



ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

Dipòsit Legal: T 547-2014

ADVERTIMENT. L'accés als continguts d'aquesta tesi doctoral i la seva utilització ha de respectar els drets de la persona autora. Pot ser utilitzada per a consulta o estudi personal, així com en activitats o materials d'investigació i docència en els termes establerts a l'art. 32 del Text Refós de la Llei de Propietat Intel·lectual (RDL 1/1996). Per altres utilitzacions es requereix l'autorització prèvia i expressa de la persona autora. En qualsevol cas, en la utilització dels seus continguts caldrà indicar de forma clara el nom i cognoms de la persona autora i el títol de la tesi doctoral. No s'autoritza la seva reproducció o altres formes d'explotació efectuades amb finalitats de lucre ni la seva comunicació pública des d'un lloc aliè al servei TDX. Tampoc s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant als continguts de la tesi com als seus resums i índexs.

ADVERTENCIA. El acceso a los contenidos de esta tesis doctoral y su utilización debe respetar los derechos de la persona autora. Puede ser utilizada para consulta o estudio personal, así como en actividades o materiales de investigación y docencia en los términos establecidos en el art. 32 del Texto Refundido de la Ley de Propiedad Intelectual (RDL 1/1996). Para otros usos se requiere la autorización previa y expresa de la persona autora. En cualquier caso, en la utilización de sus contenidos se deberá indicar de forma clara el nombre y apellidos de la persona autora y el título de la tesis doctoral. No se autoriza su reproducción u otras formas de explotación efectuadas con fines lucrativos ni su comunicación pública desde un sitio ajeno al servicio TDR. Tampoco se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al contenido de la tesis como a sus resúmenes e índices.

WARNING. Access to the contents of this doctoral thesis and its use must respect the rights of the author. It can be used for reference or private study, as well as research and learning activities or materials in the terms established by the 32nd article of the Spanish Consolidated Copyright Act (RDL 1/1996). Express and previous authorization of the author is required for any other uses. In any case, when using its content, full name of the author and title of the thesis must be clearly indicated. Reproduction or other forms of for profit use or public communication from outside TDX service is not allowed. Presentation of its content in a window or frame external to TDX (framing) is not authorized either. These rights affect both the content of the thesis and its abstracts and indexes.



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

TESIS DOCTORAL

**ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE
UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED
ELÉCTRICA**

FREDDY FLORES BAHAMONDE

DEPARTAMENT d'ENGINYERIA ELECTRÒNICA, ELÈCTRICA Y AUTOMÀTICA

DEEEA

UNIVERSIDAD ROVIRA I VIRGILI

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

FREDDY FLORES BAHAMONDE

**ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE
UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED
ELÉCTRICA**

TESIS DOCTORAL

Dirigida por el Dr. Hugo Valderrama Blavi

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA, ELÈCTRICA Y AUTOMÀTICA
GRUP D'AUTOMÀTICA I ELECTRÒNICA INDUSTRIAL
UNIVERSIDAD ROVIRA I VIRGILI

TARRAGONA
NOVIEMBRE 2013

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014



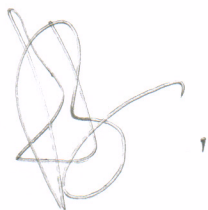
Departament d'Enginyeria Electrònica,
Elèctrica i Automàtica

Països Catalans, 26
43007 Tarragona
Tel. 977559726

HAGO CONSTAR que este trabajo, titulado "Arquitecturas Eléctricas para la Integración de un Sistema de Generación Eólica a la Red Eléctrica", que presenta Freddy Flores Bahamonde para la obtención del título de Doctor, se ha realizado bajo mi dirección en el Departament d'Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica de esta Universidad.

Tarragona 18 de Octubre de 2013

El director de la tesis doctoral



Dr. Hugo Valderrama Blavi

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014

*Las dificultades preparan a personas comunes para destinos
extraordinarios...*

*A mis Padres, hermanos y a quienes nos cuidan desde arriba.
A ti Sylvia, por ser ese pilar y ese destino extraordinario por el cual vale
la pena no rendirse jamás*

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014

Índice general

Índice de tablas	IX
Índice de Figuras	XI
Acrónimos y Nomenclatura	XVII
Agradecimientos	XXI
Resumen	XXIII
Abstract	XXVII
Objetivos	XXXI
1. Introducción	1
2. Sistemas de Generación Eólica (SGE)	5
2.0.1. SGE de eje Horizontal	7
2.0.2. SGE de eje Vertical	8
2.1. Tipos de Generadores	10
2.1.1. Generador de Inducción de Doble Bobinado	10
2.1.2. Generador de Inducción	11
2.1.3. Generador Síncrono	13
2.2. Control de Potencia de la Energía Eólica	15
2.3. Modelo de la Turbina Eólica	17
2.4. Etapas de Potencia para la Conversión de Energía Eólica	22
2.4.1. Arquitecturas AC/DC	22

2.4.2.	Arquitecturas DC/AC	27
3.	Desarrollo e Implementación de un Resistor Libre de Pérdidas Trifásico	33
3.1.	Resistor Libre de Pérdidas basado en Control en Modo Deslizante	34
3.1.1.	Resistor Libre de Pérdidas	36
3.1.2.	Bases de Control en Modo Deslizante	37
3.1.2.1.	Método del control equivalente	39
3.1.2.2.	Control en modo deslizante con frecuencia de conmutación finita	40
3.1.3.	Resistor Libre de Pérdidas aplicado a Sistemas Trifásicos	41
3.2.	Rectificador Monofásico Modular	43
3.2.1.	Análisis del Espacio de Estado del Rectificador Monofásico Modular	48
3.2.2.	Análisis del Rectificador Monofásico Modular como LFR Trifásico	50
3.2.3.	Implementación del Rectificador Monofásico Modular	53
3.3.	Rectificador VIENNA	54
3.3.1.	Análisis del Espacio de Estado del Rectificador VIENNA	56
3.3.2.	Análisis del Rectificador VIENNA como LFR Trifásico	59
3.3.3.	Implementación del Rectificador VIENNA	62
3.4.	Rectificador “Six-switch” de tres niveles	64
3.4.1.	Análisis del Espacio de Estado del Rectificador “Six-switch” de tres niveles	64
3.4.2.	Análisis del Rectificador “Six-switch” de tres niveles como LFR Trifásico	66
3.4.3.	Implementación del Rectificador “Six-switch” de tres niveles	68
3.5.	Resultados Experimentales	70
3.5.1.	Implementación de la Etapa de Control	71
3.5.2.	Diseño del Inductor	72
3.5.3.	Resultados Experimentales	73
3.5.3.1.	Resultados Experimentales Rectificador Monofásico Modular	73
3.5.3.2.	Resultados Experimentales Rectificador VIENNA	78
3.5.3.3.	Resultados Experimentales Rectificador “Six-switch” de tres niveles	83
3.6.	Conclusiones	86

4. Ondulador “Boost”	89
4.1. Introducción	89
4.2. Estado del Arte del Ondulador “Boost”	90
4.2.1. Modo de Operación II	91
4.3. Análisis del Ondulador para el Modo de Operación I	98
4.3.1. Análisis del Ondulador utilizando una referencia $k(t)$ constante	101
4.3.1.1. Consideraciones de diseño para k constante	110
4.3.2. Análisis del Ondulador utilizando una referencia $k(t)$ variable	112
4.3.2.1. Diseño para $k(t)$ variable	114
4.4. Diseño del Controlador Proporcional-Integral	118
4.5. Validación del modelo y Resultados Experimentales	120
4.5.1. Implementación y Resultados Experimentales	123
4.6. Conclusiones	130
5. Aportaciones, Conclusiones Generales y Líneas Futuras	133
5.1. Publicaciones y Aportaciones a Congresos	139
A. Evaluación de Convertidores usando un simulador de un sistema eólico	141
A.1. Simulador de un Generador Eólico	142
A.2. Implementación del Simulador Eólico	143
A.2.1. Algoritmo MPPT	147
A.2.2. Resultados Experimentales	148
Bibliografía	151

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014

Índice de tablas

3.1. Especificaciones de cada fase de los rectificadores	72
3.2. Distorsión armónica de las corrientes de entrada	82
3.3. Distorsión armónica de las tensiones de entrada	83
3.4. Tabla comparativa del número de componentes de cada rectificador	87
4.1. Valor de pico y distorsión armónica de k para diferentes valores de V_g I . . .	122
4.2. Valor de pico y distorsión armónica de k para diferentes valores de V_g II . .	122

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014

Índice de figuras

2.1. Esquema general de sistemas de generación eólica conectados a la red . . .	6
2.2. Turbinas eólicas de eje horizontal	7
2.3. Generador de eje vertical de tipo savonius bipala	8
2.4. Generador de eje vertical de tipo darrieus bipala	8
2.5. Generador de eje vertical de tipo darrieus H	9
2.6. Generador de eje vertical de tipo savonius helicoidal	9
2.7. Esquema de conexión para GIDB	11
2.8. Esquema de conexión de un GI conectado directamente a la red	12
2.9. Esquema de conexión de un GI desacoplado de la red	12
2.10. Esquema de conexión de un GS	13
2.11. Esquema de conexión de un GSIP	14
2.12. Coeficiente de potencia para diferentes turbinas eólicas [Heier, 1998] . . .	19
2.13. Coeficiente de potencia en función de λ para diferentes valores de β	20
2.14. Gráfico de Coeficiente de Potencia en función de la velocidad del rotor para diferentes velocidades de viento	20
2.15. Potencia en función de la velocidad de rotación para diferentes veloci- dades de viento	21
2.16. Configuración “back-to-back” para conexión de un generador síncrono de imanes permanentes a la red eléctrica	24
2.17. Esquema general del rectificador “Six-switch”	25
2.18. Configuración “boost” para la conexión a la red de un generador síncrono de imanes permanentes	26
2.19. Configuración de rectificadores monofásicos de tipo “boost” para sistemas trifásicos. a- Configuración delta. b- Configuración estrella	27

2.20. Rectificador VIENNA	28
2.21. Ondulador trifásico utilizado en configuración “back-to-back”	28
2.22. Ondulador “buck” para sistemas monofásicos	29
2.23. Sistema de conversión con transformación de alta frecuencia	30
2.24. Ondulador “boost”	31
3.1. Arquitectura de una microrred con bus DC	34
3.2. Representación de un resistor libre de pérdidas	37
3.3. Modelo tetrapuerto trifásico	41
3.4. Descripción del resistor libre de pérdidas	42
3.5. Rectificador controlado de tipo boost	43
3.6. Esquema circuital de rectificadores de tipo boost para sistemas trifásicos	44
3.7. Problemas de interacción entre los rectificadores.	45
3.8. Problemas de interacción entre los rectificadores. Continuación	46
3.9. Circuito rectificador Monofásico Modular propuesto	47
3.10. Circuito modular para la fase A. a- Esquema circuital. b-Topología ON. c- Topología OFF	48
3.11. Esquema de control modular para el rectificador Monofásico Modular	53
3.12. Esquema de la etapa de potencia correspondiente a la fase A	54
3.13. Imagen del prototipo experimental del rectificador Monofásico Modular	54
3.14. Circuito propuesto para el rectificador Vienna	55
3.15. Rectificador Vienna trifásico	57
3.16. Circuito equivalente para la fase A cuando $i_{LA} > 0$	57
3.17. Circuito equivalente para la fase A cuando $i_{LA} < 0$	58
3.18. Esquema de control modular para el rectificador Vienna	62
3.19. Esquema de la etapa de potencia correspondiente a la fase A	63
3.20. Imagen del prototipo experimental del rectificador Vienna	63
3.21. Rectificador “Six-switch” propuesto	65
3.22. a-Topología ON rectificador “Six-switch”. b-Topología OFF	65
3.23. Esquema de control modular para el rectificador “Six-switch”	68
3.24. Esquema de la etapa de potencia correspondiente a la fase A	69
3.25. Imagen del prototipo experimental del rectificador “Six-switch” de tres ni- veles	69
3.26. Circuito de la etapa de control	71

3.27. Circuito de la etapa de control	72
3.28. Banco de pruebas para los rectificadores	73
3.29. Corrientes de entrada del rectificador modular inyectando 280 W al bus DC	74
3.30. Tensión de salida y corriente de salida del rectificador modular inyectando 280 W al bus DC	75
3.31. Corrientes de entrada, tensión de salida y corriente de salida del rectifica- dor modular inyectando 1 kW al bus DC	75
3.32. Transitorios de tensión de entrada y del bus DC	76
3.33. Corrientes de entrada, tensión de salida y corriente de salida del rectifica- dor modular inyectando 1.7 kW al bus DC	77
3.34. Gráfica de eficiencia del rectificador modular	77
3.35. Corrientes de entrada y tensiones de salida del rectificador Vienna inyec- tando 270 W al bus DC	78
3.36. Corrientes de entrada y tensiones de salida del rectificador Vienna inyec- tando 900 W al bus DC	79
3.37. Efecto de una pérdida de fase en la corriente de salida para el rectificador Vienna	79
3.38. Transitorio de entrada emulando un cambio repentino de viento a través de un escalón de par para el rectificador Vienna	80
3.39. Transitorio de 270 V a 320 V	81
3.40. Transitorio de 320 V a 270 V	81
3.41. Diferencias de formas de onda de corriente y tensión de entrada para un generador eólico y para una fuente de tensión trifásica	82
3.42. Análisis de las corrientes de entrada	82
3.43. Análisis de las tensiones de entrada	83
3.44. Gráfica de eficiencia del rectificador Vienna	83
3.45. Corrientes de entrada y tensiones de salida del rectificador "Six-switch" inyectando 64 W al bus DC	84
3.46. Corrientes de entrada y tensiones de salida del rectificador "Six-switch" inyectando 143 W al bus DC	84
3.47. Corrientes de entrada y tensiones de salida del rectificador "Six-switch" inyectando 280 W al bus DC	85
4.1. Esquema de inyección a la red con dos etapas	90

4.2. Ondulador “boost”	91
4.3. Formas de onda del voltage en cada convertidor “boost” desfasadas en 180° . 92	
4.4. Ganancia de tensión en el modo de operación II para diferentes ciclos de trabajo y con $G_m = 5$	93
4.5. Formas de onda de las corrientes y tensiones de cada convertidor para modo de operación II	94
4.6. Ganancia de tensión en el modo de operación I para diferentes ciclos de trabajo y con $G_m = 5$	97
4.7. Topología del ondulador “boost” para el análisis de estado	98
4.8. Esquema de control propuesto para el ondulador	99
4.9. Esquema circuital ondulador “boost” para estado ON	99
4.10. Esquema circuital ondulador “boost” para estado OFF	99
4.11. Lugar geométrico de las raíces para V_2	106
4.12. Lugar geométrico de las raíces para V_1	107
4.13. Lugar geométrico de las raíces del sistema	108
4.14. Interpretación para valor de $k(t)$ tipo sinusoidal	109
4.15. Representación de lazo cerrado	114
4.16. Diagrama de bloques de lazo cerrado para diseño del controlador PI	117
4.17. Diagrama de bode de lazo cerrado del ondulador PI	120
4.18. Variación de $V_0 = (t)$, $k(t)$ y ciclo de trabajo D para $V_g = 70$ V y $V_g = 700$ V	121
4.19. Esquemas de implementación del ondulador “boost”	124
4.20. Formas de onda de las corrientes en el inductor para $V_g = 70$ V	125
4.21. Formas de onda de las tensiones de cada convertidor para $V_g = 70$ V	126
4.22. Formas de onda de la corriente y tensión de salida para $V_g = 70$ V	126
4.23. Formas de onda de las corrientes en el inductor para $V_g = 100$ V	127
4.24. Formas de onda de las tensiones de cada convertidor para $V_g = 100$ V . . .	127
4.25. Formas de onda de la corriente y tensión de salida para $V_g = 100$ V	127
4.26. Formas de onda de las corrientes en el inductor para $V_g = 130$ V	128
4.27. Formas de onda de las tensiones de cada convertidor para $V_g = 130$ V . . .	128
4.28. Formas de onda de la corriente y tensión de salida para $V_g = 130$ V	129
4.29. Transitorio de tensión de entra de 70 a 130 V	129
5.1. Modelo LFR del sistema conjunto	135
5.2. Transitorios de potencia y tensión en el condensador intermedio	137

5.3. Transitorios de potencia y tensión en el ondulator	138
A.1. Esquema general de banco de pruebas para experimentos repetibles . . .	142
A.2. Esquema del simulador eólico	144
A.3. Diagrama de flujo para el cálculo de la consigna de par	145
A.4. Diagrama de flujo del programa realizado en Labview	146
A.5. Curvas de potencia para diferentes velocidades de viento en función de la velocidad del rotor en rpm	146
A.6. Algoritmo de búsqueda del punto de máxima potencia	148
A.7. Experimento para velocidad de viento variable y conductancia constante .	149
A.8. Experimento para velocidad de viento constante y conductancia variable .	150
A.9. Experimento para velocidad de viento constante y conductancia variable .	150

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014

Acrónimos y Nomenclatura

■ Acrónimos

<i>AC/DC</i>	Conversión de corriente continua a corriente alterna
<i>BCR</i>	Cargador de baterías
<i>BDR</i>	Descargador de baterías
<i>CCM</i>	Modo de conducción continua
<i>DC/AC</i>	Conversión corriente alterna a corriente continua
<i>DC/DC</i>	Conversión de corriente continua a corriente continua
<i>DCM</i>	Modo de conducción discontinua
<i>EMI</i>	Emisiones electromagnéticas
<i>FP</i>	Factor de potencia
<i>GI</i>	Generador de Inducción
<i>GIDB</i>	Generación de inducción con doble bobinado
<i>GS</i>	Generador síncrono
<i>GSIP</i>	Generador síncrono de imanes permanentes
<i>LFR</i>	Resistor Libre de pérdidas
<i>MPPT</i>	Algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia
<i>PA</i>	Adaptador de potencia
<i>PWM</i>	Modulación por anchura de pulsos
<i>SGE</i>	Sistema de generación eólica
<i>SPTT</i>	Interruptor bidireccional del rectificador VIENNA
<i>SRM</i>	Rectificadores controlados
<i>THD</i>	Distorsión armónica total

■ Nomenclatura

β	Ángulo de inclinación de las palas
Δ	“Boundary layer”
$k(t)$	Variación de pequeña señal de la referencia de corriente
$x(t)$	Variación de pequeña señal del vector de estado
λ	“Tip speed ratio”
ρ	Densidad del aire
$\mathbf{D}(t)$	Vector de la señal de control de tres estados
$\mathbf{I}(t)$	Vector de corrientes de los inductores
$\mathbf{U}(t)$	Vector señal de control binaria
$\mathbf{V}(t)$	Vector de tensiones de entrada
A, B, C	Fases de los rectificadores
C	Condensador de salida
$C_p(\lambda, \beta)$	Coefficiente de potencia
$d_{A,B,C}(t)$	Señal de control de tres estados para las fases A, B y C
$d_{eq}(t)$	Control equivalente de la señal de control de tres estados
$D(t)$	Ciclo de trabajo del ondulator
$D_{1,2}(t)$	Ciclo de trabajo de cada convertidor DC/DC
g	Conductancia de entrada
G_m	Ganancia de tensión del ondulator
i_{L1}, i_{L2}	Corrientes de los inductores de cada convertidor DC/DC
i_{LA}, i_{LB}, i_{LC}	Corrientes de los inductores para las fases A, B y C de cada rectificador
$k(t)$	Referencia de corriente
L_A, L_B, L_C	Inductores de los rectificadores para las fases A, B y C
L_1, L_2	Inductores del ondulator “boost”
N	Neutro de la fuente trifásica
P_{mec}	Potencia mecánica extraída del viento
P_{wind}	Potencia disponible en el viento
P_A, P_B, P_C	Potencias de las fases A, B y C
r_{LA}, r_{LB}, r_{LC}	Resistencias serie equivalentes de cada inductor
r_{bus}	Impedancia de bus
$S(x, t)$	Superficie de control
$u(t)$	Señal de control para el ondulator “boost”

$u_{A,B,C}(t)$	Señal de control binaria para las fases A, B y C
$u_{eq}(t)$	Control equivalente de la señal de control
$v_{1,2}(t)$	Tensión de salida de cada convertidores DC/DC
V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}	Tensiones de entrada de las fases A, B y C
V_{bus}	Tensión de bus
$V_{c1}(t), V_{c2}(t)$	Tensión de los condensadores de salida
V_C	Tensión de salida del rectificador monofásico modular
V_{dc}	Nivel DC para modo operación II
V_{jA}, V_{jB}, V_{jC}	Tensiones de entrada rectificadas de las fases A, B y C
V_{wind}	Velocidad del viento
$V_0(t)$	Tensión de salida
V_g	Tensión de entrada del ondulator
$x(t)$	Vector de estado

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014

Agradecimientos

En primer lugar, tanto el autor como el director de esta tesis desean agradecer al Profesor Germain García del INSA/LAAS-CNRS de Toulouse y al Profesor Luis Martínez Salamero, su ayuda desinteresada en la realización de esta tesis doctoral.

Personalmente quiero reiterar mi agradecimiento al Profesor Luis Martínez Salamero, por haber confiado en mi y haber hecho posible el comienzo de este gran viaje.

Además agradecer:

Al Dr. Hugo Valderrama Blavi, por haberme guiado en el desarrollo de este trabajo durante 4 años. Por brindar su atención, conocimiento y apoyo en todo momento.

A Josep María Bosque, por siempre tener la disponibilidad de dar el apoyo técnico y moral en las extensas jornadas de laboratorio.

Al Dr. Juan José Negroni, por haber confiado en mi, y apoyarme en el comienzo de los comienzos de este gran reto.

A més vull agrair el suport de tot el Grup d'Automàtica i Electrònica Industrial (GAEI), per fer-me sentir un membre més de l'equip, per fer que les dificultats de tots siguin un treball de tots, i amb llur suport i amistat, reeixir i sortir endavant.

A mis amigos, a aquellos que dejé y a aquellos que llegaron. A aquellos que hacen que la vida sea mas fácil cuando estas lejos. A aquellos que sencillamente no olvidarás. Sylvia, Jordi, Gemma, Natalia, Valeria, Harrynson, Bru, Pili, Carlos, Xavi, Jose, Richi, Laury, Willian, Edyta, Dani, Joselico, Toni, Toni M., Adrià, Laura, Ricardo, Josep María, Seba, Javier, Victor, Rudy, Pipeño. Para todos, todo!!!

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014

Resumen

La constante preocupación por la generación de energía con bajo impacto ambiental, ha incentivado el desarrollo de sistemas de generación de energía basados en energías renovables.

La generación eólica como fuente de energía renovable ha alcanzado una importante madurez, convirtiéndose en una de las alternativas más fiables. Importantes avances tecnológicos han permitido tanto, el desarrollo de generadores de mayor potencia, como la evolución de la electrónica de potencia asociada para la conversión de energía. En este aspecto, la electrónica de potencia juega un importante rol en la integración de los sistemas de generación eólica a la red eléctrica. Para ello, normalmente se requiere de dos etapas de potencia, un rectificador elevador y un inversor conectado a red, y son configuradas y diseñadas en función del tipo de generador que se utilice. Uno de los generadores con mayores prestaciones, es el generador síncrono de imanes permanentes, que opera a velocidad variable, con lo que se requiere que las etapas de potencia conectadas procesen toda la energía, permitiendo desacoplar la turbina de los niveles de tensión y frecuencia impuestos por la red eléctrica.

Los sistemas de generación eólica de baja potencia, con potencias menores a los 10 kW, se utilizaban normalmente en sistemas aislados de energía, y en ocasiones acompañados de paneles fotovoltaicos y elementos de almacenamiento. Sin embargo, debido a los avances alcanzados tanto en el desarrollo de turbinas eólicas de baja potencia, como de la electrónica de potencia, se han incrementado el uso de sistemas eólicos en ambientes urbanos. En este contexto, para el desarrollo de microrredes eficientes, se requiere de la implementación de arquitecturas eléctricas modulares capaces de integrar y procesar la energía eléctrica de forma simple, compacta y eficiente.

Por lo tanto, a través de un estudio sobre diferentes arquitecturas eléctricas para la

conversión AC/DC, se han seleccionado tres rectificadores trifásicos para conectar e inyectar la energía proveniente de un generador síncrono de imanes permanentes a un bus regulado de tensión DC, perteneciente a una microrred. Las estructuras seleccionadas permiten una implementación modular y redundante de cada una de sus fases, tanto de la etapa de potencia como del control. Además, mediante la teoría de control en modo de deslizamiento, los rectificadores se controlan para operar como un resistor libre de pérdidas trifásico (LFR), es decir, se fuerza a que cada fase del rectificador tenga una impedancia de entrada resistiva, obteniendo un factor de potencia cercano a la unidad. Finalmente, a través de este control se introduce un nuevo concepto, permitiendo modelar cada rectificador de forma genérica como un tetrapuerto.

Sin embargo, las microrredes de generación deben cumplir con políticas activas de cooperación a la red, con lo cual también se requiere del uso de varias fuentes de energía y de elementos de almacenamiento. Esta configuración permite la inyección de energía a la red eléctrica según un perfil arbitrario y constante, siendo una estructura más robusta, pero con altos costes de implementación. Por esta razón, se propone una segunda opción para la integración de un generador eólico a la red eléctrica, que utiliza la configuración más básica de inyección de energía a la red, que consiste en la utilización de un rectificador trifásico, un condensador intermedio y un ondulator conectado a red.

Este tipo de configuración más simple, es frecuentemente utilizado no solo en sistemas de generación eólica de grandes potencias, sino también en sistemas fotovoltaicos instalados en tejados urbanos. En el caso de sistemas eólicos, esta configuración se compone generalmente de un rectificador controlado de tipo "boost", encargado de regular la tensión continua necesaria para el bus DC, y de un ondulator de tipo "buck", encargado de inyectar la energía a la red eléctrica. No obstante, en sistemas eólicos operando a bajas potencias/velocidades, debido a la condición reductora del ondulator "buck" la primera etapa debe estar expuesta a rangos de conversión muy elevado para mantener la tensión en el condensador siempre por encima de la tensión de red. Este comportamiento conlleva al estrés de tensión de la primera etapa, operando con ciclos de trabajo extremos, con lo cual el diseño de la misma se vuelve crítico.

Por lo tanto, se propone el diseño de un ondulator "boost", con el cual es posible eliminar el requerimiento de tensión mínima en la entrada del rectificador. Además, permite una relajación del sistema, operando con rangos de tensión en el condensador variables y así evaluar el punto de mayor eficiencia en la cadena global de conversión.

Este ondulator, compuesto de dos convertidores “boost” conectados en una estructura de tipo puente, representa una estructura simple y de pocos componentes. Normalmente, debido a su estructura, la tensión de salida es regulada controlando cada convertidor de forma independiente, y por lo tanto, requiere de dos etapas independientes de control. En este trabajo se propone una ley de control que relaciona las corrientes de entrada y la tensión de salida, permitiendo la implementación de una única etapa de control. Además, mediante un análisis llevado a cabo en dos fases, es posible la linealización en torno a un punto de operación y por lo tanto, el diseño de un controlador PI para regular la tensión de salida

Finalmente, para la comprobación experimental de lo analizado se han implementado los cuatro prototipos para una potencia de 1 kW, corroborando los resultados obtenidos. Finalmente, de acuerdo a los resultados obtenidos se han propuesto las líneas futuras para continuar el trabajo realizado.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014

Abstract

The constant concern for power generation with a low environmental impact has encouraged the development of grid-connected generation-systems based on renewable energy sources.

Wind power generation has become one of the most reliable alternatives as a renewable energy source. The technological progresses in high-power wind turbines, generators, and power converters have been promoting wind power expansion. In this context, power electronics is an important subject. Grid connection of wind turbines usually requires two power converter stages: a power rectifier and a grid-tie inverter. However, the power conversion architecture depends on crucial factors, including the type of turbine and generator used. One of the most used generators is the permanent magnet synchronous machine which is able to operate at variable speed and facilitates the connection to the mains by means of two conversion stages that eventually decouple the system from the grid.

Low-power wind energy systems covering power generators under 10 kW are oriented frequently to stand-alone systems. Usually, they are connected to a bank of batteries, and very often solar panels are included to complement the electrical generation. Currently, due to the advances achieved in power electronics and vertical-axis small wind-turbines, the urban integration of wind-energy appears as a promising emerging field. In this context, for efficient microgrids development, modular electrical architectures with the capability to extract electric energy are required.

Therefore, after the study of different topologies for AC/DC conversion, three different three-phase step-up rectifiers have been selected. The main idea is injecting the energy from a permanent magnet synchronous generator to a microgrid DC-bus. The studied architectures allow a modular and redundant implementation for each phase.

We have used sliding-mode control theory to model and control such rectifiers as three-phase loss free-resistors. This is performed selecting a control law to force the rectifiers input current to track the input voltage, so that the input ports can be modeled as input resistors. Therefore, we can assure a unity power factor load at the generator output. Finally, each rectifier can be modeled as a tetraport, this concept being introduced in this thesis.

However, microgrids have to comply with grid-cooperation active-policies, and therefore require various energy sources and battery banks. This configuration allows the injection of an arbitrary, and even constant power profile to the electric grid. Although a microgrid configuration with various energy sources and storage elements is a robust structure, it has a high implementation cost. Therefore, a second option with a simpler or basic configuration has been proposed. This structure involves only a three-phase rectifier, a capacitor and a grid-tied inverter.

This simpler architecture is often used, not only in high-power wind generation systems, but also with photovoltaic ones. For the wind energy case, this configuration consists in a boost type power rectifier to regulate the intermediate capacitor DC voltage, and a buck type power inverter to inject the energy into the grid. However, at low power operation, the first stage is exposed to a very high conversion ratios to maintain the capacitor voltage always above the minimum value required to supply the buck-inverter stage to assure its functionality. This fact leads to an increase of the stress in the first stage operating at extreme duty cycles, and the corresponding design becomes critical.

Consequently, the analysis and design of a boost-type inverter has been proposed. With this inverter we can eliminate the requirement of minimum intermediate capacitor voltage, allowing the rectifier operation at very low generator voltages/speeds with less stress. This also increases the operation voltage range of the intermediate capacitor. Thus, we get a new freedom degree that consists in adjusting the capacitor voltage to maximize the overall efficiency of the two-stage conversion chain.

The inverter is composed of two DC/DC boost converters, arranged in full bridge structure. Due to its configuration, it is normally controlled using two independently control stages, one for each converter. In this work, we have proposed a control law, that relating the input currents with the output voltage, allows the use of a unique control stage. Besides, a linearized model of the inverter is obtained by means of two different approaches, allowing the design of a PI controller to regulate the output voltage.

Finally, four prototypes with a power rating around 1 kW have been implemented to

verify the theoretical analysis, and several ways to continue this work are proposed.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014

Objetivos

El principal objetivo de esta tesis es analizar la problemática de la integración de un sistema eólico en el entorno urbano. Debido a consideraciones urbanísticas se trata principalmente de la integración de turbinas eólicas de baja potencia y de eje vertical. Esta problemática es bastante amplia con lo cual nos centraremos en los aspectos eléctricos. Esto implica, por un lado la conexión a la red eléctrica directamente o a través de una microrred DC, y por otro lado, la investigación sobre los convertidores de potencia necesarios para la integración. Dado la amplitud de la temática propuesta, que requiere una compartimentación de la misma para abordarse apropiadamente, en esta tesis nos centraremos sobre todo en el desarrollo de convertidores de potencia DC/AC y AC/DC.

Tras una introducción centrada en los sistemas de generación eólica: turbinas, máquinas utilizadas y las arquitecturas eléctricas empleadas para extraer la energía de un generador, el documento se centra en los objetivos de la tesis.

Los objetivos de la tesis son:

1. Analizar y comparar topologías utilizadas para la conversión de energía eléctrica AC/DC, que permitan corrección del factor de potencia.
2. Analizar y comparar las diferentes topologías utilizadas para la conversión de energía eléctrica DC/AC.
3. Seleccionar las topologías mas apropiadas para profundizar su estudio.
4. Introducir el concepto de resistor libre de pérdidas (LFR) en el modelado de los convertidores a utilizar.
5. Verificar la adecuación del control en modo de deslizamiento para los convertidores a realizar.

6. Analizar, modelar y controlar las topologías rectificadoras seleccionadas.
7. Implementar las topologías rectificadoras seleccionadas para verificar los resultados teóricos, su correcto funcionamiento y realizar una evaluación comparativa
 - Rendimientos.
 - Fiabilidad.
 - Complejidad de implementación.
 - Número de dispositivos.
8. Analizar, modelar y controlar el ondulator “boost”.
9. Implementar el ondulator para verificar los resultados teóricos y su correcto funcionamiento.
10. Evaluar los resultados experimentales obtenidos, utilizándolos para analizar la interconexión de ambas etapas por simulación, con el fin de obtener criterios que permitan diseñar el condensador intermedio.
11. Desarrollar una bancada de pruebas con un generador eólico que permita la realización de experimentos repetibles.

Capítulo 1

Introducción

Actualmente, debido al progresivo aumento del consumo eléctrico y a la preocupación que existe por la generación de energía con un bajo impacto ambiental, se ha incrementado el desarrollo de sistemas de generación, basados principalmente de fuentes renovables, conectados a la red eléctrica.

En este aspecto, la energía eólica es una de las fuentes de energía renovable más comunes, y debido a los avances tecnológicos se ha transformado en uno de los sistemas de generación con mayor madurez, jugando un rol importante en la generación de electricidad a nivel mundial. Consecuentemente, la industria de turbinas eólicas presenta importantes avances tecnológicos en el desarrollo de sistemas de generación de alta potencia [Lisserre et al., 2011]. Sin embargo, los generadores eólicos de alta potencia son utilizados en importantes parques eólicos, no solo terrestres sino también marítimos.

Actualmente, la importancia de la energía eólica como fuente de energía renovable no solo incluye las altas potencias, sino también el desarrollo de sistemas de baja potencia en ambientes urbanos. En estas aplicaciones, se utilizan generadores de pequeño tamaño que abarcan potencias que varían desde los 200 W hasta los 10 kW. Además, los sistemas eólicos de baja potencia son mas económicos y el impacto visual causado por estas turbinas son mucho menores en comparación a las utilizadas en grandes instalaciones [Inieco, 2011]. Estos sistemas se han centrado principalmente en aplicaciones para consumo doméstico, suministrando energía en lugares aislados, donde en algunos casos son integrados con paneles solares y elementos de almacenamiento [Mendez Prince, 2013].

Actualmente, existe una importante evolución de las arquitecturas eléctricas para la

distribución de energía, donde se ha potenciado de manera considerable el uso de sistemas distribuidos o sistemas de generación basados en energías renovables. De esta manera, se facilita la integración de fuentes renovables de diferente naturaleza, no solo en lugares aislados, si no también, conectados a la red eléctrica en ambientes urbanos. Estos sistemas de distribución o microrredes de generación se basan por ejemplo, en la conexión de diferentes fuentes de energía, elementos de almacenamiento y cargas controladas a un bus regulado de tensión, con lo cual es posible gestionar la energía producida permitiendo la cooperación activa a la red. Finalmente, debido a estas ventajas se ha potenciado la integración de las energías renovables a la red eléctrica [Luo, 2005][Peng, 2004]. Basta citar como ejemplo el proyecto DPI2009-14713-C03, en el cual se investigó sobre el desarrollo de diferentes tipos de microrredes, como las microrredes en arquitectura DC (URV), microrredes en arquitectura AC (UPC), y finalmente microrredes en arquitectura mixta (UPNA). Por lo tanto, en el proceso de integración de la energía renovable a la red eléctrica, uno de los grandes intereses es el desarrollo de microrredes eficientes y confiables, siendo principalmente la optimización en el proceso de conversión de energía uno de los objetivos mas importantes.

Para el desarrollo de microrredes basadas en renovables, se requieren de arquitecturas eléctricas que permitan la conexión de diferentes fuentes de energía a un bus regulado de tensión continua. Con lo cual, la electrónica de potencia juega un importante rol adaptando fuentes con diferentes características eléctricas, tanto de tensión como de corriente, a un bus regulado de tensión DC. En este aspecto, para el caso de una turbina eólica, con salida alterna de amplitud y frecuencia variable, se requerirá del estudio de rectificadores controlados capaces de procesar toda la potencia generada por la turbina. De esta manera es posible desacoplar el generador de la red eléctrica, permitiendo maximizar la potencia extraída.

Hoy en día el desarrollo de convertidores de potencia para la conversión de energía, ha evolucionado hacia arquitecturas eléctricas modulares y descentralizadas. Esta evolución ha permitido la obtención de importantes ventajas en un sistema de distribución, como la disminución en la generación de armónicos (THD) y las emisiones electromagnéticas (EMI), permitiendo además el desarrollo de estructuras con un diseño estandarizado, redundante y por lo tanto, más confiable [Luo, 2005].

Cabe señalar que en el caso de microrredes basadas en energías renovables, la conexión a la red eléctrica puede ser bidireccional en corriente, es decir, no sólo se inyecta energía a la red, sino también se extrae. Esta extracción, dada la condición aleatoria de

algunas fuentes, provoca que la generación de energía no sea constante, lo que dificulta la implementación de políticas activas de cooperación. Por lo tanto, el desarrollo de arquitecturas eléctricas modulares para la conversión AC/DC, que permita la adaptación de cualquier tipo de fuente trifásica a un bus regulado de tensión continua, facilitará la implementación de microrredes más eficientes. Además, en caso de déficit de generación renovable, la extracción de energía de la red permite continuar alimentando las cargas locales sin recurrir a generadores de tipo diesel [Flores-Bahamonde, 2013].

Sin embargo, las microrredes basadas en energías renovables, con capacidad de cooperación activa a la red, tienen importantes costes de implementación. En este aspecto, una de las alternativas para la inyección de energía a la red eléctrica es la que se utiliza tanto en los sistemas eólicos de altas potencias, como en sistemas fotovoltaicos instalados en tejados, donde la energía es inyectada directamente a través de dos etapas de conversión. Para el caso de sistemas eólicos, normalmente se utiliza un rectificador controlado trifásico de tipo elevador, como primera etapa, y un ondulator trifásico de tipo reductor como segunda etapa.

La configuración utilizada para la etapa de potencia de un sistema eólico dependerá del tipo de sistema de generación. Es decir, un sistema de generación eólica se compone principalmente de una turbina eólica, un generador eléctrico y la etapa de potencia correspondiente. El diseño, la conexión y la metodología de control de la etapa de potencia dependerá directamente del tipo de generador eléctrico y la potencia que se procese. Los generadores eólicos más utilizados en este campo son el generador de doble bobinado, el generador de inducción y el generador síncrono. Estos sistemas, se clasifican según su modo de operación en sistemas de generación a velocidad constante o sistemas de generación a velocidad variable [Teodorescu et al., 2011].

En esta tesis, se trabaja con un generador síncrono de imanes permanentes. En la primera etapa, se propone la integración de una turbina de 1kW a un bus regulado de tensión DC perteneciente a una microrred conectada a la red eléctrica. Por lo tanto, en el Capítulo 2 de este trabajo se estudian las diferentes características de los sistemas de generación eólica. Posteriormente, se analizarán las diferentes estructuras de conversión utilizadas en el tratamiento de la energía eólica. Como resultado, se proponen tres rectificadores controlados para inyectar la energía producida por el generador al bus DC, de forma modular y redundante.

- Rectificador Monofásico Modular
- Rectificador VIENNA
- Rectificador “Six-switch” de tres niveles

En el capítulo 3 se propone el análisis e implementación de tres rectificadores. Para diseñarlos se realiza un control de la corriente de entrada basado en la teoría del control en modo de deslizamiento, forzando a cada uno de los rectificadores a operar como un resistor libre de pérdidas (LFR) trifásico.

Posteriormente, se propone una segunda etapa para la inyección de energía a la red eléctrica. Esta se basa en la implementación de un ondulator elevador de tensión, el cual, conectado a uno de los convertidor AC/DC propuestos anteriormente, inyecte la energía producida por el generador a la red eléctrica. Consecuentemente, en el capítulo 4 se presenta el diseño e implementación de un ondulator de tipo “boost” para la inyección de energía a la red. El control es diseñado para obtener una tensión de salida sinusoidal utilizando solo una etapa de control, en el que a través del control en modo de deslizamiento se propone una ley de control que relaciona las dos corrientes de entrada y la tensión sinusoidal de la salida.

Capítulo 2

Sistemas de Generación Eólica (SGE)

La energía eólica es una de las fuentes de energía renovable más comunes y, producto de los avances tecnológicos en el desarrollo de generadores eléctricos, se ha transformado en uno de los sistemas de generación con mayor madurez jugando un rol importante en la generación de electricidad a nivel mundial. Como resultado, en los últimos 5 años el mercado de turbinas eólicas se ha incrementado considerablemente con una capacidad instalada que ha crecido con un promedio anual de un 22.7% [Consult, 2012]. La capacidad instalada a nivel mundial a finales del 2012 se ha incrementado en 45 GW en comparación al año 2011 llegando a un total de 282.5 GW instalados, de los cuales 109.5 MW pertenecen a la Union Europea y 22.7 MW se encuentran instalados en España [GWEC,]. Consecuentemente, la industria de turbinas eólicas presenta importantes avances en el desarrollo de sistemas de generación de gran potencia, con el desarrollo de turbinas capaces de producir decenas de MW [Liserre et al., 2011]. Sin embargo, los sistemas de grandes potencias están orientados a parques eólicos tanto terrestres como marítimos.

En los comienzos los sistemas de generación eólica (SGE) utilizaban comúnmente generadores de inducción de jaula de ardilla conectados directamente a la red eléctrica. Sin embargo, actualmente se ha evolucionado principalmente hacia sistemas operando a velocidad variable, permitiendo mayor controlabilidad del sistema optimizando la energía capturada del viento. La ventaja de operar a velocidad variable, en comparación con los sistemas que trabajan a velocidad constante, es que la energía anual capturada es un 5% mayor [Carrasco et al., 2006]. En este aspecto, en la integración de turbinas eólicas operando a velocidad variable, la electrónica de potencia se ha convertido en la herramienta más eficiente para el proceso de conversión de la energía.

Un SGE se encarga de convertir la energía cinética del viento en energía eléctrica, para posteriormente transformarla a los niveles energéticos necesarios para su posterior almacenamiento, o inyección a la red eléctrica. En la Fig. 2.1 se observa un esquema simplificado utilizado normalmente para inyectar la energía a la red. Este proceso está compuesto por una turbina eólica, un generador eléctrico y una etapa de potencia.

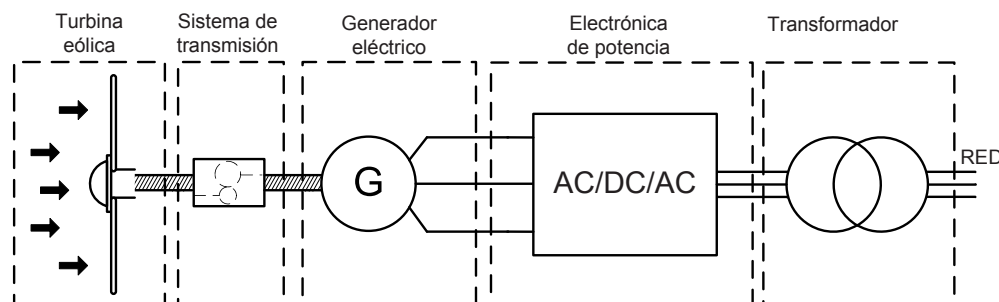


Fig. 2.1: Esquema general de sistemas de generación eólica conectados a la red

El proceso de generación comienza cuando la energía cinética del aire genera la fuerza necesaria en las palas de la turbina para desencadenar un movimiento rotatorio en el eje, es decir, la energía cinética del viento es transformada en energía mecánica. Posteriormente, a través de un sistema de transmisión mecánico, generalmente una caja reductora, el generador transforma la energía mecánica en eléctrica. Más tarde, la etapa de potencia convierte la corriente alterna y la adapta a las características eléctricas requeridas por la aplicación. Es necesario tener en cuenta que el uso de una caja reductora como sistema de transmisión se encuentra asociado generalmente al caso de generadores de potencias elevadas, ya que para potencias menores, la turbina se acopla directamente al eje del generador [Chen et al., 2009].

En el desarrollo de los sistemas de generación es posible distinguir entre dos grandes grupos, la gran eólica, que abarca las potencias mayores a 10 kW, y la mini eólica, abarcando potencias entre 200 W y 10 kW. En España, la energía mini eólica se encuentra regulada dentro del mismo marco que la gran eólica, en el RD661/2007. Además existe una normativa de fabricación de pequeñas turbinas, IEC – 61400 – 2Ed2 del comité Electrotécnico Internacional, aunque su cumplimiento no es obligatorio [Mendez Prince, 2013].

Los SGE se pueden diferenciar de acuerdo al tipo de generador utilizado y la disposición de su eje de rotación. En lo que respecta a la disposición del eje de rotación del generador, lo que caracteriza a los SGE es el tipo de turbina utilizada y las velocidades mínimas necesarias para la rotación. Dependiendo del tipo de turbina, un SGE se puede clasificar como sistema de generación de eje horizontal o de eje vertical.

2.0.1. SGE de eje Horizontal

Las turbinas de eje horizontal son las más utilizadas en los sistemas de generación eólica, y se encuentran disponibles tanto para sistemas de gran eólica, como de mini eólica. La orientación de estos sistemas siempre es en la dirección del viento, utilizando veletas en el caso de generadores de baja potencia y sensores y servo-motores en el caso de altas potencias. De acuerdo a la orientación del rotor con respecto a la dirección del viento, se puede diferenciar entre los rotores a barlovento, en los cuales el viento incide primero sobre las palas de la turbina y posteriormente sobre la torre de sustentación, y los rotores a sotavento, que es el caso contrario, donde el viento incide primero sobre la torre y la maquina y por ultimo en las palas de la turbina.

Además, en este tipo de sistemas de generación los rotores se encuentran compuestos de diferentes numeros de palas o aspas, variando generalmente entre 1 y 4 palas. Las turbinas comúnmente utilizadas son de tres, de dos y de una pala, como se ilustran en la Fig. 2.2 para los rotores tripala, bipala y monopala, respectivamente. Las turbinas compuestas de rotores monopalas y bipala, presentan importantes vibraciones debido a su configuración asimétrica. Por lo tanto, las turbinas con rotores tripala son las más utilizadas, ya que presentan una operación más estable, producto de su rotación más suave y uniforme, eliminando vibraciones en la torre y en la instalación. Si bien a mayor número de palas se obtiene menor rizado de par, el exceso de peso provocado por un alto número de palas genera importantes costes de eficiencia e instalación.

