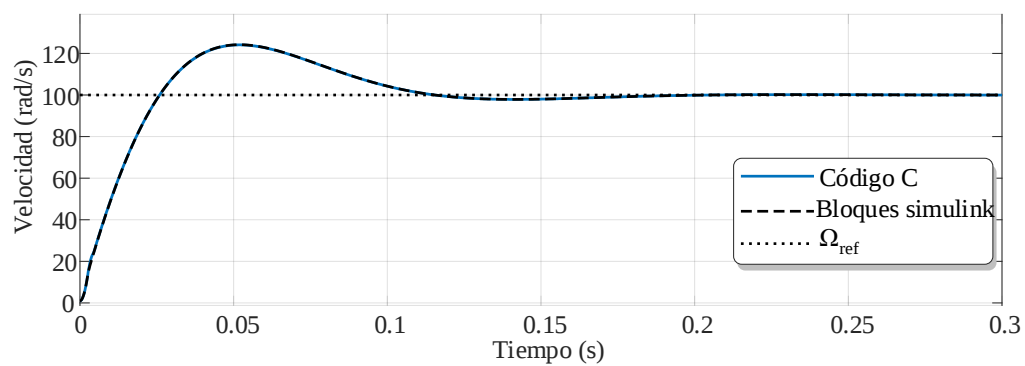


Fig. E.35 – Comparación en simulación del lazo de control de tensión CD programado en código C y programado usando bloques de Simulink.

APÉNDICE F

PARÁMETROS DEL SISTEMA

F.1 Parámetros del sistema de control del generador

Los parámetros del motor síncrono de imanes permanentes (MSIP), empleado como emulador eólico, los parámetros del generador síncrono de imanes permanentes (GSIP) y las ganancias de control del GSIP son mostrados en la Tabla F.1.

Tabla F.1 – Parámetros del convertidor del lado del GSIP.

Parámetro	Valor	Unidades	Descripción
GSIP y MSIP			
R_g	0.15	Ohms	Resistencia del estator
L_d	2.5	mH	Inductancia del eje- d del estator
L_q	2.5	mH	Inductancia del eje- q del estator
Ω_{nom}	2000	rpm	Velocidad nominal
T_{nom}	36.9	Nm	Par nominal
V_{nom}	220	V	Tensión nominal
J	0.0172	kgm ² /rad	Inercia del rotor
K_e	0.0855	V/rpm	Constante eléctrica
p	4		Número de pares de polos
Encoder	4096	ppr	Resolución del sensor mecánico
Ganancias del controlador PI de corriente			
ω_c	500	Hz	Ancho de banda
MF	$\pi/3$	radianes	Margen de fase
k_p	6.73		Ganancia proporcional
k_i	12745		Ganancia integral
Ganancias del controlador ST			
k_1	800		Ganancia integral
k_2	0.058		Ganancia proporcional
Ganancias del controlador PI de velocidad			
ω_c	30	Hz	Ancho de banda
MF	$\pi/3$	radianes	Margen de fase
$k_{p\omega}$	3.43		Ganancia proporcional
$k_{i\omega}$	371.61		Ganancia integral
FPB de 2º orden para la medición de la velocidad			
ω_f	250	Hz	Ancho de banda
κ	$1/\sqrt{2}$		Coeficiente de amortiguamiento

F.2 Parámetros del sistema de control de la red

Los parámetros del convertidor del lado de la red, los parámetros del filtro L conectado a la red y las ganancias del sistema de control de la energía inyectada a la red son mostrados por la Tabla F.2.

Tabla F.2 – Parámetros del convertidor del lado de la red.

Parámetro	Valor	Unidades	Descripción
Convertidor BTB			
V_{cc}	800	V	Tensión máxima de operación del bus de CD
$\bar{v}_{cd}$	320	V	Tensión de operación del bus de CD
f_s	30	kHz	Frecuencia de conmutación
C	6.6	mF	Capacitancia del bus de CD
t_{min}	0.4	μs	Periodo mínimo de tiempo muerto
Red eléctrica			
V_{LL}	140	V	Tensión eficaz de línea a línea de la red
f_r	60	Hz	Frecuencia de la red
Filtro L			
R	0.15	Ohms	Resistencia del filtro L conectado a la red
L	1.2	mH	Resistencia del filtro L conectado a la red
I_{nom}	25	A	Corriente nominal del filtro L conectado a la red
Lazo de sincronización a la red			
ω_c	30	Hz	Ancho de banda
MF	$\pi/3$	radianes	Margen de fase
k_{pPLL}	1.166		Ganancia proporcional
k_{iPLL}	126.89		Ganancia integral
Ganancias del controlador PI de corriente			
ω_c	500	Hz	Ancho de banda
MF	$\pi/3$	radianes	Margen de fase
k_p	3.1898		Ganancia proporcional
k_i	6329.9		Ganancia integral
Ganancias del controlador ST			
k_1	800		Ganancia integral
k_2	0.0402		Ganancia proporcional
Ganancias del controlador PI de tensión de CD			
ω_c	30	Hz	Ancho de banda
MF	$\pi/3$	radianes	Margen de fase
$k_{p\omega}$	-1.918		Ganancia proporcional
$k_{i\omega}$	-206.23		Ganancia integral
FPB de 2º orden para la medición de la tensión de CD			
ω_f	250	Hz	Ancho de banda
κ	$1/\sqrt{2}$		Coeficiente de amortiguamiento

F.3 Estructura del filtro y referencias de control

Tanto en el convertidor del lado del generador como en el convertidor del lado de la red se emplea un filtro pasa bajos (FPB) de segundo orden para filtrar las mediciones de tensión de corriente directa (CD) y la medición de la velocidad. Dicho filtro de segundo orden está dado por:

$$FPB = \frac{\omega_f^2}{s^2 + 2\kappa\omega_f s + \omega_f^2} \quad (F.1)$$

donde ω_f es la frecuencia de corte del filtro y κ es el coeficiente de amortiguamiento.

Finalmente, las referencias empleadas durante las pruebas realizadas al sistema de control del generador son mostradas por la Fig. F.1. La Fig. F.1 (a) muestra la referencia de velocidad, mientras que la Fig. F.1 (b) muestra la referencia de par de carga del generador.

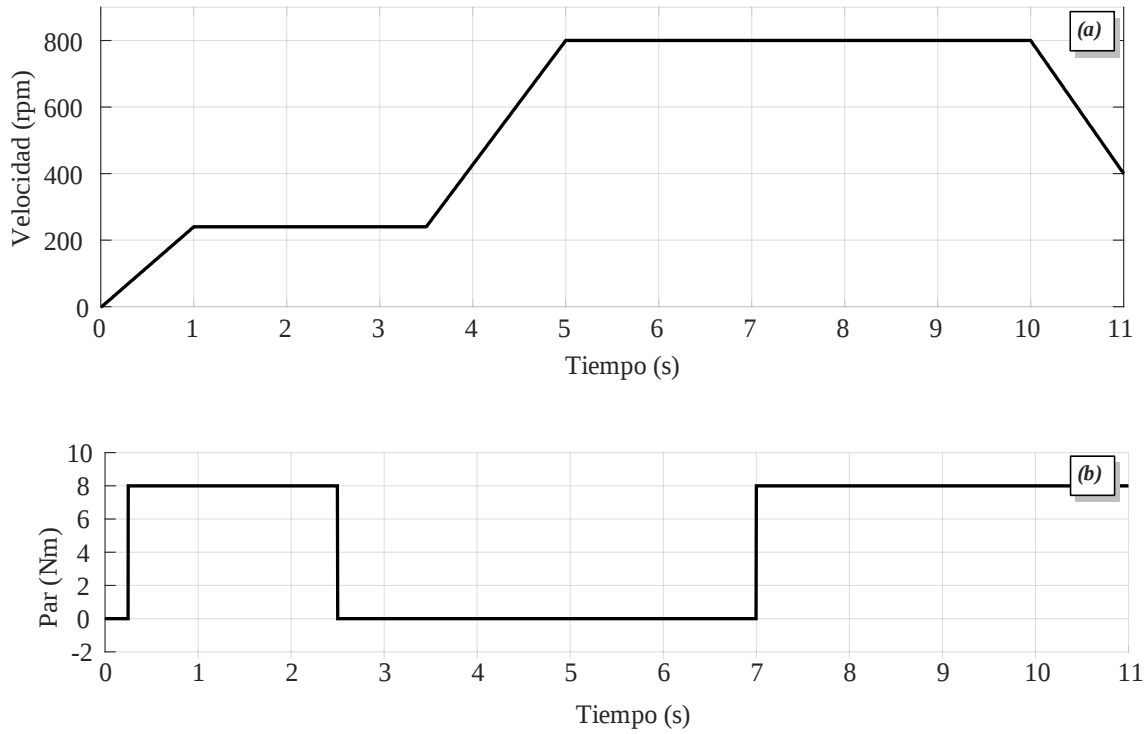


Fig. F.1 – Referencia para las simulaciones (a) Referencia de velocidad, (b) Referencia de par de carga.

APÉNDICE G

DESCRIPCIÓN DEL EQUIPO EMPLEADO

G.1 Máquina síncrona de imanes permanentes

La configuración experimental del sistema de conversión de energía eólica (SCEE) consta de un motor síncrono de imanes permanentes (MSIP) y un generador síncrono de imanes permanentes (GSIP). Ambas máquinas síncronas son de imanes permanentes superficiales de la marca *Control Techniques Unimotor*. Una fotografía de esta máquina es mostrada en la Fig. G.1. Ambas máquinas síncronas están acopladas mecánicamente, como se muestra en la Fig. G.2. Las características principales del MSIP y el GSIP empleados son su baja inercia, su capacidad de desarrollar altos valores de par y lo reducido del mantenimiento. La Tabla G.1 muestra una lista de los parámetros mecánicos y eléctricos más relevantes de las máquinas síncronas empleadas. En la configuración experimental, el MSIP y el GSIP están acoplados mecánicamente. Este acople mecánico es mostrado en la fotografía de la Fig. G.4, donde el MSIP es presentado a la izquierda y al GSIP es mostrado a la derecha.



Fig. G.1 – Fotografía del MSIP y del GSIP acoplados mecánicamente, tomada de [101].

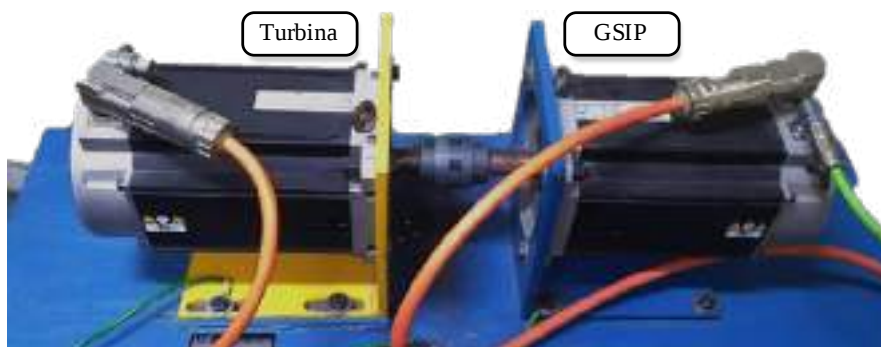


Fig. G.2 – Fotografía del MSIP y del GSIP acoplados mecánicamente [52].

Tabla G.1 – Parámetros del GSIP y del MSIP [52].

Especificación	Descripción	Unidades
Tensión nominal	220	V
Par nominal	36.9	Nm
Pico máximo de par	123	Nm
Par a rotor bloqueado	41.1	Nm
Velocidad nominal:	2000	<i>rpm</i>
Encoder incremental	4096	ppr
Inercia:	86.4.	kgcm ²
Peso del motor	33.9	kg
Potencia nominal	7.73	kW
Resistencia del estator	0.15	Ω
Inductancia del estator	2.5	mH
Constante de par	1.4	Nm/A
Constante eléctrica	85.5	V/krpm

G.2 Convertidor electrónico de potencia POWEREX

En la Fig. G.3 (a) se muestra uno de los dos convertidores de la marca Powerex empleados. El Powerex es un convertidor electrónico de potencia compuesto de seis transistores de compuerta bipolar aislada (IGBT por sus siglas en inglés). Los 6 IGBTs están contenidos en tres módulos Powerex de la serie F, como el que se muestran en la Fig. G.3 (b). El diagrama eléctrico de la Fig. G.4 presenta el arreglo de transistores del convertidor Powerex. Este convertidor incluye una estructura de bus de corriente directa (CD) laminado de baja inductancia, interfaces de accionamiento de puerta ópticamente aisladas, fuentes de alimentación de accionamiento de puerta aisladas y un banco de capacitores. Adicionalmente, el convertidor Powerex incluye protecciones por sobretensión, subtensión, sobrecorriente, sobrettemperatura y detección de cortocircuitos. Los datos más importantes de este convertidor son presentados en la Tabla G.2. De acuerdo con esta tabla, este convertidor es adecuado para operar con tensiones de bus de CD de hasta 800 V y frecuencias de conmutación superiores a los 20 kHz.