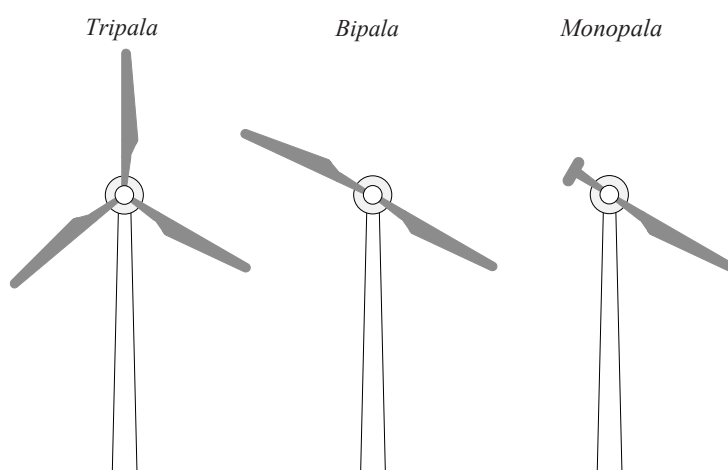


Fig. 2.2: Turbinas eólicas de eje horizontal

2.0.2. SGE de eje Vertical

Los sistemas de generación de eje vertical son aquellos en el que el eje de rotación se encuentra perpendicular al suelo, abarcan un rango de potencias entre los 200 W y los 4 kW, y su característica principal es que son omnidireccionales y pueden adaptarse a vientos turbulentos, cambiantes en dirección y velocidad, que son situaciones habituales encontradas en azoteas de edificios urbanos, por lo tanto, los sistemas con turbinas de eje vertical son más adecuados para instalaciones urbanas que los sistemas de eje horizontal. Además, los sistemas de eje horizontal funcionan mejor con vientos de flujo laminar, y por tanto requieren torres más altas generando mayor impacto visual. En cambio, en los sistemas de eje vertical, debido a la ausencia de dispositivos orientadores y la menor altitud de las torres reducen las vibraciones y ruidos producidos por la turbina. Sin embargo, una importante desventaja en comparación a las turbinas de eje horizontal, es que las velocidades del viento aumentan con la altura, perdiendo la posibilidad de la conversión de mayores potencias.

Dentro de los sistemas de eje vertical, es posible diferenciar varios modelos de turbinas eólicas, como

- Modelo Savonius. El rotor de tipo savonius, representado en la Fig. 2.3 es el rotor más sencillo, y consiste en un cilindro hueco partido por la mitad, en el cual sus dos mitades se desplazan para convertirse en una S. Las partes cóncavas de la S captan el viento, mientras que los reversos presentan menor resistencia. Este tipo de rotor es utilizado a velocidades bajas, presenta autoarranque y el giro se obtiene aprovechando la fuerza de arrastre del viento.

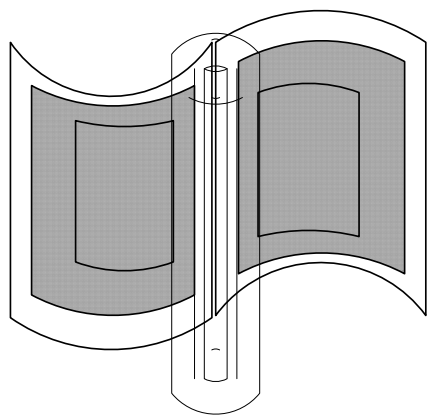


Fig. 2.3: Generador de eje vertical de tipo savonius bipala

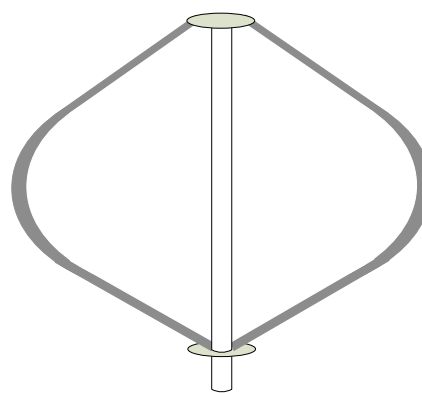


Fig. 2.4: Generador de eje vertical de tipo darrieus bipala

- Modelo Darrieus. El rotor de tipo Darrieus, que se observa en la Fig. 2.4. El giro se produce al aprovechar la fuerza de sustentación del viento, lo cual permite mayores velocidades que un rotor de tipo Savonius. Se compone de unas finas palas imitando un ala de avión que son simétricas y están unidas al eje solo por los dos extremos, formando una curva especial diseñada para un máximo rendimiento. Este rotor, tiene como inconveniente el bajo par de arranque, necesitando de un sistema de arranque secundario, o añadiendo en el centro rotores de tipo Savonius que facilite el arranque de la turbina.
- Modelo Darrieus H o Giromill. El rotor de tipo Darrieus H ilustrado en la Fig. 2.5 consta de 2 a 6 palas situadas verticalmente al eje, unidas por brazos horizontales. Las palas verticales cambian su orientación a medida que se produce el giro del rotor para mayor aprovechamiento de la fuerza del viento.

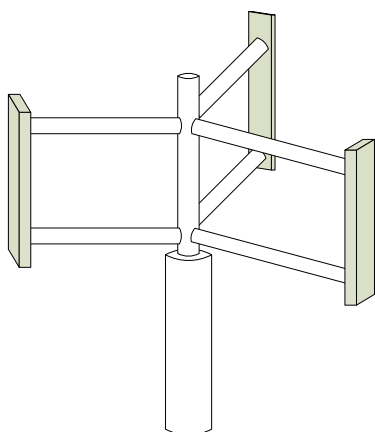


Fig. 2.5: Generador de eje vertical de tipo darrieus H

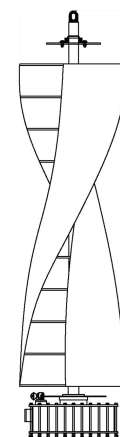


Fig. 2.6: Generador de eje vertical de tipo savonius helicoidal

- Modelo Savonius Helicoidal. El rotor de tipo Windside, Fig. 2.6, es un sistema similar al rotor Savonius, sólo que en vez de la estructura cilíndrica para aprovechamiento del viento, consiste en un perfil alabeado con torsión que asciende por el eje vertical. La principal diferencia entre los demás rotores de eje vertical es el aprovechamiento del concepto aerodinámico, que la acerca a las eficiencias de las turbinas de eje horizontal, reduciendo el rizado de par y creando un efecto chimenea que acelera la turbina.

2.1. Tipos de Generadores

La integración de estos sistemas a la red eléctrica varía en función del tipo de generador. Los generadores que comúnmente se encuentran en la generación eólica son el generador de inducción con doble bobinado (GIDB), los generadores de inducción (GI) de jaula de ardilla y los generadores síncronos (GS). Dependiendo del tipo de generador utilizado, la configuración de la etapa de potencia utilizada como su conexión a la red varía, diferenciándose dos grandes grupos dentro de los SGE, aquellos que operan a velocidad constante, y aquellos que operan a velocidad variable. Actualmente los sistemas operando a velocidad variable se imponen en el mercado de turbinas eólica debido a que la producción de energía depende de la velocidad del viento, optimizando la producción de energía. Además, los sistemas a velocidad variable permiten un mayor control de la potencia activa y reactiva, y como bien se ha explicado anteriormente, tienen una producción de energía anual mayor en comparación a los de velocidad constante.

En esta sección se revisará brevemente las diferentes configuraciones utilizadas para la integración de los cuatro tipos de generadores más utilizados, así como la electrónica de potencia utilizada para su integración a la red eléctrica [Carrasco et al., 2006] [Blaabjerg et al., 2012].

2.1.1. Generador de Inducción de Doble Bobinado

El generador GIDB es uno de los más importantes en los sistemas de generación eólica y actualmente, abarca aproximadamente un 50 % del mercado [Liserre et al., 2011]. Este generador se caracteriza por ser un generador de inducción con el rotor bobinado. Los GIDB se utilizan en sistemas operando a velocidad variable, y se caracteriza porque la potencia generada por este sistema está restringida para un rango de velocidad segura de rotación, con lo que el diseño de la electrónica de potencia está pensado para trabajar con potencias menores que la potencia nominal de la máquina, aproximadamente un 30 % de la potencia nominal.

La configuración típica de conexión a la red se detalla en la Fig. 2.7, en la cual se observa como la etapa de potencia conectada desacopla al rotor de la red eléctrica, con lo cual es posible regular la velocidad de rotación ajustando el par del generador, y por lo tanto, regular la potencia generada. Además, se observa el estator de la máquina conectado directamente a la red eléctrica, con lo cual se controla el flujo de potencia de la máquina, sintonizándolo a la frecuencia de red.

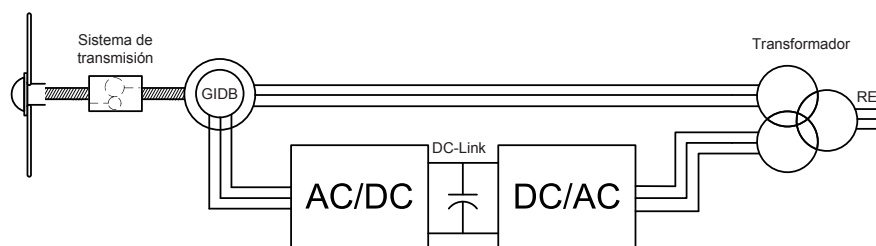


Fig. 2.7: Esquema de conexión para GIDB

La etapa de potencia se conecta al rotor de la máquina a través de anillos colectores o cepillos, lo cual es una desventaja en comparación con el típico generador de inducción de jaula de ardilla. En sistemas con generadores GIDB es necesario el uso de una caja reductora, debido a que el diseño de un generador de inducción de doble devanado multipolo para velocidades bajas, no es técnicamente viable [Teodorescu et al., 2011].

La etapa de potencia comúnmente utilizada en este tipo de sistemas es una configuración “back-to-back” de dos niveles, el cual por un lado procesa la energía proveniente del generador y controla la potencia activa variando la velocidad rotacional de la maquina, y por consecuencia la velocidad del rotor de la turbina. Por otra parte, el ondulator utilizado debe gestionar la energía almacenada en el bus de continua y controlar la potencia reactiva que se inyecta a la red, pudiendo generar desde un valor cero hasta el valor requerido, convirtiéndose en una excelente alternativa en comparación con generador de inducción.

2.1.2. Generador de Inducción

El generador de inducción (GI) se caracteriza por tener el estator bobinado y el rotor de jaula de ardilla. Estos generadores son bastante populares en sistemas de potencias del orden de MW, y es debido a su simplicidad mecánica y la robustez de su construcción [Liserre et al., 2011]. A diferencia de los generadores con doble devanado no necesita de anillos colectores ni escobillas, y su uso se encuentra tanto en sistemas operando a velocidad variable como a velocidad constante. Sin embargo, su peso es ampliamente mayor que un GIDB, y por lo tanto es un generador más costoso [Liserre et al., 2011].

En el caso de trabajar a velocidad constante, el sistema requiere necesariamente el uso de una caja reductora entre la turbina y el generador de inducción, ya que las velocidades del rotor de la turbina son diferentes y normalmente mucho más pequeñas en comparación a las velocidades del generador. La configuración típica para la conexión a

la red se muestra en la Fig. 2.8. Debido a que el generador de inducción requiere de energía reactiva para su funcionamiento, para esta configuración se emplean condensadores conectados en paralelo para generar la corriente magnetizante que necesita el generador [Chen et al., 2009] [Teodorescu et al., 2011].

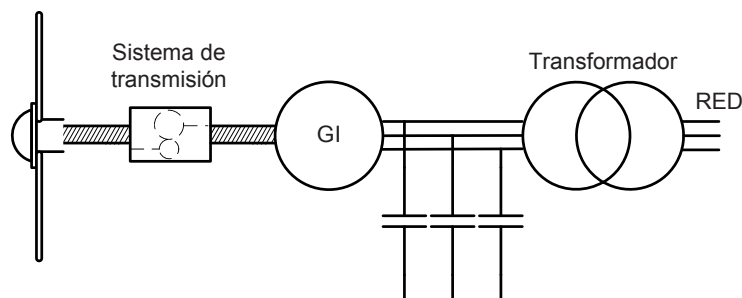


Fig. 2.8: Esquema de conexión de un GI conectado directamente a la red

Por otro lado, en el caso de los sistemas que operan a velocidad variable, el generador es conectado a la red eléctrica mediante una etapa de potencia, la cual desacopla el rotor de la frecuencia de red permitiendo trabajar a diferentes velocidades. La configuración típica en este modo de operación se ilustra en la Fig. 2.9 [Blaabjerg et al., 2012]. Para la etapa de potencia, el convertidor “back-to-back” es uno de los más utilizados, capaz de controlar por un lado la potencia activa del generador, a la vez que debido a su bidireccionalidad en potencia es capaz de generar la potencia reactiva necesaria en el generador. De la misma forma, además de gestionar la energía almacenada en el condensador intermedio, el ondulator controla la potencia reactiva que se inyecta a la red. En los sistemas de baja potencia también es posible encontrar aplicaciones basadas en el uso de un rectificador de diodos conectado a un convertidor “boost” conectado, a su vez, a un ondulator trifásico.

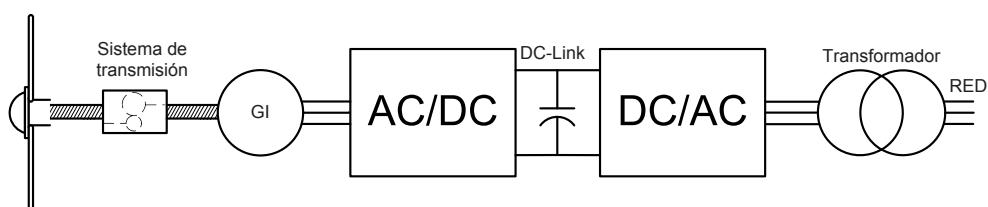


Fig. 2.9: Esquema de conexión de un GI desacoplado de la red

2.1.3. Generador Síncrono

Los generadores síncronos (GS) son considerados como unas de las tecnologías más prometedoras tanto para sistemas de alta y baja potencia [Liserre et al., 2011]. La característica principal de este tipo de generadores es que la frecuencia y la amplitud de la tensión de salida es proporcional a la velocidad de giro, razón por la cual se le conoce como generador síncrono. Este tipo de generador es utilizado frecuentemente en sistemas que operan a velocidad variable [Blaabjerg et al., 2012]. Aunque normalmente se necesita una caja reductora entre la turbina y el generador, en este tipo de máquinas es posible aumentar el número de polos en el rotor, permitiendo eliminar la caja reductora y trabajar a velocidades bajas, característica típica de los sistemas de baja potencia. Además, este tipo de máquina no requiere de condensadores para su funcionamiento. Dentro de este tipo de máquinas es posible diferenciar entre los generadores síncronos y los generadores síncronos de imanes permanentes (GSIP).

El generador síncrono tiene como principal defecto la necesidad de una alimentación externa continua para graduar el campo magnético que requiere la máquina. En este tipo de sistemas la configuración típica utilizada es la que se observa en la Fig. 2.10, en donde la máquina es desacoplada completamente de la red a través de la etapa de potencia. En la Fig. 2.10 se puede observar que la etapa de potencia procesa toda la potencia generada, controlando la potencia activa a través del control de par del rotor, con lo cual es posible controlar la velocidad de rotación. Sin embargo, es necesaria la conexión de un convertidor AC/DC en paralelo para generar el campo magnético en el rotor, resultando un sistema con mayor costo y pérdidas.

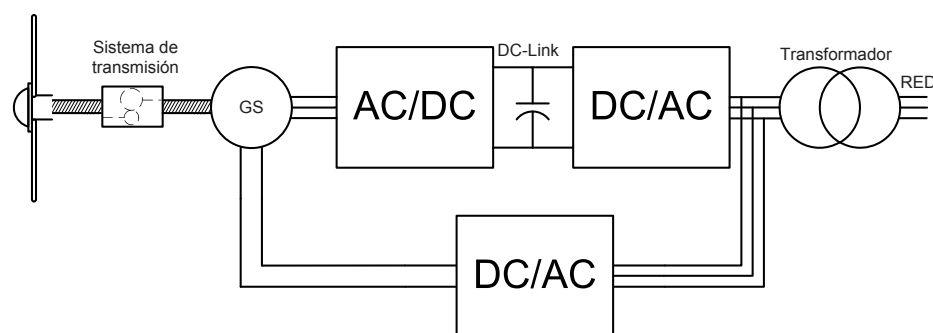


Fig. 2.10: Esquema de conexión de un GS

Por otro lado, el generador síncrono de imanes permanentes es considerado uno de los generadores más eficientes, con pérdidas aproximadas de un 35 % menos que el generador de inducción de doble devanado [Liserre et al., 2011]. En los GSIP, el campo magnético que requiere el rotor es generado por los imanes, con lo que el flujo es constante. Normalmente su construcción estaba orientada a la producción de generadores de baja y media potencia debido a las propiedades y los costos de los materiales magnéticos utilizados. Sin embargo, hoy en día algunas compañías trabajan en la construcción de turbinas con potencias entre 3 y 6 MW [Blaabjerg et al., 2012]. Los sistemas operando a velocidad variable compuestos de GSIP, están orientados normalmente a la generación en sistemas aislados o en sistemas de generación de energía acompañados de otras fuentes de energías renovables.

La configuración típica en este tipo de sistemas se muestra en la Fig. 2.11, en la cual es posible mencionar diferentes alternativas que se utilizan en esta misma configuración y normalmente en sistemas de baja potencia. La más sencilla trata del uso de un rectificador de diodos utilizado como primera etapa, que tiene como principal desventaja la no controlabilidad del par de la máquina, por lo tanto su velocidad, limitando el control de la potencia del sistema. Además incrementa la distorsión armónica de la corriente generando vibraciones de par.

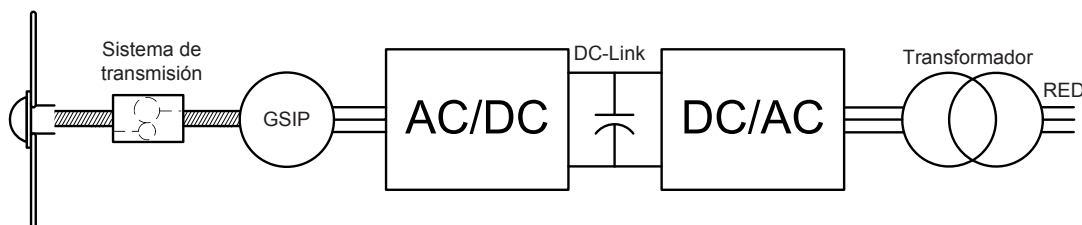


Fig. 2.11: Esquema de conexión de un GSIP

Una alternativa para controlar el par de la máquina y evitar la generación de armónicos es conectar entre el rectificador de diodos trifásico y el ondulator un convertidor DC/DC de tipo elevador. Con esta solución es posible controlar la corriente, y por tanto el par de la máquina. Sin embargo, para potencias elevadas el uso de un solo convertidor que procese toda la corriente generada, puede provocar importantes pérdidas en el sistema. Por esto, una de las configuraciones más utilizadas es un convertidor “back-to-back”, en la que es posible controlar la potencia generada, repartiendo la corriente entre las diferentes ramas que lo componen.

2.2. Control de Potencia de la Energía Eólica

Como se ha mencionado en el apartado anterior, un sistema de generación eólica se compone de una turbina eólica, un generador eléctrico y un sistema de conversión de la energía. Uno de los temas más importantes en el proceso de generación de energía en los SGE, es cómo controlar la potencia generada por el sistema para una determinada velocidad de viento.

En este contexto, existen diferentes técnicas de control que permiten no solo maximizar la extracción de potencia disponible en el viento, sino también realizar este proceso manteniendo el sistema operando siempre en rangos de velocidad que sean seguros tanto para la turbina como para el generador. Estos métodos de control dependen directamente del diseño y el modo de funcionamiento de la turbina, centrándose básicamente en la variación de la velocidad de rotación del generador, el ajuste del ángulo de las palas y la rotación de la turbina. El control del ángulo de las palas y la rotación del eje de la turbina son conocidos como controles “pitch” y “yaw”, respectivamente.

El control de la rotación del eje de la turbina asegura que la turbina esté siempre orientada en dirección al viento, con lo cual se maximiza el área efectiva del rotor y las palas, maximizando la potencia extraída del viento. La desventaja principal en este método es que al variar rápidamente la dirección del viento la turbina se desalinea generando importantes pérdidas de potencia mientras el control reorienta nuevamente la turbina.

Por otra parte, el control del ángulo de las palas tiene como propósito mantener constante una velocidad de rotación de la turbina o mantener una potencia deseada de salida. Existen básicamente dos tipos de control para ángulo de las palas, el control de la variación del ángulo de paso y el control de parada activa.

Además de mucho ruido, el control del ángulo de paso consiste en la variación del ángulo de tal manera que el ángulo de incidencia del viento sobre las palas disminuya a medida de que la velocidad del viento aumente. Esto permite mantener la fuerza en el plano del generador constante.

El control de parada activa, al contrario que el anterior, consiste en disminuir el ángulo de paso de la pala con tal de aumentar el ángulo de incidencia del viento, de tal manera de que el viento incida directamente con la parte plana de la pala. Este método cumple el mismo concepto del control pasivo, con la diferencia que el ángulo de paso se modifica a medida que el viento aumenta, forzando de esta manera la parada de la turbina.

El último método de control propone regular la potencia mediante la regulación del

par de la maquina, es decir, mediante la regulación de la velocidad de rotación. Esto es posible a través del uso de la etapa de potencia, específicamente a través de convertidores de potencia. Por lo tanto, a través de la etapa de potencia se controla el par del generador adaptándose rápidamente a cambios inesperados de viento, sin afectar la dinámica de salida. En la actualidad, debido a su efectividad, los métodos de control de los sistemas de generación se basan particularmente en la variación de velocidad y el control del ángulo de la pala. De ellos se derivan cuatro estrategias de control que son normalmente utilizadas para regular el funcionamiento de la turbina a lo largo de la curva de potencia.

- **Velocidad constante, ángulo de la pala constante.** Esta estrategia de control no tiene un control activo sobre la optimización de la generación de potencia, debido a que el generador es acoplado directamente a la red eléctrica, manteniendo constante la velocidad rotacional de la turbina. La potencia en este tipo de sistemas se controla a través de métodos pasivos de regulación utilizados específicamente para velocidades altas de viento para no exceder la potencia nominal de la maquina. Para este tipo de control es de vital importancia el desempeño de las palas de la turbina, por lo que su diseño aerodinámico es vital para el control. El punto de operación del sistema depende exclusivamente del viento, por lo que, a medida que el viento aumenta el sistema disminuye la potencia generando perdidas en las palas, manteniendo a ésta por debajo de la potencia nominal. Esto se logra debido a que el flujo de viento a altas velocidades se vuelve turbulento y por lo tanto la incidencia es menos directa y baja automáticamente la carga aerodinámica, y por lo tanto la potencia disminuye.
- **Velocidad constante, ángulo de la pala variable.** Normalmente los generadores conectados a red solo funcionan correctamente en rangos muy bajos de velocidad del viento con el fin de mantener la velocidad del rotor cerca de la velocidad de sincronismo del generador. Por lo tanto la estrategia de control consiste en utilizar un ángulo fijo para velocidades por debajo de la velocidad nominal y un ángulo que se ajusta continuamente para velocidades por encima de la velocidad nominal. En esta estrategia se utilizan los dos métodos de control de ángulo de la pala mencionados anteriormente. Este método es utilizado frecuentemente en aplicaciones de media y alta potencia, ya que generalmente se necesitan instrumentos meteorológicos para la medición del viento y determinar el ángulo de inclinación en el que se extrae la máxima potencia, además de los mecanismos para la modificación del ángulo de la

pala, que para sistemas de baja potencia tienen un coste alto.

- **Velocidad variable, ángulo de la pala constante.** Esta estrategia de control ha evolucionado gracias al avance de la electrónica de potencia y se ha instaurado como una de las más importantes especialmente en sistemas de baja potencia. Los sistemas operando a velocidad variable tienen mayor rendimiento, extrayendo más potencia del viento. En estos casos el generador se encuentra desacoplado de la red a través de convertidores de potencia encargados de regular el punto de operación del sistema para un ángulo de pala fijo, con lo cual es posible hacer un seguimiento del par óptimo de la turbina para diferentes velocidades del viento.
- **Velocidad variable, ángulo de la pala variable.** Este tipo de estrategia es frecuentemente utilizada en sistemas de altas potencias, debido a que es posible regular el par de la turbina para velocidades bajas de viento, extrayendo mayor potencia, y controlar el ángulo de las palas a velocidades mayores, permitiendo una generación más eficiente a estas velocidades. Para el control del ángulo se pueden utilizar los métodos de control del ángulo de paso y de parada activa, mencionada anteriormente.

2.3. Modelo de la Turbina Eólica

Como se menciona anteriormente, una de las estrategias de control implementadas con mayor frecuencia en sistemas de baja y media potencia debido a sus buenas prestaciones es la que permite a la turbina trabajar a velocidad variable y a un ángulo de pala fijo. Las turbinas eólicas operando a velocidad variable tienen la capacidad de alcanzar una velocidad de rotación óptima en función de la velocidad del viento, por lo que, la máxima eficiencia en la conversión se obtiene para una velocidad y un ángulo de las palas óptimos, para los que la cantidad de extracción es máxima. Para comprender esta estrategia, se necesita entender el proceso de conversión, es decir, entender como la energía cinética se convierte en energía mecánica y posteriormente en energía eléctrica.

El proceso de generación de energía de un SGE comienza cuando la turbina eólica captura la potencia del viento a través de un sistema aerodinámico compuesto por las palas de la turbina. La velocidad del aire v se reduce en el rotor, y la energía cinética absorbida del aire E_{kin} se transforma en energía mecánica P_{mec} .

Según [Heier, 1998] [Lubozni, 2003] [Hau, 2005], la energía cinética dada a través de

una sección de aire puede ser calculada a través de (2.1)

$$\int_0^t dE_{kin} = \frac{1}{2}\rho A(v_{wind}dt)v_{wind}^2 \rightarrow P_{wind} = \frac{dE_{kin}}{dt} \quad (2.1)$$

donde ρ es la densidad del aire, A el área barrida por las palas de la turbina y v_{wind} la velocidad del viento. Aplicando la derivada de la energía disponible en la ecuación (2.1), la potencia disponible en el viento se define como

$$P_{wind} = \frac{1}{2}\rho Av_{wind}^3 \quad (2.2)$$

Por otro lado, para una determinada masa de viento, la potencia mecánica extraída del viento por un transductor de energía es expresada como la diferencia entre la potencia disponible en el viento, antes y después del transductor, como se muestra en la ecuación (2.3),

$$P_{mec} = \frac{1}{4}\rho A(v_1^2 - v_2^2)(v_1 + v_2) \quad (2.3)$$

donde v_1 representa la velocidad del viento antes y v_2 la velocidad después del transductor de energía. Manipulando matemáticamente (2.3) puede ser expresada como (2.4), donde C_p es la relación de la potencia mecánica extraída por el transductor, denominado coeficiente de potencia.

$$P_{mec} = C_p(\lambda, \beta) \cdot P_{wind} \quad (2.4)$$

Este coeficiente es una expresión no lineal que depende del "tip speed ratio" λ (2.5) y del ángulo de inclinación de las palas β . El coeficiente de potencia representa el porcentaje de la potencia disponible en el viento que es convertido en potencia mecánica. Este concepto fue introducido por Albert Betz en 1920, quien también demostró la existencia de un límite físico superior para este valor. En la Fig. 2.12 se pueden observar los valores típicos del coeficiente de potencia para los diferentes tipo de turbinas.

$$\lambda = \frac{\omega_m R}{v}, C_p < 0.59 \quad (2.5)$$

De acuerdo con (2.4), para maximizar la extracción de potencia es necesario maximizar el valor del coeficiente de potencia. Aunque existe un límite máximo teórico expresado en (2.5), en los sistemas de generación eólica los valores máximos alcanzados están por debajo del teórico, debido a que en un sistema real existen pérdidas en las palas, en la turbina y en los sistemas de transmisión. Como $C_p(\lambda, \beta)$ depende de algunos aspectos como

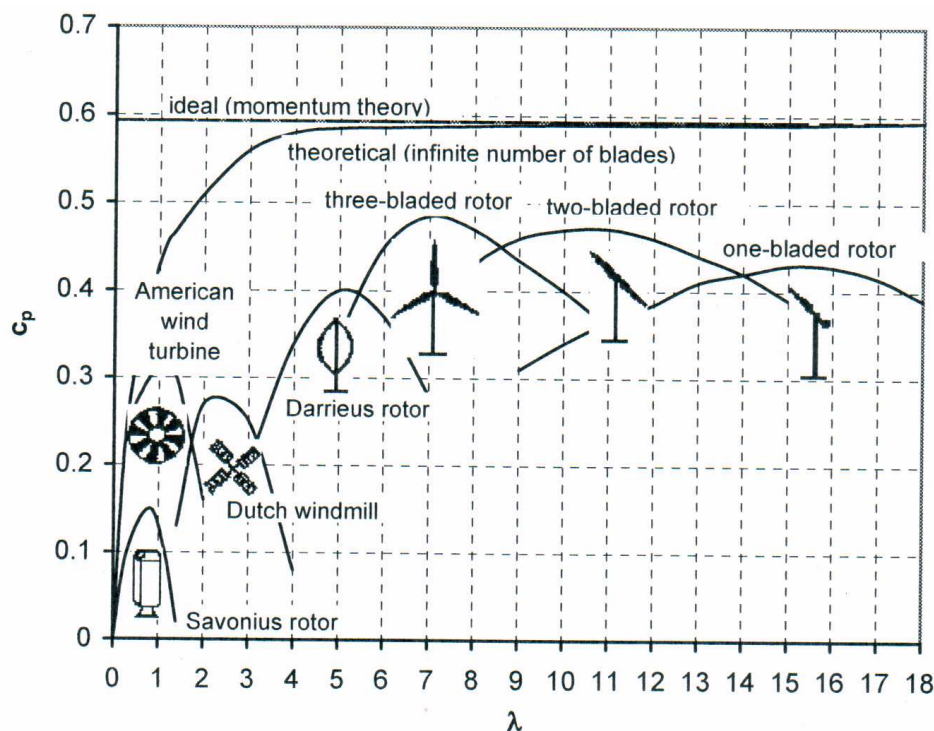


Fig. 2.12: Coeficiente de potencia para diferentes turbinas eólicas [Heier, 1998]

el diseño del rotor, el número y forma de las palas, el peso y la rigidez entre otros, la expresión de este coeficiente no es única, con lo cual para obtener una expresión que represente con más detalle el tipo de rotor utilizado se requiere de diferentes estudios para obtener una aproximación [Monroy and Alvarez-Icaza, 2006], [Lu and Chang-Chien, 2010], [Heier, 1998] [Lubozni, 2003] [Hau, 2005].

Este trabajo no contempla el estudio del modelo específico del rotor y de la maquina utilizada para obtener una expresión que modele la turbina utilizada, por lo que se opta por usar la expresión (2.6) que corresponde a una turbina de eje horizontal de tres palas [Hau, 2005]. Como se observa, la expresión (2.6) incluye los coeficientes c_1 a c_6 que dependen directamente del tipo de rotor, y el parámetro λ_i que es definido como se expresa en (2.7).

$$C_p = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3\beta - c_4\beta^x - c_5 \right) e^{-\frac{c_6}{\lambda_i}} \quad (2.6)$$

$$\lambda_i = \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right)^{-1} \quad (2.7)$$

Finalmente, los valores para los coeficientes c_1 a c_6 son $c_1 = 0.5, c_2 = 116, c_3 = 0.4, c_4 = 0, c_5 = 5, c_6 = 21$, con lo cual es posible describir el comportamiento esperado para este modelo del coeficiente de potencia como se observa en la Fig. 2.13, que muestra las curvas características para el coeficiente de potencia $C_p(\lambda, \beta)$ para diferentes valores de λ y β . Estas curvas se han obtenido substituyendo (2.7) en (2.6) y usando una longitud de palas de la turbina de $R = 1.35$ m. De igual manera, es posible expresar C_p en función de la velocidad del rotor en rpm para diferentes valores de viento, es decir $C_p(V_{wind}, w_{rpm})$, como se observa en la Fig. 2.14.

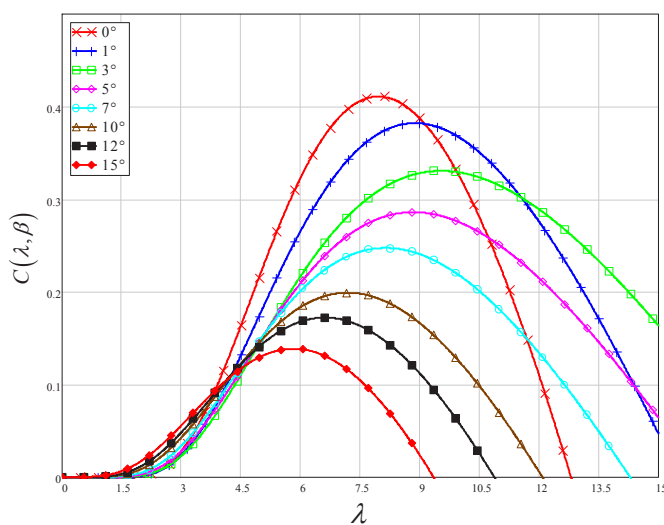


Fig. 2.13: Coeficiente de potencia en función de λ para diferentes valores de β

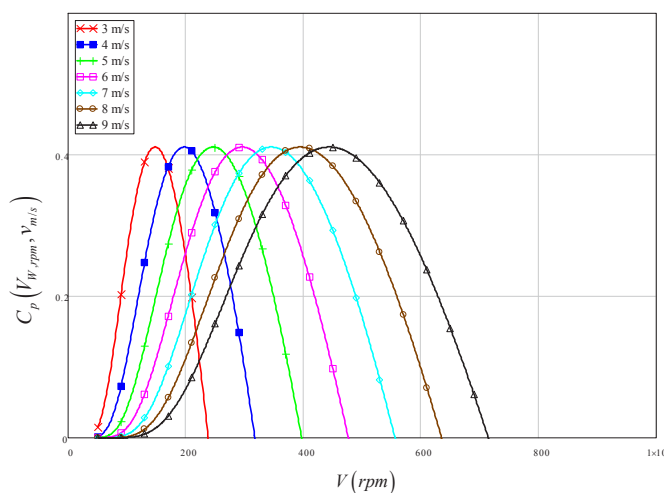


Fig. 2.14: Gráfico de Coeficiente de Potencia en función de la velocidad del rotor para diferentes velocidades de viento

De (2.4) y (2.6) es posible obtener las curvas de la potencia extraída en función de la velocidad del rotor rpm para velocidades de viento que varían entre 3 m/s y 12 m/s como se observa en la Fig. 2.15.

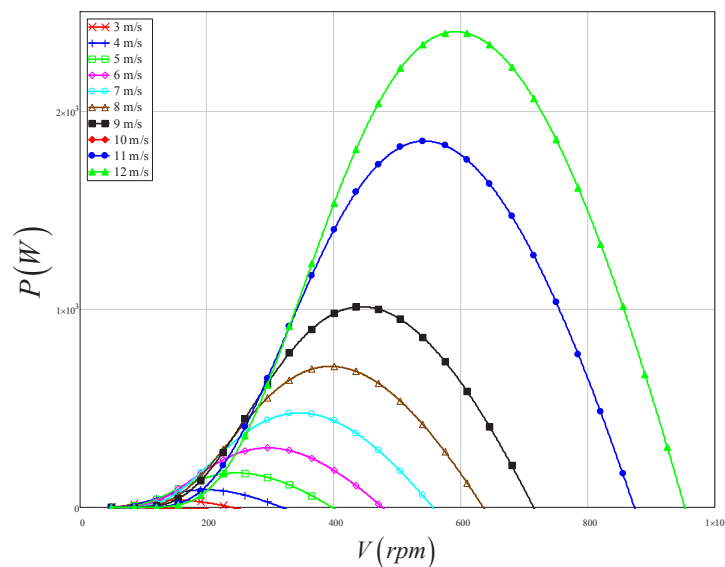


Fig. 2.15: Potencia en función de la velocidad de rotación para diferentes velocidades de viento

Si recopilamos tenemos que:

- a) Las ecuaciones que describen la aerodinámica de las turbinas de viento muestran que la potencia disponible en el viento P_{wind} depende del cubo de la velocidad del viento.
- b) La potencia que realmente se extrae del viento, P_{mec} , depende de la velocidad angular del rotor ω y del ángulo de inclinación de las palas del rotor β .

Por lo tanto, controlando la velocidad del rotor, es posible trabajar en el punto de máxima extracción de la potencia disponible en el viento. En este contexto, para controlarlo se requiere regular el par del generador, y en consecuencia, la corriente de salida del mismo. De esta manera, para la optimización en la producción de energía, la etapa de potencia utilizada debe controlar la potencia de entrada, a través del control de la corriente de entrada al sistema, para encontrar el par óptimo, y de esta manera, la máxima extracción de energía.

2.4. Etapas de Potencia para la Conversión de Energía Eólica

Como se deduce de los apartados anteriores, dependiendo del tipo de generador y los rangos de potencia generados, existen diferentes configuraciones de etapas de potencia utilizadas para la conversión y control de la energía producida. Además, los SGE de media y baja potencia, operan comúnmente a velocidad variable, y la estrategia de control más utilizada es de velocidad variable y ángulo de pala fijo.

Para la conversión de energía de un SGE operando a velocidad variable, la configuración más utilizada es la observada en la Fig. 2.11, que permite desacoplar el generador en tensión y en frecuencia de cualquier sistema al cual esté conectado (bus regulado de tensión o red eléctrica). Este sistema se encuentra dividido en dos etapas, un convertidor AC/DC y un convertidor DC/AC. El convertidor AC/DC, es un rectificador controlado encargado de regular la potencia extraída del generador eólico. La segunda etapa, compuesta por un ondulator de tensión, transforma la corriente continua producida por el rectificador en alterna, y de esta manera inyectar la energía a la red eléctrica.

2.4.1. Arquitecturas AC/DC

El diseño de convertidores AC/DC tiene como principal objetivo realizar el proceso de conversión de energía con un bajo contenido armónico (THD) y un factor de potencia (FP) cercano a la unidad.

Esta conversión, en su configuración más sencilla y económica, consiste en un rectificador de diodos conectado a un filtro de salida. Sin embargo, la conversión se realiza con importantes desventajas, como una tensión continua de salida variable y no controlada, la generación de armónicos en la corriente de entrada y la baja eficiencia en la conversión, necesitando de grandes filtros de salida, con lo cual se incrementa además, su costo y tamaño.

Actualmente, debido a los grandes adelantos realizados en dispositivos de conmutación (MOSFETs e IGBTs) se ha evolucionado hacia sistemas de rectificación controlada. En sus comienzos, esta evolución llevó al uso de convertidores conmutados continua-continua conectados a un puente rectificador de diodos, permitiendo, con diferentes estrategias de control de la corriente de entrada, realizar la corrección del factor de potencia. Además, era posible la regulación de la tensión/corriente de salida, con lo cual se obtenía una conversión más eficiente y compacta [Sebastian et al., 1994]. Estos convertidores son denominados rectificadores conmutados (SMRs, del inglés *switched-mode rectifiers*).

En este aspecto, el desarrollo de SMRs en el campo de la electrónica de potencia se ha incrementado de forma considerable, encontrándose topologías para todo tipo de potencias y aplicaciones, tanto para sistemas monofásicos como trifásicos. En lo que respecta a las topologías utilizadas en sistemas trifásicos, éstas son utilizadas en aplicaciones como “drivers” de motores, UPS, cargadores de batería, adaptadores de energías no convencionales, alimentación de sistemas informáticos, servidores, etc., y se pueden encontrar para un amplio rango de potencia desde el orden de kilo-vatios (kW) hasta los mega-vatios (MW).

Hoy en día, el uso de estos rectificadores controlados con capacidad de corrección del factor de potencia se ha centrado principalmente en el área de sistemas de alimentación para sistemas informáticos, los cuales son conectados principalmente a la red eléctrica. Para este tipo de aplicaciones, se han desarrollado diferentes topologías y técnicas de control, como [Kolar and Friedli, 2013] y [Singh et al., 2004] donde se han recopilado una gran variedad de topologías para diferentes aplicaciones y todas ellas manteniendo la conversión de potencia con altos índices de calidad.

Estas topologías se clasifican en primer lugar según el flujo de la energía, como bidireccionales o unidireccionales. Posteriormente, dentro de cada grupo es posible clasificarlos según el tipo de conversión, como rectificadores de tipo “boost”, “buck” y “buck-boost”, y de acuerdo también a la generación de diferentes niveles de tensión de salida, es decir, como los rectificadores multinivel.

Para la selección del tipo de rectificador adecuado para una aplicación específica o para los requerimientos de una segunda etapa de conversión, se deben considerar algunos factores importantes, como:

- Calidad de la potencia en la entrada (corrección FP, THD y EMIs permitidos en la aplicación)
- Tipo de salida (tensión DC, rizados, aislamiento galvánico, etc.)
- Dirección del flujo de potencia (unidireccionales o bidireccionales)
- Tipo de convertidor (reductor, elevador, reductor-elevador)
- Eficiencia
- Coste, peso y tamaño

Por otro lado, en lo que respecta a su uso como adaptador de energías renovables, y específicamente de la generación eólica, el uso de rectificadores controlados cada vez tiene mayor interés debido al crecimiento en el desarrollo de aplicaciones de sistemas eólicos tanto para baja, media y alta potencia. En la literatura es posible encontrar un resumen de las principales configuraciones y topologías utilizadas en los sistemas de generación eólica, las cuales dependen principalmente del tipo de generador y la cantidad de potencia que se requiera procesar [Blaabjerg et al., 2012], [Liserre et al., 2011], [Carrasco et al., 2006].

En altas potencias una de las configuraciones más utilizadas en la generación eólica se ilustra en la Fig. 2.16, estando compuesta de un convertidor “back-to-back” encargado de regular por un lado, la potencia proveniente del generador eólico, y por el otro lado la energía inyectada a la red eléctrica. En el desarrollo de esta arquitectura, destaca el uso del rectificador controlado de seis interruptores de dos niveles. Este rectificador se caracteriza principalmente por sus buenas prestaciones en la generación de un bajo contenido armónico con lo cual es frecuentemente utilizado en sistemas conectados a la red eléctrica [Kolar and Friedli, 2013], [Singh et al., 2004]. Sin embargo, debido a su capacidad bidireccional en el flujo de la corriente, permite controlar la potencia reactiva que necesitan algunos generadores eléctricos, convirtiéndose también en una topología idónea para su aplicación en un SGE.

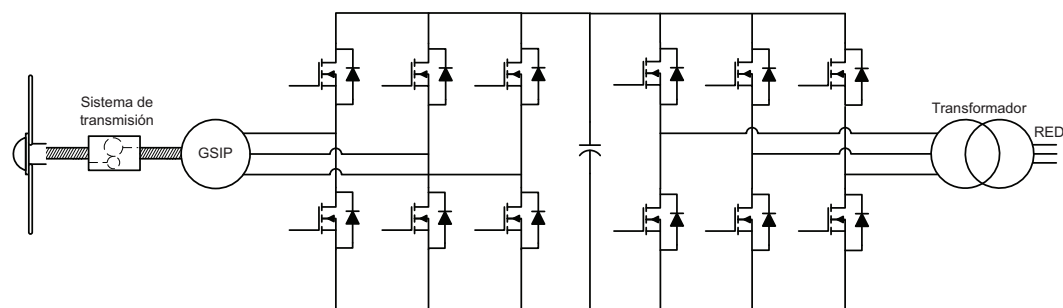


Fig. 2.16: Configuración “back-to-back” para conexión de un generador síncrono de imanes permanentes a la red eléctrica

Por otra parte, a partir de esta arquitectura y con la idea de procesar cada vez mayor potencia y con mayor eficiencia, se han propuesto diferentes configuraciones, entre ellas el desarrollo de diferentes etapas conectadas en paralelo obteniendo un configuración modular, como es el ejemplo de diferentes módulos “back-to-back” conectados en paralelo. Con este tipo de estructuras, dispuestas ya en el mercado, es posible procesar mayor

potencia sin estresar los componentes del circuito obteniendo mayor eficiencia, redundancia y fiabilidad ante fallos de alguna de las etapas conectadas [Liserre et al., 2011]. Además, soluciones como el uso de topologías multinivel son también cada vez más frecuentes, debido a que es posible alcanzar mayores tensiones de salida sin estresar los componentes del circuito, obteniendo mayores eficiencias incluso procesando mayores rangos de potencia.

En este aspecto, una de las topologías más simples y comunes es el rectificador “Six-switch” de tres niveles, como el que se ilustra en la Fig. 2.17 [Singh et al., 2004]. Otras topologías “back-to-back” multinivel más complejas se han propuesto, y algunas de ellas ya se comercializan, para procesar mayor potencia a mayores tensiones, llegando en algunos casos a los 5 kV [Liserre et al., 2011] [Blaabjerg et al., 2012]. Cabe señalar que los convertidores matriciales también es una solución que está irrumpiendo el mercado fuertemente, sin embargo no será objeto de estudio en este análisis.

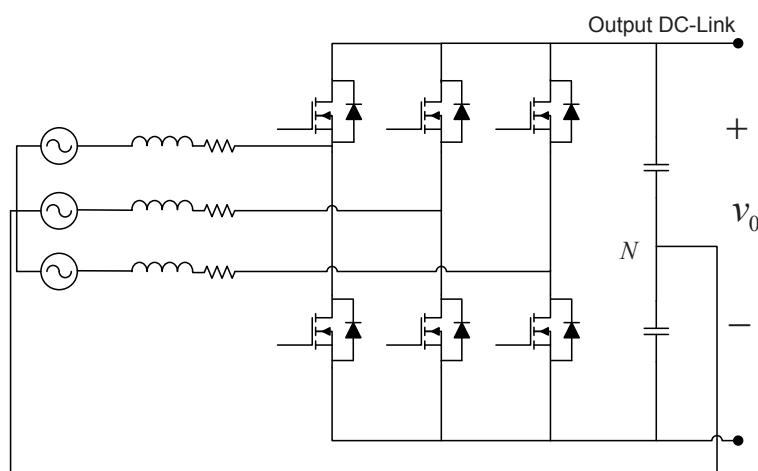


Fig. 2.17: Esquema general del rectificador “Six-switch”

En lo que respecta al caso de aplicaciones de generación eólica de baja potencia, una de las alternativas más utilizadas debido a su simplicidad es la que se observa en la Fig. 2.18, en la que se utiliza un rectificador de diodos trifásico y un convertidor continua-continua de tipo “boost” [Xia et al., 2011]. Esta configuración es la más simple y económica. Sin embargo, la cantidad de corriente y tensión que debe procesar un solo interruptor tiene consecuencias importantes en términos de eficiencia debido a que las pérdidas de conmutación y de conducción son elevadas. Además, si bien es posible controlar la corriente de entrada y obtener una corrección del factor de potencia cercano a la unidad, el contenido armónico generado en las corrientes de entrada del generador producto del

puente rectificador conlleva al uso de filtros pasivos para evitar pérdidas y vibraciones en el sistema de generación eólica.