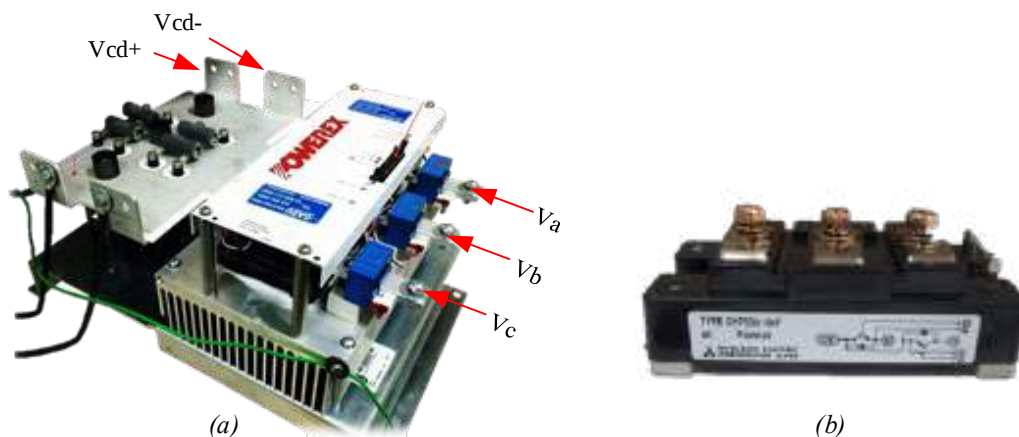


Fig. G.3 – Convertidor electrónico de potencia Powerex modelo POW-R-PAK PP75T120 empleado en esta tesis. (a) Fotografía del convertidor, (b) Fotografía del módulo que contiene dos IGBT en serie

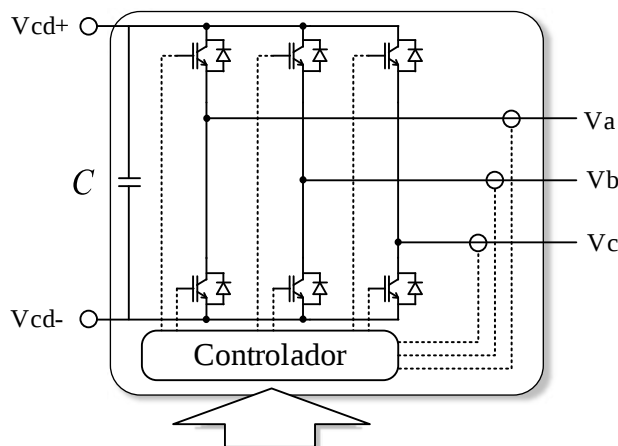


Fig. G.4 – Esquema de conexión del convertidor electrónico empleado en esta tesis [102].

Tabla G.2 – Especificaciones del convertidor Powerex [102].

Especificación	Símbolo	Descripción	Unidades
General			
Tensión CC nominal	V_{cc}	800	V
Temperatura de operación	T_{op}	-40 a +150	°C
Voltaje de aislamiento, CA 1 minuto, 60 Hz sinusoidal	V_{iso}	2500	V
Capacitancia del bus de CD		3.3	mF
IGBT			
Corriente de colector ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	I_C	75	A
Corriente de colector pico ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	I_{CM}	150	A
Corriente del emisor	I_E	75	A
Corriente pico del emisor	I_{EM}	150	A
Disipación máxima del colector ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	P_C	33.9	kg
Tensión de saturación del Colector - emisor	$V_{CE(sat)}$	1.9	V
Tensión del Colector - emisor	V_{CE}	3.5	V
Tiempos de conmutación de carga inductiva			
Tiempo de activación	$t_{d(on)}$	100	ns
Tiempo de subida	t_r	50	ns
Tiempo de desactivación	$t_{d(off)}$	400	ns
Tiempo de bajada	t_f	300	ns
Tiempo de recuperación inversa del diodo	$t_{d(off)}$	400	ns
Carga de recuperación inversa del diodo	Q_{rr}	3.1	μC
Desactivación por sobrecorriente		125	A
Desactivación por sobretemperatura		98	°C
Descativación por sobretensión		920	V

G.3 Reactores para la conexión a la red

En la Fig. G.5 muestra la fotografía del filtro de potencia (reactor) empleado para conectar al SCEE a la red. Los parámetros del reactor empleado son presentados en la Tabla G.3.

Tabla G.3 – Parámetros del filtro empleado.

Parámetro	Valor	Unidad	Descripción
Inverter			
R	0.15	ohm	resistencia
L	1.2	mH	Inductancia
I_{nom}	25	A	Corriente nominal



Fig. G.5 – Fotografía del filtro RL empleado en el convertidor. (a) Vista lateral, (b) Vista superior.

G.4 El Unidrive

En la Fig. G.6 (a) se muestra uno de los dos convertidores de la marca Unidrive empleados. El Unidrive es un convertidor electrónico comercial con controladores embebidos. Este convertidor puede trabajar como inversor y como rectificador controlado. Para usar el Unidrive, solo es necesario conectarlo adecuadamente al sistema, configurar su modo de operación y ajustar las ganancias de sus controladores. Los dos modos de operación empleados en esta tesis son: modo Regen y modo Servo. El modo Servo es utilizado para controlar al MSIP y el modo Regen se emplea para conectar al MSIP a la red eléctrica. La tensión del bus CD de este convertidor se establece en 420 volts. Una fotografía de ambos convertidores es mostrada en la Fig. G.6 (b). El diagrama de conexión del convertidor BTB 2 es mostrado en la Fig. G.7.

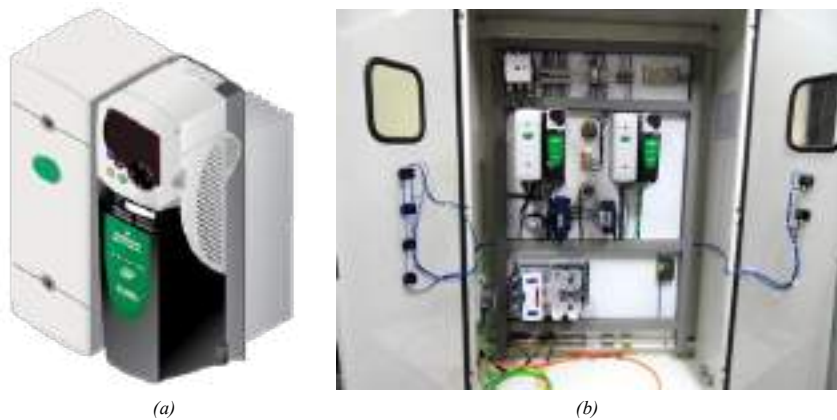


Fig. G.6 – Convertidor BTB 2. (a) Ilustración del Unidrive SP 320I, (b) Fotografía del convertidor BTB 2 instalado en el laboratorio.