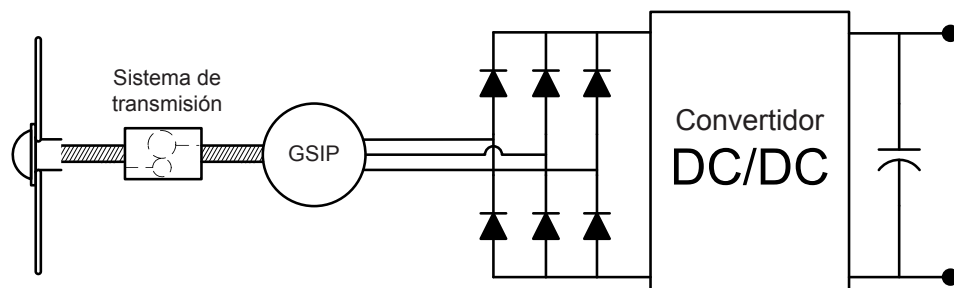


Fig. 2.18: Configuración "boost" para la conexión a la red de un generador síncrono de imanes permanentes

Sin embargo, las etapas de conversión utilizadas en los sistemas eólicos de altas potencias evolucionan hacia configuraciones modulares y redundantes, utilizando también topologías multinivel. La idea principal de esta evolución es la obtención de una mayor fiabilidad, a través de la redundancia, y la obtención de una mayor eficiencia reduciendo la cantidad de potencia (corriente y/o tensión) a la que están expuestos los dispositivos. En este aspecto, es posible orientar este objetivo hacia sistemas de baja potencia. Es decir, el uso de configuraciones modulares permite utilizar el conocimiento desarrollado hasta ahora en el diseño de rectificadores monofásicos para ser implementados en sistemas trifásicos. Además, si en cada módulo se implementa de forma independiente la etapa de control, es posible realzar el concepto modular, adquiriendo redundancia y simplicidad en su implementación. Un ejemplo de este tipo de configuración, se puede observar en la Fig. 2.19, tanto para la fuente de entrada conectada en triángulo, como en estrella. Esta configuración es frecuentemente utilizada en sistemas de alimentación para redes informáticas y de telecomunicación, como se detalla en [Kolar and Friedli, 2013] [Barbosa et al., 2000] [Lee et al., 2001].

Como se observa, utilizando este tipo de configuración es posible el uso de topologías monofásicas conocidas, como es el caso del rectificador "boost", compuesto de puente rectificador y un convertidor "boost" continua-continua. Utilizando un módulo por cada fase, se procesa un tercio de la potencia en cada una, ayudando a mejorar la eficiencia en comparación con una configuración más simple observada en la Fig. 2.18. Sin embargo, cabe señalar, que para el correcto funcionamiento se debe asegurar de que las tres etapas utilizadas estén totalmente equilibradas para evitar el desbalanceo de la fuente trifásica en la entrada.

2.4 Etapas de Potencia para la Conversión de Energía Eólica

27

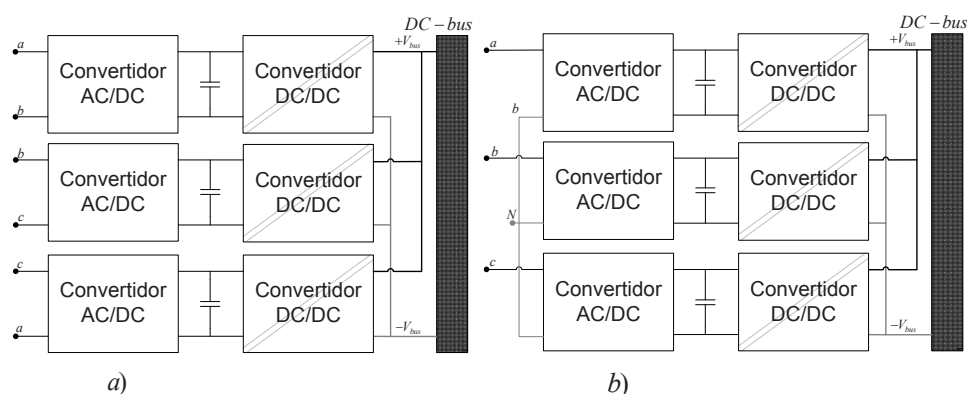


Fig. 2.19: Configuración de rectificadores monofásicos de tipo "boost" para sistemas trifásicos. a- Configuración delta. b- Configuración estrella

Además, la posibilidad del uso del cable de neutro de la fuente de entrada, permite ampliar este concepto modular a otros rectificadores trifásicos. Normalmente, el uso del neutro ha permitido dividir la tensión de salida, ayudando a reducir el estrés de tensión en los interruptores, como se puede observar en el rectificador de VIENNA, ilustrado en la Fig. 2.20 y en el rectificador "Six-switch", ilustrado en la Fig. 2.17. Estas topologías tienen como característica principal la generación de una tensión de salida de tres niveles. Sin embargo, el uso del neutro permite además obtener un desacoplo de las fases, es decir, que cada fase del sistema puede ser controlado, de forma independiente. De esta manera, el rectificador, VIENNA y el rectificador "Six-switch", pueden ser vistos como tres módulos independientes, como se observa en la 2.19b.

Finalmente se puede observar que a través de topologías de baja potencia es posible implementar configuraciones que aporten modularidad y redundancia, de la misma forma que se propone actualmente para los sistemas de alta potencia. Además de ventajas como la modularidad, se obtiene una importante mejora en la eficiencia global en un sistema de generación eólica de baja potencia.

2.4.2. Arquitecturas DC/AC

En el caso de la inyección de la energía producida por el SGE a la red eléctrica, el convertidor utilizado debe cumplir con los requerimientos de tensión y frecuencia que ésta posee, independiente de la velocidad de rotación que la turbina tenga. Además, esta debe tener la capacidad de controlar tanto la potencia activa como reactiva que se inyecta y eliminar la distorsión armónica (THD) de la corriente inyectada, cumpliendo con los estándares de conexión [Blaabjerg et al., 2012].

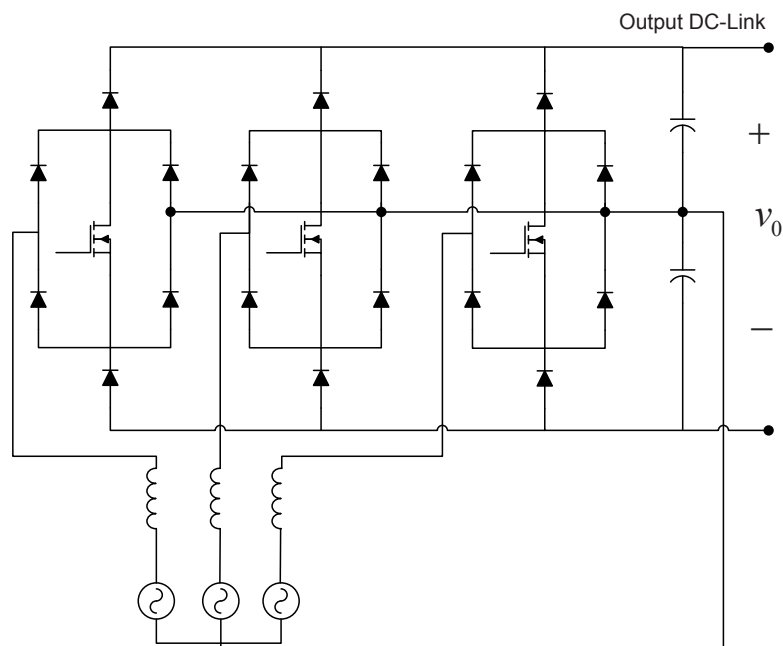


Fig. 2.20: Rectificador VIENNA

Para el caso de la gran eólica, en la inyección de energía a la red eléctrica, la configuración más utilizada es la que corresponde a la etapa de potencia de la Fig.2.16. Conectado a la red se observa el ondulator reductor trifásico de la Fig. 2.21, que inyecta a la red la energía almacenada en el condensador intermedio.

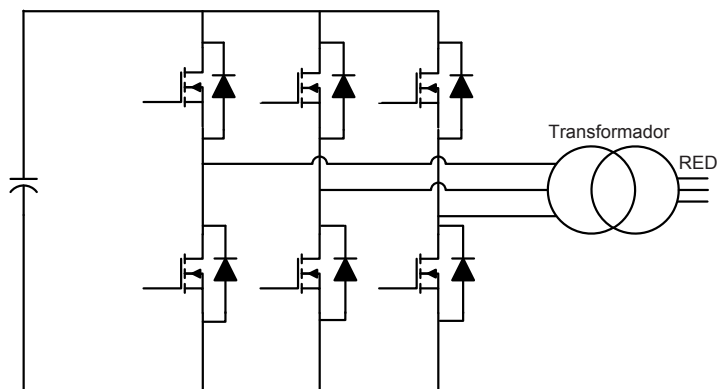


Fig. 2.21: Ondulador trifásico utilizado en configuración "back-to-back"

En el caso de SGE de baja potencia, la inyección de energía a la red puede estar orientada también hacia redes monofásicas de tensión, como ocurre en el desarrollo de sistemas fotovoltaicos conectados a la red. En este aspecto, la configuración usada es similar,

en la cual una primera etapa se encarga de ajustar la tensión continua requerida por el ondulator. Cabe señalar que la configuración típica utilizada en los sistemas fotovoltaicos es similar a la que se emplea en los SGE, es decir, se compone de una primera etapa que se encarga de adaptar los niveles de tensión, la cual es normalmente de tipo “boost”. Mientras que la segunda etapa se compone de un ondulator de tipo “buck”, como el que se ilustra en la Fig. 2.22.

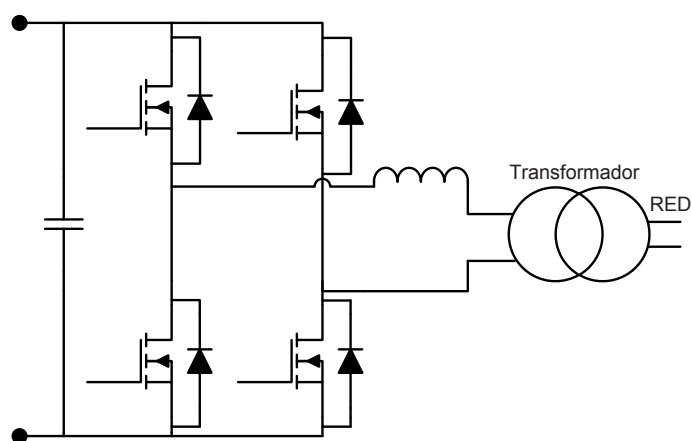


Fig. 2.22: Ondulator “buck” para sistemas monofásicos

Por lo tanto, en ambos tipos de generación (eólica o fotovoltaica) de baja potencia, si se utiliza este tipo de configuraciones existe una importante dificultad, que consiste en mantener la tensión mínima en la entrada del ondulator, tensión que debe ser siempre mayor a la tensión de red. En este aspecto, si se utiliza un sistema de generación eólica de baja potencia, donde la amplitud de tensión de salida no supera los 100 V, mantener un nivel de tensión cercano a los 400 V a la entrada del ondulator, genera en la primera etapa de conversión un funcionamiento extremo complicando su diseño. Además, a diferencia de los sistemas fotovoltaicos, la variación de potencia en un sistema de generación eólica es mucho mayor, con lo cual cuando la turbina esté trabajando en zonas de bajas potencias puede ocasionar ciclos de trabajos extremos en el rectificador.

Normalmente, los ondulators monofásicos de tipo “buck” son implementados utilizando transformadores de línea, Fig. 2.22, o de alta frecuencia, como se observa en la configuración de la Fig. 2.23 [Teodorescu et al., 2011]. A través de estos transformadores es posible solucionar de forma relativa el problema de tensión mínima requerida por el ondulator [Kjaer et al., 2005], [Xue et al., 2004]. Sin embargo, el diseño de esta configuración adquiere importantes costes, convirtiéndose en un prototipo pesado y poco eficiente, debido a las pérdidas producidas por los transformadores.

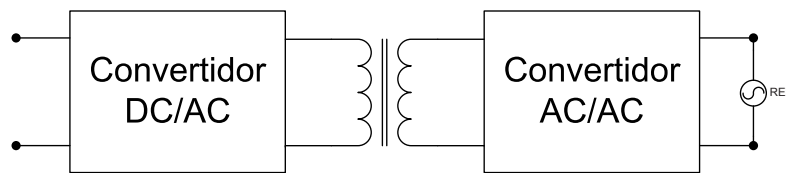


Fig. 2.23: Sistema de conversión con transformación de alta frecuencia

En este aspecto, si bien el ondulator que se observa en la Fig. 2.22 es el más utilizado en un amplio rango de aplicaciones, los avances obtenidos en la electrónica de potencia han incrementado el desarrollo de convertidores usando “más silicio y menos hierro”. Esto ha llevado al diseño de prototipos más compactos con mayor rango de tensiones de entrada, mejorando la eficiencia global del sistema [Xue et al., 2004].

Por lo tanto, con la idea de minimizar la cantidad de componentes y tener la capacidad de elevar la tensión para evitar el uso de transformadores, es posible la utilización y diseño de ondulatorios con capacidad de elevación de tensión. En este sentido, la principal ventaja obtenida por un ondulator elevador es la capacidad de obtener una tensión sinusoidal en la salida, a partir de tensiones menores que la entrada. De esta manera es posible la inyección de energía a la red incluso cuando la tensión en el condensador intermedio sea menor que la tensión de red. Consecuentemente, cuando la turbina eólica esté generando bajas potencias el convertidor AC/DC podría reducir la ganancia en tensión y evitar ciclos de trabajos extremos. Además, como no se requiere una tensión mínima en la entrada del ondulator, las especificaciones de diseño y de rizado del condensador intermedio pueden variar, reduciendo el valor del condensador.

Realizando una revisión de la literatura, se encuentran desarrollos de diferentes topologías de ondulatorios con capacidad elevadora de tensión. Sin embargo, de acuerdo al número de dispositivos la simplicidad de su estructura y la capacidad elevadora que ofrece, el ondulator de tipo “boost” de la Fig. 2.24 ha llamado la atención como una solución compacta para evitar el uso de transformadores en aplicaciones de baja potencia [Caceres and Barbi, 1995], [Vazquez et al., 1999], [Nagao and Harada, 1997].

Por lo tanto, para la integración a la red de un SGE existen diferentes configuraciones que dependen específicamente del tipo de generador que se utilice. En este aspecto, considerando que para el desarrollo de esta tesis se contempla el uso de un SGE de baja potencia para su integración en sistemas urbanos, donde se dispone de un generador síncrono de imanes permanentes (GSIP) de 1 kW, se propone el desarrollo de la configuración ilustrada en Fig. 2.11, que debe ser capaz de procesar toda la potencia generada, y

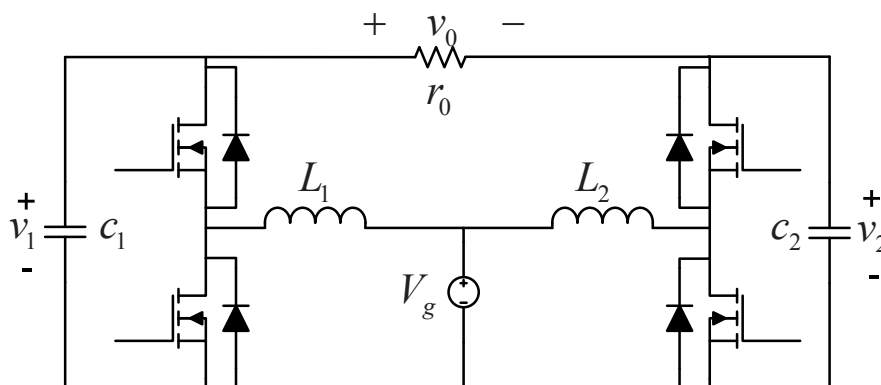


Fig. 2.24: Ondulador "boost"

además, permitir su operación a velocidad variable.

Por otro lado, en los sistemas de baja potencia donde se utilizan normalmente turbinas de eje vertical y en algunos casos turbinas tripalas de eje horizontal, la forma de control que se propone es a velocidad variable y ángulo de pala fijo. Por lo tanto, la etapa de potencia, en el caso del lado del generador, debe tener la capacidad de controlar la corriente proveniente del generador, con la cual es posible controlar el par de la turbina y como consecuencia su velocidad de rotación. En este desarrollo, este requisito es fundamental para controlar la potencia y facilitar el balance energético en el condensador intermedio, además, de maximizar la potencia extraída mediante el uso de algoritmos seguidores del punto de máxima potencia (MPPT) [Blaabjerg et al., 2012]. Finalmente, otro aspecto importante que se debe tener en cuenta es que si el SGE opera a velocidad variable, una de las características de un GSIP es que la tensión y frecuencia dependen directamente de la velocidad de rotación, con lo cual el diseño del control debe responder antes variaciones de entrada, tanto en tensión como en frecuencia que dependerán de las variaciones del viento, variaciones que deben estar siempre desacopladas de la red eléctrica.

Además, como bien se conoce, la mitigación del contenido armónico de las corrientes de entrada se requiere de manera obligatoria en los sistemas conectados a la red eléctrica [Kolar and Friedli, 2013]. Sin embargo, cabe destacar que el contenido armónico no solo afecta a la red eléctrica, sino que también afecta a las máquinas eléctricas, y en éste caso, a los generadores eólicos. Como se demuestra en [IEEE, 1993], la generación de armónicos tiene efectos negativos en un generador eléctrico, como el calentamiento en el rotor de la maquina debido a las perdidas producidas en el cobre y en el hierro de la misma.

Además, producto de la interacción de los armónicos de la corriente con la frecuencia fundamental del campo magnético, se producen importantes vibraciones de par, con lo cual se ve afectado la vida útil y la fiabilidad tanto de la maquina eléctrica utilizada como de las instalaciones necesarias para su funcionamiento.

En lo que respecta a la integración del generador eólico a la red eléctrica, se consideran dos opciones. En primer lugar, la primera etapa de conversión debe ser capaz de permitir la integración del SGE a un bus regulado de tensión continua perteneciente a una microrred en arquitectura DC. Y en segundo lugar, la integración a través de dos etapas de conversión, es decir, a través de un ondulator monofásico de tipo elevador.

Para el desarrollo de la primera etapa se propone la implementación de tres rectificadores trifásicos que cumplan con las siguientes características:

- Control de la corriente proveniente del generador
- Respuesta rápida ante cambios de frecuencia y tensión
- Balance energético en el condensador DC-link
- Fácil mantenimiento
- Bajo coste, tamaño y peso
- Eficiencia

Para la segunda parte en el desarrollo de esta tesis, se propone el desarrollo de un ondulator "boost", con lo cual es posible inyectar la energía a la red eléctrica a partir de tensiones menores que la salida, evitando así el uso de transformadores y el estrés de tensión en la primera etapa de potencia. Por lo tanto, esta etapa debe cumplir con los siguientes requisitos

- Obtención de una señal sinusoidal
- Tensiones de entrada entre 70 y 200 V
- Reducción del valor del condensador intermedio
- Balance energético en el condensador DC-link
- Fácil mantenimiento
- Bajo coste, tamaño y peso
- Eficiencia

Capítulo 3

Desarrollo e Implementación de un Resistor Libre de Pérdidas Trifásico

En este capítulo, se proponen y analizan tres rectificadores trifásicos para la integración de un sistema de generación eólica a un bus regulado de tensión perteneciente a una microrred en arquitectura DC. La idea principal es el desarrollo de rectificadores controlados con capacidad de corrección del factor de potencia, con lo cual es posible reducir y/o eliminar el contenido armónico en las corrientes de entrada, evitando daños en la máquina eléctrica. El sistema de generación utilizado para este proyecto se compone de una máquina síncrona de imanes permanentes, con lo cual el sistema debe tener la capacidad de operar con tensiones de entrada de amplitud y frecuencia variable.

Se propone la corrección del factor de potencia mediante la implementación de un resistor libre de pérdidas (LFR), que hasta ahora solo ha sido utilizado en sistemas monofásicos, es decir, sistemas bi-puertos compuestos de una entrada y una salida. En este trabajo se introduce el concepto de resistor libre de pérdidas trifásico. Este dispositivo, es un tetrapuerto que recoge en sus tres puertos de entrada la potencia generada por cada fase del generador y la transfiere al puerto de salida, es decir, al bus de continua. Se demostrará que el concepto de LFR trifásico permite modelar cualquier rectificador trifásico como PFC. Para su implementación se controla de forma independiente cada fase mediante una ley de control deslizante que fuerza que la corriente entregada por cada fase sea proporcional a su respectiva tensión de entrada.

A nivel práctico, los rectificadores se diseñarán para ser conectados a un bus de tensión continua, que en primer lugar pertenece a un bus regulado de tensión de una microrred en arquitectura DC, y en segundo lugar a un bus-DC perteneciente a la conexión de un ondulator monofásico conectado a la red eléctrica. En esta primera etapa se desea integrar un SGE a una microrred, la cual emplea un bus regulado DC para la distribución de potencia de diferentes fuentes conectadas (paneles solares, baterías y un generador eólico), como se ilustra en la Fig. 3.1. En dicha figura, “BCR” (*battery charger*) y “BDR” (*battery discharger*) respectivamente corresponden a un cargador de baterías y un descargador de baterías. La carga DC, es una carga en continua controlada, “MPPT” es un algoritmo seguidor del punto de máxima potencia y “PA” (power adaptor) un adaptador de potencia [Valderrama-Blavi et al., 2013].

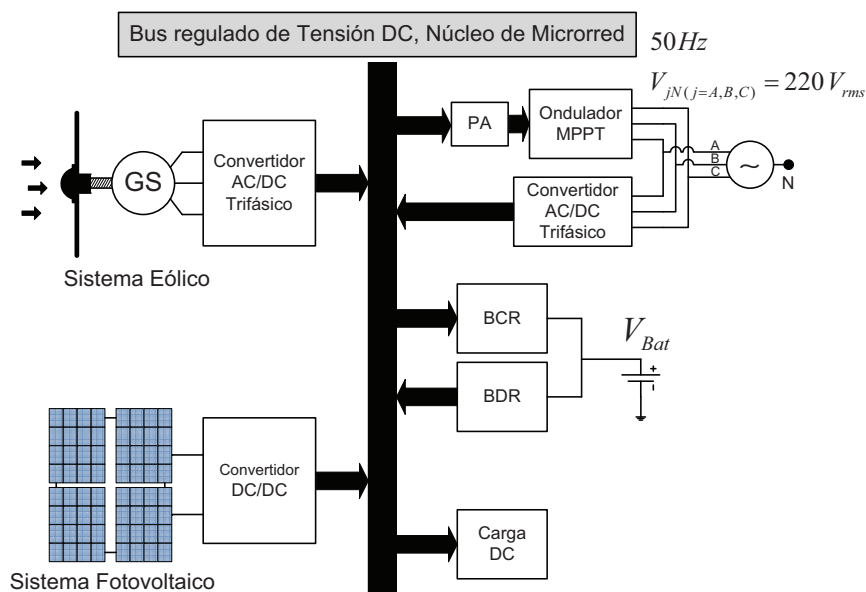


Fig. 3.1: Arquitectura de una microrred con bus DC

3.1. Resistor Libre de Pérdidas basado en Control en Modo Deslizante

El principal objetivo en el diseño de un rectificador controlado es la obtención de un factor de potencia (FP) cercano a la unidad y una baja distorsión armónica (THD). Para ello, existen tres técnicas capaces de reducir o eliminar el contenido armónico en la corriente de entrada, como filtros pasivos, filtros activos y la corrección del factor de

potencia. Aunque en general entre estos tres métodos la finalidad es la misma, su principio de funcionamiento es diferente ya que la implementación de filtros sólo ayuda a la reducción de las componentes armónicas, mientras que la corrección del factor de potencia elimina la generación de componentes armónicas en la corriente [Jou et al., 2005], [Zhang et al., 2010] y [Robert W. Erickson, 2001].

Los filtros pasivos se basan en redes *RLC* conectadas entre la fuente trifásica y el rectificador, y son sintonizados a las frecuencias de los armónicos que se desean eliminar. Consecuentemente, son frecuentemente utilizados en sistemas que trabajan a frecuencia y amplitud fija como la red eléctrica, y por tanto, la aplicación de un filtro pasivo en sistemas eólicos operando a velocidad variable se convierte en una alternativa poco eficiente. Por otra parte, los filtros activos (STATCOM) de igual manera que los pasivos buscan reducir los componentes armónicos a través del uso de un convertidor bidireccional conectado en paralelo a la carga. En este caso, la estrategia de control busca que la corriente en el convertidor sea la corriente de distorsión, permitiendo además la corrección del factor de potencia. Si bien este sistema puede ser utilizado en sistemas eólicos operando a velocidad variable, el uso de un convertidor adicional, con su respectivo control representa grandes costes al sistema.

Finalmente, la corrección del factor de potencia es uno de los métodos más utilizado en rectificadores controlados, donde mediante el control de la corriente de entrada se logra que ésta esté en fase con su respectiva tensión. El factor de potencia de una corriente o tensión sinusoidal viene definido por (3.1), y se compone del factor de distorsión (THD) y el factor de desplazamiento. El factor de distorsión corresponde a la relación del valor eficaz de la componente fundamental de la corriente y el valor eficaz total de la corriente, y el factor de desplazamiento es el coseno del ángulo entre la componente fundamental de las formas de onda de la tensión y la corriente.

$$\begin{aligned} FP &= k_d \cdot \cos(\phi) \\ k_d &= \frac{i_1}{i_{rms}} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \end{aligned} \quad (3.1)$$

La idea principal de esta técnica es que la corriente de entrada esté en fase con la tensión de entrada y sea lo más sinusoidal posible, eliminando así las componentes armónicas de la corriente. Una de las técnicas propuestas para realizar la corrección del factor de potencia es que la fuente, en este caso el generador, tenga conectado entre sus bornes una resistencia, o un sistema que emule una resistencia. Para ello, diferentes técnicas clásicas de control de corriente basados en la modulación de la anchura de pulsos

(PWM), como la modulación de espacios vectoriales, controlan el convertidor de manera tal que la corriente se encuentre siempre en fase con su respectiva tensión de entrada [Kolar and Zach, 1997]. Otro método de control, es el concepto de resistor libre de pérdidas (LFR), con el cual se logra controlar el convertidor de manera tal que su impedancia de entrada se comporte como una resistencia. Este concepto no es nuevo, ya que se encuentra también en las propiedades intrínsecas de algunos convertidores operando en modo de conducción discontinua (DCM). Sin embargo, con diferentes técnicas de control se ha extendido el concepto de LFR para ser aplicado en cualquier tipo de convertidor, con lo cual se busca potenciar la característica modular asociada a la configuración de sistemas de generación distribuida. De esta manera, a través de la utilización de técnicas convencionales de control, normalmente utilizadas en sistemas de baja potencia, es posible la simplificación y estandarización del diseño de los prototipos para sistemas de grandes potencias.

Bajo este contexto, los convertidores de potencia pueden ser modelados a través de uno de los tres elementos canónicos básicos ideales, es decir, como transformadores-DC, giradores de potencia DC (DC power-gyrators) y resistores libre de pérdidas (LFR), y de esta manera ser representados a través de la interconexión de bloques simplificados controlados para asegurar su correcto funcionamiento. Por lo tanto, en el desarrollo de este capítulo, los rectificadores propuestos serán diseñados para operar como un LFR trifásico, en el cual el rectificador será modelado para que su impedancia de entrada emule una resistencia, obteniendo además un sistema POPI, es decir, que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida.

3.1.1. Resistor Libre de Pérdidas

La noción del resistor-libre de pérdidas, fue introducida por primera vez en los años 90, por [Singer, 1990], [Singer, 1989] y modelada con el circuito ilustrado en la Fig. 3.2 [Singer and Erickson, 1992], donde se observa que a través de una impedancia de entrada de valor resistivo se transfiere a la salida la potencia de entrada con valor $P_i = V_1^2(t)/r$, actuando la salida a su vez como una fuente de potencia. Este concepto ha sido utilizado en diferentes aplicaciones, los cuales a través del uso de diferentes técnicas de control se modelan circuitos conmutados para tener una impedancia de entrada resistiva. Sin embargo, la mayoría de ellos se basan en la característica resistiva natural de los convertidores de tipo reductor-elevador (“buck-boost”) controlados mediante PWM y operando en modo de conducción discontinua (DCM). Por otra parte, la introducción del control en

modo de deslizamiento como técnica de control para la corrección del factor de potencia tiene como principal precedente el trabajo realizado por [Rossetto et al., 1993], en el cual la superficie de deslizamiento es definida como una combinación lineal del error de la corriente de entrada y el error de la tensión de salida.

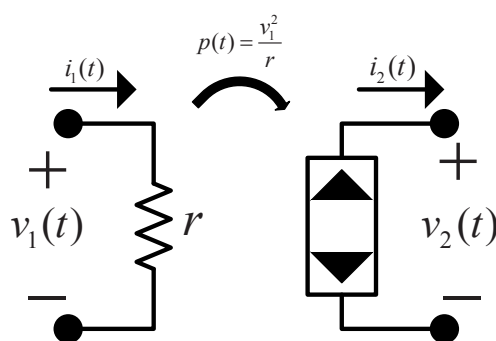


Fig. 3.2: Representación de un resistor libre de pérdidas

Para el desarrollo de convertidores actuando como elementos canónicos, en la literatura es posible encontrar una gran variedad de trabajos en los cuales se analizan estas arquitecturas eléctricas ideales [Martinez-Salamero et al., 2005], [Cid-Pastor et al., 2005], [Cid-Pastor et al., 2007], [Cid-Pastor et al., 2009], [Martinez-Salamero, 2009], sin embargo, en [Cid-Pastor et al., 2013] se trabaja especialmente en la manera de sintetizar LFRs utilizando control en modo deslizante. La idea es implementar de forma modular cualquier arquitectura eléctrica en un sistema de distribución o de generación de potencia conectando bloques básicos.

En [Cid-Pastor et al., 2007] se muestra que el convertidor “boost” puede comportarse como un resistor-libre de pérdidas mediante el uso de control en modo deslizante, operando en conducción continua (CCM), obteniendo así importantes propiedades que son inherentes al control deslizante, como la robustez ante transitorios tanto en la entrada como en la salida, la generación de buenas formas de ondas sinusoidales y sobre todo, la simplicidad en el diseño del control.

3.1.2. Bases de Control en Modo Deslizante

Como bien se conoce, los convertidores conmutados se modelan como sistemas de estructura variable, en los cuales la transferencia de la energía almacenada por sus elementos es transferida a la salida de forma cíclica, cambiando a su vez la configuración topológica sucesivamente. Es decir, si un convertidor conmutado es controlado por una

única señal de control binaria, el convertidor es lineal con respecto a cada estado de la señal de control. Por lo tanto, el convertidor se puede modelar como (3.2), donde la variable x representa el vector de estado del convertidor, siendo la señal de control u discontinua que toma valores cero o uno, siendo los puntos de transición los que corresponden a los puntos de discontinuidad y por tanto a los cambios de estructura del convertidor.

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \quad (3.2)$$

Los convertidores conmutados pueden ser controlados por técnicas de control lineal. Una vez modelado dinámicamente en pequeña señal en torno a un punto de equilibrio se diseña el controlador. Sin embargo, si se aplican grandes perturbaciones de línea (entrada) o de carga, el sistema puede ser alejado bruscamente del punto de equilibrio, perdiendo la controlabilidad del sistema [Martinez-Salamero et al., 2009]. Además, la utilización de PWM, implica la necesidad de una portadora triangular de alta frecuencia, que interactúa con una señal continua para activar el interruptor. Por lo tanto, con la idea de mitigar la influencia de grandes perturbaciones, tanto en la entrada como en la salida, se han propuesto técnicas de control no-lineales, como lo es el control en modo de deslizamiento.

Controlar un convertidor utilizando modo deslizante conduce a una respuesta transitoria rápida, reduce un orden la dinámica, y al mismo tiempo garantiza una sensibilidad muy baja ante perturbaciones externas. Por otro lado, en este método la señal de activación del interruptor es una señal continua que toma dos valores $\{0, 1\}$ en función de los estados del convertidor expresados mediante las correspondientes ecuaciones diferenciales. El diseño del controlador en modos deslizantes se realiza en dos fases. En la primera se escoge una superficie de control que proporciona el comportamiento asintótico deseado cuando la dinámica del convertidor se ve forzada a evolucionar sobre la misma. En la segunda fase se diseña el circuito de realimentación que dirige la dinámica del convertidor hacia la superficie y la mantiene sobre ella. La posible existencia del modo deslizante en un convertidor conmutado se puede encontrar mediante el método de Lyapunov, normalmente para sistemas de una sola entrada, o mediante el método de Filippov y el inmediato corolario propuesto por Utkin [Utkin, 1978] [Utkin, 1993], [Sira-Ramirez, 1987] conocido comúnmente como la técnica del control equivalente, que puede ser fácilmente aplicado en sistemas de varias entradas y salidas [Martinez-Salamero et al., 2010].

3.1.2.1. Método del control equivalente

El método del control equivalente es un procedimiento que permite obtener las condiciones de existencia, y la dinámica ideal del sistema, a través de la sustitución de la expresión analítica del control equivalente en la expresión de la variable de control del modelo conmutado. Es decir, si un convertidor conmutado es controlado por una señal $u \in \{0, 1\}$, es posible expresar el sistema para los estados lineales de conmutación como

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1x + B_1 \Rightarrow u = 1 \\ \dot{x} &= A_2x + B_2 \Rightarrow u = 0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

Si se expresa (3.3) en forma compacta, se obtiene la ecuación bilineal que describe el comportamiento del sistema para todo tiempo, como

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u) = (A_1x + B_1)u + (A_2x + B_2)(1 - u) \\ \dot{x} &= A_2x + B_2 + [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)]u \\ \dot{x} &= (Ax + \delta) + (Bx + \gamma)u \end{aligned} \quad (3.4)$$

donde $A = A_2$, $\delta = B_2$, $B = (A_1 - A_2)$ y $\gamma = (B_1 - B_2)$. La ley de control aplicada al sistema, se define como

$$u = \begin{cases} 0 & \text{si } S(x) > 0 \\ 1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

donde la función $S(x)$ representa la superficie de conmutación seleccionada para controlar el sistema. Existen modos deslizantes si las proyecciones de los campos vectoriales pertenecientes a $S(x)$ y a su derivada temporal tienen signos opuestos y apuntan hacia la superficie. Estas condiciones de existencia se pueden expresar como

$$\begin{aligned} \frac{dS(x)}{dt} &< 0 \quad \text{si } u = 0 \\ \frac{dS(x)}{dt} &> 0 \quad \text{si } u = 1 \end{aligned} \quad (3.6)$$

de tal manera que $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$. El conjunto de todos los puntos de $S(x)$ donde se cumpla (3.6) se definirá como una región de deslizamiento. Por otra parte, la dinámica ideal de deslizamiento se define y caracteriza por las condiciones de invarianza [Utkin et al., 2009], [Cid-Pastor et al., 2011], [Martinez-Salamero et al., 2013], expresadas por :

$$\begin{aligned} S(x) &= 0 \\ \frac{dS(x)}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (3.7)$$

Finalmente, el control equivalente, expresado en (3.9), se obtiene a partir de las condiciones de invarianza, igualando a cero la primera derivada temporal de $S(x)$, como se expresa en (3.8). La ecuación del control equivalente, expresa una función continua, que fuerza la trayectoria del sistema hacia la superficie definida por $S(x)$.

$$\frac{dS(x)}{dt} = \langle \nabla S(x), f(x, u_{eq}) \rangle = \langle \nabla S(x), (Ax + \delta) + (Bx + \gamma) \cdot u_{eq} \rangle = 0 \quad (3.8)$$

$$u_{eq} = -\frac{\langle \nabla S(x), Ax + \delta \rangle}{\langle \nabla S(x), Bx + \gamma \rangle} \quad (3.9)$$

donde $\nabla S(x) = \frac{\partial S(x)}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t}$.

De la ecuación del control equivalente, (3.9), se desprende una de las condiciones definidas como necesarias para la existencia del régimen deslizante sobre la superficie $S(x)$, es decir, la condición de transversalidad, que condiciona la existencia del control equivalente, definida como $\langle \nabla S(x), Bx + \gamma \rangle \neq 0$.

Finalmente, la dinámica deslizante ideal se obtiene al sustituir el control equivalente en las ecuaciones del sistema original (3.4), asignando además las condiciones iniciales sobre la región de deslizamiento [Martinez-Salamero et al., 2009] [Calvente C., 2001].

3.1.2.2. Control en modo deslizante con frecuencia de conmutación finita

La ley de control expresada en (3.5), no es físicamente realizable, ya que implicaría una frecuencia de conmutación infinita sobre la superficie $S(x)$. Con lo cual se utiliza la lógica de conmutación siguiente

$$u = \begin{cases} 0 & \text{si } S(x) > \Delta \\ 1 & \text{si } S(x) < -\Delta \end{cases} \quad (3.10)$$

donde Δ es una constante positiva y representa el entorno de la superficie por donde el sistema opera en régimen deslizante, denominado "boundary layer". Con esta ley de control, la frecuencia de conmutación en modo deslizante puede ser finita.

Es posible observar que u no está definido cuando $|S(x)| < \Delta$, esto deja abierta la forma de implementar la ley de control. Una posibilidad es que u mantenga el valor que

tenía la última vez que $|S|$ fue igual a Δ . Se dice en ese caso que el control tiene histéresis [Calvente C., 2001].

3.1.3. Resistor Libre de Pérdidas aplicado a Sistemas Trifásicos

Se desea aplicar el concepto de LFR a rectificadores trifásicos para controlar la potencia suministrada por el generador y asegurar un buen factor de potencia para cada fase. Es decir, si se controla cada rectificador de manera tal que su impedancia de entrada emule una resistencia, se forzará a que la corriente esté en fase con su respectiva tensión, consiguiendo así la corrección del factor de potencia, como el control de la potencia entregada.

La idea principal es controlar diferentes rectificadores trifásicos conmutados, de forma tal que se modele como un LFR, de la misma forma que se modelan los rectificadores monofásicos, en el que cualquier convertidor es modelado como un bipuerto. En sistemas trifásicos, bajo una superficie de control definida independiente, los rectificadores controlados como LFR se modelan como un tetrapuerto, donde la potencia es transferida al puerto de salida mediante el control de cada puerto de entrada como se observa en la Fig. 3.3.

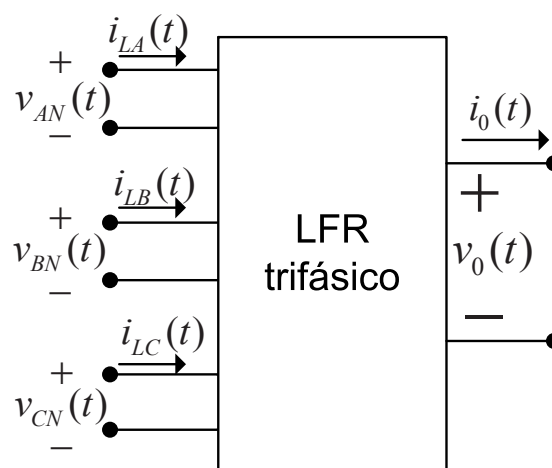


Fig. 3.3: Modelo tetrapuerto trifásico

Para realizar un tetrapuerto utilizaremos la superficie de deslizamiento definida en (3.11), en el que se emulará una impedancia de entrada resistiva en cada fase de forma independiente. En (3.11), se define el subíndice como $j = \{A, B, C\}$, para diferenciar las respectivas fases A , B y C . La superficie forzará a la corriente de entrada de cada fase a seguir a su respectiva tensión de entrada con un factor g , denominado conductancia y de

valor $g = 1/r$, donde r representa el valor resistivo de la impedancia. De esta manera, modelaremos el circuito como un tetrapuerto controlando cada fase de forma independiente, como se ilustra en la Fig. 3.4. Como se puede observar además, a través de este modelo, la potencia de salida se puede expresar como la suma de la potencia absorbida por cada fase. De esta manera, se puede expresar la transferencia de potencia como en (3.12), comportandose así la salida como una fuente de potencia.

$$S_j(x, t) = I_{Lj}(t) - i_{refj}(t) = i_{Lj}(t) - g \cdot V_{jN}(t) \quad (3.11)$$

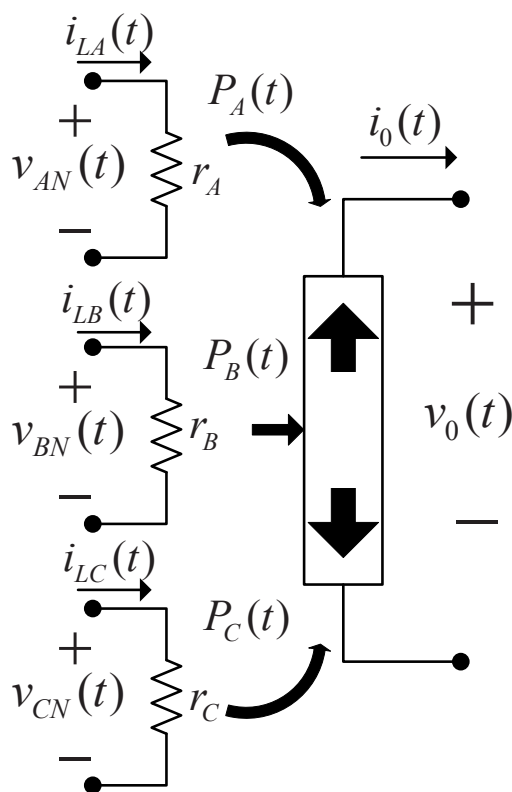


Fig. 3.4: Descripción del resistor libre de pérdidas

$$P_o(t) = P_A(t) + P_B(t) + P_C(t) = \frac{V_{AN}^2}{r_A} + \frac{V_{BN}^2}{r_B} + \frac{V_{CN}^2}{r_C} \quad (3.12)$$

El control de un convertidor operando como resistor-libre de pérdidas puede ser realizado con una simple implementación analógica actuando sobre la corriente y tensión de entrada como se observa en (3.11). Es decir, a través del uso de un multiplicador, un amplificador operacional, y un comparador por histéresis, la corriente del inductor de cada fase es forzada a seguir la tensión de entrada respectiva, y cuando $s_j(x, t) = 0$, la

impedancia de cada fase tendrá un comportamiento resistivo igual a $r = 1/g$. Finalmente, mediante una implementación que carece de complejidad, se obtiene una corrección del factor de potencia ideal y un control de la potencia extraída, que además puede ser regulada ajustando el valor de la conductancia. Por lo tanto, debido a la simpleza y modularidad obtenida mediante el uso del cable de neutro de la fuente de entrada, como propiedad fundamental de este análisis, el modelado del sistema como un LFR-trifásico puede ser extendido a cualquier tipo de rectificador trifásico con corrección del factor de potencia.

3.2. Rectificador Monofásico Modular

Una de las configuraciones más simples desarrolladas para los rectificadores controlados es el uso de un rectificador monofásico como el de la Fig. 3.5, compuesto de un puente de diodos y un convertidor DC/DC de tipo “boost”.

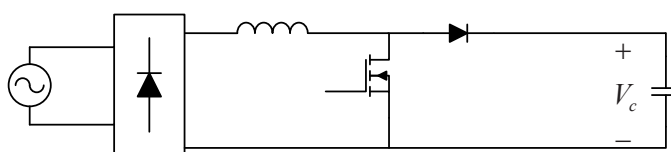


Fig. 3.5: Rectificador controlado de tipo boost

Debido a sus buenas prestaciones, esta topología monofásica ha evolucionado hacia los sistemas trifásicos caracterizándose como una de las configuraciones más simples [Heldwein et al., 1999], [Li and Liaw, 2004], [Prasad et al., 1989] y [Kolar and Friedli, 2013]. Esta configuración se presenta como una solución modular y eficiente, debido especialmente a que cada etapa procesa un tercio de la potencia total del sistema. Además, producto de la generación de formas de onda con un bajo contenido armónico, esta configuración es frecuentemente utilizada en los sistemas conectados a la red eléctrica, no habiendo sido explotada como adaptador en sistemas eólicos. Generalmente se compone de tres rectificadores controlados monofásicos con un regulador DC/DC con aislamiento galvánico conectado a cada uno de ellos. El uso de aislamiento galvánico es prácticamente obligatorio, debido a que la conexión de tres rectificadores monofásicos conectados a un mismo condensador de salida sin aislamiento provoca interacciones entre sus fases, con lo cual se produce un desbalanceamiento de la fuente de entrada. Cabe señalar que

debe existir aislamiento galvánico al menos en uno de los puertos, es decir, o en las fuentes de entrada o en la salida. Con la idea de simplificar y abaratar los costos producidos por el uso de tres reguladores de tensión con aislamiento galvánico, se propone el uso de un único regulador DC/DC con aislamiento galvánico que procese la energía proveniente de los tres rectificadores. Sin embargo, la conexión de los tres rectificadores a un mismo condensador, esta vez intermedio, continúa provocando desbalanceamiento en la fuente de entrada.

Para solucionar este problema, en primer lugar es necesario entender los problemas de interacción entre los rectificadores, como se explica en [Spiazzi and Lee, 1997]. El circuito de la Fig. 3.6 está compuesto de tres rectificadores conmutados monofásicos con corrección del factor de potencia, diseñados para trabajar con un sistema de entrada trifásico de 4 hilos, conectados sin aislamiento al mismo condensador de salida. Por lo tanto, si se propone un control independiente para cada fase, con lo cual los interruptores conmutan de forma independiente, cualquier combinación de los estados en los rectificadores puede producirse.

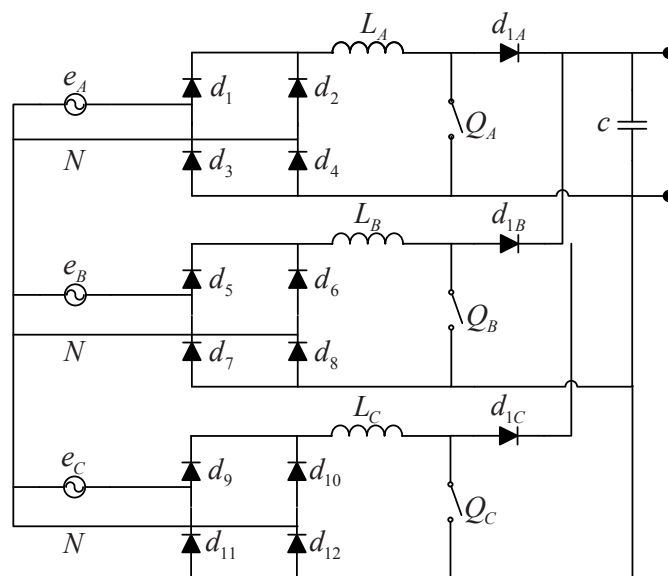


Fig. 3.6: Esquema circuital de rectificadores de tipo boost para sistemas trifásicos

Para simplificar la explicación, se tienen en cuenta sólo dos de los tres rectificadores, como se ilustra en la Fig. 3.7a. Para entender la interacción que ocurre entre las corrientes, se analiza el circuito asumiendo dos condiciones, la primera, que los voltajes de entrada e_A y e_B tienen signos opuestos, es decir, $e_A > 0$ y $e_B < 0$, y la segunda que ambos interruptores (Q_A y Q_B) están en estado ON. En ese instante, el nivel de tensión del nodo B es

3.2 Rectificador Monofásico Modular

inferior que el nivel de tensión del neutro N ya que la fuente e_B es negativa. En este instante, se polariza inversamente el diodo d_4 del primer convertidor, bloqueando el retorno de la corriente correspondiente a esa fase y forzando a que retorne a la fuente a través del rectificador siguiente, como se observa en la Fig. 3.7b. En [Spiazzi and Lee, 1997] y [Li and Liaw, 2004] se presenta una solución a este problema, en el que en primer lugar, se resuelve insertando un segundo diodo d_{2A} , como se observa en la Fig. 3.8c. Este nuevo diodo se polariza inversamente, y bloquea el paso y fuerza a la corriente a que retorne a través del mismo convertidor.

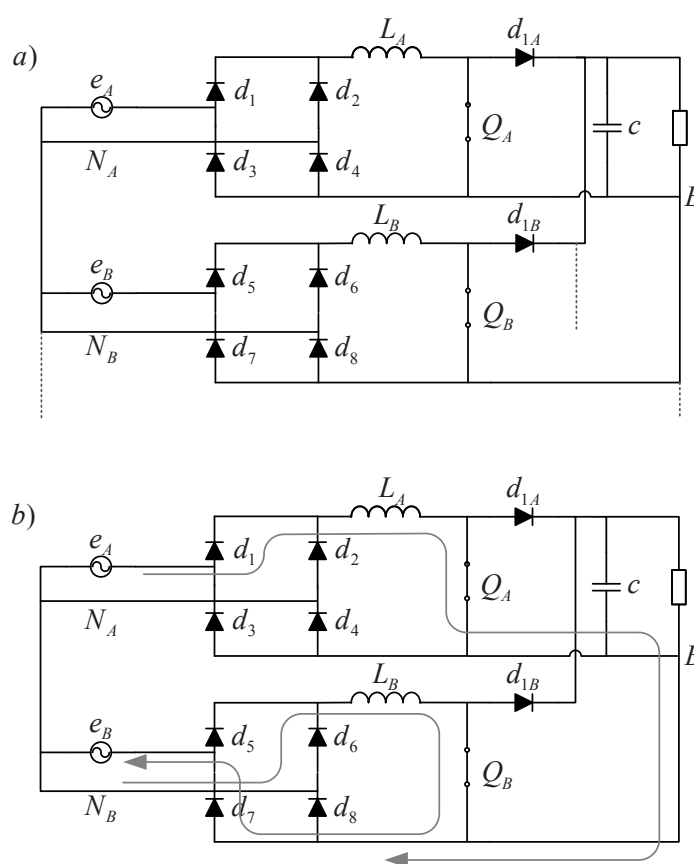


Fig. 3.7: Problemas de interacción entre los rectificadores.

Sin embargo, un segundo problema de interacción ocurre bajo las mismas condiciones de tensión de entrada ($e_A > 0$ y $e_B < 0$) pero esta vez, con ambos interruptores en estado OFF. En este caso, Fig. 3.8c, el nodo B sigue con un nivel de tensión inferior que N , y los diodos d_4 y d_{2A} quedan inversamente polarizados. Entonces, la corriente de la primera etapa es forzada nuevamente a retornar por la segunda etapa. Para resolver este segundo problema, se interpone un segundo inductor entre la fuente del interruptor (MOSFET) y

el diodo d_4 , forzando de esta manera la conducción de d_{2A} , como se muestra en la Fig. 3.8d.

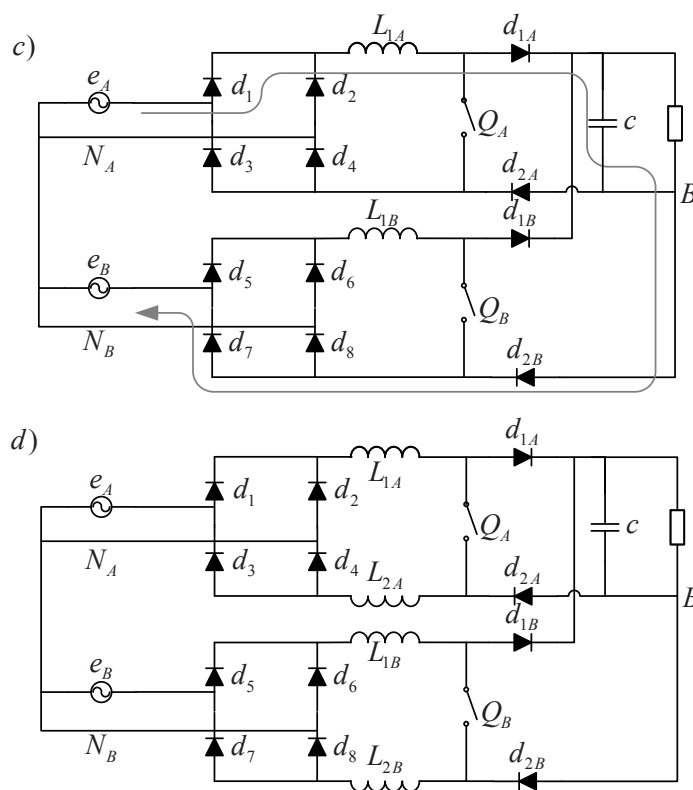


Fig. 3.8: Problemas de interacción entre los rectificadores. Continuación

Finalmente, agregando un segundo diodo y un segundo inductor, es posible mantener el sistema balanceado permitiendo que sea posible la conexión de tres rectificadores monofásicos a un mismo condensador de salida sin aislamiento galvánico. Además, conectando los tres rectificadores a un mismo condensador, se obtienen ventajas como la reducción del valor del condensador intermedio debido a que se reduce la potencia pulsante que entregan los rectificadores controlados de forma independiente.

No obstante, con la intención de mejorar el efecto realizado por el inductor añadido, uno de los aportes propuestos en este trabajo, se centra también en proponer el acoplamiento magnético entre el inductor “boost” original y el añadido, reduciendo peso, tamaño y la pérdidas originadas por un segundo núcleo magnético en el prototipo. Por lo tanto, con los inductores acoplados magnéticamente, en adición a las mejoras propuestas por [Spiazzi and Lee, 1997], es posible reducir el rizado de la corriente, reducir el costo y el tamaño del circuito, además de lograr un efecto transformador forzando al sistema a

permanecer balanceado.

El uso de inductores acoplados para mejorar el funcionamiento y la eficiencia de convertidores no es nuevo [Sanchis-Kilders et al., 2006], [Sable et al., 1990]. En este contexto, con el acoplamiento magnético de estos dos inductores se pretende obtener mayor eficiencia, y en segundo lugar, es posible reducir el valor eficaz de la corriente y por lo tanto de las EMIs [Milanovic et al., 1992], [Cuk, 1981], ya que la pendiente de la corriente del inductor es directamente proporcional con el factor de acoplamiento k , reduciendo de esta manera las pérdidas de conducción en los interruptores. Finalmente, el circuito propuesto se ilustra en la Fig. 3.9

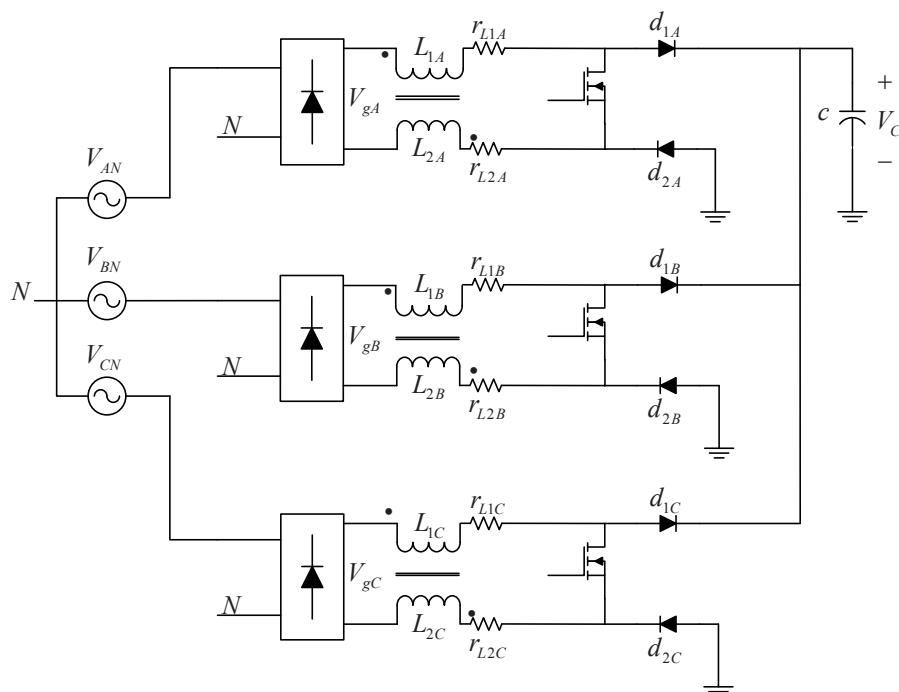


Fig. 3.9: Circuito rectificador Monofásico Modular propuesto

En este aspecto, se debe tener en cuenta que debido a que el sistema será controlado a través de modo deslizante, y el rizado está determinado por el ancho de histéresis, el efecto del acoplamiento magnético se verá reflejado en la reducción de la frecuencia de conmutación más que en la disminución del rizado de la corriente. Como se demuestra en la siguiente sección, si el acoplamiento es perfecto y los inductores de igual valor, al analizar el circuito se observa que el inductor equivalente se incrementa en un factor cuatro, por lo tanto las pérdidas de conmutación se reducen en un factor cuatro, debido que la frecuencia de conmutación también disminuye un factor 4. Por otro lado, y bajo las

mismas condiciones de diseño, se encuentra que el acoplamiento magnético de los inductores se comporta como un transformador con relación de transformación igual a 1. Esto significa que las corrientes de ambos inductores son forzadas a ser iguales, obteniendo importantes mejoras en comparación a lo propuesto en [Spiazzi and Lee, 1997].

3.2.1. Análisis del Espacio de Estado del Rectificador Monofásico Modular

Para el análisis siguiente, se utiliza la superficie definida en (3.11) y el vector de estado que se expresa como

$$x(t) = [i_{LA}, i_{LB}, i_{LC}, v_C] \quad (3.13)$$

Como se menciona anteriormente, para el análisis del rectificador se contempla la conexión a un bus DC perteneciente a la microrred de la Fig. 3.1. Con lo cual, en el análisis se considera el bus y se modela mediante una fuente de tensión continua V_{bus} y una resistencia en serie r_{bus} que representa la impedancia del bus. Por lo tanto, si se realiza el análisis y se obtienen las ecuaciones de estado de una sola etapa del rectificador de la Fig. 3.10, se tiene que la acción del interruptor Q_A , en el caso de la fase A, distingue dos topologías circuitales, como se observa en la Fig. 3.10b y Fig. 3.10c. El interruptor es controlado a través de una señal binaria $u_a(t) \in \{0, 1\}$ que diferencia cada topología, asociando la topología ON a $u_a(t) = 1$. En la figura se distingue V_{bus} , que representa la tensión de bus-DC, y V_{gj} , que representa la tensión a la salida del puente rectificador, en este caso V_{gA} que representa la fase A. Por otro lado, L_A y C son parámetros del circuito.

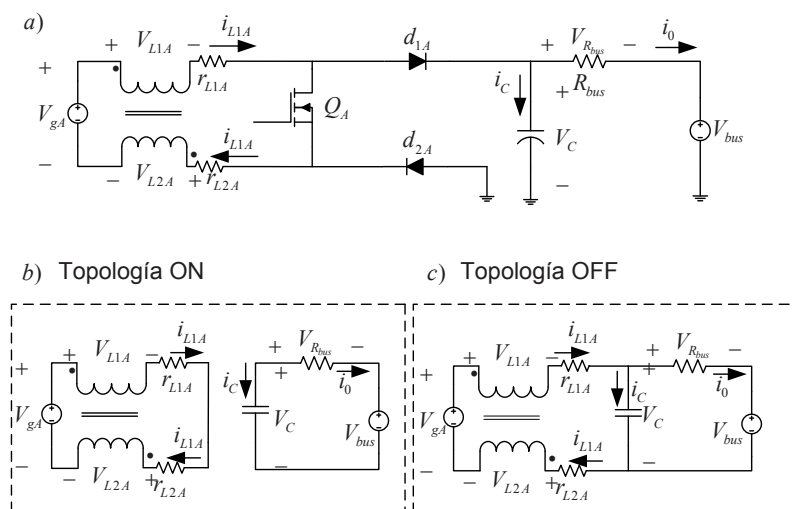


Fig. 3.10: Circuito modular para la fase A. a- Esquema circuital. b- Topología ON. c- Topología OFF

Por lo tanto, de acuerdo con las topologías ON y OFF, y considerando las ecuaciones propias de un inductor acoplado magnéticamente, la descripción del espacio de estado en modo de conducción continua y que describe la dinámica de la corriente del inductor i_{LA} viene dada por (3.14). El comportamiento correspondiente al resto de las corrientes en los inductores de las fases B y C respectivamente, se puede obtener directamente desde (3.14) cambiando los subíndices A por B y C respectivamente.

$$L_A \frac{di_{LA}}{dt} = \frac{1}{4} [V_{gA} - 2 \cdot r_{L1A} \cdot i_{L1A} - (1 - u_A) \cdot v_C] \quad (3.14)$$

La descripción de la dinámica correspondiente al condensador de salida, al analizar las Figs. 3.10 b y c, viene dada por la expresión (3.15). Sin embargo, si consideramos que la dinámica real debe incluir los efectos de las fases B y C , en (3.16), se reescribe la dinámica del condensador con el efecto correspondiente de las corrientes de las fases A , B y C .

$$C \frac{dv_c}{dt} = (1 - u_A) \cdot i_{LA} - i_0 \quad (3.15)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = (1 - u_A) \cdot i_{LA} + (1 - u_B) \cdot i_{LB} + (1 - u_C) \cdot i_{LC} - i_0 \quad (3.16)$$

En (3.17) se representa la dinámica del vector de estado del rectificador Monofásico Modular descrito en la Fig. 3.9.

$$\begin{cases} L_A \frac{di_{LA}}{dt} = \frac{1}{4} [V_{gA} - 2 \cdot V_{rA} - (1 - u_A) \cdot v_c] \\ L_B \frac{di_{LB}}{dt} = \frac{1}{4} [V_{gB} - 2 \cdot V_{rB} - (1 - u_B) \cdot v_c] \\ L_C \frac{di_{LC}}{dt} = \frac{1}{4} [V_{gC} - 2 \cdot V_{rC} - (1 - u_C) \cdot v_c] \\ C \frac{dv_c}{dt} = (1 - u_A)i_{LA} + (1 - u_B)i_{LB} + (1 - u_C)i_{LC} - \frac{v_c - V_{bus}}{r_{bus}} \end{cases} \quad (3.17)$$

donde $V_{rA} = r_{L1A} \cdot i_{L1A}$. Finalmente, la ecuación (3.17) se puede expresar de forma matricial como se indica en (3.18)

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{I}_t}{dt} &= \frac{1}{4} [\mathbf{L}^{-1} \mathbf{V}_g(t) - 2r\mathbf{L}^{-1} \cdot \mathbf{I}(t) - \mathbf{U}(t) \cdot v_c \cdot \mathbf{L}^{-1}] \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \mathbf{U}^T(t) \mathbf{I}(t) - \frac{v_c - V_{bus}}{C \cdot r_{bus}} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Teniendo en cuenta que $\mathbf{V}_g(t)$, $\mathbf{I}(t)$, $\mathbf{U}(t)$ y \mathbf{L} son matrices dadas por (3.19)

$$\begin{cases} \mathbf{I}(t) &= [i_{LA}, i_{LB}, i_{LC}]^T \\ \mathbf{U}(t) &= [\overline{u}_A, \overline{u}_B, \overline{u}_C]^T \\ \mathbf{V}_g(t) &= [|V_{AN}|, |V_{BN}|, |V_{CN}|]^T \\ &= [V_m |\cos(\omega t + \alpha)|, V_m |\cos(\omega t + \alpha + (2\pi/3))|, V_m |\cos(\omega t + \alpha - (2\pi/3))|]^T \\ \mathbf{L} &= \text{diag}[L_A, L_B, L_C] \end{cases} \quad (3.19)$$

donde $\overline{u}_j = 1 - u_j$.

3.2.2. Análisis del Rectificador Monofásico Modular como LFR Trifásico

Introduciendo las condiciones de invarianza, definidas en (3.7), para la superficie expresada en (3.11), donde $S_j(X, t) = 0$ y $dS_j(X, t)/dt = 0$, para la dinámica de la corriente del inductor de cada fase desarrollada en (3.14) se obtiene el control equivalente $u_{eq(j)}(t)$ con $j = \{A, B, C\}$ dada por:

$$(1 - u_{eq(j)}(t)) = \frac{1}{v_c(t)} \left[V_{gj}(t) - 2r_{Lj} \cdot i_{Lj}(t) - 4L_j \cdot g \cdot \frac{dV_{gj}(t)}{dt} \right] \quad (3.20)$$

Una vez el sistema alcanza la superficie de control, la dinámica ideal deslizante se obtiene al reemplazar el control equivalente en la expresión (3.17), de la cual resulta (3.21), que representa la dinámica expresada de forma genérica para las tres corrientes, y en (3.22) para la tensión de salida

$$i_{Lj}(t) = g \cdot V_{gj}(t) \quad (3.21)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C \cdot v_c(t)} \sum_{j=A,B,C} \left(V_{gj}(t) \cdot i_{Lj}(t) - 2r_{Lj} \cdot i_{Lj}^2(t) - 4L_j \cdot g \cdot i_{Lj}(t) \cdot \frac{dV_{gj}}{dt} \right) - \frac{v_c - V_{bus}}{C \cdot r_{bus}} \quad (3.22)$$

Teniendo en cuenta (3.19), cuando la corriente alcance la dinámica ideal, ésta se podrá expresar en términos de la tensión de entrada, por lo que la expresión (3.22) se desarrollará operando los términos sinusoidales cuadráticos correspondientes a la multiplicación de las funciones sinusoidales de las tensiones de entrada. En este aspecto si se tienen en cuenta propiedades tales como

$$\begin{cases} \sin(x) + \sin(x + \frac{2\pi}{3}) + \sin(x - \frac{2\pi}{3}) &= 0 \\ \cos(x) + \cos(x + \frac{2\pi}{3}) + \cos(x - \frac{2\pi}{3}) &= 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

se resuelve la suma de la expresión (3.22) como se observa en (3.24) y (3.25)

$$\begin{aligned} \sum_{j=A,B,C} (-4L_j \cdot g \cdot i_{L_j}(t) \frac{dV_{gj}}{dt}) &= -L_j \cdot g^2 V_m^2 \left(-\omega \cos(\omega t) \sin(\omega t) - \omega \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \right. \\ &\quad \left. - \omega \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right) \\ &= \frac{-L_j \cdot g^2 V_m^2 \omega}{2} \left(\sin 2\omega t + \sin(2\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \sin(2\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right) = 0 \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} \sum_{j=A,B,C} (V_{gj}(t) \cdot i_{L_j}(t) - 2r_{L_j} \cdot i_{L_j}^2(t)) &= gV_m^2(1 - 2rg) \left(\cos^2(\omega t) + \cos^2(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \cos^2(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right) \\ &= \frac{gV_m^2(1 - 2rg)}{2} \left(1 + \cos 2\omega t + 1 + \cos(2\omega t - \frac{4\pi}{3}) + 1 + \cos(2\omega t + \frac{4\pi}{3}) \right) \\ &= \frac{3gV_m^2(1 - 2rg)}{2} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Finalmente se obtiene $\sum(V_{gj} \cdot i_{L_j} - 2r_{L_j} \cdot i_{L_j}^2 - 4L_j \cdot g \cdot i_{L_j} \cdot \frac{dV_{gj}}{dt}) = \frac{3}{2}g \cdot V_m^2(1 - 2rg)$, deduciéndose entonces que todos los parámetros inductivos y resistivos son igual a

$$\begin{cases} r_{L_j(j=A,B,C)} = r \\ L_{j(j=A,B,C)} = L \end{cases} \quad (3.26)$$

Usando $F = \frac{3}{2}gV_m^2(1 - 2rg)$ y substituyendo con las condiciones definidas en (3.26), (3.22) queda como

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{F}{C \cdot v_c} - \frac{v_c - V_{bus}}{C \cdot r_{bus}} \quad (3.27)$$

donde F es positivo cuando en el diseño se asume que

$$r < \frac{1}{2g} \quad (3.28)$$

La ecuación (3.27) posee dos soluciones $V_{c1}^* = \frac{V_{bus} + \sqrt{\Delta}}{2} > 0$ y $V_{c2}^* = \frac{V_{bus} - \sqrt{\Delta}}{2} < 0$, donde

$$\Delta = V_{bus}^2 + 4r_{bus}F > 0 \quad (3.29)$$

52 Desarrollo e Implementación de un Resistor Libre de Pérdidas Trifásico

Cabe destacar que V_{c2}^* no tiene significado físico por lo que se estudiará la estabilidad de V_{c1}^* definiendo una función positiva $V(v_c)$ en el dominio de v_c expresada como

$$V(v_c) = \frac{1}{2}C \cdot r_{bus}(v_c - V_{c1}^*)^2 \quad (3.30)$$

De esta manera

$$\begin{aligned} \frac{dV(v_c)}{dt} &= C \cdot r_{bus}(v_c - V_{c1}^*) \frac{dv_c}{dt} = C \cdot r_{bus} \left(1 - \frac{V_{c1}^*}{v_c}\right) v_c \frac{dv_c}{dt} \\ &= C \cdot r_{bus} \left(1 - \frac{V_{c1}^*}{v_c}\right) \left(\frac{F}{C} - \frac{1}{C \cdot r_{bus}}(v_c^2 - V_{bus} \cdot v_c)\right) \\ &= \left(\frac{V_{c1}^*}{v_c} - 1\right)(v_c^2 - v_c \cdot V_{bus} - F \cdot r_{bus}) = \left(\frac{V_{c1}^*}{v_c} - 1\right)(v_c - V_{c1}^*)(v_c - V_{c2}^*) \end{aligned} \quad (3.31)$$

Si $v_c > V_{c1}^*$ luego, $(v_c - V_{c1}^*) > 0$, $(v_c - V_{c2}^*) > 0$, $\left(\frac{V_{c1}^*}{v_c} - 1\right) < 0$ y por tanto $\frac{dV(v_c)}{dt} < 0$.

Del mismo modo, si $0 < v_c < V_{c1}^*$ implica $(v_c - V_{c1}^*) < 0$, $(v_c - V_{c2}^*) > 0$, $\left(\frac{V_{c1}^*}{v_c} - 1\right) > 0$

Por tanto, $\frac{dV(v_c)}{dt}$ es una función negativa, lo cual demuestra la estabilidad global del sistema.

3.2.3. Implementación del Rectificador Monofásico Modular

En la Fig. 3.11 se ilustra el diagrama de bloques correspondiente al módulo de la fase A.

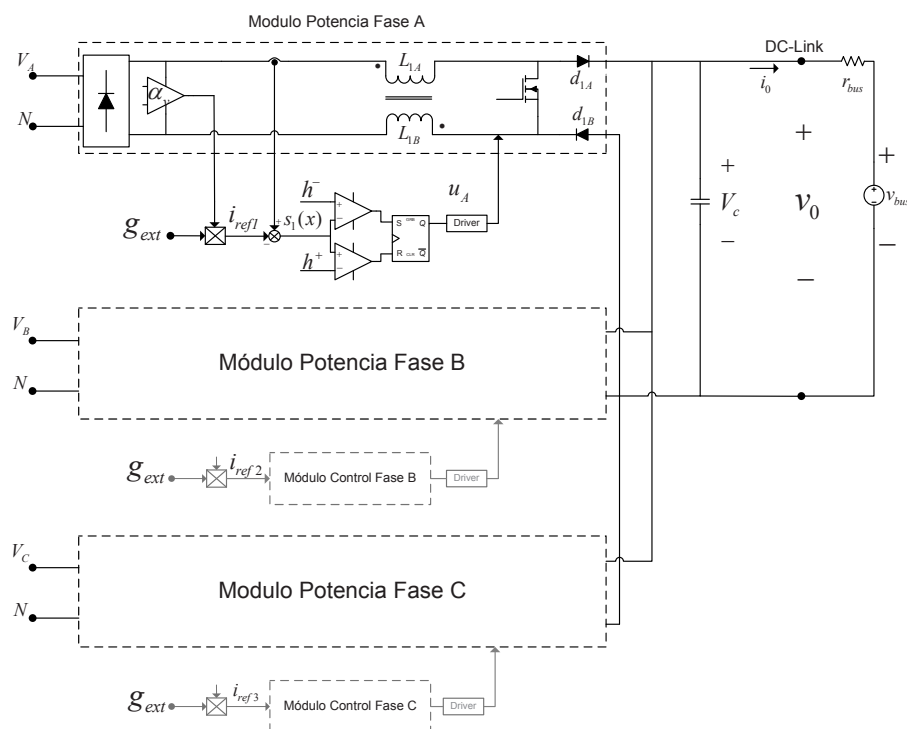


Fig. 3.11: Esquema de control modular para el rectificador Monofásico Modular

En la Fig. 3.12 se muestra el esquema circuital de la etapa de potencia correspondiente a la fase A. El puente rectificador es un GBPC2506W de 600 V y 25 A. El sensor de corriente de entrada es un transductor de corriente LA 25-NP, el cual puede ser configurado para obtener una relación de 1 : 500 con una resistencia de salida de 270 Ω . Los diodos D_{1A} y D_{1B} son diodos Schottky de CREE, referencia C3D16060D-ND de 600 V. El transistor de potencia es un MOSFET SPW47N60C3 con un voltaje de bloqueo de 650 V y resistencia ON de 0.07 Ω . Los condensadores de salida están compuestos por tres condensadores de polipropileno de 30 μ F y 350 V. En la Fig. 3.13 se observa la construcción del prototipo para corroborar los resultados experimentales.

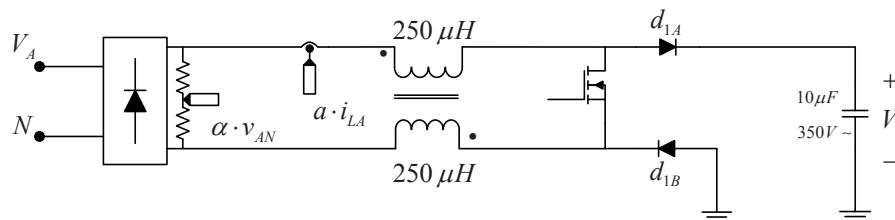


Fig. 3.12: Esquema de la etapa de potencia correspondiente a la fase A

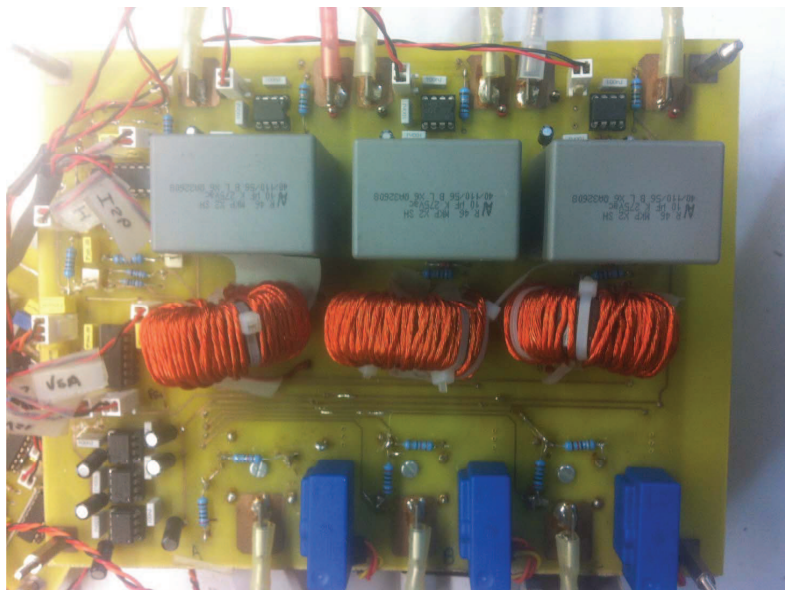


Fig. 3.13: Imagen del prototipo experimental del rectificador Monofásico Modular

3.3. Rectificador VIENNA

Otra configuración posible para el proceso de conversión, se encuentra en el Rectificador de tipo VIENNA, introducido por [Kolar et al., 1996], [Kolar and Zach, 1997], y se presenta como una simplificación de los rectificadores monofásicos presentados anteriormente, en el cual el uso del neutro de la fuente permite dividir la tensión de salida, obteniéndose una estructura de tres niveles. Debido a esta característica es posible procesar mayor potencia sin estresar los componentes del circuito. El uso del convertidor, ilustrado en la Fig3.14, se orienta principalmente a aplicaciones de sistemas de alimentación conectados a la red eléctrica debido a sus buenas prestaciones [Singh et al., 2000]. Aunque, si bien en aplicaciones de sistemas de alimentación de servidores y telecomunicación requiere de aislamiento galvánico a la salida del rectificador, el rectificador VIENNA no presenta problemas de interacción entre sus fases como el caso del rectificador Monofásico Modular.

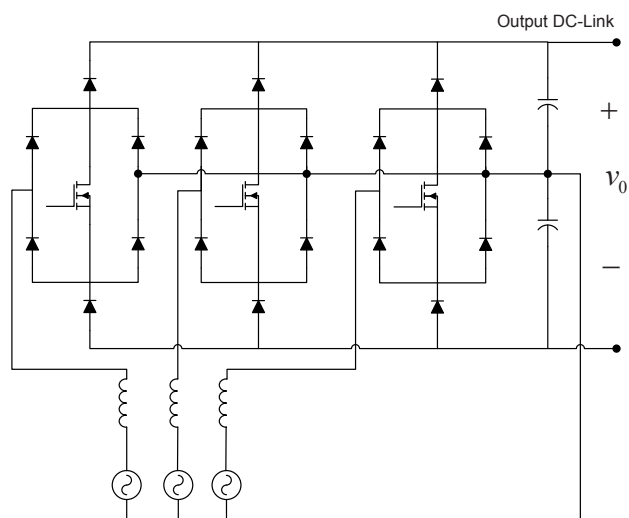


Fig. 3.14: Circuito propuesto para el rectificador Vienna

En su diseño, con la idea de cumplir con los requerimientos de componentes armónicas en las corrientes de entrada, se han desarrollado y utilizado diferentes técnicas de control para este rectificador. Algunas de ellas utilizan el modelo promediado basado en la transformada de Park [Lai et al., 2009], y en otras la modulación de espacios vectoriales, las cuales son técnicas que requieren importantes esfuerzos de cálculo en el diseño del control [Lai et al., 2009] [Backman and Rojas, 2002] [Wang et al., 2007]. Consecuentemente, la modulación por anchura de pulsos [PWM] es la técnica de control más utilizada. Por otro lado, un estudio de ventajas e inconvenientes se suceden entre la aplicación de frecuencia variable y otras aplicaciones más sencillas asociadas al control por histéresis que se han desarrollado en uno de los primeros trabajos realizado para este convertidor [Kolar et al., 1996], como en los contenidos posteriores reportados en [Dalessandro et al., 2008] [Maswood and Liu, 2007] [Ansari et al., 2011]. Este estudio hace referencia a las ventajas y sencillez encontrada en la implementación de control a frecuencia variable, como el control en modo deslizante, y la desventaja en el diseño de filtros EMIs para aplicaciones conectadas a la red eléctrica.

Finalmente, en el desarrollo de este circuito, se puede establecer un análisis comparativo de las diferentes técnicas aplicadas como consecuencia de que en sistemas conectados a la red eléctrica no se dispone del neutro, por lo que es primordial que estas técnicas incluyan no solo la regulación de la tensión de salida del rectificador sino también el control de la tensión de neutro del sistema. No obstante, si bien la regulación de la tensión

en el neutro es un tema importante a considerar en el control, en este trabajo se realiza una simplificación de las técnicas de control utilizadas hasta ahora para controlar el rectificador VIENNA, debido a que con la utilización del neutro es posible establecer un control independiente en cada fase del rectificador, desacoplando las fases y permitiendo un control analógico simplificado.

Por otra parte, debido a su operación en tres niveles, se ha potenciado recientemente el uso del rectificador VIENNA en aplicaciones eólicas, como es posible observar en [Hao and Aliprantis, 2011] [Rajaei et al., 2013] [Rajaei et al., 2011]. En este aspecto, si bien la utilización de este rectificador en este tipo de aplicaciones es reciente, el desarrollo de topologías multiniveles es frecuentemente utilizada en la energía eólica de grandes potencias. Sin embargo, topologías más simplificadas como el rectificador de VIENNA ayudan al desarrollo de convertidores capaces de operar con rangos mayores de potencia y tensión, manteniendo las buenas prestaciones del convertidor pero aplicadas a sistemas de baja potencia.

3.3.1. Análisis del Espacio de Estado del Rectificador VIENNA

La topología del rectificador VIENNA se muestra en la Fig. 3.15, donde se observa que cada fase posee interruptores bidireccionales de tipo “Single Phase Triple Throw” (SPTT) [Gadelovitz, 2012]. En las Figs. 3.16 y 3.17 se ilustra el comportamiento del convertidor en una fase (fase A). La Fig. 3.16 muestra el circuito equivalente cuando la corriente i_{LA} es positiva y la Fig. 3.17 cuando ésta es negativa. Cabe destacar que la corriente i_{LA} presenta una forma de onda sinusoidal de baja frecuencia mientras el interruptor SPTT opera a alta frecuencia siguiendo las señales de activación o desactivación dadas por la señal discreta u_A de acuerdo a la ley: Si $u_A = 1$ el estado del interruptor SPTT es “ON” y si $u_A = 0$ implica el estado “OFF” del mismo.

En el modo de conducción continua el comportamiento de los circuitos mostrados en las Fig. 3.16 y Fig. 3.17 se puede expresar de forma compacta según el comportamiento dinámico de la corriente del inductor i_{LA} mediante (3.32).

$$L_A \frac{di_{LA}}{dt} = V_{AN} - r_A \cdot i_{LA} - \left[(\text{sgn}(i_{LA}) + 1) \frac{v_{c1}}{2} - (-\text{sgn}(i_{LA}) + 1) \frac{v_{c2}}{2} \right] \cdot (1 - u_A) \quad (3.32)$$

Por otro lado, el término expresado entre corchetes en (3.32) se puede expresar como

$$(\text{sgn}(i_{LA}) + 1) \frac{v_{c1}}{2} - (-\text{sgn}(i_{LA}) + 1) \frac{v_{c2}}{2} = \text{sgn}(i_{LA}) \left(\frac{v_{c1} + v_{c2}}{2} \right) + \frac{v_{c1} - v_{c2}}{2} \quad (3.33)$$

3.3 Rectificador VIENNA

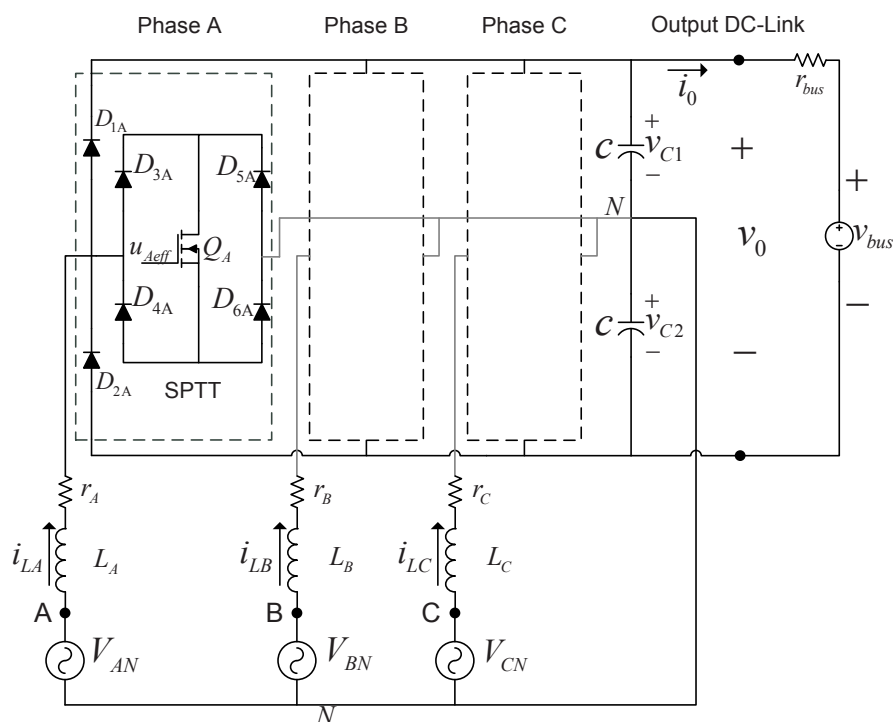


Fig. 3.15: Rectificador Vienna trifásico

cuando $|v_{c1} - v_{c2}| \ll v_{c1} + v_{c2} = v_0$

Por lo tanto (3.32) puede ser expresada como muestra (3.34)

$$L_A \frac{di_{LA}}{dt} = V_{AN} - r_A \cdot i_{LA} - \frac{v_0}{2} \cdot \text{sgn}(i_{LA})(1 - u_A) \quad (3.34)$$

Los comportamientos de las fases B y C pueden derivarse directamente de (3.34) cambiando el sub-índice A por B y C respectivamente.

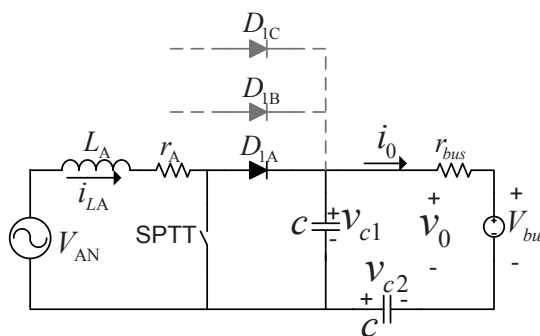


Fig. 3.16: Circuito equivalente para la fase A cuando $i_{LA} > 0$

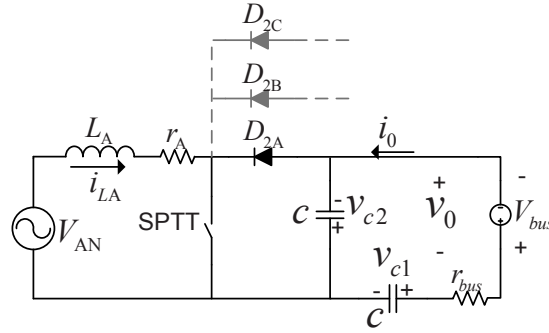


Fig. 3.17: Circuito equivalente para la fase A cuando $i_{LA} < 0$

La descripción dinámica de los condensadores de los circuitos observados en las Fig. 3.16 y 3.17 se muestra en las expresiones (3.35) y (3.36) respectivamente. En dichas ecuaciones se ha incluido la influencia de la corriente del inductor de las fases B y C.

$$C \frac{dv_{c1}}{dt} = \left[(\text{sgn}(i_{LA}) + 1)(1 - u_A) \frac{i_{LA}}{2} + (\text{sgn}(i_{LB}) + 1)(1 - u_B) \frac{i_{LB}}{2} + (\text{sgn}(i_{LC}) + 1)(1 - u_C) \frac{i_{LC}}{2} \right] - i_0 \quad (3.35)$$

$$C \frac{dv_{c2}}{dt} = - \left[(-\text{sgn}(i_{LA}) + 1)(1 - u_A) \frac{i_{LA}}{2} + (-\text{sgn}(i_{LB}) + 1)(1 - u_B) \frac{i_{LB}}{2} + (-\text{sgn}(i_{LC}) + 1)(1 - u_C) \frac{i_{LC}}{2} \right] - i_0 \quad (3.36)$$

Sumando (3.35) y (3.36) se obtiene

$$C \frac{dv_0}{dt} = \text{sgn}(i_{LA})(1 - u_A)i_{LA} + \text{sgn}(i_{LB})(1 - u_B)i_{LB} + \text{sgn}(i_{LC})(1 - u_C)i_{LC} - 2i_0 \quad (3.37)$$

Definiendo la variable discreta $d_j = \text{sgn}(i_{Lj})(1 - u_j)$, con $j = (A, B, C)$, se obtiene la representación dinámica del rectificador en su totalidad, dada por (3.38)

$$\begin{cases} L_A \frac{di_{LA}}{dt} = V_{AN} - r_{LA} \cdot i_{LA} - \frac{v_0}{2} d_A \\ L_B \frac{di_{LB}}{dt} = V_{BN} - r_{LB} \cdot i_{LB} - \frac{v_0}{2} d_B \\ L_C \frac{di_{LC}}{dt} = V_{CN} - r_{LC} \cdot i_{LC} - \frac{v_0}{2} d_C \\ C \frac{dv_0}{dt} = d_A i_{LA} + d_B i_{LB} + d_C i_{LC} - 2 \frac{v_0 - V_{bus}}{r_{bus}} \end{cases} \quad (3.38)$$

(3.38) se puede expresar de forma matricial como se indica en (3.39)

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{I}_t}{dt} &= \mathbf{L}^{-1} \mathbf{V}_g(t) - r \mathbf{L}^{-1} \cdot \mathbf{I}(t) - \frac{v_0}{2} \mathbf{L}^{-1} \mathbf{D}(t) \\ \frac{dv_0}{dt} &= \frac{1}{C} \mathbf{D}^T(t) \mathbf{I}(t) - 2 \frac{v_0 - V_{bus}}{C \cdot r_{bus}} \end{aligned} \quad (3.39)$$

donde $\mathbf{V}_g(t)$, $\mathbf{I}(t)$, $\mathbf{D}(t)$ y \mathbf{L} son matrices dadas por (3.40)

$$\begin{cases} \mathbf{I}(t) &= [i_{LA}, i_{LB}, i_{LC}]^T \\ \mathbf{D}(t) &= [d_A, d_B, d_C]^T \\ \mathbf{V}_g(t) &= [V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}]^T \\ &= [V_m \cos(\omega t + \alpha), V_m \cos(\omega t + \alpha + (2\pi/3)), V_m \cos(\omega t + \alpha - (2\pi/3))]^T \\ \mathbf{L} &= \text{diag}[L_A, L_B, L_C] \end{cases} \quad (3.40)$$

3.3.2. Análisis del Rectificador VIENNA como LFR Trifásico

Introduciendo de igual manera las condiciones de invarianza de la superficie $S_j(X, t) = 0$ y $dS_j(X, t)/dt = 0$ para la dinámica de la corriente del inductor de cada fase en (3.34), se puede obtener el control equivalente $u_{eq(j)}(t)$ y su derivada $d_{eq(j)}(t)$ con $j = A, B, C$ dada por:

$$d_{eq(j)}(t) = u_{eq(j)} \cdot \text{sgn}(i_{Lj}) = \frac{2}{v_0} (V_{jN} - r_{Lj} \cdot i_{Lj} - L_j \cdot g \cdot \frac{dV_{jN}}{dt}) \quad (3.41)$$

Por consiguiente, la dinámica del control en modo de deslizamiento del sistema se puede expresar como

$$i_{Lj}(t) = g \cdot V_{jN}(t) \quad (3.42)$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{2}{v_0 C} \sum_{j=A,B,C} \left(V_{jN} i_{Lj} - r_{Lj} \cdot i_{Lj}^2 - L_j \cdot g \cdot i_{Lj} \cdot \frac{dV_{jN}}{dt} \right) - 2 \frac{v_0 - V_{bus}}{C \cdot r_{bus}} \quad (3.43)$$

De la misma forma que para el rectificador anterior el desarrollo de la suma expresada en (3.43), asumiendo (3.23), se puede expresar como

$$\begin{aligned} \sum_{j=A,B,C} \left(-L_j \cdot g \cdot i_{Lj}(t) \frac{dV_{jN}}{dt} \right) &= -L_j \cdot g^2 V_m^2 \left(-\omega \cos(\omega t) \sin(\omega t) - \omega \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right. \\ &\quad \left. - \omega \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ &= \frac{-L_j \cdot g^2 V_m^2 \omega}{2} \left(\sin 2\omega t + \sin\left(2\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(2\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) = 0 \end{aligned} \quad (3.44)$$

60 Desarrollo e Implementación de un Resistor Libre de Pérdidas Trifásico

$$\begin{aligned}
 \sum_{j=A,B,C} (V_{gj}(t) \cdot i_{Lj}(t) - r_{Lj} \cdot i_{Lj}^2(t)) &= g \cdot V_m^2(1 - rg) \left(\cos^2(\omega t) + \cos^2\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
 &= \frac{gV_m^2(1 - rg)}{2} \left(1 + \cos 2\omega t + 1 \cos\left(2\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + 1 + \cos\left(2\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\
 &= \frac{3gV_m^2(1 - rg)}{2}
 \end{aligned} \tag{3.45}$$

$\sum (V_{jN} \cdot i_{Lj} - r_{Lj} \cdot i_{Lj}^2 - L_j \cdot g \cdot i_{Lj} \frac{dV_{jN}}{dt}) = \frac{3}{2}gV_m^2(1 - rg)$ se deduce que todos los parámetros inductivos y resistivos son igual a

$$\begin{cases} r_{Lj(j=A,B,C)} = r \\ L_{j(j=A,B,C)} = L \end{cases} \tag{3.46}$$

Usando $F = \frac{3}{2}gV_m^2(1 - rg)$ y substituyendo con las condiciones definidas en (3.46), (3.43) queda como

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{2F}{v_0 C} - 2 \frac{v_0 - V_{bus}}{C \cdot r_{bus}} \tag{3.47}$$

donde F es positivo cuando en el diseño se asume que

$$r < \frac{1}{g} \tag{3.48}$$

(3.47) posee dos soluciones, $V_{01}^* = \frac{V_{bus} + \sqrt{\Delta}}{2} > 0$ y $V_{02}^* = \frac{V_{bus} - \sqrt{\Delta}}{2} < 0$, donde

$$\Delta = V_{bus}^2 + 4r_{bus}F > 0 \tag{3.49}$$

Cabe destacar que V_{02}^* no tiene significado físico por lo que se estudiará la estabilidad de V_{01}^* definiendo una función positiva $V(v_0)$ en el dominio de v_0 expresada como

$$V(v_0) = \frac{1}{4}C \cdot r_{bus}(v_0 - V_{01}^*)^2 \tag{3.50}$$

De esta manera

$$\begin{aligned}
 \frac{dV(v_0)}{dt} &= \frac{1}{2}C \cdot r_{bus}(v_0 - V_{01}^*) \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2}C \cdot r_{bus} \left(1 - \frac{V_{01}^*}{v_0}\right) v_0 \frac{dv_0}{dt} \\
 &= \frac{1}{2}C \cdot r_{bus} \left(1 - \frac{V_{01}^*}{v_0}\right) \left(\frac{2F}{C} - \frac{2}{C \cdot r_{bus}}(v_0^2 - V_{bus} \cdot v_0)\right) \\
 &= \left(\frac{V_{01}^*}{v_0} - 1\right)(v_0^2 - v_0 \cdot V_{bus} - F \cdot r_{bus}) = \left(\frac{V_{01}^*}{v_0} - 1\right)(v_0 - V_{01}^*)(v_0 - V_{02}^*)
 \end{aligned} \tag{3.51}$$

Si $v_0 > V_{01}^*$ luego, $(v_0 - V_{01}^*) > 0$, $(v_0 - V_{02}^*) > 0$, $\left(\frac{V_{01}^*}{v_0} - 1\right) < 0$ y por tanto $\frac{dV(v_0)}{dt} < 0$.