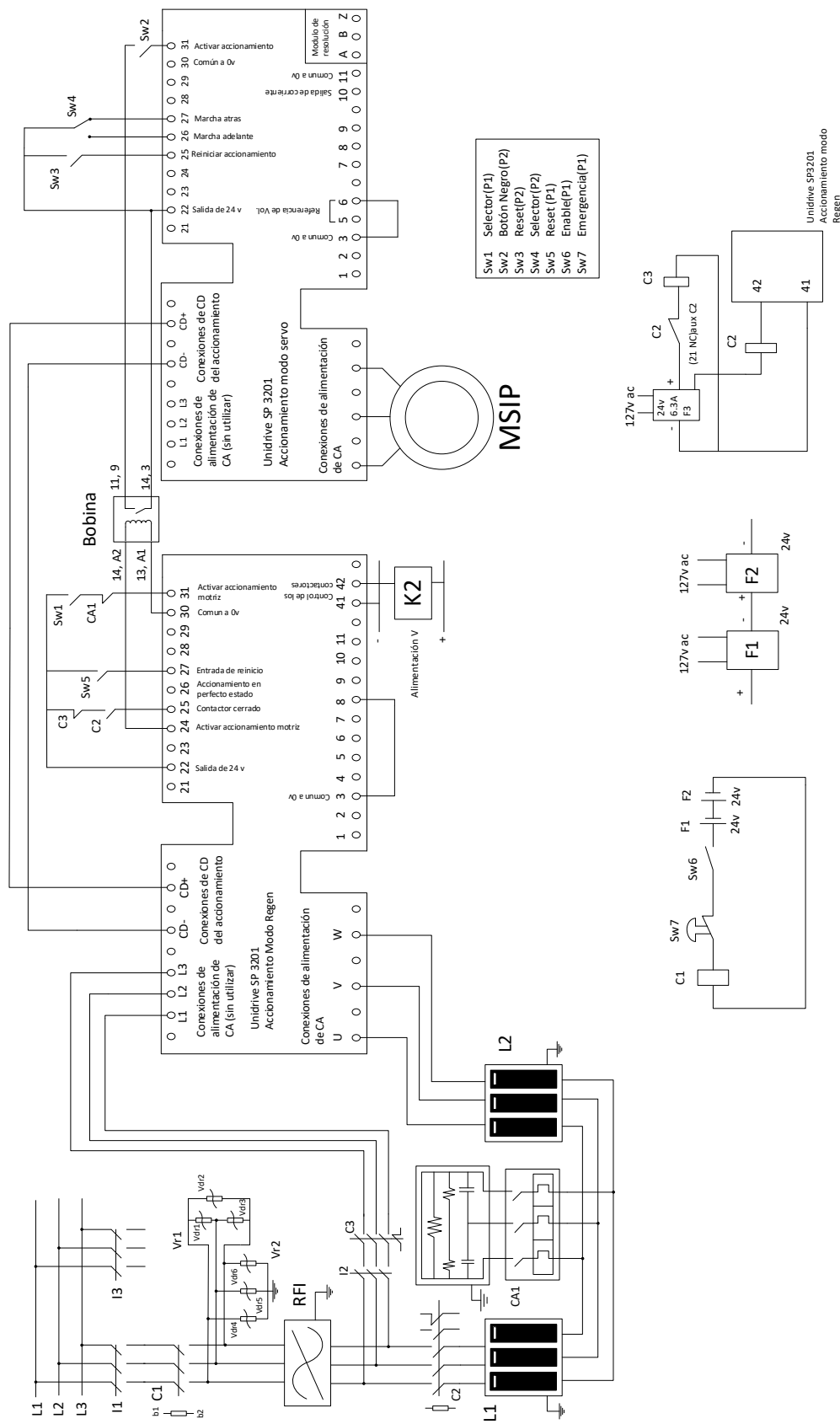


Fig. G.7 – Esquema de conexión de los convertidores Unidrive SP 3201 en el laboratorio [52].

G.5 El microcontrolador

El microcontrolador empleado en esta tesis es mostrado en la Fig. G.8. Este microcontrolador es de la marca Texas Instrument, modelo TMS320F2837xD y cuenta con dos núcleos principales y dos núcleos secundarios. Cada uno de los dos núcleos principales cuenta con una unidad de punto flotante y unidad trigonométrica, las cuales permiten implementar lazos de control vectorial. Este microcontrolador es ideal para la implementación del sistema de control vectorial de modos deslizantes propuesto en esta tesis, ya que este algoritmo requiere el cálculo de varias raíces cuadradas y algunas divisiones. Estas operaciones matemáticas se realizan de manera rápida haciendo uso de la unidad trigonométrica. Los núcleos secundarios solo cuentan con unidad de punto flotante; sin embargo, éstos pueden ejecutar código de manera independiente a los núcleos principales. Las características más sobresalientes del TMS320F2837xD son enlistadas a continuación [103]:



Fig. G.8 – Fotografía de microcontrolador TMS320F2837xD empleado en esta tesis.

- Dos CPU TMS320C28x de 32-bits.
- Reloj central de 200 MHz.
- Unidad de punto flotante de precisión simple IEEE 754.
- Unidad de matemáticas trigonométricas (TMU por sus siglas en inglés).
- Unidad de matemáticas complejas.
- 1 MB (512 KW) de memoria flash.
- 204 KB (102 KW) de memoria RAM.
- Hasta 169 Entradas/Salidas de propósito general (GPIO por sus siglas en inglés).
- Dos puertos seriales de multicanal con memoria (McBSP por sus siglas en inglés).
- Cuatro interfaces de comunicación serial (SCI/UART por sus siglas en inglés).
- Dos interfaces I2C.
- Cuatro Convertidores analógico digital con resolución de 16-bit.
- 24 canales moduladores del ancho del pulso.
- Tres módulos de decodificación de los pulsos de encoder en cuadratura.

APÉNDICE H

METODOLOGÍA EN V PARA EL DESARROLLO DEL HARDWARE

La metodología en V propuesta en [73] es empleada en este documento para el desarrollo de un sistema de conversión de energía eólica (SCEE) emulado, el cual es empleado en la parte experimental. Como se observa en la Fig. H.1, este modelo se divide en 7 fases. A pesar de que las fases son secuenciales, en caso de existir alguna falla en fases avanzadas, siempre es posible regresar a fases anteriores, resolver el problema a través de la documentación literaria y modificar el proyecto, de manera que se pueda continuar con el proyecto. El proceso de ejecución de dichas fases es descrito detalladamente a continuación:

Fase 1: Especificaciones de requisitos de HW y SF.