Del mismo modo, si $0 < v_0 < V_{01}^*$ implica $(v_0 - V_{01}^*) < 0$, $(v_0 - V_{02}^*) > 0$, $\left(\frac{V_{01}^*}{v_0} - 1\right) > 0$

Por tanto, $\frac{dV(v_0)}{dt}$ es una función negativa, lo cual demuestra la estabilidad global del sistema.

3.3.3. Implementación del Rectificador VIENNA

En la Fig. 3.18 se ilustra el diagrama de bloques correspondiente al módulo de la fase A del rectificador VIENNA.

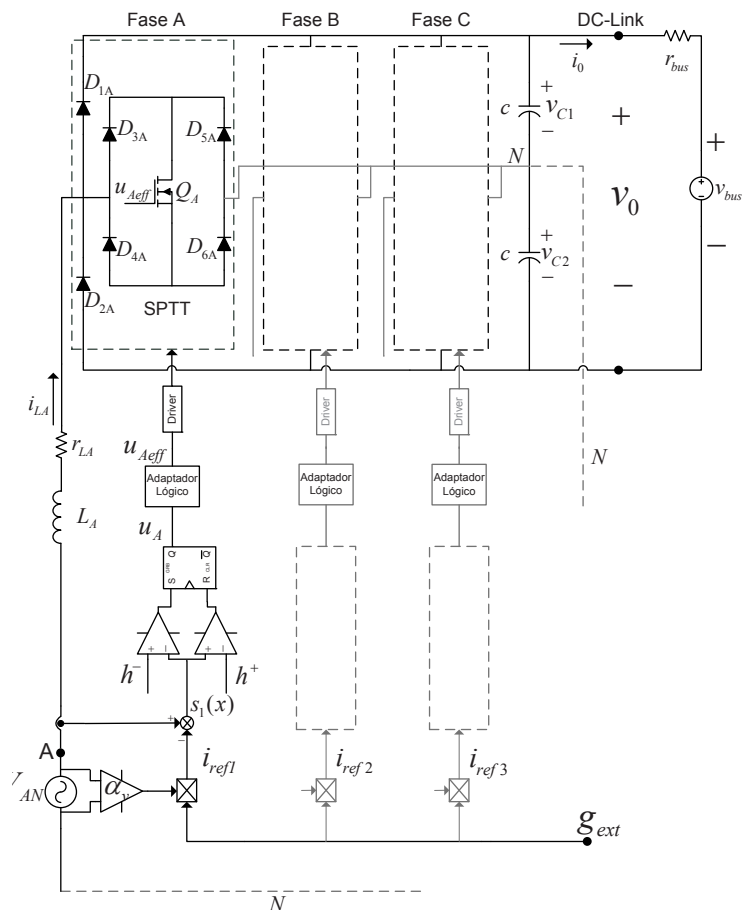


Fig. 3.18: Esquema de control modular para el rectificador Vienna

En la Fig. 3.19 se muestra el módulo de potencia correspondiente a la fase A. El sensor de corriente de entrada es un transductor de corriente LA 25-NP, el cual puede ser configurado para obtener una relación de 1 : 500 con una resistencia de salida de 270 Ω . Los diodos D_{1A} y D_{2A} son de recuperación rápida para sistemas de rectificación FFH60UP60S, mientras $D_{3A} - D_{6A}$ son diodos Schottky IDT16S60C de 600 V. El transistor de potencia es un MOSFET SPW47N60C3 que tiene una tensión de bloqueo de 650 V y resistencia ON de 0.07 Ω . Los condensadores de salida están compuestos por tres condensadores de polipropileno de 30 μF y cuatro condensadores cerámicos X7R de 2.2 μF . Además, en la Fig. 3.20 se observa el prototipo experimental del rectificador VIENNA.

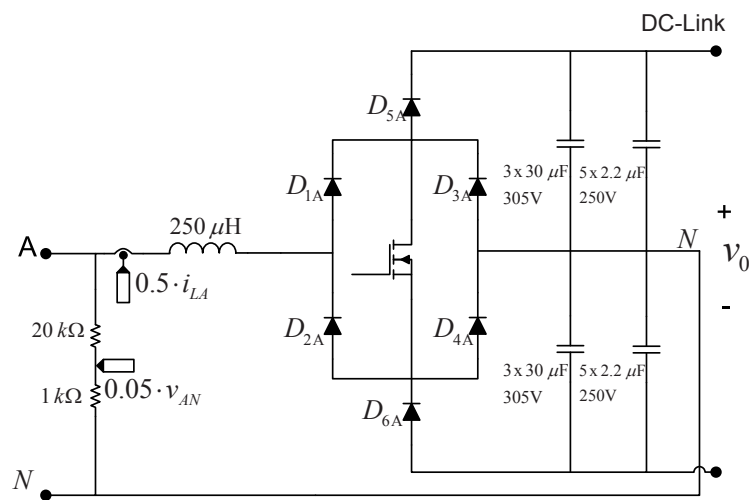


Fig. 3.19: Esquema de la etapa de potencia correspondiente a la fase A

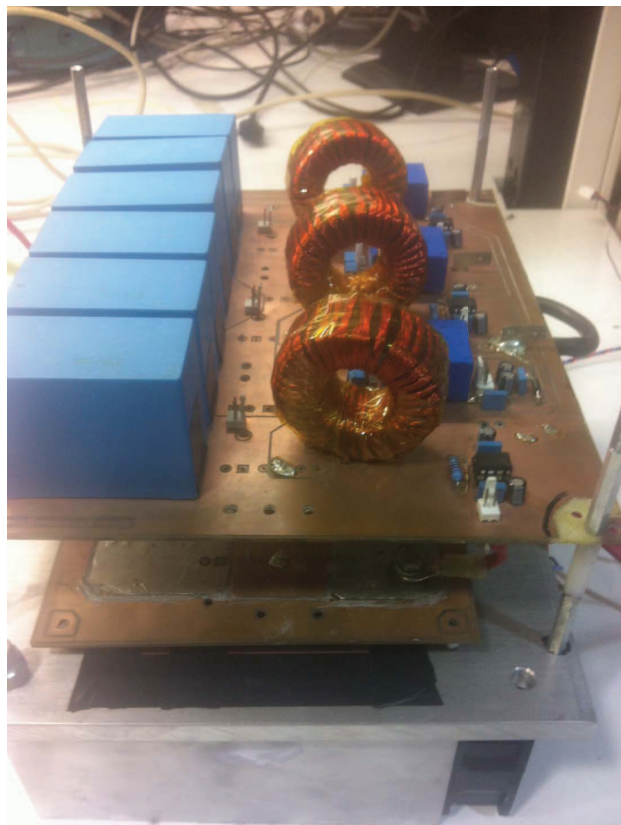


Fig. 3.20: Imagen del prototipo experimental del rectificador Vienna

3.4. Rectificador “Six-switch” de tres niveles

Como se ha visto en el capítulo 2, una de las topologías más utilizadas en la energía eólica, es el rectificador “Six-switch”. Este rectificador, utilizado en la configuración “back-to-back”, debido a sus buenas prestaciones obteniendo corrientes con un bajo contenido armónico, también ha sido comúnmente utilizado en sistemas conectados a la red eléctrica. De la misma forma que para el rectificador de tipo VIENNA, el uso de técnicas basadas en la modulación por anchura de pulsos, como el modelo promediado basado en la transformada de Park y la modulación vectorial, son las técnicas de control más frecuentes. Sin embargo, trabajos recientes utilizando control en modos deslizantes se presentan en [Shtessel et al., 2008], [Korelic, 2013], donde muestran de igual forma el buen comportamiento de este convertidor.

Esta topología, si bien se puede considerar una de las más utilizadas en sistemas de grandes potencias, para aplicaciones de baja potencia, se puede considerar una topología costosa y poco eficiente, debido a la cantidad de interruptores activos que tiene. Además, se requiere la utilización de diodos schottky en paralelo con cada interruptor, debido a las malas características de los diodos internos del MOSFET (lentos). Debido a esto, en este trabajo se propone un rectificador “Six-switch” de tres niveles, ilustrado en la Fig3.21, en el cual a través de la conexión del neutro del generador se divide la tensión de salida del rectificador, obteniendo así una estructura multinivel de las mismas características que el rectificador VIENNA.

Utilizando el neutro del generador para obtener esta configuración se divide el rango de tensión que bloquea cada interruptor, permitiendo además dimensionar la etapa de potencia para rangos menores de tensión, con lo cual se logra reducir el estrés de tensión de los dispositivos y reducir las pérdidas del rectificador. Además de la reducción de los costes de diseño, como en el caso del rectificador VIENNA, se obtiene un desacoplo entre las fases del rectificador, simplificando el análisis y el diseño del control.

3.4.1. Análisis del Espacio de Estado del Rectificador “Six-switch” de tres niveles

De igual forma que los dos rectificadores anteriores, en la Fig. 3.21 se observa el circuito “Six-switch” de tres niveles propuesto, y en Fig. 3.22, los circuitos equivalentes de una de las fases.

El comportamiento de los circuitos ilustrados en Fig. 3.22 a y b, en los cuales la acción

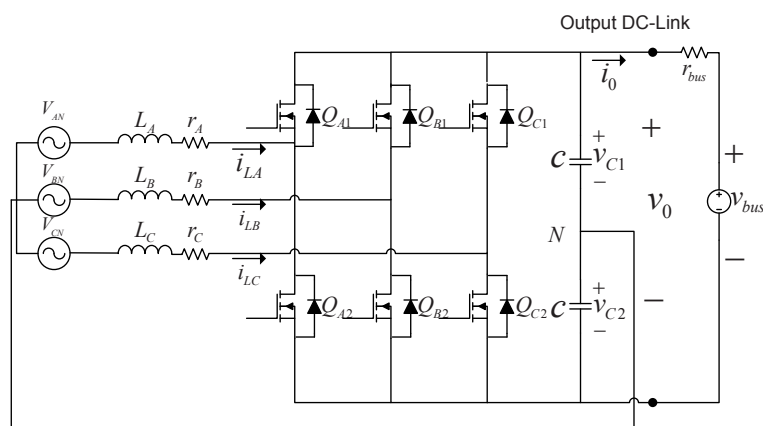


Fig. 3.21: Rectificador "Six-switch" propuesto

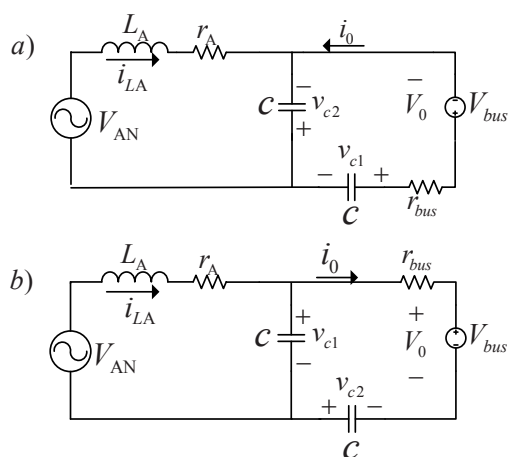


Fig. 3.22: a-Topología ON rectificador "Six-switch". b-Topología OFF

de la señal de control $u_A \in \{0, 1\}$ está definida por $u_{A2} = u_A$ para el interruptor Q_{A2} y $u_{A1} = \overline{u_A}$ corresponde al interruptor Q_{A1} de cada fase. Por lo tanto, se definen la topología de la Fig. 3.22a correspondiente a $u_A = 1$ como topología ON, y la Fig. 3.22b para $u_A = 0$ como topología OFF. Analizando el espacio de estado, se define la dinámica de la corriente en el inductor i_{LA} como

$$L_A \frac{di_{LA}}{dt} = V_{AN} - r_A \cdot i_{LA} + u_A \cdot v_{c2} - (1 - u_A) \cdot v_{c1} \quad (3.52)$$

De la misma forma que en el rectificador VIENNA, se puede demostrar que para $|v_{c1} - v_{c2}| \ll v_{c1} + v_{c2} = v_0$, la expresión (3.52) puede ser expresada como muestra (3.53)

$$L_A \frac{di_{LA}}{dt} = V_{AN} - r_A \cdot i_{LA} - \frac{v_0}{2} \cdot (1 - 2u_A) \quad (3.53)$$

Los comportamientos de las fases B y C pueden se pueden derivar directamente de (3.53) cambiando el subíndice A por B y C respectivamente.

Consecutivamente, analizando las topologías ON y OFF en las figuras Fig. 3.22a y Fig. 3.22b respectivamente, es posible definir la descripción dinámica de los condensadores de los circuitos que se muestra en las expresiones (3.54) y (3.55) respectivamente. En dichas ecuaciones se ha incluido de igual forma la influencia de la corriente del inductor de las fases B y C.

$$C \frac{dv_{c1}}{dt} = [(1 - u_A)i_{LA} + (1 - u_B)i_{LB} + (1 - u_C)i_{LC}] - i_0 \quad (3.54)$$

$$C \frac{dv_{c2}}{dt} = -[u_A \cdot i_{LA} + u_B \cdot i_{LB} + u_C \cdot i_{LC}] - i_0 \quad (3.55)$$

Sumando (3.54) y (3.55) se obtiene

$$C \frac{dv_0}{dt} = (1 - 2u_A)i_{LA} + (1 - 2u_B)i_{LB} + (1 - 2u_C)i_{LC} - 2i_0 \quad (3.56)$$

Finalmente se obtiene la representación dinámica del rectificador en su totalidad, dada por (3.57)

$$\begin{cases} L_A \frac{di_{LA}}{dt} = V_{AN} - r_A \cdot i_{LA} - \frac{v_0}{2} \cdot (1 - 2u_A) \\ L_B \frac{di_{LB}}{dt} = V_{BN} - r_B \cdot i_{LB} - \frac{v_0}{2} \cdot (1 - 2u_B) \\ L_C \frac{di_{LC}}{dt} = V_{CN} - r_C \cdot i_{LC} - \frac{v_0}{2} \cdot (1 - 2u_C) \\ C \frac{dv_0}{dt} = (1 - 2u_A)i_{LA} + (1 - 2u_B)i_{LB} + (1 - 2u_C)i_{LC} - 2 \frac{v_0 - V_{bus}}{r_{bus}} \end{cases} \quad (3.57)$$

3.4.2. Análisis del Rectificador "Six-switch" de tres niveles como LFR Trifásico

Introduciendo condiciones de invarianza de la superficie definidas como $S_j(x, t) = 0$ y $dS_j(x, t)/dt = 0$ para la dinámica de la corriente del inductor de cada fase en (3.53), se obtiene el control equivalente $u_{eq(j)}(t)$ con $j = A, B, C$ dada por:

$$(1 - 2u_{eq(j)}(t)) = \frac{1}{v_0(t)} \left[V_{jN}(t) - r_{Lj} \cdot i_{Lj}(t) - L_j \cdot g \cdot \frac{dV_{jN}(t)}{dt} \right] \quad (3.58)$$

Por consiguiente, la dinámica del control en modo de deslizamiento del sistema se puede expresar como

3.4 Rectificador "Six-switch" de tres niveles

67

$$i_{Lj}(t) = g \cdot V_{jN}(t) \quad (3.59)$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{v_0(t)C} \sum_{j=A,B,C} \left(V_{jN}(t) \cdot i_{Lj}(t) - r_{Lj} \cdot i_{Lj}^2(t) - L_j \cdot g \cdot i_{Lj}(t) \cdot \frac{dV_{jN}}{dt} \right) - 2 \frac{v_0 - V_{bus}}{C \cdot r_{bus}} \quad (3.60)$$

Además $\sum (V_{jN} \cdot i_{Lj} - r_{Lj} \cdot i_{Lj}^2 - L_j \cdot g \cdot i_{Lj} \frac{dV_{jN}}{dt}) = \frac{3}{2} g V_m^2 (1 - rg)$, por lo que se deduce que todos los parámetros inductivos y resistivos son igual a

$$\begin{cases} r_{Lj(j=A,B,C)} = r \\ L_{j(j=A,B,C)} = L \end{cases} \quad (3.61)$$

Usando $F = \frac{3}{2} g V_m^2 (1 - rg)$ y substituyendo las condiciones definidas en (3.61), (3.60) queda como

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{2F}{v_0 C} - 2 \frac{v_0 - V_{bus}}{C \cdot r_{bus}} \quad (3.62)$$

donde F es positivo cuando en el diseño se asume que

$$r < \frac{1}{g} \quad (3.63)$$

(3.62) posee dos soluciones $V_{01}^* = \frac{V_{bus} + \sqrt{\Delta}}{2} > 0$ y $V_{02}^* = \frac{V_{bus} - \sqrt{\Delta}}{2} < 0$, donde

$$\Delta = V_{bus}^2 + 4r_{bus}F > 0 \quad (3.64)$$

Cabe destacar que V_{02}^* no tiene significado físico por lo que se estudiará la estabilidad de V_{01}^* definiendo un función positiva $V(v_0)$ en el dominio de v_0 expresada como

$$V(v_0) = \frac{1}{4} C \cdot r_{bus} (v_0 - V_{01}^*)^2 \quad (3.65)$$

De esta manera

$$\begin{aligned} \frac{dV(v_0)}{dt} &= \frac{1}{2} C \cdot r_{bus} (v_0 - V_{01}^*) \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} C \cdot r_{bus} \left(1 - \frac{V_{01}^*}{v_0}\right) v_0 \frac{dv_0}{dt} \\ &= \frac{1}{2} C \cdot r_{bus} \left(1 - \frac{V_{01}^*}{v_0}\right) \left(\frac{2F}{C} - \frac{2}{C \cdot r_{bus}} (v_0^2 - V_{bus} \cdot v_0)\right) \\ &= \left(\frac{V_{01}^*}{v_0} - 1\right) (v_0^2 - v_0 \cdot V_{bus} - F \cdot r_{bus}) = \left(\frac{V_{01}^*}{v_0} - 1\right) (v_0 - V_{01}^*) (v_0 - V_{02}^*) \end{aligned} \quad (3.66)$$

Si $v_0 > V_{01}^*$ luego, $(v_0 - V_{01}^*) > 0$, $(v_0 - V_{02}^*) > 0$, $(\frac{V_{01}^*}{v_0} - 1) < 0$ y por tanto $\frac{dV(v_0)}{dt} < 0$.

Del mismo modo, si $0 < v_0 < V_{01}^*$ implica $(v_0 - V_{01}^*) < 0$, $(v_0 - V_{02}^*) > 0$, $(\frac{V_{01}^*}{v_0} - 1) > 0$

Por tanto, $\frac{dV(v_0)}{dt}$ es una función negativa, lo cual demuestra la estabilidad global del sistema.

3.4.3. Implementación del Rectificador "Six-switch" de tres niveles

En la Fig. 3.23 se ilustra el diagrama de bloques correspondiente al módulo de la fase A del rectificador "Six-switch".

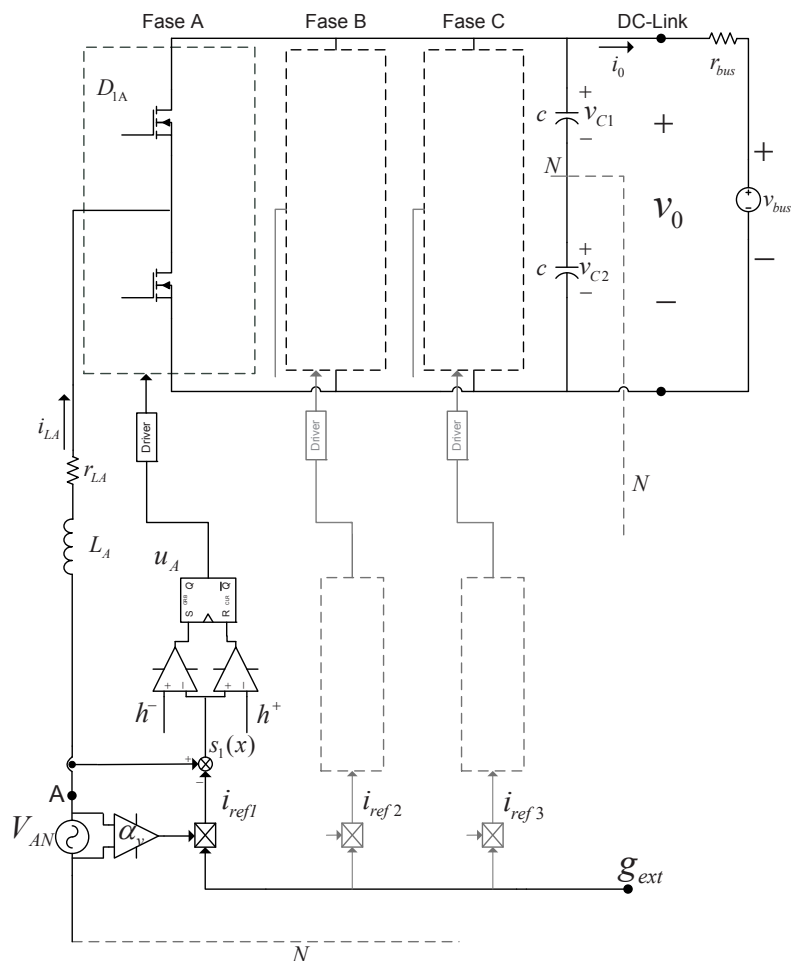


Fig. 3.23: Esquema de control modular para el rectificador "Six-switch"

En la Fig. 3.24 se muestra el esquema circuital de la etapa de potencia correspondiente a la fase A. El sensor de corriente de entrada es un transductor de corriente LA 25-NP, el cual puede ser configurado para obtener una relación de 1 : 500 con una resistencia

3.4 Rectificador "Six-switch" de tres niveles

69

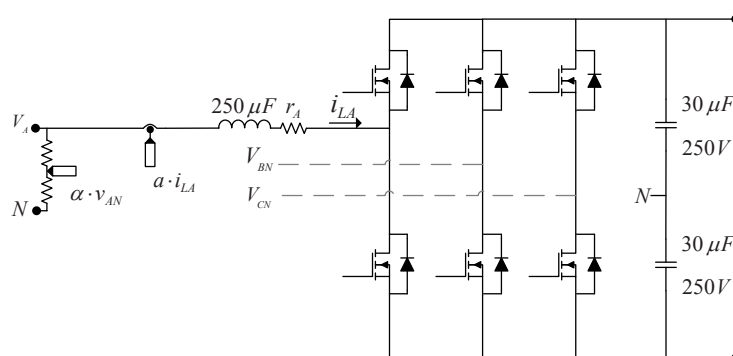


Fig. 3.24: Esquema de la etapa de potencia correspondiente a la fase A

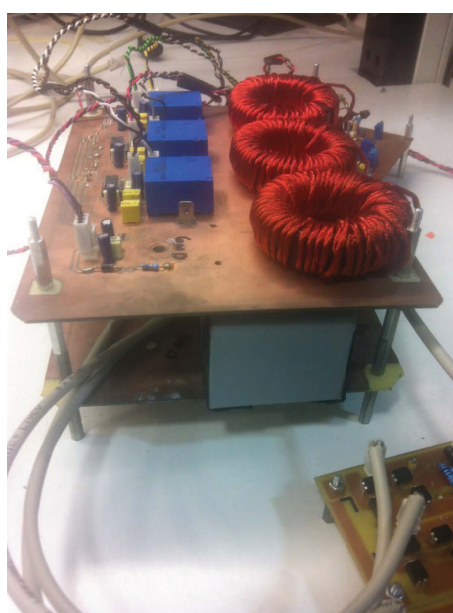


Fig. 3.25: Imagen del prototipo experimental del rectificador "Six-switch" de tres niveles

de salida de 270Ω . Los transistores de potencia (MOSFETs) SPW47N60C3 con un voltaje de bloqueo de $650 V$ y resistencia ON de 0.07Ω . Los condensadores de salida están compuestos por tres condensadores de polipropileno de $30 \mu F$. Finalmente, en la Fig. 3.25 se observa el prototipo experimental construido en el laboratorio.

3.5. Resultados Experimentales

Se han implementado los tres rectificadores, como se observa en las figuras 3.11, 3.18 y 3.23, que corresponden al rectificador Monofásico Modular, el rectificador VIENNA y el rectificador “Six-switch” respectivamente. Dada la característica modular de cada rectificador, se ha presentado el proceso de implementación sólo para la fase A de cada caso. Dicha fase es controlada a través de la superficie de conmutación $S_A(x, t)$ definida en (3.11). Se puede observar en todos los casos que el comparador por histéresis que requiere la implementación del control en modo de deslizamiento es realizado por un “flip-flop” “set-reset” y dos comparadores. El interruptor se activa cuando la corriente del inductor alcanza el valor $i_{ref} - h^-$, y desactiva el MOSFET cuando la corriente del inductor alcanza el límite $i_{ref} + h^+$. La señal externa g_{ext} utilizada en cada etapa, se multiplica con una fracción α_v del voltaje de entrada, con lo cual se obtiene la conductancia g usada previamente en el análisis en modo de deslizamiento. El valor de g_{ext} puede ser ajustado para extraer la potencia deseada del generador y también puede ser usada para regular la salida de voltaje DC usando un lazo externo en el caso de que el bus de la microrred no estuviese regulado. Por otro lado, en un generador eólico es posible la implementación de algoritmos de maximización de la extracción de potencia, es decir, algoritmos MPPT, con lo cual, a través de g_{ext} se deja la opción abierta para explorar diferentes tipos de algoritmos.

Operando en modo deslizante, la potencia de entrada es controlada a través de la conductancia g , lo cual se expresa como

$$P(t) = P_A(t) + P_B(t) + P_C(t) = \frac{V_{AN}^2}{r_A} + \frac{V_{BN}^2}{r_B} + \frac{V_{CN}^2}{r_C} \quad (3.67)$$

Por lo tanto, para la extracción de 1 kW de una turbina eólica, el rectificador debe extraer aproximadamente 333 W de cada fase y transferir idealmente esa potencia a la salida. Dependiendo de la configuración utilizada en la conexión, se asume una tensión máxima en la entrada, de $60 V_{rms}$ para el caso de la conexión en estrella (fase-neutro) y de $100 V_{rms}$ en el caso de la conexión en triángulo (fase-fase, configuración utilizada en el rectificador Monofásico Modular), con lo cual se debe tener aproximadamente una conductancia de $g = 0.1$ y $g = 0.033$. Consecuentemente, y teniendo en cuenta las ganancias de los diferentes sensores utilizados en la etapa de potencia, y los parámetros y ganancias utilizadas en el lazo de control, la superficie de control que se implementa viene dada por la expresión (3.68), en donde g_{ext} es una señal externa utilizada para ajustar

la conductancia al valor de g correspondiente.

$$S(x, t) = Gain_c \cdot iLj - \underbrace{Gain_v \cdot g_{ext}}_g \cdot V_{jN}(t) \quad (3.68)$$

donde $Gain_c$ y $Gain_v$ corresponden a las ganancias de los sensores adecuadas para el valor de g utilizado. Con esta información es posible por lo tanto el diseño de la etapa de control para los rectificadores. Como se observa, el término V_{jN} define la superficie para la conexión estrella, por lo que para el caso de conexión triángulo, dicho término debe ser reemplazado por V_{gj} , que corresponde a la tensión del puente rectificador (obsérvese la Fig. 3.10).

3.5.1. Implementación de la Etapa de Control

En este caso, como es posible observar en los diagramas de bloques de los tres rectificadores en las figuras 3.11, 3.18, y 3.23, el esquema de control para cada fase es similar. Por este motivo, se presenta el esquema de control implementado, generalizado para los tres rectificadores en la Fig. 3.26. En este esquema se observa el circuito de control en modo de deslizamiento correspondiente a la fase A, compuesto por un amplificador diferencial basado en el amplificador operacional MC33078, un circuito de histéresis implementado con dos comparadores LM319 con un tiempo de respuesta de 80ns y un "flip flop" JK MC14027 que tiene un ancho de banda de 13MHz, que trabaja en modo SR ("set-reset").

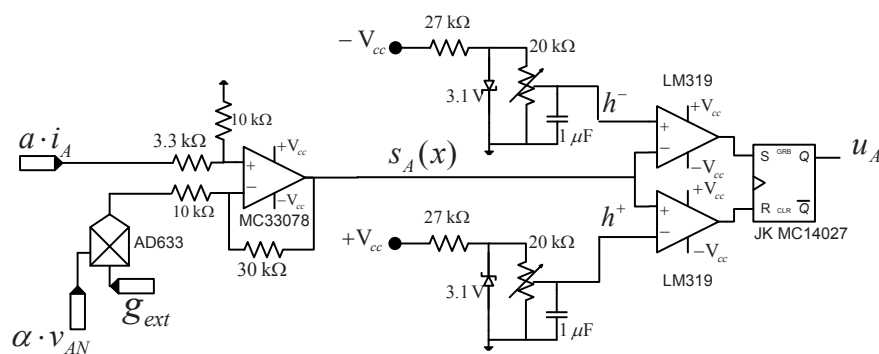


Fig. 3.26: Circuito de la etapa de control

Finalmente, cabe destacar que en el caso del rectificador VIENNA, como se muestra en la Fig. 3.18, las transiciones entre la configuración topológica mostrada en las Figs. 3.16 y 3.17 en ambos sentidos, requiere una señal u_A que debe ser adaptada usando el circuito lógico ilustrado en la Fig. 3.27, el cual está compuesto por un comparador LM319, una

puerta lógica XOR con un tiempo de transición en la salida entre 20 ns y 40 ns. Este circuito lógico se agrega a la salida del flip flop JK MC14027, y se debe tomar en cuenta que $u_{Aeff} = u_A$ para $v_A > 0$ (o equivalentemente $i_{LA} > 0$) y $u_{Aeff} = \overline{u_A}$ para $v_A < 0$, donde $\overline{u_A}$ es el valor lógico complemento de u_A .

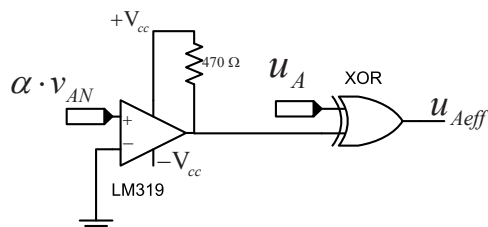


Fig. 3.27: Circuito de la etapa de control

3.5.2. Diseño del Inductor

El diseño del inductor para este tipo de sistemas es uno de los puntos más críticos. Para ello, y basándose en los criterios de diseño desarrollados por [McLyman, 2007], se especifican los datos de funcionamiento de los rectificadores a nivel general mostrados en la Tabla 3.1.

P_{out}	330 W
V_{jN}	20 – 60 V_{rms}
f_{linea}	20 – 70 Hz
V_0	300 V
f_{sw}	80 kHz
$i_{Lj-ripple}$	20 % de i_{pico}

Tabla 3.1: Especificaciones de cada fase de los rectificadores

donde $j = \{A, B, C\}$ representa las diferentes fases del circuito, f_{sw} la frecuencia de conmutación, f_{linea} corresponde a la frecuencia de la tensión de entrada sinusoidal y el 20 % de rizado corresponde a una histéresis definida por $\Delta = 10\%$. Por lo tanto, asumiendo la superficie de control propuesta, para una tensión de $V_{jN} = 60 V_{rms}$, se obtiene una conductancia $g = 0.1$ y una corriente $i_L = 6 A_{rms}$. Finalmente, según [McLyman, 2007], la inductancia requerida para operar en modo de conducción continua en un convertidor “boost” viene dada por la siguiente expresión

$$\frac{(V_{g(min)} \cdot \sqrt{2}) D}{i_{L-ripple} \cdot f_{sw}} \approx 265 \mu H \quad (3.69)$$

donde D , representa el ciclo de trabajo aproximado del convertidor.

3.5.3. Resultados Experimentales

Para verificar el análisis teórico desarrollado se han construido prototipos de los tres rectificadores analizados en los apartados anteriores. Como se ha explicado dentro de los objetivos de este capítulo, el rectificador es el encargado de incorporar un generador eólico a una microrred con arquitectura DC. Así, cada rectificador estará conectado a un sistema de generación eólica compuesto de un generador síncrono de imanes permanentes de 1 kW, y a un bus regulado de tensión DC. Este bus, en el cual se inyecta la energía producida por la turbina, se emula mediante una fuente de tensión controlada, la cual puede entregar hasta 800 V y 13 A, una carga resistiva $R_L = 64 \Omega$ y un banco de condensadores $C_b = 28.200 \mu\text{F}$ como se observa en la Fig. 3.28. Además, se conecta un diodo de bloqueo para evitar la circulación inversa de corriente y proteger de esta manera la fuente de tensión. Con esta arquitectura se emula un banco de baterías debido a que se tiene una tensión fijada por la fuente permitiendo la inyección de corriente, que es disipada en la carga resistiva conectada en paralelo, cuyo valor máximo viene dada por $i_b = V_{bus}/R_L$. Finalmente, el banco de condensadores representa la capacidad característica ofrecida por el bus DC de la microrred.

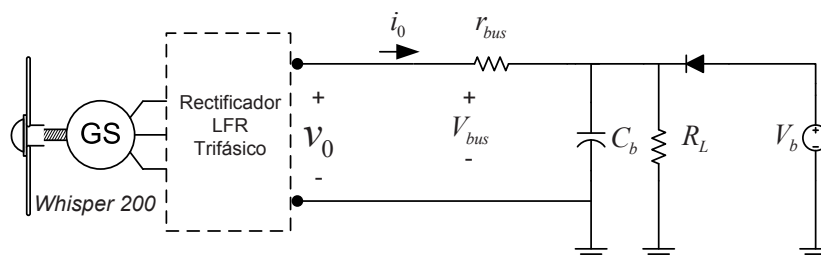


Fig. 3.28: Banco de pruebas para los rectificadores

El primer experimento se ha realizado para comprobar el funcionamiento de los rectificadores funcionando a baja potencia, con lo cual existen tensiones y frecuencias bajas en la entrada del rectificador. La potencia extraída del generador se inyecta al bus de tensión operando a 300 V DC.

3.5.3.1. Resultados Experimentales Rectificador Monofásico Modular

En el desarrollo de los resultados experimentales para el rectificador monofásico, se han llevado a cabo diferentes pruebas. En la Fig. 3.29 se transfieren 280 W al bus-DC con una tensión de 300 V. Cabe señalar que el circuito tiene la capacidad de funcionar tanto en conexión estrella como delta. Sin embargo, debido a diferencias de eficiencia, en este

74 **Desarrollo e Implementación de un Resistor Libre de Pérdidas Trifásico**

caso se han realizado las medidas utilizando una conexión triángulo, donde la tensión es un factor $\sqrt{3}$ más alta y la corriente tiene un factor $1/\sqrt{3}$ más baja. En la configuración delta la tensión de entrada máxima es de aproximadamente 100 V.

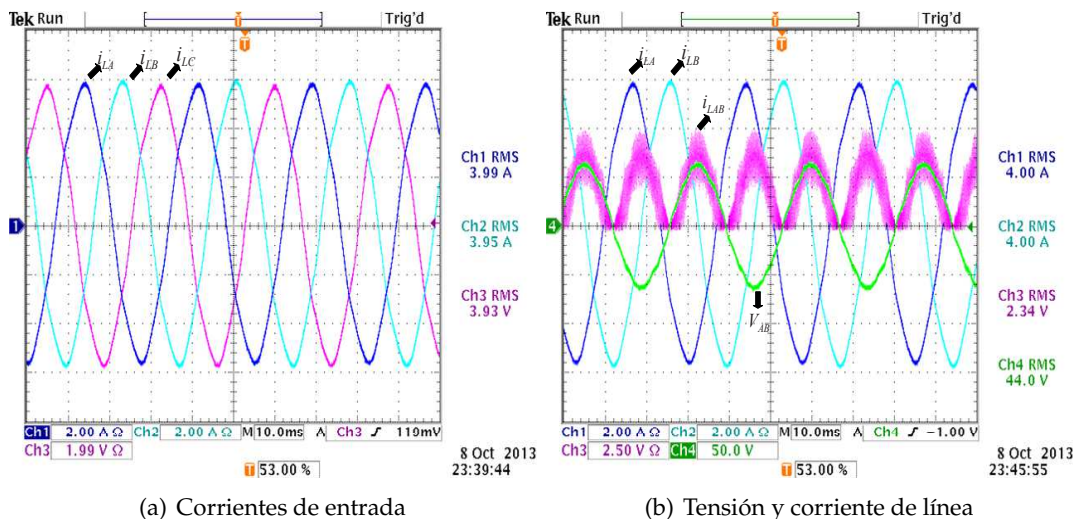


Fig. 3.29: Corrientes de entrada del rectificador modular inyectando 280 W al bus DC

En la Fig. 3.29a se observan las corrientes de fase del circuito con valor aproximado de $3.97 A_{rms}$ por fase y una g_{ext} fijada en 4.5 V. Debido a que la conexión de entrada utilizada en este experimento es de tipo delta, en la Fig. 3.29b se observan dos corrientes de fase y una corriente de línea con su respectiva tensión de entrada. La tensión de entrada tiene un valor aproximado de $44 V_{rms}$. La corriente del inductor que se observa en la figura es una corriente rectificadora, por lo que el valor RMS que se obtiene en la captura pertenece a la corriente de fase. No obstante, al ser una corriente de línea, su valor es $\frac{1}{\sqrt{3}}$ la corriente de fase, con lo que su valor aproximado es de aproximadamente $2.77 A_{rms}$.

Por otro lado, en la la Fig. 3.30 se describe la tensión de salida fijada por el bus, y la corriente de salida con un valor aproximado de 931 mA. Finalmente, es posible comprobar el correcto funcionamiento como resistor libre de pérdidas, ya que la corriente de línea sigue en todo momento a la tensión correspondiente a la salida del puente rectificador.

El mismo experimento se ha realizado inyectando 1 kW al bus DC. En la Fig. 3.31, se observa de la misma manera las corrientes de entrada, la corriente y tensión de salida. En la Fig. 3.31a, se observan las corrientes de fase con un valor aproximado de $7.7 A_{rms}$ por fase, para un g_{ext} de 6 V aproximadamente. Como se observa en la figura, la corriente de salida, para la misma tensión de bus, tiene un valor aproximado de 3.37 A. Además, las escalas de tiempo utilizadas tanto para los resultados inyectando 280 W, como para

3.5 Resultados Experimentales

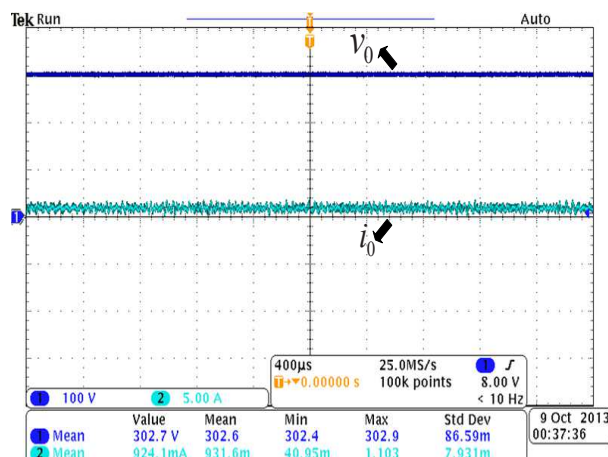
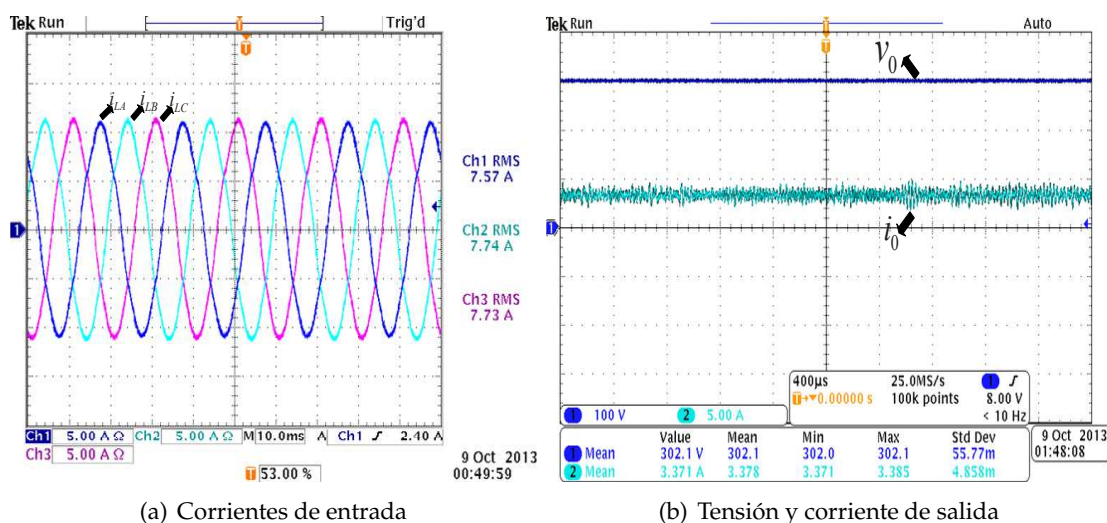


Fig. 3.30: Tensión de salida y corriente de salida del rectificador modular inyectando 280 W al bus DC

los resultados en los cuales se inyecta 1 kW, son las mismas, observándose la diferencia de frecuencia y amplitud de las corrientes, y por consecuencia de las tensiones de cada fase. Este comportamiento, inherente a un generador síncrono de imanes permanentes, permite comprobar la correcta dinámica de funcionamiento del control implementado.



(a) Corrientes de entrada

(b) Tensión y corriente de salida

Fig. 3.31: Corrientes de entrada, tensión de salida y corriente de salida del rectificador modular inyectando 1 kW al bus DC

Se ha realizado un tercer experimento, en el que se ha perturbado al rectificador tanto en la entrada como en la salida. En lo que respecta a la entrada, una variación en la fuente de entrada implicaría un cambio en el viento y por tanto de la velocidad en la turbina eólica. En este aspecto, un cambio repentino de velocidad del viento implicaría un cambio de amplitud y frecuencia en la tensión de entrada. Sin embargo, es necesario

considerar que un cambio repentino en realidad no implica un cambio brusco ya que la variación del viento es gradual y la inercia existente en una máquina eléctrica hace que el salto de tensión también sea gradual. El generador eólico utilizado se encuentra acoplado mecánicamente a una máquina de inducción, la cual está controlada por un variador de frecuencia comercial programado para trabajar con control directo de par, con lo cual para emular un cambio repentino de viento se realiza un salto de par. De esta forma, el control directo de par del variador de frecuencia se ejecuta a través de una señal externa analógica, a modo de ejemplo, en la Fig. 3.32a se observa un salto de par de 1 V a 3.5 V, siendo el intervalo de variación de 0 – 10 V equivalente a 2 – 24 Nm.

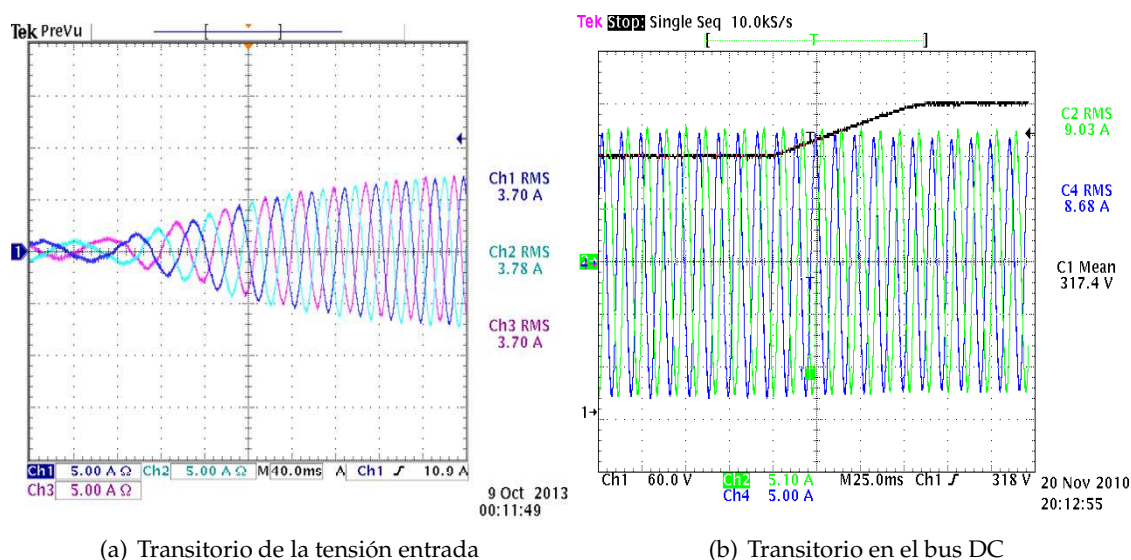


Fig. 3.32: Transitorios de tensión de entrada y del bus DC

En la Fig. 3.32b, se observa un transitorio de tensión en el bus, emulando un cambio repentino en la tensión de bus. En este aspecto, el bus cambia lentamente durante 75 ms de $V_b=285$ V a $V_b=355$ V, y la pendiente del transitorio de tensión está definida por el banco de condensadores C_{bus} y el máximo de corriente disponible en la fuente. Como se explica en el análisis, un resistor libre de pérdidas tiene un funcionamiento como fuente de potencia en el puerto de salida y en consecuencia, si la tensión de bus aumenta, la corriente inyectada en el bus debe decrecer, y la potencia de entrada del convertidor se mantendría sin cambios.

En la Fig. 3.33a es posible observar las corrientes de entrada de cada fase, la corriente y tensión de salida tanto en simulación como en resultados experimentales, inyectando 1.7 kW al bus de tensión continua. Las corrientes de entrada tienen un valor aproximado

3.5 Resultados Experimentales

de $9,7 A_{rms}$, la corriente de salida tiene un valor medio de $5.4 A$, y finalmente la tensión de bus es $320 V$. Como es posible observar, las formas de onda son prácticamente sinusoidales, donde el valor de g_{ext} utilizado en este experimento es de $5 V$.

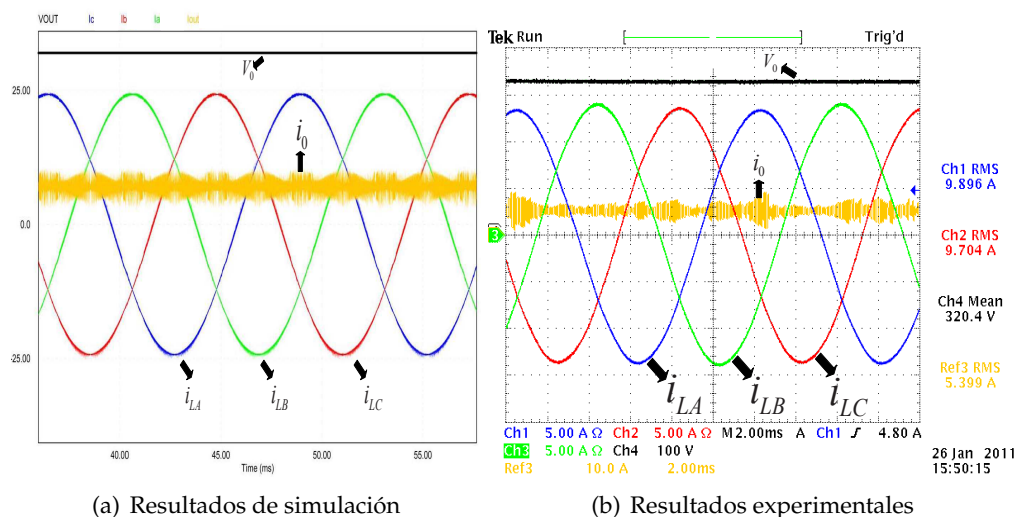


Fig. 3.33: Corrientes de entrada, tensión de salida y corriente de salida del rectificador modular inyectando $1.7 kW$ al bus DC

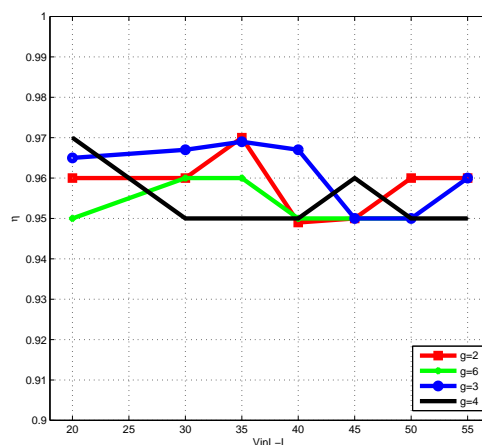
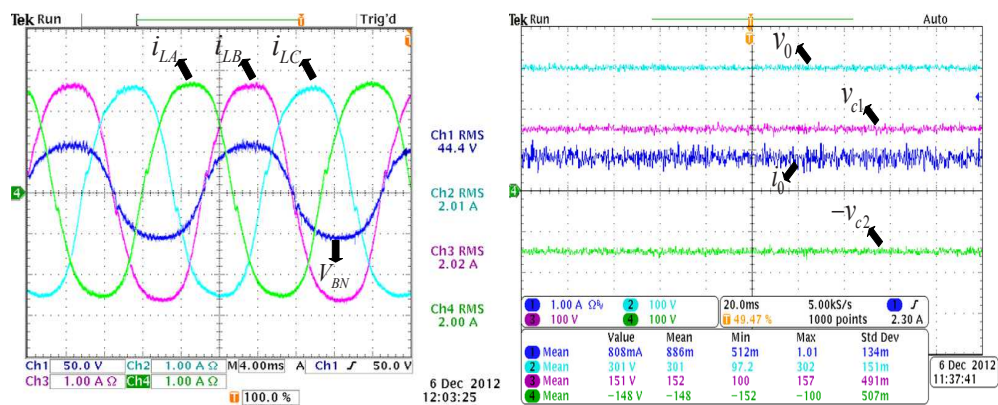


Fig. 3.34: Gráfica de eficiencia del rectificador modular

Finalmente, en la Fig. 3.34 se observa la eficiencia del rectificador ante diferentes tensiones de entrada y diferentes conductancias de entrada. En este experimento, se han programado diferentes tensiones de fase, y diferentes conductancias de entrada.

3.5.3.2. Resultados Experimentales Rectificador VIENNA

En primer lugar, se extraen 270 W del generador eólico con una g_{ext} fijada en 4.5 V. En la Fig. 3.35 se muestran las formas de ondas obtenidas en la entrada y en la salida. En la Fig. 3.35a, se muestran las tres corrientes de entrada resultantes con un valor eficaz de aproximadamente 2 A, una frecuencia de 53 Hz y una de las tres tensiones de entrada con un valor eficaz de 44.4 V. Teniendo en cuenta estos resultados, se concluye en primer lugar que de acuerdo a la tensión obtenida en este experimento, se cumple con los valores de implementación y diseño definidos en la ecuación (3.68). Además, se observa que la forma de onda de la tensión y su correspondiente corriente de entrada están en fase, como se predijo del análisis teórico.



(a) Corrientes y tensión de entrada

(b) Corriente y tensiones de salida

Fig. 3.35: Corrientes de entrada y tensiones de salida del rectificador Vienna inyectando 270 W al bus DC

El comportamiento de la salida DC se muestra en la Fig. 3.35b, donde se observan las formas de onda correspondientes a v_{c1} , $-v_{c2}$, v_0 y i_0 , donde el voltaje de salida tiene un valor medio de 301 V mientras que los valores promedios de los condensadores v_{c1} y v_{c2} son 151 V y 148 V respectivamente. El valor medio de la corriente de salida inyectada al bus es de 886 mA. Un comportamiento similar se observa en el experimento mostrado en las Figs. 3.36a y 3.36b, donde el generador eólico entrega 900 W al bus regulado de tensión. La entrada de tensión por fase es de $70.7 V_{rms}$ con una frecuencia de 89 Hz, la corriente correspondiente es de $4.29 A_{rms}$ para un valor de g_{ext} de 6 V. El valor promedio de la corriente inyectada al bus DC es de 2.74 A.

3.5 Resultados Experimentales

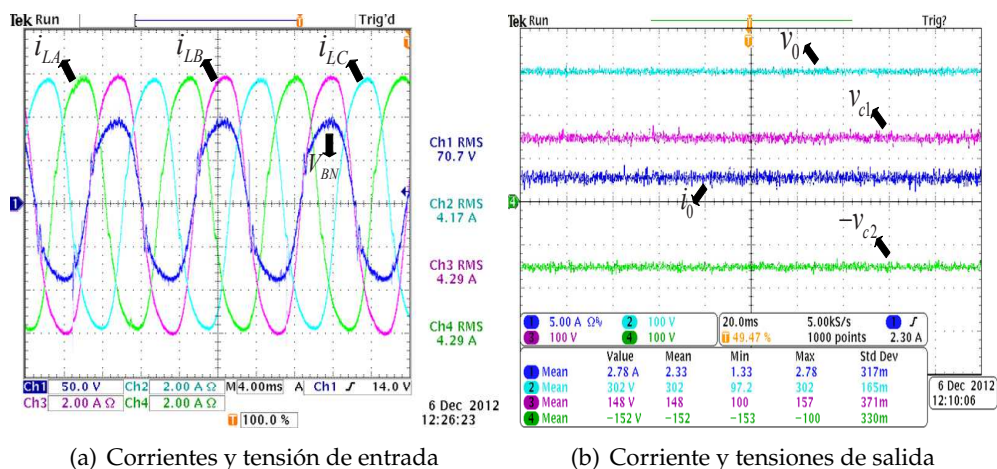


Fig. 3.36: Corrientes de entrada y tensiones de salida del rectificador Vienna inyectando 900 W al bus DC

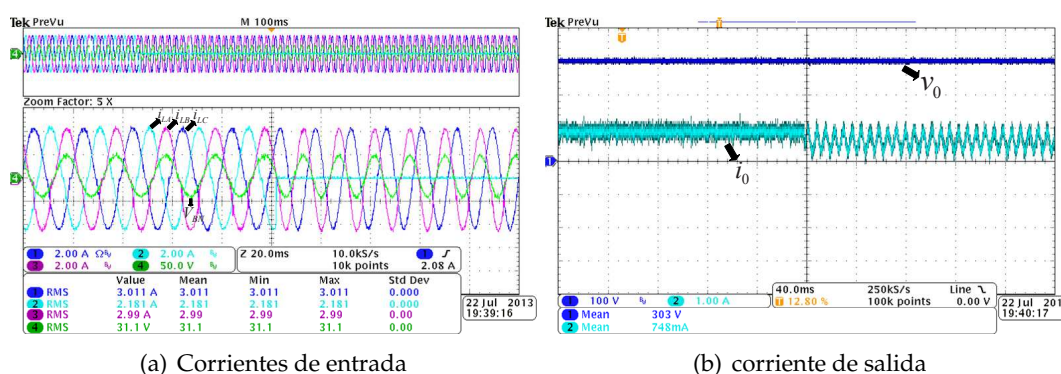


Fig. 3.37: Efecto de una pérdida de fase en la corriente de salida para el rectificador Vienna

Por otra parte, con la idea de observar el comportamiento del rectificador VIENNA se han llevado a cabo diferentes experimentos para demostrar la robustez del control propuesto, exponiendo al rectificador ante diferentes fallos del sistema. Un primer experimento realizado trata de suponer una pérdida repentina de una de las fases del generador. Como se puede observar en la Fig. 3.37, se muestran las corrientes de entrada del rectificador, y se desconecta una de las fases de entrada. Para evitar vibraciones de par y daños en el generador eólico, esta prueba se ha realizado utilizando una fuente trifásica controlada de tensión.

Como se observa, debido a que el rectificador se encuentra conectado a un bus DC regulado y como cada fase es controlada de forma independiente, la pérdida de una fase del generador sólo implica la pérdida de un tercio de la potencia sin afectar el rendimiento de las otras fases. En el caso de existir un lazo de tensión perteneciente al control del

rectificador, la pérdida de una de las fases implicaría que el controlador utilizado, para mantener la tensión de salida sin variación, forzaría a las demás fases a suplir la energía faltante debido a dicha pérdida. Además, como se puede observar en la Fig. 3.37 en el momento en que se pierde una de las fases inmediatamente aumenta el rizado de la corriente de salida del rectificador.

Un segundo experimento realizado para demostrar la fiabilidad del control utilizado, trata de medir el funcionamiento ante perturbaciones tanto en la fuente de entrada como en la tensión de salida. Por lo tanto, igual que en el caso anterior, se realiza un salto de par en la máquina de inducción. En la Fig. 3.38 se observa el cambio gradual de la amplitud y frecuencia de las corrientes de entrada para una conductancia de entrada constante, por lo que la corriente de salida aumenta con la misma dinámica que la entrada. Finalmente, se observa que el control sobre las corrientes de entrada se mantiene, independiente de la amplitud y frecuencia en la que trabaje la turbina eólica.

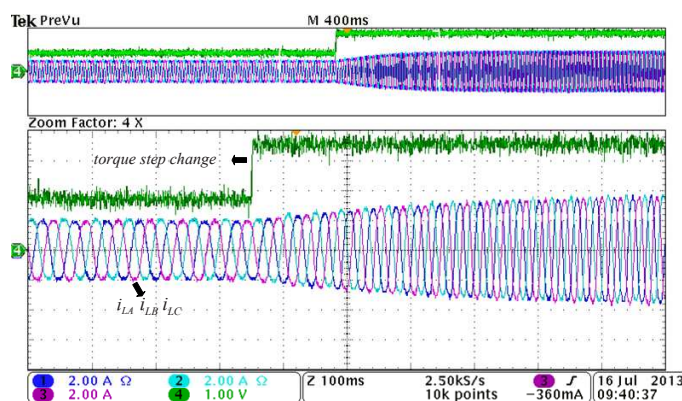


Fig. 3.38: Transitorio de entrada emulando un cambio repentino de viento a través de un escalón de par para el rectificador Vienna

En lo que respecta a un transitorio en la salida del rectificador se comprueba el funcionamiento del rectificador ante una variación de tensión en el bus de 270 V a 320 V. Como se puede deducir para mantener la potencia inyectada al bus en el momento del transitorio, la corriente de salida se reduce a medida que la tensión de salida aumenta. En este aspecto, como se observa en la Fig. 3.39, en la que se inyectan al bus 288 W, se demuestra que la dinámica de las corrientes de entrada no tiene variaciones ante un transitorio de 50 V en la salida. Esto demuestra el comportamiento como fuente de potencia. De la misma forma, en la Fig. 3.40, se muestra el efecto de una caída de tensión de 50 V, variando desde 320 V a 270 V.

A diferencia de los resultados obtenidos en las formas de onda de las corrientes de

3.5 Resultados Experimentales

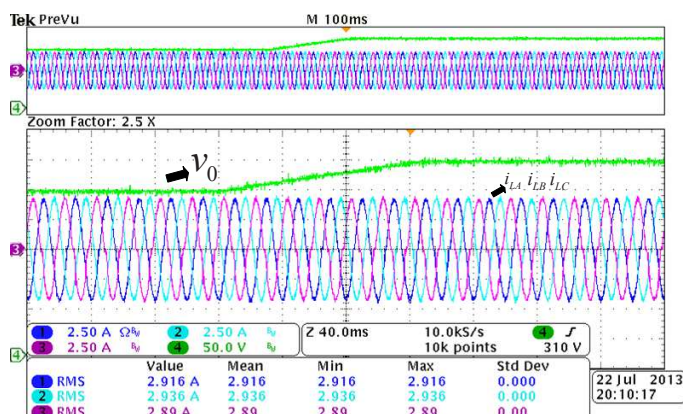


Fig. 3.39: Transitorio de 270 V a 320 V

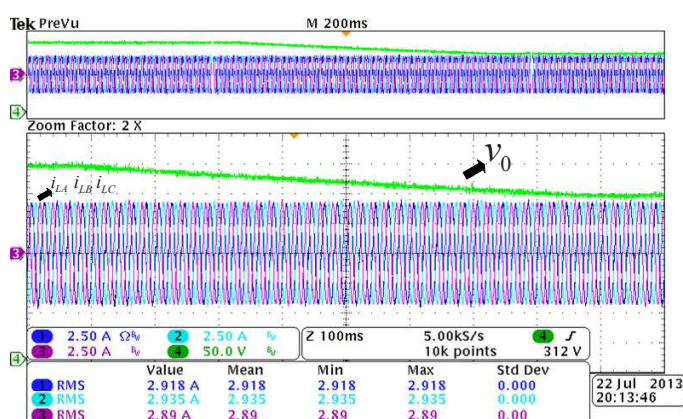


Fig. 3.40: Transitorio de 320 V a 270 V

entrada en el rectificador Monofásico Modular, en el rectificador VIENNA las formas de onda de las corrientes parecen tener un importante contenido armónico. Por lo tanto, para comprobar que la propuesta de un resistor libre de pérdidas basado en control por deslizamiento contribuye a la corrección del factor de potencia y consecuentemente a la disminución del contenido armónico en las corrientes de entrada, se ha reproducido el experimento del rectificador VIENNA utilizando esta vez una fuente de alimentación trifásica como fuente de entrada. En la Fig. 3.41 se muestran la corriente y tensión de entrada de una fase para el caso del generador síncrono como fuente de entrada y en la Fig. 3.41 se muestra la corriente y tensión de entrada para el caso de la fuente trifásica como fuente de entrada. Como se observa, si bien, la corriente sigue perfectamente a la tensión de entrada en ambos casos, se ve también que en el caso del generador síncrono la tensión de entrada no es una tensión sinusoidal pura en comparación con la fuente de tensión.

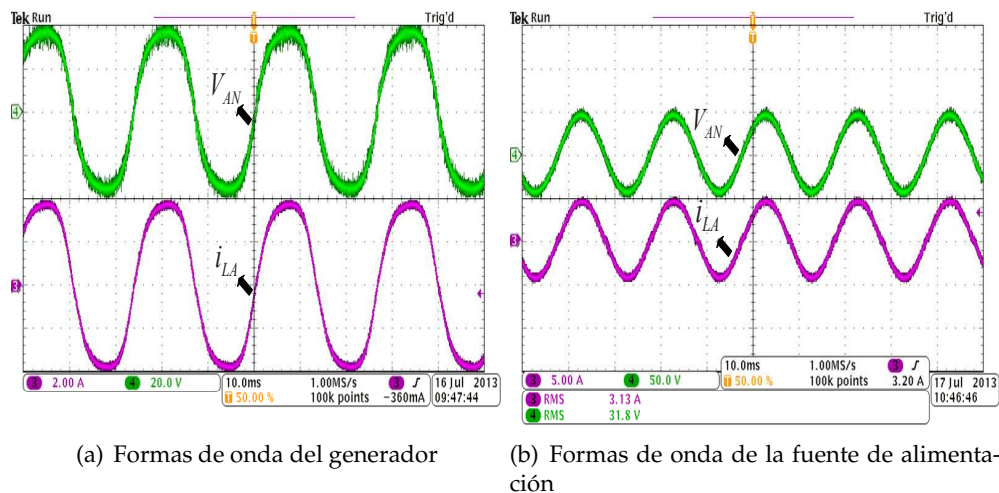
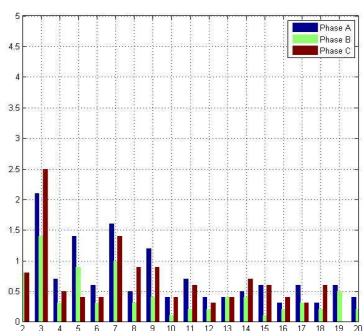


Fig. 3.41: Diferencias de formas de onda de corriente y tensión de entrada para un generador eólico y para una fuente de tensión trifásica

La distorsión armónica total en la corriente de entrada es un 2.4% con un factor de potencia de 0.99. El detalle del contenido armónico medido para el caso de la fuente de tensión trifásica, se muestran en la Tabla 3.2, donde se detalla el THD total, pares e impares para cada fase. El contenido armónico en la corriente de entrada se muestra en la Fig. 3.42, donde se consideran los 20 primeros armónicos. Del mismo modo, la Tabla 3.3 y la Fig. 3.43, proporcionan la información de armónicos para las tensiones de entrada.

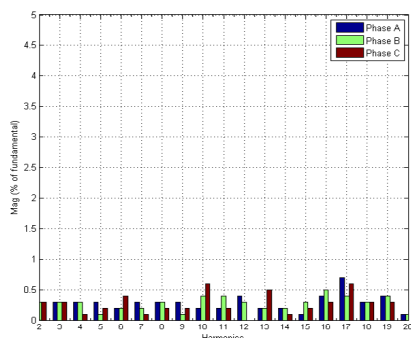
Finalmente, la eficiencia del rectificador de VIENNA fue obtenida para diferentes conductancias de entrada y conectado al bus de tensión fijado a 300 V. En la Fig. (3.44) se observa que, para un mismo nivel de potencia en la entrada, los valores de mayor tensión implican mejor eficiencia, es decir, se obtiene más de un 95% de eficiencia para tensiones mayores que $35 V_{rms}$ por fase.



	i_{LA}	i_{LB}	i_{LC}
THD(%)	2.4	3.0	2.6
OHD (%)	2.1	2.6	2.1
EHD (%)	1.2	1.5	1.5

Tabla 3.2: Distorsión armónica de las corrientes de entrada

Fig. 3.42: Análisis de las corrientes de entrada



	i_{LA}	i_{LB}	i_{LC}
THD (%)	2.4	3.0	2.6
OHD (%)	2.1	2.6	2.1
EHD (%)	1.2	1.5	1.5

Tabla 3.3: Distorsión armónica de las tensiones de entrada

Fig. 3.43: Análisis de las tensiones de entrada

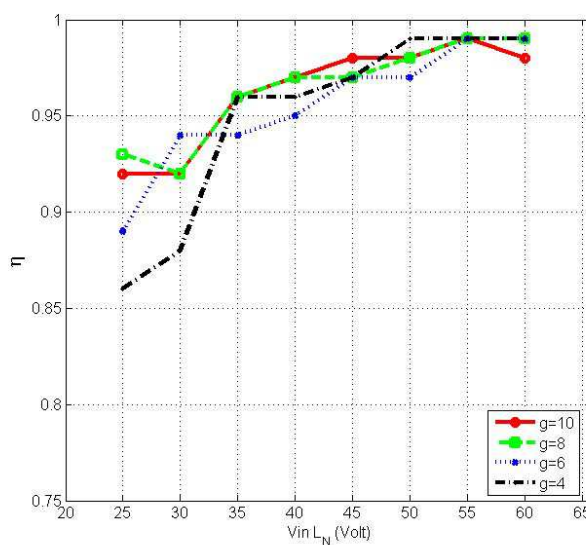


Fig. 3.44: Gráfica de eficiencia del rectificador Vienna

3.5.3.3. Resultados Experimentales Rectificador “Six-switch” de tres niveles

Para el rectificador “Six-switch”, y utilizando de igual manera la plataforma, se han realizado varios experimentos extrayendo diferentes potencias. En el primero se extraen 64 W del generador eólico con una g_{ext} fijada en 5 V. En la Fig. 3.45 se muestran las formas de ondas obtenidas en la entrada y en la salida. En la Fig. 3.45a, se muestran las tres corrientes de entrada resultantes con un valor eficaz aproximado de 1.34 A, una frecuencia de 20 Hz y una de las tres tensiones de entrada con un valor eficaz de 16.7 V. Teniendo en cuenta estos resultados, se concluye en primer lugar que las tensiones y corrientes obtenidas en este experimento satisfacen la ecuación de la superficie aplicada, presentando formas de onda sinusoidales en fase con la tensión de entrada.

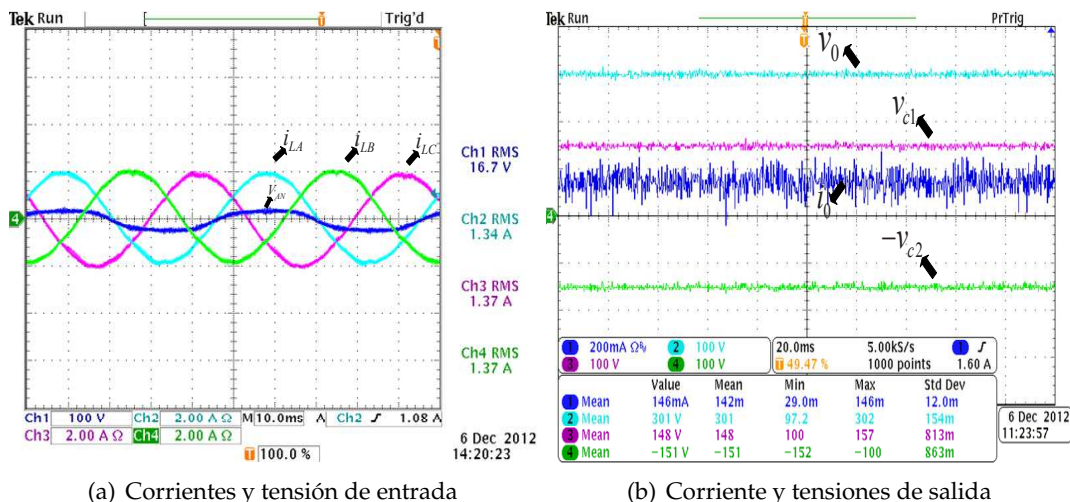


Fig. 3.45: Corrientes de entrada y tensiones de salida del rectificador “Six-switch” inyectando 64 W al bus DC

El comportamiento de la salida DC se muestra en la Fig. 3.45b, donde se observan las tensiones de salida para v_{c1} , $-v_{c2}$, v_0 y i_0 , donde el voltaje de salida tiene un valor medio de 300 V mientras que las tensiones promediadas en v_{c1} y v_{c2} tienen un valor aproximado de 151 V y 148 V respectivamente. Por otro parte, la corriente de salida inyectada al bus, tiene un valor medio aproximado de 142 mA.

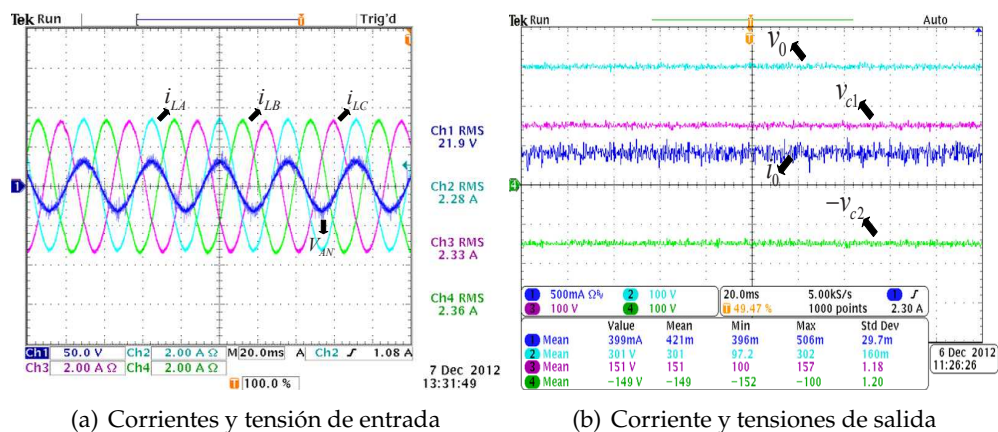


Fig. 3.46: Corrientes de entrada y tensiones de salida del rectificador “Six-switch” inyectando 143 W al bus DC

Un segundo experimento se hizo extrayendo 143 W del generador eólico. La tensión de entrada tiene un valor eficaz aproximado de 21 V, y las corrientes de entrada, con un valor eficaz de 2.28 A. Como se observa en las imágenes ilustradas en la Fig. 3.46, la frecuencia de las corrientes de entrada esta vez es de aproximadamente 30 Hz, y que la

3.5 Resultados Experimentales

corriente inyectada al bus de tensión continua tiene un valor medio de 421 mA.

Finalmente se muestra un tercer experimento alcanzando una potencia de 280 W (Fig.3.47), donde las corrientes de entrada tienen un valor eficaz aproximado de 2.62 A y la tensión de entrada un valor eficaz de 30 V. En este caso la frecuencia en la entrada es de aproximadamente 40 Hz. Para este experimento se inyecta en el bus una corriente media de 720 mA.

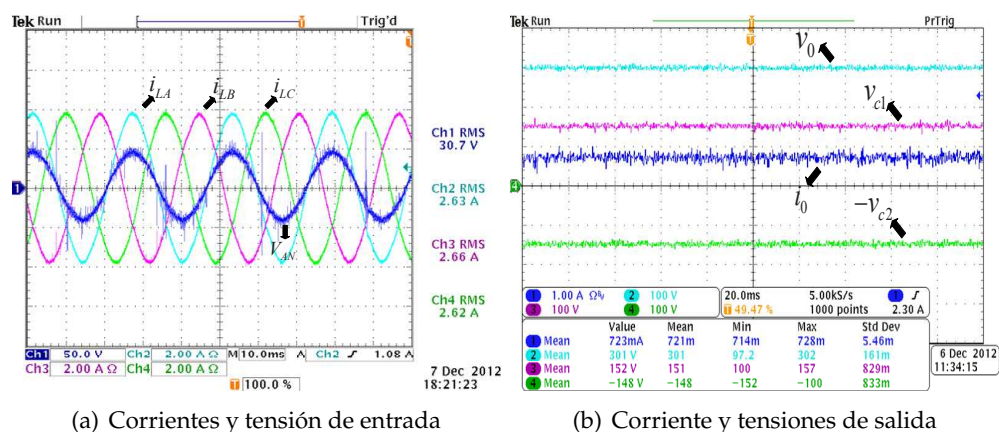


Fig. 3.47: Corrientes de entrada y tensiones de salida del rectificador "Six-switch" inyectando 280 W al bus DC

3.6. Conclusiones

En este capítulo se han analizado e implementado tres rectificadores trifásicos para la integración y conexión de un generador eólico de baja potencia a una microrred en arquitectura DC. Los tres rectificadores se han seleccionado a partir de una amplia búsqueda de sistemas controlados de rectificación, con los que se pueda implementar de forma modular, redundante y compacta, la corrección del factor de potencia en sistemas trifásicos. Como resultado de esta búsqueda, se ha implementado el rectificador Monofásico Modular, el rectificador Vienna, y el rectificador "Six-switch".

Para la corrección del factor de potencia, existen diferentes técnicas de control para obtener un factor de potencia cercano a la unidad y un bajo contenido armónico. En este trabajo se propuso la implementación de un resistor libre de pérdidas trifásico, a través de la utilización de control en modos deslizantes. Como resultado se ha introducido el concepto de tetrapuerto. De esta forma se transfiere la potencia de los tres puertos de entrada, representados por cada fase, al puerto de salida. Como se observa a lo largo del desarrollo del capítulo, utilizando el neutro del generador para la implementación de los rectificadores se obtiene mayor modularidad y desacoplo de las fases del circuito y se evita un lazo de tensión adicional, permitiendo la implementación del LFR a través de una superficie de control aplicada de forma independiente a cada fase del rectificador. Esto permite el desarrollo de controles analógicos simples, compuestos de un amplificador operacional, un multiplicador analógico y un comparador por histéresis por fase. Además, en el análisis desarrollado para los tres rectificadores, es posible comprobar que el mismo análisis puede ser realizado de forma redundante en cualquier rectificador trifásico que cumpla con estas características.

Para la comprobación experimental de lo analizado teóricamente se ha implementado para cada rectificador un prototipo de 1 kW de potencia. El bus DC se ha emulado a través de una fuente de tensión conectada en paralelo a una resistencia y a un banco de condensadores. En los resultados obtenidos, el control propuesto es probado a diferentes potencias en las cuales se tienen diferentes tensiones y frecuencias en las corrientes de entrada. Además, se le han aplicado diferentes perturbaciones tanto en la entrada como en la salida, obteniendo resultados óptimos. Se observa además que la corrección del factor de potencia se corrige adecuadamente, y que a través de la conductancia es posible controlar la potencia de entrada del rectificador.

Por otra parte, de los tres rectificadores realizados, se pueden desprender diferentes

	R. Modular	R. VIENNA	R. Six-Switch
MOSFETs	3	3	6
DIODOS	18	18	6
INDUCTORES	6	3	3

Tabla 3.4: Tabla comparativa del número de componentes de cada rectificador

ventajas e inconvenientes, diferenciándose cada prototipo. En este aspecto, en la tabla se muestra la cantidad de dispositivos utilizados para la implementación de cada uno.

De acuerdo a la tabla, se observa que el rectificador “Six-switch” es el rectificador que tiene menos interruptores, sin embargo, 6 de ellos son interruptores activos, que por lo general necesitan de diodos *schottky* conectados en paralelo a cada interruptor debido que los diodos internos de cada MOSFET son lentos y tienen una caída de tensión mucho más elevada que un diodo *schottky*. Este rectificador se presenta como la topología con más dispositivos activos, y por lo tanto requiere el doble de “drivers”. Si no existe un tiempo muerto adecuado entre la conmutación de cada interruptor, se producen cortocircuitos periódicos, debido a la conmutación síncrona. Si se produce un fallo, y unas de las ramas queda en cortocircuito, el sistema total queda cortocircuitado y con una salida nula, circunstancia que no se produce en los otros dos rectificadores. No obstante, debido a la configuración utilizada, en la que se divide la tensión de salida con la conexión del neutro del generador, cada interruptor bloquea la mitad de tensión que en su configuración normal (“Six-switch” de dos niveles). De esta forma es posible dimensionar los dispositivos para menores potencias, mejorando en coste y eficiencia.

Por otro lado si bien el rectificador Monofásico Modular tiene la misma cantidad de dispositivos que el rectificador VIENNA, el rectificador modular tiene el doble de inductores por cada fase, aumentando las pérdidas debido a la utilización de más cobre. Además, en el rectificador modular, 4 de los diodos utilizados pertenecen al puente rectificador de la entrada, siendo de conmutación lenta. Una de las ventajas del rectificador modular es la posibilidad de permitir conexiones tanto en estrella como en triángulo, siendo esta última la implementada en el desarrollo de este trabajo debido a que las pérdidas son menores. Esto se debe a que las pérdidas de conmutación dependen directamente de la corriente que circula por el dispositivo y la tensión que bloquea. Con respecto al interruptor se bloquea la misma tensión pero circula una corriente $\frac{1}{\sqrt{3}}$ menor. En el caso del diodo, la corriente que circula y la tensión que bloquea también son menores, al ser la tensión de entrada mayor. Además, por el mismo motivo, debido a que el valor de la

88 Desarrollo e Implementación de un Resistor Libre de Pérdidas Trifásico

corriente que circula es menor, también se reducen las pérdidas de conducción. No obstante, el hecho de tener el doble de inductancia y que estén acopladas magnéticamente ayuda a la disminución del rizado en la corriente de entrada dependiendo del factor de acoplamiento k , por lo que se puede disminuir aún más las pérdidas globales. Finalmente, este rectificador a diferencia del “Six-switch” y del rectificador VIENNA, no trabaja a tres niveles bloqueando toda la tensión de bus, con lo cual el estrés de tensión en los componentes de la etapa de potencia es mayor, compensando parcialmente la reducción de pérdidas descritas anteriormente.

Por otra parte, el rectificador VIENNA tiene la misma cantidad de interruptores que el modular, sin embargo solo 6 de los 18 diodos utilizados son de conmutación lenta, siendo el resto de conmutación rápida de tipo *schottky*. Por otro lado, dependiendo de la configuración, puede llegar a utilizar los 18 diodos de tipo *schottky*. En este rectificador se divide la tensión de salida, con lo cual los dispositivos sólo bloquean la mitad de tensión, reduciendo el estrés y aumentando la eficiencia del sistema. Tanto en el rectificador modular como en el de tipo VIENNA sólo se requiere un “driver” por fase para el interruptor activo, que en el VIENNA debe ser obligatoriamente aislado.

Finalmente, tanto en el rectificador modular como en el rectificador VIENNA, en caso de fallo si un interruptor se cortocircuita, la tensión de salida no se cortocircuita y no tiende a cero, sino que se puede mantener. En esas condiciones tendríamos en el generador una fase cortocircuitada y las otras dos funcionando. En el supuesto de que un fusible desconecte la fase cortocircuitada al cabo de cierto tiempo, para no dañar al generador, la dos fases restantes permitirán mantener la tensión de salida, aunque con un mayor rizado de corriente en la salida, debido a la pérdida de una fase.

Capítulo 4

Ondulador “Boost”

4.1. Introducción

Como se ha visto, la integración de un sistema de generación eólica a la red eléctrica, puede llevarse a cabo mediante el desarrollo de microrredes de generación de energía. En este aspecto, el generador es conectado a través de un rectificador controlado trifásico a un bus regulado de tensión DC. Finalmente, un ondulator trifásico se encarga de inyectar a la red eléctrica la energía producida por diferentes fuentes de energía renovable, que es almacenada y gestionada en el bus DC.

Sin embargo, como se ha analizado en el Capítulo 2, es posible inyectar la energía producida por el generador directamente a la red eléctrica mediante la conexión de dos etapas de conversión. Esta configuración, utilizada frecuentemente en sistemas de alta potencia, puede ser vista como la configuración más básica de una microrred que consta del generador conectado al rectificador trifásico modelado como LFR, un condensador y un ondulator, como se observa en la Fig. 4.1. En sistemas de baja potencia, la conexión a red es monofásica, de la misma forma que los sistemas fotovoltaicos instalados en tejados domésticos, donde normalmente se utilizan onduladores monofásicos de tipo reductor.

En este aspecto, para inyectar la energía proveniente de un generador síncrono de imanes permanentes de 1 kW a la red eléctrica, el uso de un ondulator “buck” puede generar importantes problemas de eficiencia en el proceso. El ondulator de tipo “buck” requiere mantener una tensión mínima de 400 V a su entrada, y el hecho de que el generador no supere los 150 V de pico puede ocasionar importantes problemas de eficiencia en la primera etapa de conversión para mantener una alta ganancia de tensión generando ciclos de trabajo extremos. Se han propuesto diferentes soluciones como el uso de

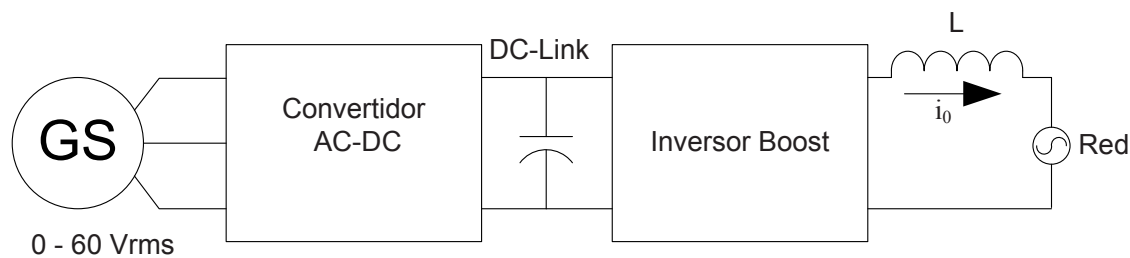


Fig. 4.1: Esquema de inyección a la red con dos etapas

transformadores de línea o de alta frecuencia en la configuración del ondulator, sin embargo, se obtienen otras desventajas en el diseño como el costo, el peso y eficiencia. La idea principal que se propone en este capítulo es el uso de un ondulator elevador de tensión ("boost") para gestionar con mayor eficiencia la ganancia en tensión de las dos etapas de potencia, evitando el uso de transformadores, como se observa la Fig. 4.1. De esta manera, con la utilización de un ondulator "boost", es posible eliminar la condición de voltaje mínimo en la entrada del ondulator de tipo "buck", dado que su ganancia en tensión permite tener un grado de libertad para la optimización de todo el sistema.

Por lo tanto, mediante el uso de un ondulator "boost" es posible la inyección a la red incluso cuando la tensión en el condensador intermedio DC-Link sea menor que la tensión de red. Consecuentemente, cuando el sistema de generación opere a bajas velocidades debido a bajas rachas de viento, y como resultado el generador entregue tensiones y frecuencias bajas, el rectificador trifásico puede reducir la ganancia en tensión y evitar ciclos de trabajos extremos, acoplando ambas ganancias para mejorar la eficiencia global del sistema. Además, debido a que no se requiere una tensión específica en la entrada del ondulator, las especificaciones de diseño y de rizado del condensador intermedio pueden relajarse, permitiendo reducir su valor.

4.2. Estado del Arte del Ondulator "Boost"

El ondulator de tipo "boost" propuesto como segunda etapa se observa en la Fig. 4.2, se introdujo por primera vez en 1995 por [Caceres and Barbi, 1995] y está compuesto por dos convertidores de tipo "boost" bidireccionales en corriente conectados en una estructura de tipo puente. La tensión de salida resultante es una tensión diferencial, es decir, es la resta de las tensiones de salida de cada convertidor DC/DC. Una de sus principales características se deriva de estar compuesto de topologías elevadoras de tensión, la que

se traduce en la capacidad de producir una tensión sinusoidal a partir de tensiones de entrada menores que la tensión de salida.

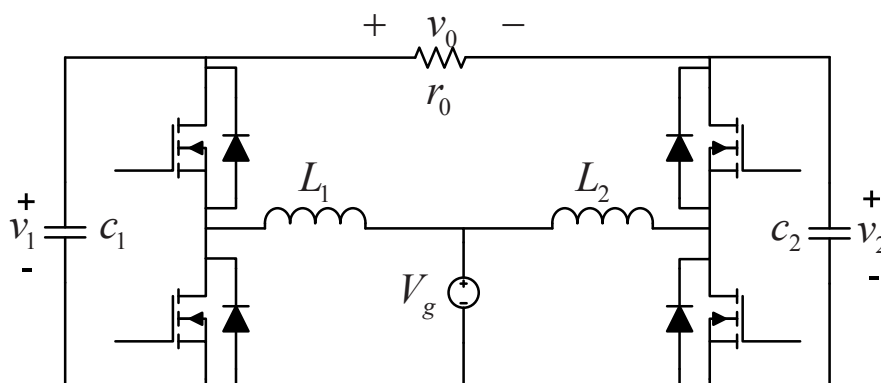


Fig. 4.2: Ondulador "boost"

Para obtener una tensión sinusoidal en la salida del ondulador, existen dos modos de operación [Vazquez et al., 1999]. El modo de operación I utiliza una sola etapa de control para regular la tensión de salida a través de una única señal de control para todos los interruptores, es decir, que uno de los convertidores que compone el ondulador conmuta a partir de una señal de control $u(t)$, mientras que el otro convertidor conmuta a partir de la señal complementaria, es decir $1 - u(t)$. El modo de operación II, se caracteriza por requerir dos etapas de control independientes para generar la tensión de salida, una por cada convertidor. En este caso las señales de control de cada convertidor son independientes. En este trabajo se analiza brevemente estos modos de operación para entender su funcionamiento. Sin embargo, por simplicidad en el diseño se propone el modo de operación I, que se analizará detalladamente en el desarrollo de este capítulo.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Modo de operación I} \Rightarrow 1 \text{ etapa de control} \\ \text{Modo de operación II} \Rightarrow 2 \text{ etapas de control} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} \text{tensión-tensión} \\ \text{tensión-corriente} \end{array} \right. \quad (4.1)$$

4.2.1. Modo de Operación II

En este modo de operación se utilizan dos etapas de control, en las cuales el control es diseñado para obtener una tensión DC sobre la que se modula una señal sinusoidal con un desfase de 180° entre cada convertidor. Es decir, una de las etapas controla a un convertidor para obtener una tensión de la forma (4.2) y la otra etapa controla el otro

convertidor para obtener una tensión de la forma (4.3), como se representa gráficamente en la Fig. 4.3 para ambas tensiones. La tensión de salida $v_0(t)$, por lo tanto, se obtiene restando las dos tensiones, con lo cual la tensión de salida está centrada en cero y tiene doble de amplitud que la generada en cada convertidor, como se expresa en (4.4), donde V_m es la tensión de pico de la onda sinusoidal.

$$V_1(t) = V_{dc} + \frac{V_m}{2} \sin(\omega t) \quad (4.2)$$

$$V_2(t) = V_{dc} - \frac{V_m}{2} \sin(\omega t) \quad (4.3)$$

$$V_0(t) = V_1(t) - V_2(t) = V_m \sin(\omega_0 t) \quad (4.4)$$

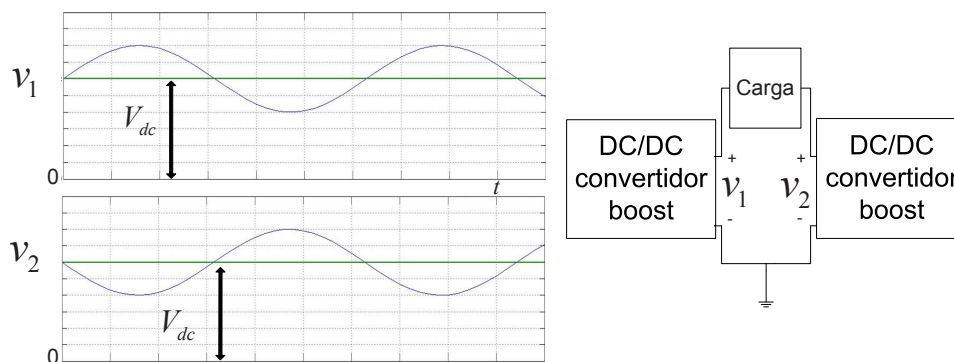


Fig. 4.3: Formas de onda del voltage en cada convertidor "boost" desfasadas en 180°.

Sin embargo, un convertidor "boost" no soporta tensiones de salida menores que la tensión de entrada, por lo tanto, en el diseño del control, utilizando el modo de operación II, se debe considerar como criterio de diseño la selección del nivel DC V_{dc} en las ecuaciones (4.2) y (4.3), criterio que viene dado por

$$V_{dc} > (1 + 1/2) \cdot V_m \quad (4.5)$$

En la ecuación (4.4) se obtiene una tensión de salida sinusoidal, la cual está centrada en cero, con el doble de amplitud que las señales moduladas en (4.2) y (4.3). Por lo tanto, utilizando esta descripción es posible reescribir (4.4) como (4.6), en la cual se obtiene la misma tensión de salida

$$V_0 = 2V_1(t) - 2V_{dc} \quad (4.6)$$

Si además se definen las expresiones observadas en (4.7), donde se representa la ganancia de tensión típica de un convertidor "boost", y el mínimo valor posible de V_{dc} , es posible reescribir (4.6) como (4.8), expresión con la cual se puede representar gráficamente la ganancia en tensión en función del ciclo de trabajo, como se muestra en la Fig. 4.4, para una ganancia de tensión definida como $G_m = V_m/V_g = 5$.

$$\begin{cases} V_1(t) = \frac{V_g}{1-D} \\ V_{dc} \geq (1 + V_m/2) \cdot V_g \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\frac{V_0(t)}{V_g(t)} \geq \frac{2}{1-D} - 2 - G_m \quad (4.8)$$

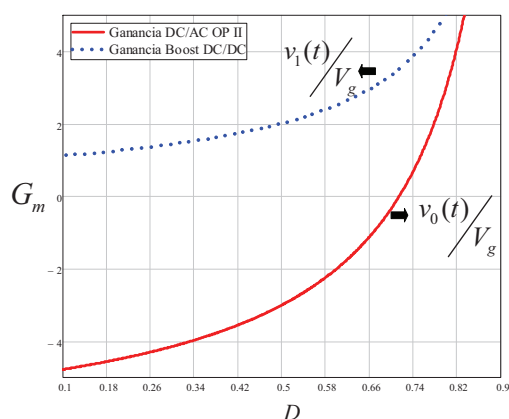


Fig. 4.4: Ganancia de tensión en el modo de operación II para diferentes ciclos de trabajo y con $G_m = 5$.