Esta fase consiste en la definición de los requisitos de hardware (HW) y software (SF) del equipo. La definición del SW se define en el capítulo 2, 3 y 4. Mientras que la definición del HW se presenta en el capítulo 5. La única técnica que se emplea durante esta fase es la documentación literaria.

Fase 2: Diseño de alto nivel.

Consiste en el diseño global de los lazos de control SCEE. Esta fase se lleva a cabo en el capítulo 3.

Fase 3: Diseño en detalle.

Esta fase abarca el diseño detallado del SCEE. Esta fase se lleva a cabo mediante simulaciones en el capítulo 4, donde se construye un SCEE a partir del uso de bloques de programación de MATLAB/Simulink.

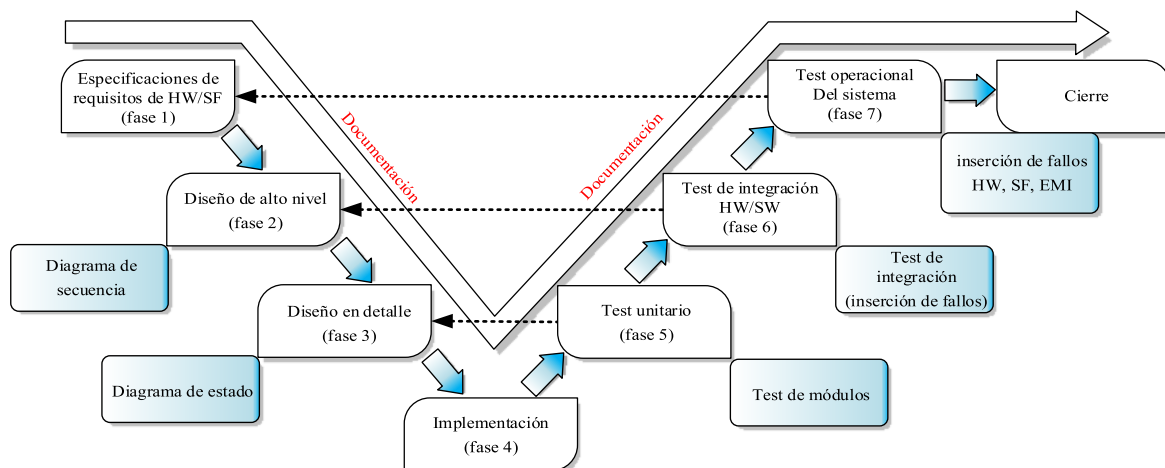


Fig. H.1 – Diagrama de la metodología en V empleada en esta tesis.

Fase 4: Implementación.

Esta fase se lleva a cabo en el laboratorio, empleando el equipo descrito en el apéndice G. Este equipo experimental se configura como se explica en la Sección 5.1 del capítulo 5.

Fase 5: Test unitario.

En esta fase se realizan pruebas a cada uno de los dispositivos implementados, de modo tal que se garantiza su correcta operación individual. Esta fase tiene el propósito de asegurar el correcto funcionamiento de los componentes individuales para así garantizar el correcto funcionamiento del todo. Esta fase se realizó durante la implementación del equipo.

Fase 6: Test de integración de HW y SW.

En esta fase se realizan pruebas de los componentes que integran el SCEE emulado en el laboratorio, la cual se lleva a cabo en el capítulo 5 de este documento. Los componentes implementados son: el sistema de adquisición de señales analógicas, el sistema de acoplamiento de señales digitales, los convertidores electrónicos, el emulador de turbina eólica y el generador síncrono de imanes permanentes.

Debido a que el algoritmo de control ST propuesto es un sistema de control diseñado para un SCEE que opera en condiciones de perturbaciones. Durante el capítulo 5 se realizan las pruebas pertinentes que demuestran el correcto funcionamiento del SCEE bajo perturbaciones.

Fase 7: Test operacional del sistema.

Las pruebas operacionales no son realizadas en este trabajo de tesis debido a que éstas no están consideradas dentro del alcance de este documento.

REFERENCIAS

- [1] M. A. Abdullah, T. Al-Hadhrami, C. W. Tan y A. H. Yatim, «Towards Green Energy for Smart Cities: Particle Swarm Optimization Based MPPT Approach,» *IEEE Access*, vol. 6, pp. 58427 - 58438, 2018.
- [2] R. Teodorescu, M. Liserre y P. Rodríguez, Grid converters for photovoltaic and wind power systems, Primera ed., Chichester, West Sussex,: John Wiley & Sons, Ltd, 2011.
- [3] A. Hemami, Wind turbine technology, New York: CENGAGE Learning, 2012.
- [4] Y. Venkata, D. Apparao, J. D. Mario, K. Samir y W. Bin, «PMSG-based wind energy conversion systems: survey on power converters and controls,» *IET Electric Power Applications*, vol. 11, nº 6, pp. 956 - 968, 2017.
- [5] Y. By Venkata, W. Bin, S. Paresh C., K. Samir y N. Mehdi, «High-Power Wind Energy Conversion Systems: State-of-the-Art and Emerging Technologies,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, nº 5, pp. 740 - 788, 2015.
- [6] H. Xu, J. Hu y Y. He, «Operation of Wind-Turbine-Driven DFIG Systems Under Distorted Grid Voltage Conditions: Analysis and Experimental Validations,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, nº 5, pp. 2354 - 2366, 2012.
- [7] A. Glumineau y J. de León, Sensorless AC Electric Motor Control, Robust Advanced Design Techniques and Applications, Switzerland: Springer, 2015.
- [8] G. T. de Paula, J. R. B. de A. Monteiro, B. P. Alvarenga, T. E. P. de Almeida, W. Pereira y M. Santana, «On-Load Back EMF of PMSM Using Maxwell Stress Tensor,» *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, nº 7, 2018.
- [9] L. Wang, Z. Q. Zhu, H. Bin y L. M. Gong, «Current Harmonics Suppression Strategy for PMSM With Nonsinusoidal Back-EMF Based on Adaptive Linear Neuron Method,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, nº 11, pp. 9164 - 9173, 2020.
- [10] H. Soltani, P. C. Loh, F. Blaabjerg y F. Zare, «Sources and mitigation of interharmonics in back-to-back controllable drives,» *16th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. Lappeenranta, Finland, 2014.
- [11] H. Kim, Y. Kwon, S. Chee y S. Sul, «Analysis and Compensation of Inverter Nonlinearity for Three-Level T-Type Inverters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, nº 6, pp. 4970 - 4980, 2017.
- [12] J. Wu, F. Lee y D. Boroyevich, «Elimination of low-frequency harmonics caused by PWM in a three-phase soft-switched boost rectifier,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, nº 2, pp. 483-489, 2002.
- [13] A. V. Oppenheim y W. Schafer Ronald, Discrete-Time Signal Processing, Pearson Hall, 2010.

- [14] T. Qiu, X. Wen y F. Zhao, «Adaptive-Linear-Neuron-Based Dead-Time Effects Compensation Scheme for PMSM Drives,» *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol. 31, n° 3, pp. 2530 - 2538, 2016.
- [15] M. David C., O. Milijana y S. M. Cox, «Dead-time effects on the voltage spectrum of a PWM inverter,» *IMA Journal of Applied Mathematics*, vol. 79, n° 6, p. 1061–1076, 2014.
- [16] IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Power and Energy Society, 2014.
- [17] S.-W. Kang y K.-H. Kim, «Sliding mode harmonic compensation strategy for power quality improvement of a grid-connected inverter under distorted grid condition,» *IET Power Electronics*, vol. 8, n° 8, p. 2015, 1461 - 1472.
- [18] Y. Liu, W. Wu, Y. He, Z. Lin, F. Blaabjerg y H. S.-H. Chung, «An Efficient and Robust Hybrid Damper for LCL- or LLCL-Based Grid-Tied Inverter With Strong Grid-Side Harmonic Voltage Effect Rejection,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 2, pp. 926 - 936, 2016.
- [19] R. Sinvula, K. M. Abo-Al-Ez y M. T. Kahn, «Harmonic Source Detection Methods: A Systematic Literature Review,» *IEEE Access*, vol. 7, pp. 74283 - 74299, 2019.
- [20] P. Shukl y B. Singh, «Grid Integration of Three-Phase Single-Stage PV System Using Adaptive Laguerre Filter Based Control Algorithm Under Nonideal Distribution System,» *IEEE Transactions on Industry Applications* (Vol. 55 , Issue 6), pp. 6193 - 6202, 2019.
- [21] X. Zong, P. A. Gray y P. W. Lehn, «New Metric Recommended for IEEE Standard 1547 to Limit Harmonics Injected Into Distorted Grids,» *IEEE Transactions on Power Delivery* , vol. 31, n° 3, pp. 963 - 972, 2016.
- [22] K. Heonyoung, H. Yongsu, L. Kibok y B. Subhashish, «A Sinusoidal Current Control Strategy Based on Harmonic Voltage Injection for Harmonic Loss Reduction of PMSMs With Non-Sinusoidal Back-EMF,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, n° 6, pp. 7032 - 7043, 2020.
- [23] P. Mattavelli, L. Tubiana y M. Zigliotto, «Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control,» *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol. 20, n° 6, pp. 1423 - 1431, 2005.
- [24] H. Geng, Z. Zheng, T. Zou, B. Chu y A. Chandra, «Fast Repetitive Control With Harmonic Correction Loops for Shunt Active Power Filter Applied in Weak Grid,» *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol. 55, n° 3, pp. 3198 - 3206, 2019.
- [25] G. Ertasgin, D. M. Whaley, W. L. Soong y N. Ertugrul, «Low-pass filter design of a current-source 1-ph grid-connected PV inverter,» *2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, 2016.

- [26] Q. Yan, X. Wu, X. Yuan y Y. Geng, «An Improved Grid-Voltage Feedforward Strategy for High-Power Three-Phase Grid-Connected Inverters Based on the Simplified Repetitive Predictor,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n° 5, pp. 3880 - 3897, 2016.
- [27] D. Li, Y. Iwaji, Y. Notohara y K. Kishita, «Harmonic Current Cancellation Method for PMSM Drive System using Resonant Controllers,» *2018 International Power Electronics Conference*, 2018.
- [28] J. Hu, H. Nian, H. Xu y Y. He, «Dynamic Modeling and Improved Control of DFIG Under Distorted Grid Voltage Conditions,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, n° 1, pp. 163 - 175, 2011.
- [29] H. A. Atheer, Q. Z. Z. y R. Yuan, «Reduction of Torque and Flux Ripples in Space Vector Modulation-Based Direct Torque Control of Asymmetric Permanent Magnet Synchronous Machine,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 2976 - 2986, 2017.
- [30] Z. Tang y B. Akin, «Suppression of Dead-Time Distortion Through Revised Repetitive Controller in PMSM Drives,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, n° 3, pp. 918 - 930, 2017.
- [31] N. Xie, Q. Xu, J. Zeng, X. Liu, W. Zhang y C. Zhang, «Novel hybrid control method for APF based on PI and FRC,» *The Journal of Engineering*, n° 16, pp. 3002 - 3006, 2019.
- [32] D. Chen, J. Zhang y Z. Qian, «An Improved Repetitive Control Scheme for Grid-Connected Inverter With Frequency-Adaptive Capability,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n° 2, pp. 814 - 823, 2013.
- [33] Z. Liu, B. Zhang, K. Zhou y J. Wang, «Virtual Variable Sampling Discrete Fourier Transform Based Selective Odd-Order Harmonic Repetitive Control of DC/AC Converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 7, pp. 6444 - 6452, 2017.
- [34] Q. Zhao, S. Chen, S. Wen, B. Qu y Y. Ye, «A Frequency Adaptive PIMR-Type Repetitive Control for a Grid-Tied Inverter,» *IEEE Access*, vol. 6, pp. 65418 - 65428, 2018.
- [35] X. X. Huo, S. J. Hu, H. H. Xu y D. S. Lv, «Harmonic elimination in multiple synchronous rotating reference frames of PMSG for wind power generation,» *2013 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices*, pp. 52-56, 2013.
- [36] G. Liu, B. Chen, K. Wang y S. Xinda, «Selective Current Harmonic Suppression for High-Speed PMSM Based on High-Precision Harmonic Detection Method,» *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, n° 6, pp. 3457 - 3468, 2019.
- [37] V. Blasko, «A Novel Method for Selective Harmonic Elimination in Power Electronic Equipment,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 22, n° 1, pp. 223 - 228, 2007.
- [38] L. Mirkin, «On Dead-Time Compensation in Repetitive Control,» *IEEE Control Systems Letters*, vol. 4, n° 4, pp. 791 - 796, 2020.