Consecuentemente, a partir de las ecuaciones (4.2) y (4.7) es posible obtener una expresión para el ciclo de trabajo en éste método de operación, definida por

$$D = 1 - \frac{V_g}{V_{dc} + \frac{V_m}{2} \sin(\omega t)} \quad (4.9)$$

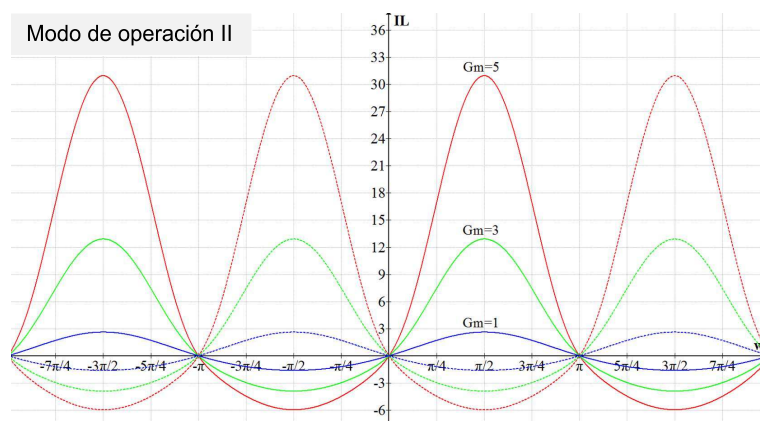
Debido a que cada convertidor es controlado de forma independiente, es posible realizar un balance energético de cada convertidor, para ello se define la ecuación (4.10) para el convertidor 1 (convertidor con el cual se obtiene V_1), la cual supone que el ondulator es conectado a una carga resistiva y que todos los componentes del circuito son ideales. En este caso la corriente de salida $i_0(t)$ es proporcional a la tensión de salida $V_0(t)$, por lo tanto reemplazando (4.4) en $V_1(t)$ y manipulando matemáticamente la expresión (4.10) es posible obtener (4.11), la cual define el comportamiento de la corriente de entrada i_{L1} .

La expresión de la corriente del inductor del convertidor 2 se deduce a partir del desfase de 180° , con lo cual se expresa como (4.12). Finalmente, en la Fig. 4.5a y en la Fig. 4.5b, es posible observar las formas de ondas de corrientes y tensiones esperadas en el ondulador para el modo de operación II.

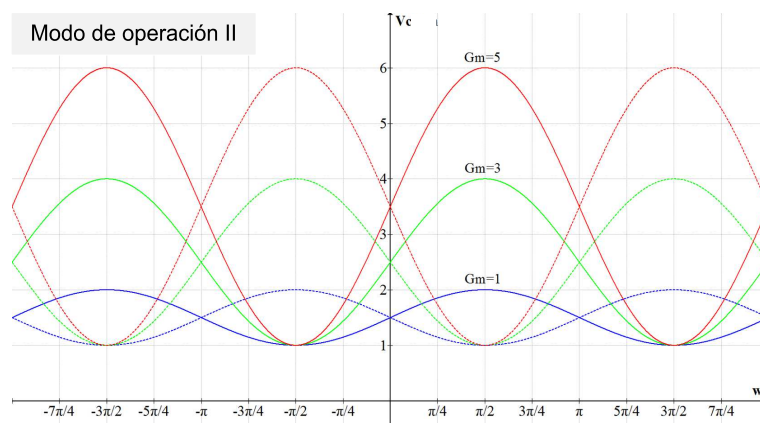
$$i_L V_g = i_0 V_1(t) \quad (4.10)$$

$$i_{L1} = \frac{V_m}{R} \left\{ \frac{G_m}{2} + 1 \right\} \sin(\omega t) + \frac{V_m G_m}{2R} \sin^2(\omega t) \quad (4.11)$$

$$i_{L2} = -\frac{V_m}{R} \left\{ \frac{G_m}{2} + 1 \right\} \sin(\omega t) + \frac{V_m G_m}{2R} \sin^2(\omega t) \quad (4.12)$$



(a) Corrientes i_{L1} y i_{L2}



(b) Tensiones V_1 y V_2

Fig. 4.5: Formas de onda de las corrientes y tensiones de cada convertidor para modo de operación II

A través de este modo de operación es posible comprobar las buenas prestaciones de este ondulador para diferentes técnicas de control, es decir, tanto para diseños de controles basados en la modulación por anchura de pulsos (PWM) [Caceres and Barbi, 1995] [Vazquez et al., 1999] [Wei et al., 2011] y [Sanchis et al., 2005], como para controles no lineales, como el control en modo deslizante [Cortes et al., 2009] [Albea et al., 2011]. Además, cabe destacar que en este modo de operación se han propuesto dos tipos de control. El más utilizado es aquel que considera ambos convertidores como fuentes de tensión, usando un lazo de tensión en cada convertidor para regular la tensión de salida como usando las referencias (4.2) y (4.3). El otro modo de control, menos frecuente, es el que se utiliza en [Sanchis et al., 2005], en el cual se considera uno de los convertidores en modo de tensión y el otro en modo de corriente. A través de este último se obtiene un control de la corriente de salida del ondulador, modo de control prioritario para la inyección de energía a la red eléctrica. Sin embargo, aunque el desarrollo de controles independientes parece sencillo, es importante mencionar ciertos criterios de diseño necesarios para su implementación.

En primer lugar, es necesario seleccionar un nivel DC mínimo para evitar que la tensión de los condensadores nunca llegue a ser menor que la tensión de entrada, cumpliendo con el criterio definido de (4.2) a (4.5). Este nivel de continua seleccionado influye directamente en el punto de operación de los convertidores y por lo tanto en el diseño del ondulador. Es decir, con un nivel alto de V_{dc} se obtienen mayores ciclos de trabajo en cada convertidor, debido a que aumenta la ganancia de tensión, y con ello aumentan las pérdidas de conmutación. Además, la obtención de tensiones altas conlleva el uso de dispositivos con mayor tensión de bloqueo y por tanto con mayor resistencia, lo que provoca un aumento en las pérdidas de conducción. Nótese la relación empírica $R_{om} \approx k(V_{BD})^{2.5}$ propuesta por [Robbins, 1995].

Una vez seleccionada la tensión, se requieren las señales sinusoidales de referencia que se modulan sobre el nivel de tensión continua, las cuales deben estar desfasadas en 180° . Como consecuencia de esta implementación, si las componentes continuas de V_1 y V_2 no son exactamente iguales, lo cual puede resultar complejo de obtener mediante etapas de control independientes, se produce la inyección de niveles de tensión continua a la red eléctrica y como consecuencia se produce la saturación de cualquier transformador de aislamiento. Finalmente, el diseño del control para este modo de operación puede resultar complejo, necesitando además del doble de componentes para su implementación.

Por otra parte, una forma de simplificar este modo de operación proviene directamente de la elección del punto de operación, es decir, del nivel DC seleccionado). Si se selecciona un nivel de $V_{dc} = 2V_g$ el ondulator trabajará con un ciclo de trabajo que se mueve en torno al 50 %. De esta forma, si se modula sinusoidalmente sobre este nivel un 10 % de forma que $0.4 < D < 0.6$, se obtiene que cuando un convertidor tenga un ciclo de trabajo del 40 % el otro estará al 60 % y viceversa. En este caso los convertidores además de operar con un desfase de 180° , la lógica de conmutación es complementaria, es decir $D_1 = 1 - D_2$. Cabe señalar que este resultado no se puede obtener para otros puntos de operación. Por lo tanto, si el ondulator funciona en el modo de operación II y con lógica de conmutación complementaria, su funcionamiento es similar al modo de operación I. Sin embargo, el ondulator sigue necesitando dos etapas de control en lugar de una. En este punto de operación, las formulas definidas en (4.13) y (4.14) son válidas para los dos modos de operación.

Si analizamos el ondulator utilizando una lógica de conmutación complementaria, podemos definir los ciclos de trabajo para cada convertidor como

$$\begin{aligned} D_1(t) &= D \\ D_2(t) &= 1 - D \end{aligned} \quad (4.13)$$

donde $D_1(t)$ corresponde al ciclo de trabajo del convertidor 1 y $D_2(t)$ el ciclo del trabajo para el convertidor 2. Ahora, teniendo en cuenta (4.13), es posible reescribir la ecuación (4.8) como

$$V_0(t) = V_1(t) - V_2(t) = \frac{V_g}{1-D} - \frac{V_g}{D} = V_g \frac{2D-1}{D(1-D)} \quad (4.14)$$

Con esta expresión, la ganancia de tensión del ondulator cambia considerablemente con respecto a la obtenida con (4.8), como se puede observar en la Fig. 4.6, donde se observa la no linealidad del ondulator. Sin embargo, en entorno al 50 % del ciclo de trabajo el ondulator tiene un comportamiento más lineal. Como consecuencia, en la literatura es posible encontrar el análisis e implementación del ondulator "boost" utilizando el modo de operación II y operando con un ciclo de trabajo en torno al 50 %, el cual se obtiene de situar V_{dc} en $2V_g$ como criterio de diseño [Caceres and Barbi, 1995], [Vazquez et al., 1999], [Wei et al., 2011], [Sanchis et al., 2005]. Si bien se simplifica el análisis del ondulator trabajando en la zona que presenta mayor linealidad, la utilización de dos etapas de control independientes requieren de una sincronización para asegurar este modo de funcionamiento, situación que añade complejidad a su diseño.

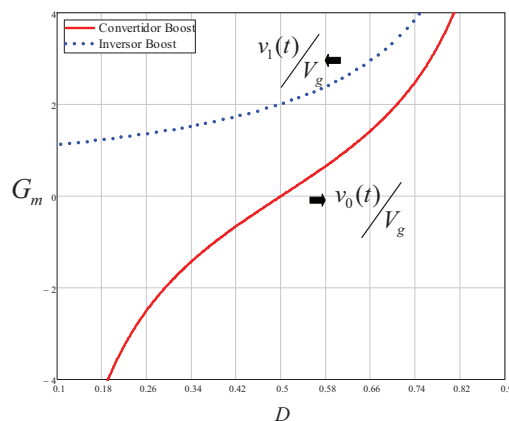


Fig. 4.6: Ganancia de tensión en el modo de operación I para diferentes ciclos de trabajo y con $G_m = 5$.

En este contexto, utilizando el modo de operación I se requieren menos componentes en comparación con el modo II, y además se evita la sincronización de las dos etapas de control para asegurar que los niveles de continua y las referencias sean iguales. En general, independientemente del modo de operación se tiene un sistema altamente no lineal, de estructura variable y de fase no mínima, con lo cual el modelado de la planta y el diseño del control presenta importantes complejidades. Finalmente, para el análisis del ondulador en esta tesis se propone un control basado en el modo de operación I, con el cual se presentará además, un análisis detallado de su funcionamiento. Este proceso se llevará a cabo utilizando la teoría de control en modo deslizante, utilizando una superficie que relaciona la tensión de salida del ondulador con las dos corrientes de entrada. Una vez propuesta esta forma de controlar el inversor, se realiza una búsqueda bibliográfica que permite descubrir que en [Cortes et al., 2009] se propone esta ley de control, aunque no se llega a realizar un análisis profundo de la misma.

En nuestro trabajo se modela la planta y se diseña el controlador con mayor detalle, estudiando el comportamiento de la planta ante dos situaciones. En primer lugar se analizará el ondulador considerando una referencia de corriente constante, con la cual se observará el comportamiento del ondulador para diferentes puntos de trabajo. Como segundo y último punto, se analizará el ondulador utilizando una referencia sinusoidal variable en el tiempo. El proceso utilizado en el análisis es importante debido a la complejidad del modelado, por lo que, como se observará a continuación, la información obtenida en el primer caso resulta necesaria para comprender el funcionamiento del ondulador ante una referencia de tensión de tipo sinusoidal y así obtener un modelo que permita la utilización de un simple controlador PI.

4.3. Análisis del Ondulador para el Modo de Operación I

El ondulador boost se representa en la Fig. 4.7. Como se observa, para el análisis se utiliza una carga resistiva sobre la cual se desea obtener una señal sinusoidal.

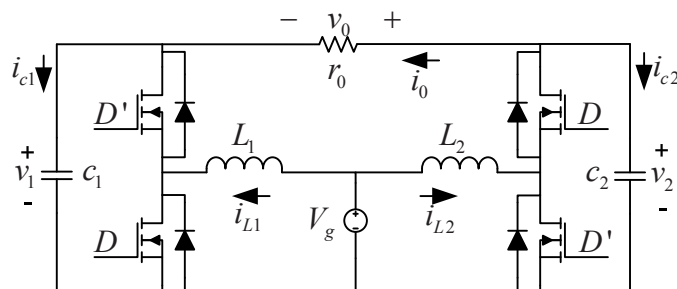


Fig. 4.7: Topología del ondulador "boost" para el análisis de estado

Para controlar la tensión de salida, se propone la superficie de control que se expresa en (4.15), la cual está basada en la diferencia de las corrientes de los inductores, i_{L2} e i_{L1} . La realización de esta superficie se deduce a partir de la construcción de un control independiente en cada convertidor. La tensión de salida se controla a través de la corriente en el inductor, por lo que, si la tensión de salida se obtiene a partir de la diferencia de las tensiones de salida de cada convertidor, esta diferencia también se podría controlar a través de la diferencia de las corrientes. El uso del control en modo deslizante se debe a la inherente robustez y sencillez en el diseño, como se explicó en el capítulo 3 de este trabajo.

$$S(x, t) = i_{L2}(t) - i_{L1}(t) - k(t) = 0 \quad (4.15)$$

En (4.15), $k(t)$ representa la referencia de corriente entregada por un controlador PI que viene dado por

$$k(t) = \int_{-\infty}^t k_I e_v(\tau) d\tau + k_p e_v(\tau) \quad (4.16)$$

donde $v_0(t) = v_2(t) - v_1(t)$ y $e_v(t) = v_{ref}(t) - v_0(t)$. En régimen permanente el ondulador alcanza la superficie, por lo tanto se obtiene $S(x, t) = 0$ y la resta de las corrientes será igual a la referencia $k(t)$, con lo cual se tiene que

$$i_{L2}(t) - i_{L1}(t) = \int_{-\infty}^t k_I e_v(\tau) d\tau + k_p e_v(\tau) \quad (4.17)$$

4.3 Análisis del Ondulador para el Modo de Operación I

Finalmente, en la Fig. 4.8 se representa el esquema de control que se utilizará para controlar el ondulator, en el que se observa que la referencia de corriente proviene del controlador PI.

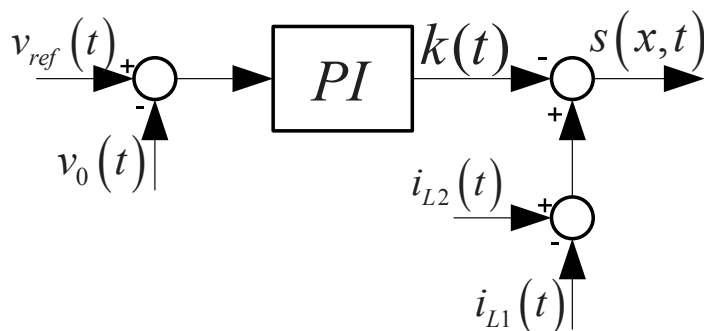


Fig. 4.8: Esquema de control propuesto para el ondulator

Para el desarrollo de la superficie, en primer lugar es necesario realizar un análisis en el espacio de estado del ondulator ilustrado en la Fig. 4.7. Si se considera que el ondulator opera complementariamente a partir de una señal de control $u(t)$, donde uno de los convertidores opera con $u(t)$ y el otro con $1 - u(t)$, se obtienen solo dos topologías circuitales posibles, la topología ON, asociada a la señal de control $u(t) = \{1\}$ que se observa en la Fig. 4.9, y la topología OFF, ilustrada en la Fig. 4.10, asociada a la señal de control $u(t) = \{0\}$. Para ello, se define el vector de estado en (4.18), y en (4.19) se representan las ecuaciones bilineales que describen las topologías circuitales ON y OFF para las variables de estado.

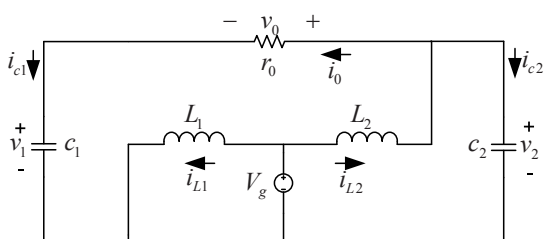


Fig. 4.9: Esquema circuital ondulator "boost" para estado ON

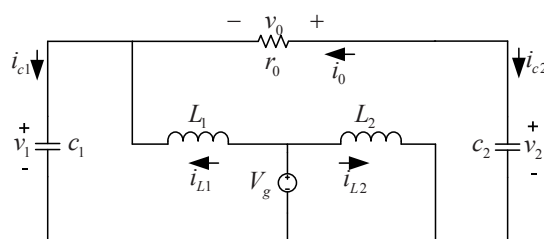


Fig. 4.10: Esquema circuital ondulator "boost" para estado OFF

$$x(t) = [i_{L1}(t), i_{L2}(t), v_1(t), v_2(t)]^T \quad (4.18)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{(1-u(t))}{L} \cdot v_1(t) \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{u(t)}{L} \cdot v_2(t) \\ \frac{dv_1(t)}{dt} = \frac{1-u(t)}{C} \cdot i_{L1} - \frac{v_1(t) - v_2(t)}{rC} \\ \frac{dv_2(t)}{dt} = \frac{v_1(t) - v_2(t)}{RC} + \frac{u(t)}{C} \cdot i_{L2} \end{array} \right. \quad (4.19)$$

A través de (4.20) y de las definiciones expresadas en el capítulo 2 sobre las condiciones de existencia para una superficie de deslizamiento, definidas como

$$S\dot{S} < 0 \quad (4.20)$$

La ley de control para el ondulador se define en (4.21), donde la primera derivada temporal de la superficie se expresa en la ecuación (4.22), con lo cual es posible verificar la condición de alcanzabilidad de la superficie, como se demuestra en (4.23)

$$\left\{ \begin{array}{l} S > 0 \quad u = 1 \\ S < 0 \quad u = 0 \end{array} \right. \quad (4.21)$$

$$\dot{S} = \frac{di_2}{dt} - \frac{di_1}{dt} = -\frac{u}{L} \cdot v_2 + \frac{(1-u)}{L} \cdot v_1 - 1 \quad (4.22)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} S > 0 \quad \text{y} \quad \dot{S} = -\frac{v_2}{L} < 0 \Rightarrow S\dot{S} < 0 \\ S < 0 \quad \text{y} \quad \dot{S} = \frac{v_1}{L} > 0 \Rightarrow S\dot{S} < 0 \end{array} \right. \quad (4.23)$$

Una vez obtenidas las ecuaciones de estado del ondulador, se analizará la superficie de deslizamiento propuesta a través del método del control equivalente. Teniendo en cuenta que $k(t)$ es una señal variable en el tiempo, no es posible el desarrollo de un análisis de estabilidad linealizando en torno a un punto de equilibrio. Un primer criterio de análisis, se basa en considerar que la variación v_{ref} y $k(t)$ es lo suficientemente lenta con respecto a la frecuencia de conmutación, con lo cual $k(t)$ se puede considerar como una referencia de corriente constante, permitiendo simplificar considerablemente el análisis. Sin embargo, aunque el desarrollo se simplifica, puede resultar en un diseño del control menos exacto. Por otro lado, si en el diseño se utiliza $k(t)$ como una señal variable, el análisis es más exacto.

Por lo tanto, en una primera etapa del análisis, se considerará que la referencia de corriente es una referencia constante, definida por $k(t) = K$. Con esta referencia se analizará

la evolución de las variables de estado, viendo la referencia sinusoidal como una secuencia de diferentes puntos de operación K , centrados en torno a $K = 0$. Además, se puede analizar la estabilidad local en cualquiera de esos puntos (incluido $K = 0$) introduciendo una perturbación de pequeña señal $\hat{k}(t)$ en torno a cada punto (K).

En la segunda etapa, se propone el análisis del ondulador para una referencia de corriente variable en el tiempo, donde $k(t)$ representa la variación sinusoidal de gran señal sobre el punto de operación ($K = 0$). La estabilidad local en este caso se estudia introduciendo una perturbación de pequeña señal $\hat{k}(t)$ en torno a $K = 0$. Sin embargo, la no linealidad no permite hablar de ceros y polos, ni diseñar un controlador PI clásico. El modelo de pequeña señal que se obtiene en torno a $K = 0$, será utilizado luego para el diseño del PI, suponiendo ahora que la perturbación $\hat{k}(t)$ es la señal sinusoidal a seguir. Por lo tanto, para ello se define el vector de estado de la forma $x(t) = X + \hat{x}(t)$, donde X es el vector de estado para $K = 0$, mientras que $\hat{x}(t)$ definirá la variación sinusoidal en torno a ese punto de operación [Robert W. Erickson, 2001].

$$x(t) = X + \hat{x}(t) \quad (4.24)$$

$$k(t) = K + \hat{k}(t) \quad (4.25)$$

4.3.1. Análisis del Ondulador utilizando una referencia $k(t)$ constante

Para el desarrollo de este apartado, por lo tanto, se considerará en la superficie de control que $k(t)$ es constante, definiéndose $k(t) = K$, siendo $\hat{k}(t) = 0$. En primer lugar, mediante el método del control equivalente se desea encontrar la dinámica ideal del sistema, por lo tanto, aplicando las condiciones de invarianza se iguala a cero la primera derivada de la superficie definida en (4.15). En este caso, al derivar la superficie la referencia K , ésta se anula, obteniéndose el control equivalente que se expresa como

$$\begin{cases} u_{eq} & = \frac{V_1}{V_1 + V_2} \\ (1 - u_{eq}) & = \frac{V_2}{V_1 + V_2} \end{cases} \quad (4.26)$$

Finalmente la dinámica ideal del sistema para una referencia constante, se obtiene igualando a cero las derivadas de las variables de estado, como se observa en

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_1}{dt} = 0 = \frac{V_g}{L} - \frac{1}{L} \cdot \frac{V_1 V_2}{V_1 + V_2} \\ \frac{dI_2}{dt} = 0 = \frac{V_g}{L} - \frac{1}{L} \cdot \frac{V_1 V_2}{V_1 + V_2} \\ \frac{dV_1}{dt} = 0 = \frac{1}{C} \cdot \frac{V_2 I_{L1}}{V_1 + V_2} - \frac{V_1 - V_2}{RC} \\ \frac{dV_2}{dt} = 0 = \frac{V_1 - V_2}{RC} + \frac{1}{C} \cdot \frac{V_1 I_{L2}}{V_1 + V_2} \end{array} \right. \quad (4.27)$$

En (4.27) se observa que las expresiones que representan la dinámica de las corrientes de los inductores son iguales, por lo tanto para determinar el punto de equilibrio de las variables de estado se reemplaza una de las ecuaciones de las corrientes por la expresión de la superficie de control, obteniéndose mayor información de las variables. Por consiguiente, la nueva dinámica ideal del ondulator se expresa como:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{L2} - I_{L1} = K \\ \frac{dI_2}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{1}{L} \cdot \frac{V_1 V_2}{V_1 + V_2} \\ \frac{dV_1}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \frac{V_2 I_{L1}}{V_1 + V_2} - \frac{V_1 - V_2}{RC} = \frac{1}{C} \cdot \frac{V_2 I_{L2}}{V_1 + V_2} - \frac{1}{C} \cdot \frac{V_2 K}{V_1 + V_2} - \frac{V_1 - V_2}{RC} \\ \frac{dV_2}{dt} = \frac{V_1 - V_2}{RC} + \frac{1}{C} \cdot \frac{V_1 I_{L2}}{V_1 + V_2} \end{array} \right. \quad (4.28)$$

De esta manera, una vez encontrada la dinámica ideal deslizante de las variables de estado, es posible encontrar el "punto de equilibrio" correspondiente al valor de K seleccionado. Se observa a simple vista que no es evidente encontrar expresiones únicas para cada variable, con lo cual se resuelven en diferentes etapas, derivándose finalmente las igualdades definidas en (4.29), con las cuales se obtiene la expresión (4.30)

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{L2} - I_{L1} = K \\ \frac{V_1 V_2}{V_1 + V_2} = V_g \Rightarrow \frac{1}{V_1} + \frac{1}{V_2} = \frac{1}{V_g} \\ R V_2 I_{L1} = V_1^2 - V_2^2 \\ R V_1 I_{L2} = -(V_1^2 - V_2^2) \end{array} \right. \quad (4.29)$$

$$V_2 I_{L1} + V_1 I_{L2} = 0 \quad (4.30)$$

Reemplazando y dejando en términos de la corriente I_{L1} , se obtiene la expresión (4.31)

$$V_2 I_{L1} + V_1 (K + I_{L1}) = 0$$

$$V_2 I_{L1} = -K V_g \quad (4.31)$$

Utilizando (4.31), se reescribe la expresión (4.29), con la cual, resolviendo el sistema de ecuaciones se obtienen las siguientes expresiones

$$V_1 = \frac{V_g V_2}{V_2 - V_g} \quad (4.32)$$

$$V_2 = \frac{V_g V_1}{V_1 - V_g} \quad (4.33)$$

$$I_{L2} = \frac{K V_g}{V_1} \quad (4.34)$$

$$I_{L1} = \frac{-K V_g}{V_2} \quad (4.35)$$

A partir de estas ecuaciones, en primer lugar, seleccionando y restando las ecuaciones (4.34) y (4.35) se comprueba la superficie de control

$$I_{L2} - I_{L1} = \frac{K V_g}{V_1} + \frac{K V_g}{V_2} = \frac{(V_1 + V_2) V_g K}{V_1 V_2} = K \quad (4.36)$$

Finalmente, utilizando las igualdades obtenidas, de (4.29) y (4.32) se obtiene una expresión para V_2 como se muestra en (4.37). Con el mismo procedimiento, pero a través de (4.29) y (4.33), se obtiene el polinomio para V_1 .

$$V_2^4 - 2V_g V_2^3 - KRV_g V_2^2 + 2KRV_g^2 V_2 - KRV_g^3 = 0 \quad (4.37)$$

$$V_1^4 - 2V_g V_1^3 + KRV_g V_1^2 - 2KRV_g^2 V_1 + KRV_g^3 = 0 \quad (4.38)$$

Las raíces de los polinomios encontrados representan cuatro soluciones posibles para cada tensión de salida, de las cuales, sólo una de ellas tanto para V_1 como V_2 , representaría un punto de equilibrio del sistema. Consecuentemente, utilizando las expresiones (4.34) y (4.35), es posible obtener las expresiones de las corrientes I_{L1}^* e I_{L2}^* respectivamente, donde V_1^* y V_2^* representan el punto de equilibrio de cada tensión.

$$\begin{cases} I_{L2}^* = \frac{KV_g}{V_1^*} \\ I_{L1}^* = \frac{-KV_g}{V_2^*} \end{cases} \quad (4.39)$$

Como se observa, las expresiones (4.37) y (4.38) son simétricas donde cualquiera de las raíces de los polinomios pueden ser un punto de equilibrio válido para el sistema. Sin embargo, encontrar de forma analítica las raíces de cada polinomio es un proceso complejo incluso utilizando herramientas de cálculos para la resolución de ecuaciones. Por lo tanto, en vista de este problema, se ha recurrido al criterio de Routh-Hurwitz, con el cual es posible obtener información sobre las raíces del sistema. Entonces, aplicando el criterio para V_2 expresada en (4.37) se obtiene

$$V_2^4 - 2V_g V_2^3 - KRV_g V_2^2 + 2KRV_g^2 V_2 - KRV_g^3 = 0$$

$$\begin{array}{c|ccc} V_2^4 & 1 & -KRV_g & -KRV_g^2 \\ V_2^3 & -2V_g & 2KRV_g^2 & \\ V_2^2 & \epsilon(\emptyset) & -KRV_g^3 & \\ V_2^1 & KRV_g^2 - \frac{2KRV_g^4}{\epsilon} & & \\ V_2^0 & -KRV_g^3 & & \end{array} \quad (4.40)$$

Como se puede observar, tanto en el polinomio como en la primera columna de la tabla de Routh, las expresiones dependen de K , R y V_g , en donde R y V_g son valores constantes y positivos, por lo tanto las raíces del polinomio dependen finalmente del valor de K . Si se analiza la primera columna en (4.40) para un $K > 0$ se obtienen tres raíces con parte real positiva y una raíz con parte real negativa. En cambio para $K < 0$ existen dos raíces con parte real positiva y dos raíces con parte real negativa. Físicamente,

las raíces complejas, las reales negativas y las reales positivas menores que V_g no son posibles en un convertidor “boost”.

Como se observa, la información obtenida no es concluyente, con lo cual en el siguiente paso para determinar las raíces de los polinomios que caracterizan las tensiones de salida V_1 y V_2 , se reescriben las ecuaciones (4.37) y (4.38) como (4.41) y (4.42) respectivamente. Para el análisis siguiente, a las expresiones obtenidas se les da forma de un “sistema de control de lazo cerrado con realimentación unitaria”, donde es posible aislar K y definir una función con numerador y un denominador que dependen de la ganancia K . De esta manera, con estas expresiones y utilizando el lugar geométrico de las raíces, se puede analizar la evolución de estas raíces para diferentes valores de K .

$$1 - \underbrace{KR V_g}_{kg2} \cdot \frac{(V_2 - V_g)^2}{V_2^3(V_2 - 2V_g)} = 0 \quad (4.41)$$

$$1 + \underbrace{KR V_g}_{kg1} \cdot \frac{(V_1 - V_g)^2}{V_1^3(V_1 - 2V_g)} = 0 \quad (4.42)$$

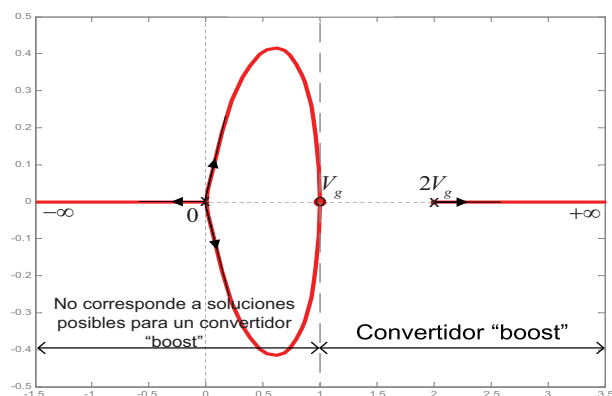
Además, como se puede observar en las ecuaciones, existe una simetría complementaria entre ambas, y se tiene que cada expresión posee dos raíces en v_g para $|K| \rightarrow \infty$, tres raíces en 0 y una en $2v_g$ para $|K| \rightarrow 0$, con lo que se desprende (4.43) y (4.44) para V_2 y V_1 respectivamente. En las gráficas del lugar geométrico de las raíces, se expresarán las raíces del numerador como ceros y las raíces del denominador como polos.

$$\begin{cases} V_2 - 2V_g = 0 \wedge V_2^3 = 0 & \rightarrow K = 0 \\ (V_2 - V_g)^2 = 0 & \rightarrow K = -\infty \\ V_2 = \infty & \rightarrow K = +\infty \end{cases} \quad (4.43)$$

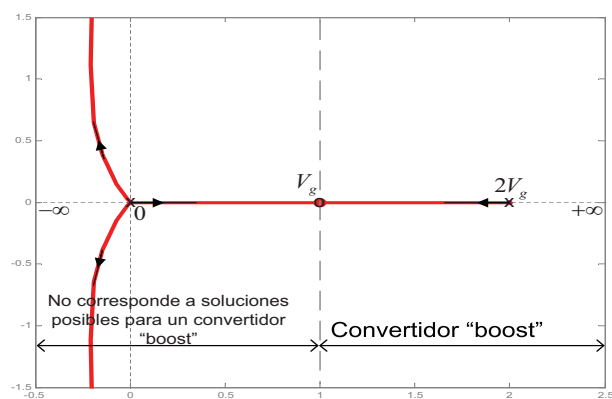
$$\begin{cases} V_1 - 2V_g = 0, V_1^3 = 0 & \rightarrow K = 0 \\ (V_1 - V_g)^2 = 0 & \rightarrow K = +\infty \\ V_1 = \infty & \rightarrow K = -\infty \end{cases} \quad (4.44)$$

Como se representa en la Fig. 4.11a para valores $K > 0$, y en la Fig. 4.11b para $K < 0$, sólo una de las raíces del polinomio es físicamente posible en un convertidor de tipo “boost” y está situada en $2V_g$.

De la misma forma, para V_1 se observa el lugar geométrico para $K > 0$ en la Fig. 4.12a, y para un $K < 0$ en la Fig. 4.12b.



(a) LGR para $K > 0$.



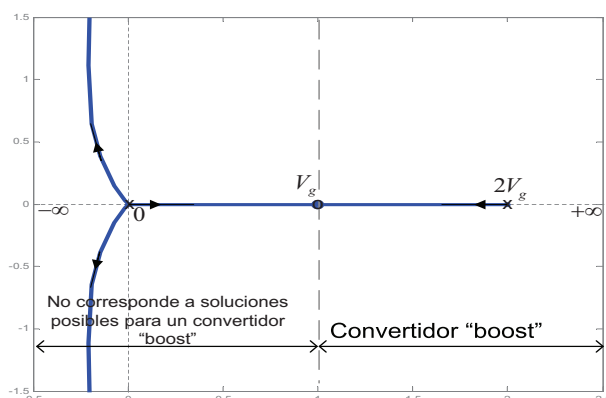
(b) LGR para $K < 0$.

Fig. 4.11: Lugar geométrico de las raíces para V_2 .

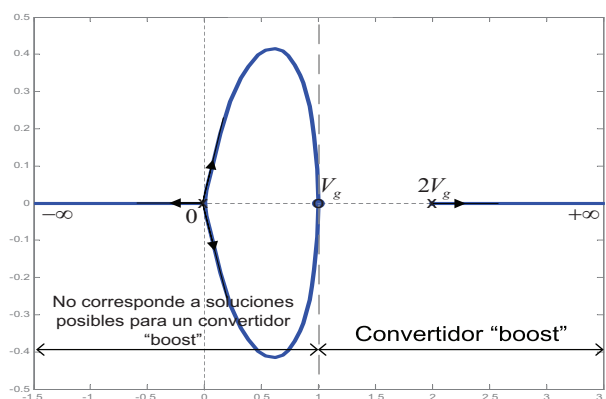
Como se ilustra en las figuras, las evoluciones de las raíces son complementarias, por lo tanto se asume que para las ecuaciones (4.41) y (4.42), $kg_1 = -kg_2$. Este comportamiento se refleja en la Fig. 4.13, donde se observa en una misma gráfica la evolución tanto de V_1 como V_2 .

En la Fig. 4.13 se observa que cuando $K = 0$, $V_1 = V_2 = 2V_g$, con lo que se obtiene que $v_0(t) = 0$. Además, en este punto, según la ecuación (4.39), se obtienen como puntos de equilibrio de las corrientes $I_{L1} = I_{L2} = 0$. Por lo tanto, teniendo en cuenta que la raíz situada en $2V_g$ es la única respuesta físicamente posible como tensión de salida de un convertidor "boost", si la referencia de corriente $k(t)$ variase sinusoidalmente y centrada en cero, es decir entorno a $K = 0$ y por lo tanto, en torno a $V_1 = V_2 = 2V_g$, no sólo se

4.3 Análisis del Ondulador para el Modo de Operación I



(a) LGR para $k > 0$.



(b) LGR para $k < 0$.

Fig. 4.12: Lugar geométrico de las raíces para V_1 .

obtiene un desfase de 180° entre ambos convertidores, sino también un punto de operación en torno al 50 % del ciclo de trabajo. Este comportamiento se puede ilustrar en la Fig. 4.14, donde se observan las formas de ondas de tensiones y corrientes para una referencia $k(t)$ de forma periódica y sinusoidal. A través de esta figura se obtiene una explicación más detallada del comportamiento y del tipo de forma de onda que se obtiene tanto en tensión como en corriente en el ondulator, ya que el “achataamiento” que se produce en la parte inferior de las formas de onda de la tensión, es debido a la compresión del espacio entre V_g y $2V_g$, ya que físicamente la tensión de cada convertidor no puede ser menor a V_g , siendo la limitación inferior de cada tensión. Sin embargo, en los casos en que V_1 y V_2

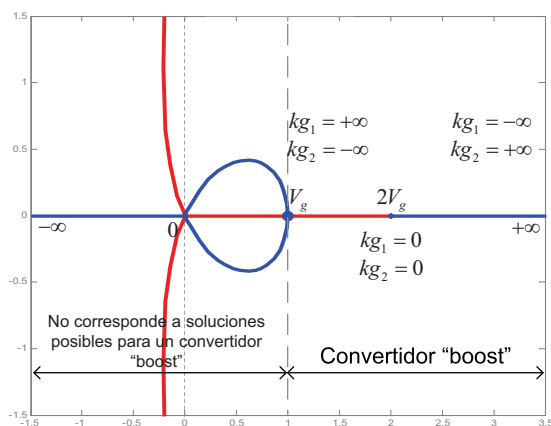


Fig. 4.13: Lugar geométrico de las raíces del sistema

tienden a un valor mayor que $2V_g$, no tienen limitación alguna. Además, se observa también que, si V_g aumenta en valor, la compresión disminuye, teniendo un comportamiento mas sinusoidal, y por lo tanto más lineal.

$$\begin{cases} v_2 > 2V_g \\ V_g < v_1 < 2V_g \end{cases} \quad (4.45)$$

$$\begin{cases} v_1 > 2V_g \\ V_g < v_2 < 2V_g \end{cases} \quad (4.46)$$

Con lo analizado, es posible concluir también que operando el ondulador de esta forma, en comparación con el modo de operación II, no se requiere de la selección de un nivel DC como criterio de diseño, ya que utilizando una referencia centrada en cero, las tensiones de salida de cada convertidor varían en torno a $2V_g$, situando automáticamente el nivel de continua V_{dc} , y asegurando al mismo tiempo la cancelación perfecta de dicha componente continua de modo común en la salida diferencial $v_0(t)$. Además, de la Fig. 4.13 se observa que si V_g aumenta el doble, la raíz ubicada en $2V_g$ se aleja de V_g en términos absolutos (no relativos), disminuyendo la compresión de espacio entre la tensión de entrada V_g y el nivel de DC $2V_g$, mejorando la linealidad del sistema y obteniendo formas de onda mas sinusoidales. Además, si la compresión disminuye y observando la Fig. 4.6, lo que sucede es que el sistema opera en un entorno mucho mas cercano al 50 % del ciclo de trabajo, con lo cual el comportamiento es más lineal.

4.3 Análisis del Ondulador para el Modo de Operación I

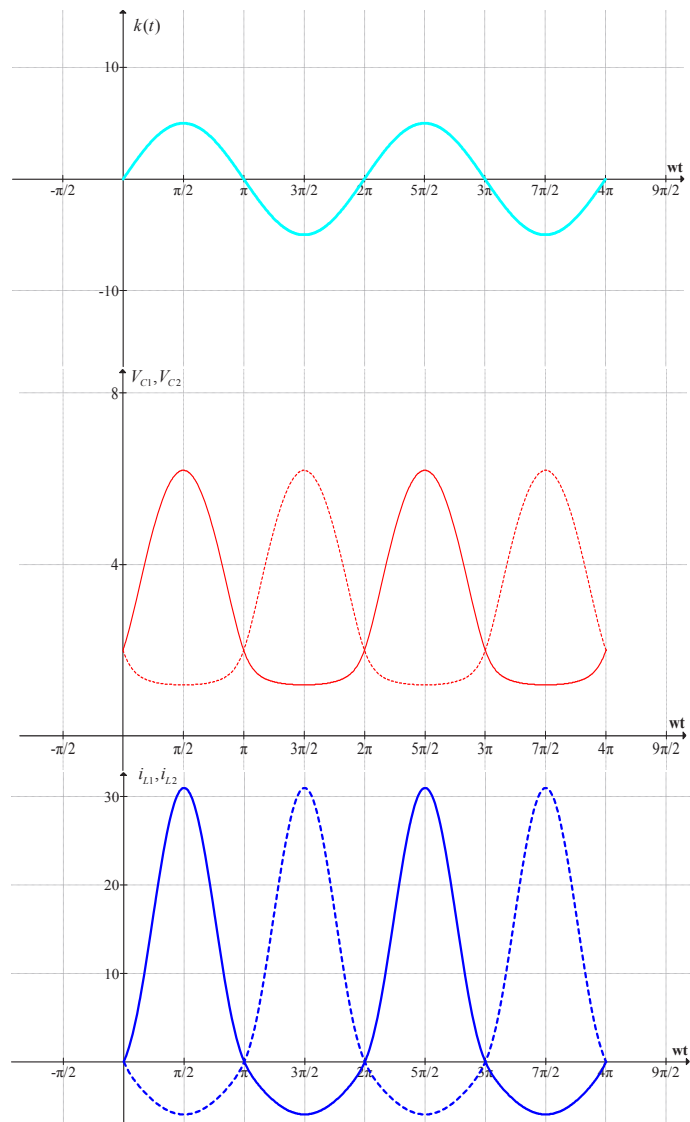


Fig. 4.14: Interpretación para valor de $k(t)$ tipo sinusoidal

4.3.1.1. Consideraciones de diseño para k constante

De acuerdo a los resultados obtenidos en el análisis previo, se realizará el estudio de estabilidad local del sistema, donde se obtendrán las expresiones genéricas correspondientes al análisis del ondulator considerando $k(t) = K$. Por lo tanto, utilizando (4.24) se obtiene la expresión bilineal siguiente.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{L1} + di_{L1}\hat{(t)}}{dt} = \frac{V_g + \hat{v}_g}{L} - \frac{(1-u)}{L} \cdot (V_1 + v_1\hat{(t)}) \\ \frac{dI_{L2} + di_{L2}\hat{(t)}}{dt} = \frac{V_g + \hat{v}_g}{L} - \frac{u}{L} \cdot (V_2 + v_2\hat{(t)}) \\ \frac{dV_1 + dv_1\hat{(t)}}{dt} = \frac{1-u}{C} \cdot (I_{L1} + i_{L1}\hat{(t)}) - \frac{(V_1 + v_1\hat{(t)}) - (V_2 + v_2\hat{(t)})}{RC} \\ \frac{dV_2 + dv_2\hat{(t)}}{dt} = \frac{(V_1 + v_1\hat{(t)}) - (V_2 + v_2\hat{(t)})}{RC} + \frac{u}{C} \cdot (I_{L2} + i_{L2}\hat{(t)}) \end{array} \right. \quad (4.47)$$

Considerando que las derivadas del término en equilibrio son cero, las derivadas parciales del sistema deslizante ideal se expresa como

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = -\frac{1}{L} \frac{V_2^2}{(V_1 + V_2)^2} \Big|_{eq} \hat{v}_1 - \frac{1}{L} \frac{V_1^2}{(V_1 + V_2)^2} \Big|_{eq} \hat{v}_2 \\ \frac{d\hat{v}_1}{dt} = \frac{1}{C} \frac{V_2}{V_1 + V_2} \Big|_{eq} \hat{i}_{L2} + \left(-\frac{1}{RC} - \frac{1}{C} \frac{V_2 i_{L1}}{(V_1 + V_2)^2} \right) \Big|_{eq} \hat{v}_1 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{1}{C} \frac{V_1 i_{L1}}{(V_1 + V_2)^2} \right) \Big|_{eq} \hat{v}_2 \\ \frac{d\hat{v}_2}{dt} = \frac{1}{C} \frac{V_1}{V_1 + V_2} \Big|_{eq} \hat{i}_{L2} + \left(\frac{1}{RC} + \frac{1}{C} \frac{V_2 i_{L2}}{(V_1 + V_2)^2} \right) \Big|_{eq} \hat{v}_1 + \left(-\frac{1}{RC} - \frac{1}{C} \frac{V_1 i_{L2}}{(V_1 + V_2)^2} \right) \Big|_{eq} \hat{v}_2 \end{array} \right. \quad (4.48)$$

donde se utiliza \hat{x} para señalar la variable linealizada y la expresión $\Big|_{eq}$ para determinar las variables que deben ser evaluadas para un punto de equilibrio (eq). Entonces, reemplazando y simplificando se obtiene

$$\begin{array}{l} \frac{V_2^2}{(V_1 + V_2)^2} \Big|_{eq} = \frac{V_g^2}{V_1^{*2}} \quad \frac{V_1^2}{(V_1 + V_2)^2} \Big|_{eq} = \frac{V_g^2}{V_2^{*2}} \\ \frac{V_2}{(V_1 + V_2)} \Big|_{eq} = \frac{V_g}{V_1^*} \quad \frac{V_1}{(V_1 + V_2)} \Big|_{eq} = \frac{V_g}{V_2^*} \\ \frac{V_2 i_{L1}}{(V_1 + V_2)^2} \Big|_{eq} = -\frac{K V_g^3}{V_1^{*2} V_2^{*2}} \quad \frac{V_1 i_{L2}}{(V_1 + V_2)^2} \Big|_{eq} = \frac{K V_g^3}{V_1^{*2} V_2^{*2}} \\ \frac{V_1 i_{L1}}{(V_1 + V_2)^2} \Big|_{eq} = -\frac{K V_g^3}{V_1^* V_2^{*3}} \quad \frac{V_2 i_{L2}}{(V_1 + V_2)^2} \Big|_{eq} = \frac{K V_g^3}{V_1^{*3} V_2^*} \end{array} \quad (4.49)$$

donde * representa el punto de equilibrio de la variable para un determinado valor de K . Reescribiendo el sistema como ecuación de estado de las variables perturbadas de la forma $\dot{\hat{x}} = A\hat{x}$, se obtiene la expresión

$$\dot{\hat{x}} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{V_g^2}{LV_1^{*2}} & -\frac{V_g^2}{LV_2^{*2}} \\ \frac{V_g}{CV_1^*} & -\frac{1}{RC} + \frac{KV_g^3}{CV_1^{*2}V_2^{*2}} & \frac{1}{RC} - \frac{KV_g^3}{CV_1^{*2}V_2^{*3}} \\ \frac{V_g}{CV_2^*} & \frac{1}{RC} + \frac{KV_g^3}{CV_1^{*3}V_2^*} & -\frac{1}{RC} - \frac{KV_g^3}{CV_1^{*2}V_2^{*2}} \end{pmatrix} \hat{x} \quad (4.50)$$

donde la matriz A corresponde a la dinámica linealizada en torno al punto de equilibrio. Para simplificar el desarrollo, en las ecuaciones siguientes se ha suprimido el símbolo * de las variables en equilibrio. Resolviendo el polinomio característico definido por la expresión $(sI - A)$, con I como matriz identidad, se obtiene

$$\underbrace{s^3}_{a_3} + \underbrace{\frac{2}{RC}}_{a_2} s^2 + \underbrace{\frac{V_g^3(V_1 + V_2)}{C^2LRV_1^3V_2^3}(Lk(V_1 - V_2) + CR(V_1^2 + V_2^2 - V_1V_2))}_{a_1} s + \dots \quad (4.51)$$

$$\dots + \underbrace{\frac{V_g^3(V_1 + V_2)}{C^2LRV_1^5V_2^5}(V_1^4V_2^2 + V_1^2V_2^4 - RKV_g^3(V_1^2 - V_2^2))}_{a_0} = 0$$

Una vez encontrado el polinomio característico, para asegurar la estabilidad local del sistema en torno a un punto de equilibrio, existe una condición necesaria mínima con la cual se garantiza, que a_0 y a_1 del polinomio sean estrictamente mayor a cero. Por lo tanto, asumiendo $v_1^2 - v_2^2 = -RKV_g$, a_0 y a_1 se pueden escribir como

$$a_0 = \frac{V_g^3(V_1 + V_2)}{C^2LRV_1^5V_2^5} (V_1^4V_2^4 + V_1^2V_2^4 + (RKV_g^3)^2) > 0 \quad (4.52)$$

$$(4.53)$$

$$a_1 = LK(V_1 - V_2) + CR((V_1 - V_2)^2 + V_1V_2) > 0 \quad (4.54)$$

De lo anterior se observa que a_0 será siempre positivo, sin embargo, a_1 depende de K que toma valores positivos y negativos, por lo tanto se puede decir que

$$K > 0 \Rightarrow V_1 - V_2 < 0 \Rightarrow 0 < K < CR \frac{((V_1 - V_2)^2 + V_1V_2)}{L(V_2 - V_1)} \quad (4.55)$$

$$(4.56)$$

$$K < 0 \Rightarrow V_1 - V_2 > 0 \Rightarrow CR \frac{((V_1 - V_2)^2 + V_1V_2)}{L(V_2 - V_1)} < K < 0 \quad (4.57)$$

Con lo cual, y teniendo en cuenta que los puntos de equilibrio solo depende de K, V_g, R , entonces es posible seleccionar los valores de C y L para que satisfagan las

desigualdades encontradas en (4.52). Por otro lado, si se aplica el criterio de Routh sobre el polinomio característico se obtiene

$$\begin{array}{c|ccc} s^3 & 1 & a_1 & -KRV_g^2 \\ s^2 & \frac{2}{RC} & a_0 & \\ s^1 & \frac{2(a_1-a_0)}{RC} & & \\ s^0 & a_0 & & \end{array} \quad (4.58)$$

donde se tiene que el tercer término viene dado por

$$\begin{aligned} \frac{2}{RC}a_1 - a_0 &= \frac{V_g^3(V_1^2 - V_2^2)}{C_3LR^2V_1^5V_2^5} (K(CR^2V_1V_g^3 + CR^2V_2V_g^3 + 2LV_1^2V_2^2) + CRV_1^2V_2^2(V_1 - V_2)) \\ &= -\frac{KRV_g^4}{C^3LR^2V_1^5V_2^5} [K(CR^2V_1V_g^3 + CR^2V_2V_g^3 + 2LV_1^2V_2^2) + CRV_1^2V_2^2(V_1 - V_2)] \end{aligned} \quad (4.59)$$

Finalmente, es posible encontrar que dependiendo de K , se debe cumplir que

$$K < 0 \Rightarrow V_2 - V_1 < 0 \Rightarrow 0 > K > \frac{CRV_1^2V_2^2(V_2 - V_1)}{(CR^2V_1V_g^3 + CR^2V_2V_g^3 + 2LV_1^2V_2^2)} \quad (4.60)$$

$$(4.61)$$

$$K > 0 \Rightarrow V_2 - V_1 > 0 \Rightarrow 0 < K < \frac{CRV_1^2V_2^2(V_2 - V_1)}{(CRV_1V_g^3 + CRV_2V_g^3 + 2LV_1^2V_2^2)} \quad (4.62)$$

Una vez linealizado el sistema para una K constante, y verificada su estabilidad, el siguiente paso es introducir una k variable con la cual sea posible cerrar el lazo de tensión y obtener una señal sinusoidal en la salida del ondulator.