- [39] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman y A. Levant, *Sliding Mode Control and Observation*, New York: Birkhäuser Basel, 2014.
- [40] L. Ariel, «Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control,» *International Journal of Control*, vol. 6, n° 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [41] Y. Shtessel, M. Taleb y P. Franck, «A novel adaptive-gain supert-wisting sliding mode controller: Methodology and application,» *ELSELVIER, Automatica*, vol. 48, n° 5, pp. 759 - 769, 2012.
- [42] S.-H. Chang, P.-Y. Chen, Y.-H. Ting y S.-W. Hung, «Robust current control-based sliding mode control with simple uncertainties estimation in permanent magnet synchronous motor drive systems,» *IET Electric Power Applications*, vol. 4, n° 6, pp. 441 - 450, 2010.
- [43] X. Liu, H. Yu, J. Yu y L. Zhao, «Combined Speed and Current Terminal Sliding Mode Control With Nonlinear Disturbance Observer for PMSM Drive,» *IEEE Access*, vol. 6, pp. 29594 - 29601, 2018.
- [44] Z. Li, S. Zhou, Y. Xiao y L. Wang, «Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Linear Motor Based on Self-Adaptive Super-Twisting Sliding Mode Controlle,» *IEEE Access*, vol. 7, pp. 44998 - 45011, 2019.
- [45] P. Gao, G. Zhang, H. Ouyang y L. Mei, «An Adaptive Super Twisting Nonlinear Fractional Order PID Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Speed Regulation System Based on Extended State Observer,» *IEEE access*, vol. 8, pp. 53498-53510, 2020.
- [46] L. Qu, W. Qiao y L. Qu, «Active-Disturbance-Rejection-Based Sliding-Mode Current Control for Permanent-Magnet Synchronous Motors,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n° 1, pp. 751 - 760, 2021.
- [47] C. Espinoza, *Electrodinamómetro experimental para emular cargas no lineales*, I. Sección de Posgrado de ESIME Zac, Ed., Ciudad de México: Tesis de Maestría, 2011.
- [48] L. Morales, *Mejora de la eficiencia y de las prestaciones dinámicas en procesadores electrónicos de potencia para pequeños aerogeneradores sincrónicos operando en régimen de velocidad variable.*, Valencia: Universidad politécnica de Valencia, 2011.
- [49] C. Oscar, *Estudio de técnicas de control de rectificadores Boost Trifásicos con filtro LCL para reducción de la distorsión armónica en corriente, aplicadas al procesado eficiente de energía en aerogeneradores síncronos de imanes permanentes operando a velocidad var*, Valencia: Universidad Politécnica de Valencia, 2012.
- [50] L. H. Kocewiak, «Harmonics in large offshore wind farms,» *Tesis de doctorado, Aalborg University, Denmark*, 2012.
- [51] E. O. Ramírez, *Implementación de un convertidor PWM trifásico conectado a la red con factor de potencia unitario*, CDMX: Escuela superior de ingeniería mecánica y eléctrica sección de estudios de posgrado e investigación departamento de ingeniería eléctrica, 2014.

- [52] V. Reyes, Implementación de un emulador de turbina eólica, CDMX: Escuela superior de ingeniería mecánica y eléctrica sección de estudios de posgrado e investigación, SEPI, Departamento de ingeniería eléctrica, 2015.
- [53] D. Vidal, Implementación de un rectificador PWM aplicado a un sistema de generación eólica, CDMX: Escuela superior de ingeniería mecánica y eléctrica sección de estudios de posgrado e investigación, SEPI, Departamento de ingeniería eléctrica, 2016.
- [54] S. C. Gilberto, Desarrollo de sistemas de control para inversores trifásicos basado en modos deslizantes y una plataforma "Hardware in the loop", Morelia, Michoacan, México: Universidad Michoacana de San Nicolas de Hidalgo, Tesis de maestría, Agosto 2017.
- [55] W. Liang, W. Fei y P. C. Luk, «An Improved Sideband Current Harmonic Model of Interior PMSM Drive by Considering Magnetic Saturation and Cross-Coupling Effects,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 7, pp. 4097 - 4104, 2016.
- [56] L. Li, K.-M. Lee, K. Bai, X. Ouyang y H. Yang, «Inverse Models and Harmonics Compensation for Suppressing Torque Ripples of Multiphase Permanent Magnet Motor,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n° 11, pp. 8730 - 8739, 2018.
- [57] J. Xu, S. Xie, Q. Qian y B. Zhang, «Adaptive Feedforward Algorithm Without Grid Impedance Estimation for Inverters to Suppress Grid Current Instabilities and Harmonics Due to Grid Impedance and Grid Voltage Distortion,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 9, pp. 7574 - 7586, 2017.
- [58] H. Jafarian, N. Kim y B. Parkhideh, «Decentralized Control Strategy for AC-Stacked PV Inverter Architecture Under Grid Background Harmonics,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics (Vol. 6 , Issue: 1)*, pp. 84 - 93, 2018.
- [59] F. P. M. T. Y. Shtessel, «Lyapunov design of adaptive super-twisting controller applied to a pneumatic actuator,» *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 44, n° 1, pp. 3051-3056, 2011.
- [60] G. D. Memije, Desarrollo de estrategias de control para máximo aprovechamiento de la energía eólica., CDMX: Instituto Politécnico Nacional, 2017.
- [61] K. Ogata, Modern Control Engineering, New Jersey: Pearson Education, Inc, 2010.
- [62] C. Xia, B. Ji y Y. Yan, «Smooth Speed Control for Low-Speed High-Torque Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Proportional–Integral–Resonant Controller,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 4, pp. 2123 - 2134, 2015.
- [63] L. M. Neto, J. R. Camacho, C. H. Salerno y B. P. Alvarenga, «Analysis of a three-phase induction machine including time and space harmonic effects: the a, b, c reference frame,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, n° 1, pp. 80 - 85, 1999.
- [64] E. S. Jean-Jacques y L. Weiping, Applied nonlinear control, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1991.

- [65] A. Khaligh, J. R. Wells, P. L. Chapman y P. T. Krein, «Dead-Time Distortion in Generalized Selective Harmonic Control,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n° 3, pp. 1511 - 1517, 2008.
- [66] Y.-K. Lin y Y.-S. Lai, «Dead-Time Elimination of PWM-Controlled Inverter/Converter Without Separate Power Sources for Current Polarity Detection Circuit,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 6, pp. 2121 - 2127, 2009.
- [67] H. D. Grahame y L. Thomas A., *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, Wiley-IEEE Press, 2003.
- [68] H. N. Kwang, *AC Motor Control and Electric Vehicle Applications*, 2nd Edition ed., CRC Press, Taylor & Francis Group, 2019.
- [69] S. K. Gudey y R. Gupta, «Second order sliding mode control for a single phase voltage source inverter,» *TENCON 2014 - 2014 IEEE Region 10 Conference*, 2014.
- [70] B. G. Osgood, «Lectures on the Fourier Transform and Its Applications,» *American Mathematical Society (AMS)*, 2019.
- [71] B. J. George A. y M. Peter G., *Pade Approximants*, Second edition ed., CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 1996.
- [72] I. S. 1547™-2018, «IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces,» (*Revision of IEEE Std 1547-2003*).
- [73] P. Albert, A. Urkidi, B. O., d.-O. Ruiz A. y J. Pérez, «Una metodología para el desarrollo de hardware y software embebidos en sistemas críticos de seguridad,» *Mundo electrónico*, n° 378, pp. 42 - 48, 2016.
- [74] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime, O. Rubén y P. Edgar, «Inverter harmonic perturbations rejection in renewable energy conversion systems applying a super-twisting algorithm,» *IET Renewable Power Generation*, vol. 15, n° 7, pp. 1483-1497, 2021.
- [75] IET, «Journals & magazines / IET Renewable Power Generation,» IET Digital Library, [En línea]. Available: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/iet-rpg>. [Último acceso: 25 noviembre 2021].
- [76] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime, O. Rubén y E. R. Francisco, «Current Distortion Rejection in PMSM Drives using an Adaptive Super-Twisting Algorithm,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2021.
- [77] IEEE, «IEEE Transactions on Energy Conversion,» [En línea]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/xpl/RecentIssue.jsp?punumber=60>. [Último acceso: 25 noviembre 2021].
- [78] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime, O. Rubén y P. Edgar, «OBSERVADOR HÍBRIDO DE MODOS DESLIZANTES PARA EL CONTROL SENSORLESS DE UN MOTOR

SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES,» *Pistas Educativas*, vol. 40, nº 130, pp. 858 - 876, 2018.

- [79] M. Daniel, J. R. Jaime, C. Oscar y O. Rubén, «Observador Híbrido de Modos Deslizantes para el Control sin Sensor de Posición/Velocidad de un Motor Síncrono de Imanes Permanentes,» *Memoria técnica RVP 2017*, 2017.
- [80] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime y O. Rubén, «Sliding mode sensorless MPPT control of a wind generation system using a wind speed estimation,» *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 7872-7877, 2017.
- [81] M. Daniel, J. R. Jaime, C. Oscar y O. Rubén, «Two Degrees of Freedom Controller Design of a Grid-Side Converter for Injecting Wind Energy Into the Grid,» *2018 IEEE 38th Central America and Panama Convention (CONCAPAN XXXVIII)*, pp. 1 - 6, 2018.
- [82] M. Daniel, H. Pedro, C. Oscar, J. R. Jaime y O. Rubén, «A Grid Side Converter for Controlling the Injection of Energy into the Grid in a Wind Energy Conversion System,» *2018 XXXI INTERNATIONAL SUMMER MEETING ON POWER AND INDUSTRIAL APPLICATIONS (RVP-AI)*, pp. 58-63, 2018.
- [83] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime y O. Rubén, «Hybrid Observer for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Machine Control for Wind Energy Generation,» *2018 IEEE PES Transmission & Distribution Conference and Exhibition - Latin America (T&D-LA)*, pp. 1 - 5, 2018.
- [84] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime, O. Rubén y P. Edgar, «Speed Estimator to Improve Efficiency in a Wind Generation System,» *2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1066-1071, 2019.
- [85] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime, O. Rubén y P. Edgar, «Sliding Mode Observer Enhanced for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Control,» *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 396-401, 2019.
- [86] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime, O. Rubén y P. Edgar, «Integral Sliding Mode Control for a Grid Side Converter in a Wind Energy Conversion Systems,» *Memoria técnica RVP 2019*.
- [87] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime, O. Rubén y E. R. Francisco, «Reduction of Grid Background Harmonics in Three-Phase Inverters by Applying Sliding Mode Control,» *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 191-196, 2020.
- [88] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime, O. Rubén y E. R. Francisco, «Reduction the Dead-Time Effects on the Inverter in Renewable Energy Conversion Systems by Applying Sliding Mode Control,» *2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 429-434, 2020.
- [89] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime, O. Rubén y E. R. Francisco, «Super- Twisting Algorithm for Back EMF Harmonic Rejection in a Permanent Magnet Synchronous Motor,» *2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 1 - 6, 2021.

- [90] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime, O. Rubén y E. R. Francisco, «Dead-Time Rejection in a Permanent Magnet Wind Generators Usign a Super-Twisting Algorithm,» *2021 IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1 - 6, 2021.
- [91] M. Daniel, C. Oscar, J. R. Jaime, O. Rubén y E. R. Francisco, «Controlador de Modos Deslizantes Integral para un Sistema de Conversión de Energía Eólica,» *Memoria Técnica RVP-AI / ROC&C 2021*, 2021.
- [92] L. M. Jes, C. Oscar, O. Rubén, J. R. Jaime y M. Daniel, «Single-phase Standalone Inverter with an Integrated Control Structure,» *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 177-182, 2019.
- [93] E. R. Francisco, J. R. Jaime, C. Oscar, O. Rubén y M. Daniel, «Resonant Controller Design for Converters in the Synchronous Reference Frame for Applications in Wind Power Generation Systems,» *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 1068-1073, 2020.
- [94] E. R. Francisco, J. R. Jaime, C. Oscar, O. Rubén y M. Daniel, «Integral-Proportional plus Resonant Controller in the Synchronous Reference Frame for Converters in Applications in Wind Power Generation Systems,» *2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 499-504, 2020.
- [95] E. R. Francisco, J. R. Jaime, C. Oscar, O. Rubén y M. Daniel, «Harmonic distortion and unbalance rejection with a sliding mode controller applied on a Doubly Fed Inductor Generator,» *2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 1 - 6, 2021.
- [96] E. R. Francisco, J. R. Jaime, C. Oscar, O. Rubén y M. Daniel, «Improved speed and current controllers for the Doubly Fed Induction Generator for wind power systems,» *2021 IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1 - 8, 2021.
- [97] E. R. Francisco, J. R. Jaime, C. Oscar, O. Rubén y M. Daniel, «Diseño de un controlador resonante para un convertidor en el marco de referencia síncrono,» *Memoria Técnica RVP-AI / ROC&C 2021*, 2021.
- [98] Z. Shen y D. Jiang, «Dead-Time Effect Compensation Method Based on Current Ripple Prediction for Voltage-Source Inverters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, nº 1, pp. 971 - 983, 2019.
- [99] L. Chen y F. Z. Peng, «Dead-Time Elimination for Voltage Source Inverters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, nº 2, pp. 574 - 580, 2018.
- [100] D. C. Moore, M. Odavic y S. M. Cox, «Dead-time effects on the voltage spectrum of a PWM inverter,» *IMA Journal of Applied Mathematics*, vol. 79, nº 6, pp. 1061 - 1076, 2004.

- [101] C. t. Emerson, Part# BRO-UHD-110201, Unimotor HD Product Data, Motor & drive pairing specifications, USA, 2010.
- [102] Powerex, POW-R-PAK™ 75A / 1200V 3 phase IGBT Assembly, Pennsylvania: Powerex, Inc..
- [103] T. Instruments, SPRS880M – TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers, 2013–REVISED JUNE 2020.