4.3.2. Análisis del Ondulador utilizando una referencia $k(t)$ variable

En este apartado se analizará el ondulator para una referencia de corriente $k(t)$ como se define en (4.63). Como se observa en la ecuación, la referencia de la tensión de salida viene definida por $v_{ref} = A \sin(\omega t)$, la cual se compara con $v_0(t) = v_2(t) - v_1(t)$. Finalmente, a través de un controlador PI se realiza la realimentación obteniendo la referencia de corriente $k(t)$.

$$k(t) = \int_{-\infty}^t k_I(v_{ref} - (v_2 - v_1))dt + k_p(v_{ref} - (v_2 - v_1)) \quad (4.63)$$

Por otro lado, teniendo en cuenta el comportamiento observado en el análisis previo, en el cual se utilizó una referencia de la forma $k(t) = K$, la única raíz que define un valor

de tensión físicamente posible se obtiene para $k(t) = 0$. Por lo tanto, en este análisis se contempla que la referencia de corriente, $k(t)$, tiene una variación sinusoidal de pequeña señal sobre cero, con lo cual se obtendría una variación de las tensiones $\hat{v}_1(t)$ y $\hat{v}_2(t)$ en torno a $V_1 = V_2 = 2V_g$.

Para ello, se obtiene el control equivalente y la dinámica deslizante ideal. La superficie de control para la nueva expresión de $k(t)$ se reescribe como

$$s(x, t) = i_{L2}(t) - i_{L1}(t) - k(t) \quad (4.64)$$

Consecuentemente, a través de la condición de invarianza aplicada a la superficie, igualando a cero su primera derivada, se obtiene

$$\begin{aligned} \dot{s}(x, t) &= \frac{di_2(t)}{dt} - \frac{di_1(t)}{dt} - \frac{dk(t)}{dt} = i_{L2}(t) - i_{L1}(t) - \dot{k}(t) \\ &= -\frac{u}{L}v_2(t) + \frac{(1-u)}{L}v_1(t) - \dot{k} = 0 \end{aligned} \quad (4.65)$$

Finalmente, de (4.65) se obtiene el control equivalente como

$$\begin{cases} u_e(t) &= \frac{v_1(t)}{v_1(t) + v_2(t)} - \frac{L\dot{k}(t)}{v_1(t) + v_2(t)} \\ 1 - u_e(t) &= \frac{v_2(t)}{v_1(t) + v_2(t)} + \frac{L\dot{k}(t)}{v_1(t) + v_2(t)} \end{cases} \quad (4.66)$$

Reemplazando el control equivalente en la ecuación bilineal obtenida en (4.19), y reemplazando la variable u por el control equivalente obtenido en (4.66), se obtiene la dinámica deslizante ideal del sistema. Utilizando la misma metodología que para el caso de $K = cte$, se observa que las dinámicas de $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ son iguales, por lo tanto se obtiene

$$\begin{cases} i_{L2}(t) - i_{L1}(t) - k(t) &= 0 \\ \frac{di_2(t)}{dt} &= \frac{V_g}{L} - \frac{1}{L} \frac{v_1(t)v_2(t)}{v_1(t) + v_2(t)} + \frac{\dot{k}(t)v_2(t)}{v_1(t) + v_2(t)} \\ \frac{dv_1(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \frac{v_2(t)i_{L1}(t)}{v_1(t) + v_2(t)} + \frac{L}{C} \frac{\dot{k}(t)i_{L1}(t)}{v_1(t) + v_2(t)} - \frac{v_1(t) - v_2(t)}{RC} \\ \frac{dv_2(t)}{dt} &= \frac{v_1(t) - v_2(t)}{RC} + \frac{1}{C} \frac{v_1(t)i_{L2}(t)}{v_1(t) + v_2(t)} - \frac{1}{C} \frac{Li_2(t)\dot{k}(t)}{v_1(t) + v_2(t)} \end{cases} \quad (4.67)$$

4.3.2.1. Diseño para $k(t)$ variable

Para diseñar el control del ondulator, considerando $k(t)$ variable, se utiliza como punto de operación del sistema el que se obtiene para $K^* = 0$, con lo cual $V_0^* = 0$ y $X = [I_{L1}^* = 0, I_{L2}^* = 0, V_1^* = 2V_g, V_2^* = 2V_g]$. En este caso, $\hat{k}(t)$ representa la variación sinusoidal en torno a cero, de forma que mientras más pequeña sea de amplitud, mayor comportamiento sinusoidal se obtiene en $\hat{v}_0(t) = \hat{v}_2(t) - \hat{v}_1(t)$.

Para ello, la idea principal es implementar el esquema de control representado en la Fig 4.15, donde la salida está definida por $y = v_2(t) - v_1(t)$, donde además se observa la contribución de un controlador PI propuesto para este sistema. La planta del sistema representa el funcionamiento del control por deslizamiento, definido en (4.20), de forma que cuando la función $sign(s)$ sea positiva, tendremos en la planta un valor 1, que representa a la señal de control $u = 1$.

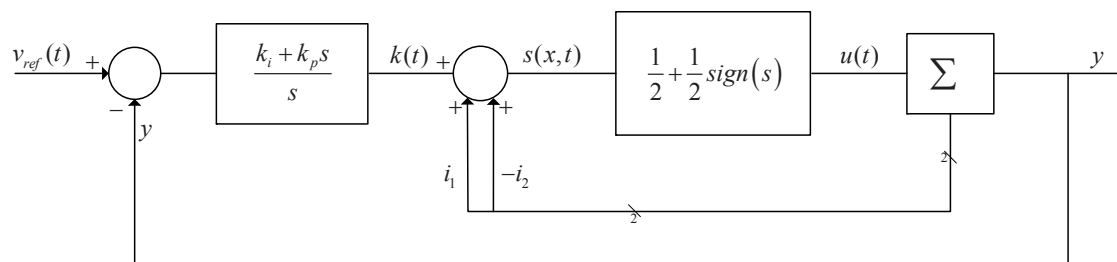


Fig. 4.15: Representación de lazo cerrado

$$\begin{cases} s > 0 & u = 1 \\ s < 0 & u = 0 \end{cases} \quad (4.68)$$

Por lo tanto, linealizando y considerando la expresión (4.69) como resultado del desarrollo de las derivadas parciales aplicadas a la dinámica ideal del ondulator definida en (4.67) se obtiene

$$\begin{aligned}
 \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} &= \left(-\frac{1}{L} \frac{V_2^2}{(V_1 + V_2)^2} - \frac{\dot{K}V_2}{(V_1 + V_2)^2} \right) \Big|_e \hat{v}_1 + \left(-\frac{1}{L} \frac{V_1^2}{(V_1 + V_2)^2} + \frac{\dot{K}V_1}{(V_1 + V_2)^2} \right) \Big|_e \hat{v}_2 + \left(\frac{V_2}{V_1 + V_2} \right) \Big|_e \hat{k} \\
 \frac{d\hat{v}_1}{dt} &= \frac{1}{C} \frac{V_2}{V_1 + V_2} \Big|_e \hat{i}_{L2} + \left(-\frac{1}{C} \frac{V_2 I_{L1}}{(V_1 + V_2)^2} - \frac{L}{C} \frac{\dot{K} I_{L1}}{(V_1 + V_2)^2} - \frac{1}{RC} \right) \Big|_e \hat{v}_1 + \frac{L}{C} \frac{\dot{K}}{V_1 + V_2} \Big|_e \hat{i}_{L2} \\
 &+ \left(\frac{1}{C} \frac{V_1 I_{L1}}{(V_1 + V_2)^2} - \frac{L}{C} \frac{\dot{K} I_{L1}}{(V_1 + V_2)^2} + \frac{1}{RC} \right) \Big|_e \hat{v}_2 - \left(\frac{1}{C} \frac{V_2}{V_1 + V_2} + \frac{L\dot{K}}{C(V_1 + V_2)} - \frac{L I_1}{C(V_1 + V_2)} \right) \Big|_e \hat{k} \\
 \frac{d\hat{v}_2}{dt} &= \frac{1}{C} \frac{V_1}{V_1 + V_2} \Big|_e \hat{i}_{L2} - \frac{1}{C} \frac{L\dot{K}}{(V_1 + V_2)} \Big|_e \hat{i}_{L2} + \left(\frac{1}{RC} + \frac{1}{C} \frac{V_2 I_{L2}}{(V_1 + V_2)^2} + \frac{1}{C} \frac{L I_2 \dot{K}}{(V_1 + V_2)^2} \right) \Big|_e \hat{v}_1 \\
 &+ \left(-\frac{1}{RC} - \frac{1}{C} \frac{V_1 I_{L2}}{(V_1 + V_2)^2} + \frac{1}{C} \frac{L I_2 \dot{K}}{(V_1 + V_2)^2} \right) \Big|_e \hat{v}_2 - \frac{1}{C} \frac{L I_2}{(V_1 + V_2)} \Big|_e \hat{k}
 \end{aligned} \tag{4.69}$$

De acuerdo con las condiciones de equilibrio definidas para este análisis en el párrafo anterior como X , se opera y se reemplazan en (4.69), obteniéndose la expresión siguiente

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = -\frac{1}{4L}\hat{v}_1 - \frac{1}{4L}\hat{v}_2 + \frac{1}{2}\hat{k} \\ \frac{d\hat{v}_1}{dt} = \frac{1}{2C}\hat{i}_{L2} - \frac{1}{RC}\hat{v}_1 + \frac{1}{RC}\hat{v}_2 - \frac{1}{2C}\hat{k} \\ \frac{d\hat{v}_2}{dt} = \frac{1}{2C}\hat{i}_{L2} + \frac{1}{RC}\hat{v}_1 - \frac{1}{RC}\hat{v}_2 \\ \hat{y} = \hat{v}_2 - \hat{v}_1 \end{cases} \tag{4.70}$$

Expresando (4.70) en términos de las variables perturbadas, se representa el ondulator como

$$\hat{x}(t) = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{4L} & -\frac{1}{4L} \\ \frac{1}{2C} & -\frac{1}{RC} & \frac{1}{RC} \\ \frac{1}{2C} & \frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}}_A \hat{x}(t) + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{B1} \hat{k}(t) + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{2C} \\ 0 \end{pmatrix}}_{B2} \hat{k}(t) \tag{4.71}$$

$$\hat{y} = \underbrace{(0 \quad -1 \quad 1)}_C \hat{x}(t) \tag{4.72}$$

Como se ilustra en el diagrama de la Fig. 4.15, la relación que se desea obtener para controlar el sistema, es aquella que relaciona la salida del sistema $y(t)$ y $k(t)$, que representa la salida del controlador PI. De esta manera, a partir de (4.71) y (4.72) y utilizando la transformada de Laplace podemos establecer la relación $\frac{\hat{Y}(s)}{\hat{k}(s)}$ que se expresa como

$$G(s) = \frac{\hat{y}(s)}{\hat{k}(s)} = C(sI - A)^{-1}(B_1 \cdot s + B_2)$$

$$G(s) = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s & \frac{1}{4L} & \frac{1}{4L} \\ -\frac{1}{2C} & s + \frac{1}{RC} & -\frac{1}{RC} \\ -\frac{1}{2C} & -\frac{1}{RC} & s + \frac{1}{RC} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \frac{1}{2}s \\ -\frac{1}{2C} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.73)$$

En primer lugar para $(sI - A)^{-1}$ se obtiene

$$\begin{aligned} \det(sI - A) &= s \left(s^2 + \frac{2}{RC}s \right) - \frac{1}{4L} \left(-\frac{1}{2C} \left(s + \frac{1}{RC} \right) - \frac{1}{2RC^2} \right) + \frac{1}{4L} \left(\frac{1}{2CRL} + \frac{1}{2C} \left(s + \frac{1}{RC} \right) \right) \\ &= s^2 \left(s + \frac{2}{RC} \right) + \frac{1}{8LC} \left(s + \frac{2}{RC} \right) + \frac{1}{8LC} \left(s + \frac{2}{RC} \right) \\ &= \left(s + \frac{2}{RC} \right) \left(s^2 + \frac{1}{4LC} \right) \end{aligned} \quad (4.74)$$

Utilizando (4.74), reescribimos (4.73) como

$$\hat{G}(s) = \frac{1}{\left(s + \frac{2}{RC} \right) \left(s^2 + \frac{1}{4LC} \right)} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ \frac{s}{2C} + \frac{1}{RC^2} & s \left(s + \frac{1}{RC} \right) + \frac{1}{8LC} & a_{23} \\ \frac{s}{2C} + \frac{1}{RC^2} & \frac{s}{RC} - \frac{1}{8LC} & a_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{2}s \\ -\frac{1}{2C} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.75)$$

Finalmente, se obtiene la función de transferencia de la $G(s)$ definida como

$$G(s) = \frac{\frac{1}{2C} \left(s^2 + \frac{1}{4LC} \right)}{\left(s + \frac{2}{RC} \right) \left(s^2 + \frac{1}{4LC} \right)} = \frac{1}{s + \frac{2}{RC}} \quad (4.76)$$

Hay que tener en cuenta la cancelación del modo de oscilación crítica de la función de transferencia, con lo cual se obtiene una función de transferencia de primer orden. Se observa además, que a partir de y es imposible conocer exactamente la evolución de $v_1(t)$ y $v_2(t)$. Es decir, como $v_0(t)$ se obtiene mediante la resta de $v_2(t)$ y $v_1(t)$, para obtener información en todo tiempo sobre estas variables internas se debería conocer también el resultado de la suma de ellas. Por lo tanto, este modo no es observable, sin embargo, como se demuestra, el sistema es estabilizable. Esto conlleva

$$Q = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 0 & \frac{2}{RC} & -\frac{2}{RC} \\ 0 & -\frac{4}{(RC)^2} & \frac{4}{(RC)^2} \end{pmatrix} \quad (4.77)$$

La matriz en su expresión diagonal es

$$M^{-1}AM = \begin{pmatrix} -\frac{2}{RC} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{j}{2\sqrt{LC}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{j}{2\sqrt{LC}} \end{pmatrix} \quad (4.78)$$

siendo

$$M = \begin{pmatrix} 0 & \frac{4CLR - jCR^2\sqrt{LC}}{16L^2 + CLR^2} & \frac{4CLR + jCR^2\sqrt{LC}}{16L^2 + CLR^2} \\ 1 & \frac{CR^2 + jAR\sqrt{LC}}{16L^2 + CR^2} & \frac{CR^2 - jAR\sqrt{LC}}{16L^2 + CR^2} \\ -1 & \frac{CR^2 + jAR\sqrt{LC}}{16L^2 + CR^2} & \frac{CR^2 - jAR\sqrt{LC}}{16L^2 + CR^2} \end{pmatrix} \quad (4.79)$$

En la ecuación (4.76), se ha obtenido la función de transferencia $G(s) = \frac{\hat{y}(s)}{\hat{k}(s)}$ para controlar la tensión de salida. Por lo tanto, el diagrama de control propuesto se observa en la Fig. 4.16

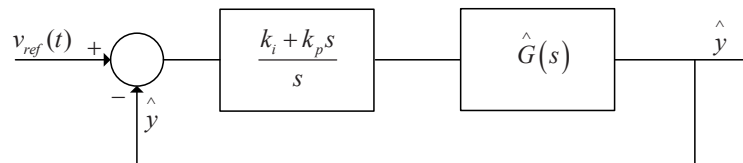


Fig. 4.16: Diagrama de bloques de lazo cerrado para diseño del controlador PI

A partir del diagrama de bloques es posible determinar la función de lazo cerrado, que se expresa como

$$T(s) = \frac{\left(\frac{k_i + k_p s}{s}\right) G(s)}{1 + \left(\frac{k_i + k_p s}{s}\right) G(s)} = \frac{(k_i + k_p s) \frac{1}{2C}}{s^2 + \left(\frac{2}{RC} + \frac{k_p}{2C}\right) s + \frac{k_i}{2C}} \quad (4.80)$$

para todo $k_p > 0$ y $k_I > 0$. Reescribiendo como

$$T(s) = \frac{(s + \zeta) \frac{\omega_n^2}{\zeta}}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.81)$$

se obtiene:

$$\begin{aligned} \omega_n^2 &= \frac{k_I}{2C} \\ \zeta &= \frac{k_I}{k_p} \\ \xi\omega_n &= \left(\frac{1}{RC} + \frac{k_p}{2C}\right) \end{aligned} \quad (4.82)$$

k_I y k_p se pueden escoger de acuerdo a ciertas especificaciones dinámicas.

4.4. Diseño del Controlador Proporcional-Integral

Como se puede apreciar, la función de lazo $T(s) = V_0(s)/V_{ref}(s)$ tiene un cero en el semiplano izquierdo. Dado que se desea que la tensión de salida siga la referencia de tensión definida como $v_{ref} = A \sin(\omega t)$, se diseñará el control de manera tal que asegure que dicha función de transferencia tenga el mayor ancho de banda posible y el mínimo error de fase. Debido a que la presencia de este cero en la función de transferencia complica la consecución de ese objetivo, se procederá a diseñar el controlador PI de forma que los polos del denominador de $T(s)$ sean reales, y que uno de ellos cancele el cero. Así, $T(s)$ se convertirá en una función de primer orden, en la que la frecuencia de corte a $3dB$ se colocará en la mayor frecuencia posible.

De acuerdo con lo explicado, se procede a descomponer el denominador en dos polinomios de primer orden, con el fin de cancelar el cero. Así, reemplazando (4.83) en (4.93), se obtiene (4.84)

$$\begin{cases} \omega_n^2 &= a\zeta \\ 2\xi\omega_n &= a + \zeta \end{cases} \quad (4.83)$$

$$T(s) = \frac{(s + \zeta) \frac{\omega_n^2}{\zeta}}{(s + \zeta)(s + a)} = \frac{\omega_n^2}{\zeta} \frac{1}{s + a} \quad (4.84)$$

Según los parámetros definidos en (4.93) para el sistema de segundo orden expresado en (4.80), donde se representa $T(s)$ en función del controlador PI, se procede al diseño del controlador. Obsérvese que el parámetro de amortiguamiento depende de la carga R , y que el caso peor posible para el sistema corresponde a un funcionamiento del ondulator en vacío, $R \rightarrow \infty$, con lo cual el mínimo amortiguamiento sólo dependerá del controlador definido en (4.87), es decir, a través de la ganancia proporcional K_p .

$$\xi_{min}\omega_n = \frac{k_p}{4} \quad (4.85)$$

Obsérvese que para el diseño se tienen 3 posibles especificaciones a utilizar con sólo 2 parámetros a definir. Por lo tanto, de forma arbitraria se elige que $\xi = \zeta$. Si se realiza esta sustitución y se despeja el término "a" en (4.83), y asumiendo que $\omega_n \gg 1$, se obtiene

$$2\zeta\omega_n = \frac{\omega_n^2}{\zeta} + \zeta \Rightarrow \zeta^2 = \frac{\omega_n^2}{2\omega_n - 1} \Rightarrow \zeta \approx \sqrt{\frac{\omega_n}{2}} \quad (4.86)$$

Si se selecciona $\omega_n = 2\pi \cdot 10^3$ rad/s, es decir, se elige una frecuencia de 1 kHz, y teniendo en cuenta que $c = 2\mu\text{F}$, se obtienen los parámetros de a , k_p y k_i como

$$\left\{ \begin{array}{l} k_i = 157.91 \\ \xi = \zeta = 56.05 \\ k_p = 2.82 \\ a = 7.05 \cdot 10^5 \text{ rad/seg} \\ T = \frac{k_p}{k_i} = 0.01786 \end{array} \right. \quad (4.87)$$

El valor de a corresponde a unos 112 kHz, que esta por encima de la frecuencia de conmutación. Nótese que en el modelo sólo tiene sentido a frecuencias inferiores a la mitad de la frecuencia de conmutación (Nyquist). Debido a que esta última es variable,

es decir, varía entre 70 – 100 kHz, éste polo se situaría más allá del margen de validez del modelo. Una elección mucho mas conservadora de ω_n es posible, manteniendo un buen ancho de banda.

De acuerdo a los valores seleccionados, se realiza el diagrama de Bode de $T(s)$. Se observa en la Fig.4.17 que el desfase a 50Hz es de -0.0248 grados con una magnitud de 0.0006 dB. De hecho, la magnitud baja a -0.01 dB mas allá de $30 \cdot 10^4$ rad/s (4.77 kHz), donde la fase se sitúa sobre los 2.83 grados

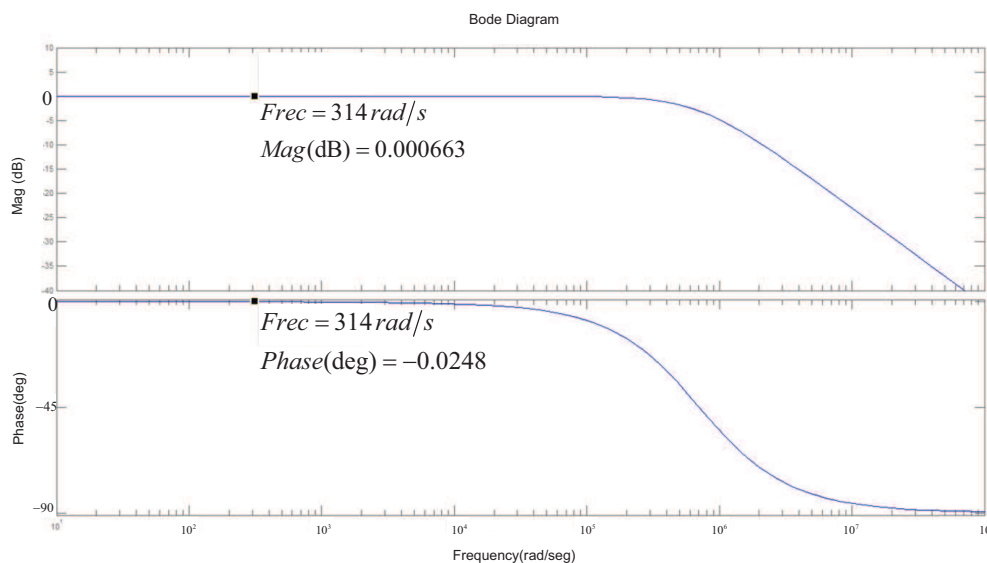


Fig. 4.17: Diagrama de bode de lazo cerrado del ondulador PI

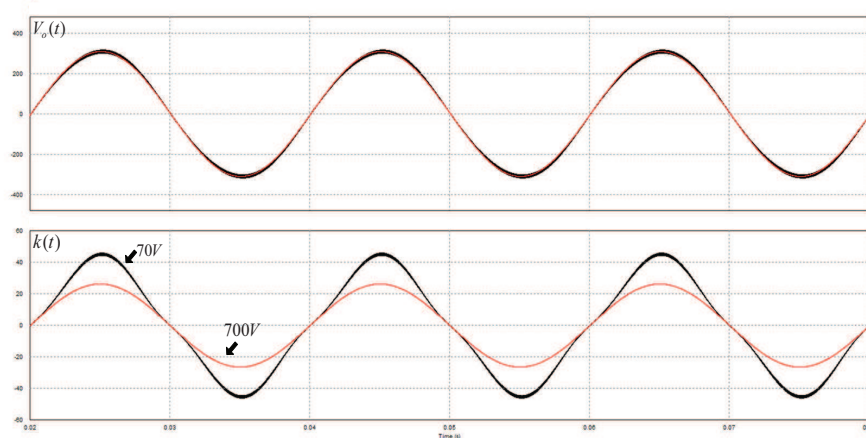
4.5. Validación del modelo y Resultados Experimentales

En primer lugar, una vez ajustado los parámetros del controlador, se han desarrollado diferentes simulaciones con las cuales se pretende ilustrar ciertos comportamientos del ondulador para poder mostrar más detalles de su funcionamiento. En este contexto, como se ha explicado anteriormente se ha desarrollado una linealización entorno a un valor de $k(t) = 0$, punto en el cual se centran las variaciones sinusoidales. En este punto se observa que, a mayor tensión de entrada, la amplitud de $k(t)$ es mucho menor, la compresión de espacio disminuye, y por tanto, el ondulador opera en un entorno más cercano a un ciclo de trabajo de 50 % (ver Fig. 4.6). Este comportamiento se observa en las Figs. 4.18a y 4.18b, en donde se ha simulado este comportamiento para dos tensiones

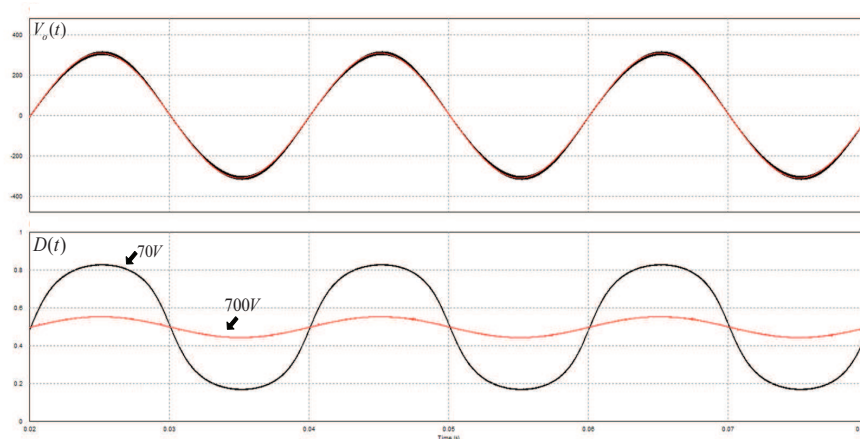
4.5 Validación del modelo y Resultados Experimentales

121

de entrada, 70 y 700 V. En el recuadro superior de ambas figuras se ilustra el comportamiento de $v_0(t)$, observando que para las diferentes tensiones de entrada, se obtiene el mismo comportamiento de la tensión de salida. En el recuadro inferior de la Fig. 4.18a, se observa $k(t)$ en color negro, para una tensión de entrada de 70 V, y en rojo para 700 V, comprobándose de esta manera como a medida que la tensión disminuye aparece un tercer armónico en la referencia de corriente. Finalmente, en el recuadro inferior de la Fig. 4.18b, se ilustran las variaciones de D (ciclo de trabajo) ante las mismas tensiones de entrada.



(a) Variación de $V_0(t)$ y $k(t)$



(b) Variación de $V_0(t)$ y D

Fig. 4.18: Variación de $V_0 = (t)$, $k(t)$ y ciclo de trabajo D para $V_g = 70$ V y $V_g = 700$ V

Como se observa y comprueba, para tensiones de entrada menores que la tensión de salida, la forma de onda de $k(t)$ se deforma considerablemente, apareciendo un tercer armónico en las formas de onda. Para comprobarlo, a través de la simulación se obtiene

Potencia	Carga	$V_g = 70V$	$V_g = 100V$	$V_g = 130V$
100 W	484Ω	4.98A _p 10 % (THD)	4.19A _p 7.30 % (THD)	3.80A _p 5.46 % (THD)
316 W	153Ω	14.6A _p 10.5 % (THD)	12.1A _p 7.23 % (THD)	10.8A _p 5.32 % (THD)
1 kW	48.4Ω	46.1A _p 10.5 % (THD)	37.6A _p 7.45 % (THD)	33.6A _p 5.46 % (THD)

Tabla 4.1: Valor de pico y distorsión armónica de k para diferentes valores de V_g I

Potencia	Carga	$V_g = 230V$	$V_g = 400V$	$V_g = 700V$
100 W	484Ω	3.32A _p 2.63 % (THD)	3.19A _p 1.02 % (THD)	3.16A _p 0.81 % (THD)
316 W	153Ω	9.39A _p 2.39 % (THD)	8.85A _p 0.95 % (THD)	8.42A _p 0.65 % (THD)
1 kW	48.4Ω	28.6A _p 2.35 % (THD)	27.0A _p 0.92 % (THD)	26.4A _p 0.47 % (THD)

Tabla 4.2: Valor de pico y distorsión armónica de k para diferentes valores de V_g II

las tablas (Tabla 4.1 y Tabla 4.2) de valores donde se refleja para diferentes tensiones de entrada, diferentes potencias y una misma tensión de salida, la amplitud y distorsión armónica de $k(t)$.

Otro tema que puede suscitar interés es ver hasta que punto un análisis basado en suponer que la $k(t)$ varía lentamente pero tratada como una referencia constante es lo suficientemente aproximado, en comparación a un análisis más exacto realizado con $k(t)$ variable en el tiempo. A tal efecto se ha procedido a calcular el control equivalente en ambos casos como se muestran en (4.88) y (4.89), para $k(t)$ constante y $k(t)$ variable, respectivamente.

$$u_{eq(v)} = \frac{v_1 - L_e \cdot k'(t)}{v_1(t) + v_2(t)} \quad (4.88)$$

$$u_{eq(c)} = \frac{v_1}{v_1(t) + v_2(t)} \quad (4.89)$$

Mediante un análisis armónico realizado por simulación se obtiene que las variables $V_1(t)$ y $V_2(t)$ tienen la siguiente forma (4.90) y (4.91) donde se ha supuesto que $k(t) = K_0 \sin(\omega_0 t)$.

$$v_2(t) = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{V_{01}}{2} \sin(\omega_0 t) - \frac{V_{02}}{2} \cos(2\omega_0 t) \quad (4.90)$$

$$v_1(t) = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{01}}{2} \sin(\omega_0 t) - \frac{V_{02}}{2} \cos(2\omega_0 t) \quad (4.91)$$

Las amplitudes de los armónicos de $V_1(t)$ y $V_2(t)$ dependen del punto de trabajo, y éste de la tensión de entrada. En este caso se ha seleccionado el peor de los casos, es decir $V_g = 70$ V, donde también se ha escogido el valor de $k(t)$ para el peor caso posible, que

corresponde a 1000 W. Por lo tanto, se tiene que $K_0 = 46.1$ A y $V_{01} = 310$ V es la tensión de pico de salida. A través de (4.88), (4.89), (4.90) y (4.91), se obtiene que

$$u_{eq(c)}(t) = \frac{1}{2} - \frac{\frac{V_{01}}{2} \sin(\omega_0 t)}{V_{dc} - V_{02} \cos(2\omega_0 t)} \quad (4.92)$$

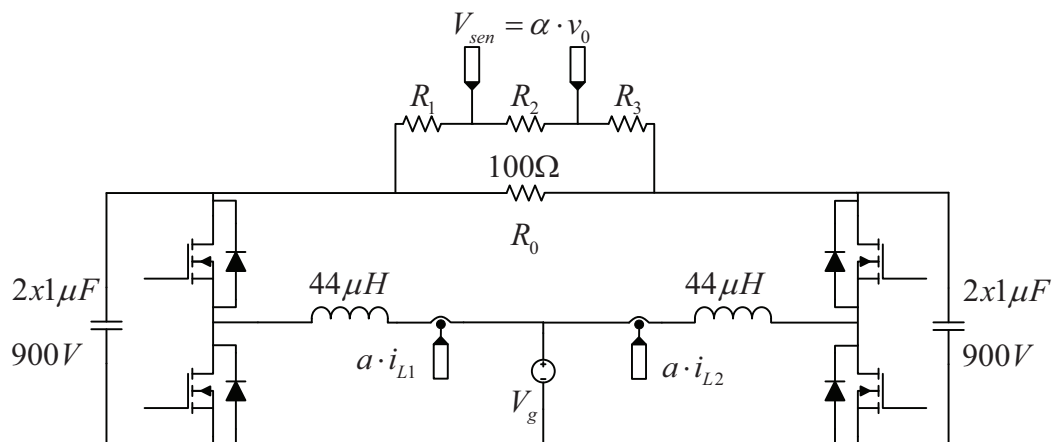
$$u_{eq(v)}(t) = \frac{1}{2} - \frac{\frac{V_{01}}{2} \sin(\omega_0 t) + L_e \cdot K_0 \omega_0 \cos(\omega_0 t)}{V_{dc} - V_{02} \cos(2\omega_0 t)} \quad (4.93)$$

Utilizando los valores numéricos citados anteriormente, se encuentra que $L_e \cdot K_0 \omega_0$ vale 0.63, mientras que $\frac{V_{01}}{2} = 155$, con lo que se observa que el término correspondiente a $k(t)$ variable con el tiempo es de poco peso. Nótese que si la frecuencia ω_0 fuese mayor, éste término se vuelve significativo.

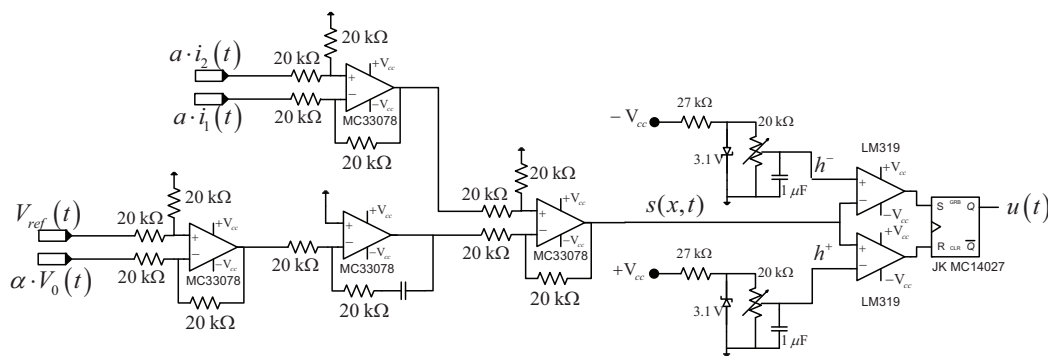
4.5.1. Implementación y Resultados Experimentales

Para comprobar la hipótesis teórica hasta ahora desarrollada, se ha implementado un prototipo del ondulator “boost” con una disipación máxima de 1 kW de potencia. Como objetivo final se espera que a través del ondulator sea posible la inyección a la red eléctrica de la energía producida por un generador síncrono de imanes permanentes. Sin embargo, en una primera aproximación en esta sección se analizará el ondulator conectado a una fuente de alimentación programable, modelo SM300 – 20 de 6 kW, con 300 V y 20 A. Además, el ondulator es conectado a una carga resistiva, compuesta de un conjunto de resistencias de 100 Ω y 500 W cada una. Por lo tanto, a partir de 4 resistencias conectadas en serie-paralelo se tiene un total de 100 Ω y 2000 W. Los esquemas circuitales implementados para el desarrollo experimental se muestran en la Fig. 4.19.

Los sensores de corriente utilizados en la implementación de la etapa de potencia, Fig. 4.19a son transductores de efecto Hall modelo LA 25-NP, los cuales han sido configurados para obtener una razón de transformación de 1 : 1000 con una resistencia de salida de 270 Ω . Los transistores de potencia utilizados son MOSFETs de canal-N APT36N90BC3G, los cuales tienen una tensión de bloqueo de 900 V, una resistencia de ON de 100 m Ω y soportan una corriente máxima de 36 A. Finalmente la salida de cada convertidor está compuesta de dos condensadores de polipropileno de 1 μ F de 900 V. Además, en la Fig. 4.19b se observa el esquema de control implementado, en el cual pueden verse diferentes amplificadores operacionales de tipo MC33078, un circuito comparador por histéresis basado en dos comparadores LM319 con un tiempo de respuesta aproximado de 80 ns y un “flip-flop”, el JKMC14027 con un ancho de banda de 13 MHz.



(a) Esquema de potencia



(b) Esquema de control

Fig. 4.19: Esquemas de implementación del ondulator "boost"

Consecuentemente, para comprobar el comportamiento del ondulator se han desarrollado dos experimentos. El primero de ellos es obtener una señal sinusoidal a partir de tensiones menores que la tensión de salida. En el segundo experimento se ha realizado un transitorio de la tensión de entrada. En lo que respecta al primer experimento, debido a los resultados obtenidos en el análisis teórico, si se varía la tensión de entrada se observa como varía el funcionamiento del ondulator. Para tensiones de entrada más cercanas y mayores que la tensión de salida el ondulator tiene un comportamiento más lineal. Por lo tanto, para este experimento se ha obtenido una señal sinusoidal de 220 V_{rms} en la salida del ondulator para tres diferentes tensiones de entrada, 70 V, 100 V y 130 V. Estos experimentos, han sido llevados a cabo tanto en simulación (PSIM) como de forma experimental.

En la Fig. 4.20 se ilustran las corrientes de cada inductor. En la Fig. 4.20a se observan

los resultados de simulación y en la Fig. 4.20b los resultados experimentales, ambos para una tensión de entrada de 70 V. Se puede comprobar que las corrientes de entrada cumplen con las formas de ondas esperadas según el análisis teórico realizado en el capítulo. Se observa que éstas logran alcanzar unos 30 A de pico positivo y un valor mínimo de aproximadamente 5 A. Además, una expresión aproximada que defina la forma de onda y los valores máximos y mínimos se puede obtener a través de un análisis de Fourier y un balance armónico.

En la Fig. 4.21 se muestran las tensiones de los condensadores del ondulator tanto simuladas como experimentales para una tensión de entrada de 70 V. Se observa en las tensiones un “achataamiento” en la parte inferior de las formas de onda, el cual es producto de la compresión de espacio entre la raíz situada en $2V_g$ y las tensión de entrada. Además, sin la necesidad de fijar el nivel de continua en cada condensador, se aprecia como éste nunca es menor que V_g , teniendo el punto de cruce de las dos tensiones como valor $2V_g$, punto de operación definido en el análisis. Finalmente, tanto en simulación como en los resultados experimentales, la tensión de pico se encuentra sobre los 370 V.

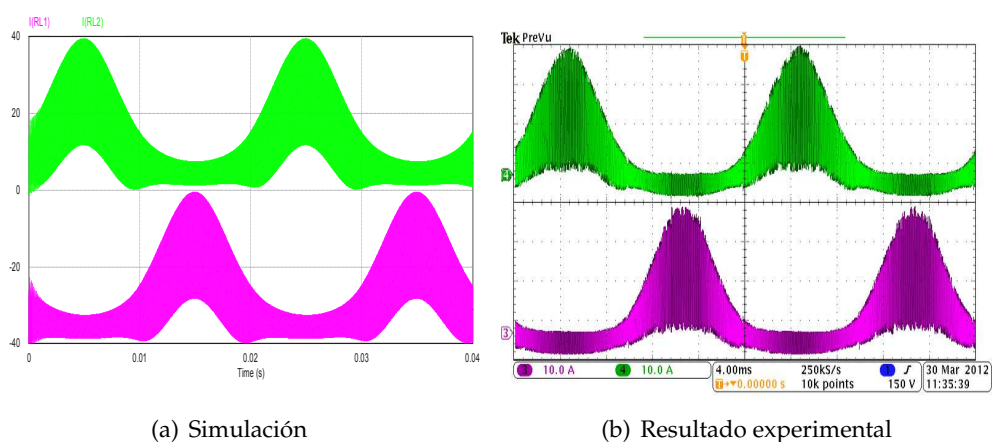


Fig. 4.20: Formas de onda de las corrientes en el inductor para $V_g = 70 V$

En la Fig. 4.22 se muestran los resultados de simulación y los resultados experimentales tanto de la corriente como la tensión de salida con un valor aproximado de $220 V_{rms}$ para la tensión y de aproximadamente $2 A_{rms}$ para la corriente. La potencia procesada en el sistema en este experimento es de aproximadamente 450 W. Se detecta visualmente que las tensiones no son perfectamente sinusoidales, lo cual es debido a la presencia de un nivel armónico en $k(t)$.

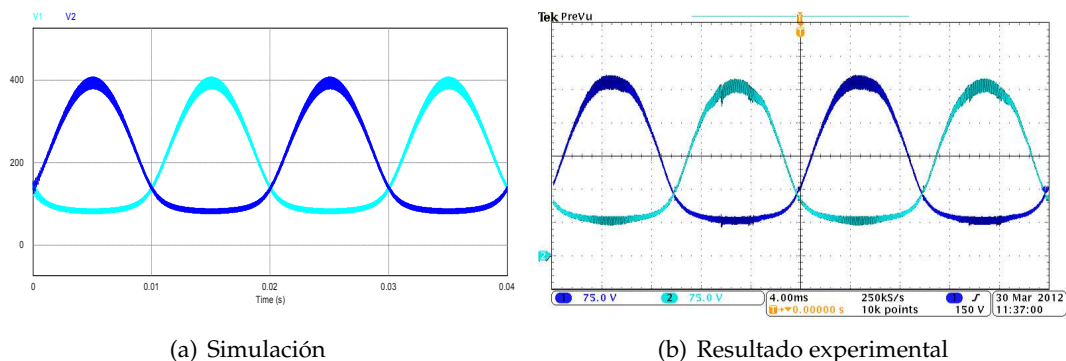


Fig. 4.21: Formas de onda de las tensiones de cada convertidor para $V_g = 70\text{ V}$

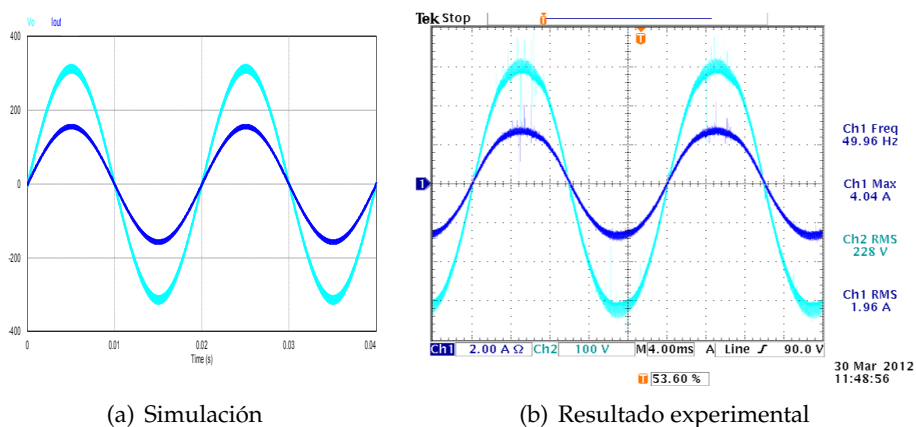


Fig. 4.22: Formas de onda de la corriente y tensión de salida para $V_g = 70\text{ V}$

De la misma manera, en la imágenes de la Fig. 4.23, es posible observar las formas de onda para las corrientes en los inductores, y en la Fig. 4.24, las formas de onda correspondiente a las tensiones de salida de cada convertidor. Finalmente, en la Fig. 4.25 se observa la corriente y tensión de salida del ondulator en la Fig. 4.24. Se observa en las tensiones que el mínimo valor que toma la tensión siempre es superior a V_g y el cruce de estas tensiones se sitúa como es de preveer sobre $2V_g$.

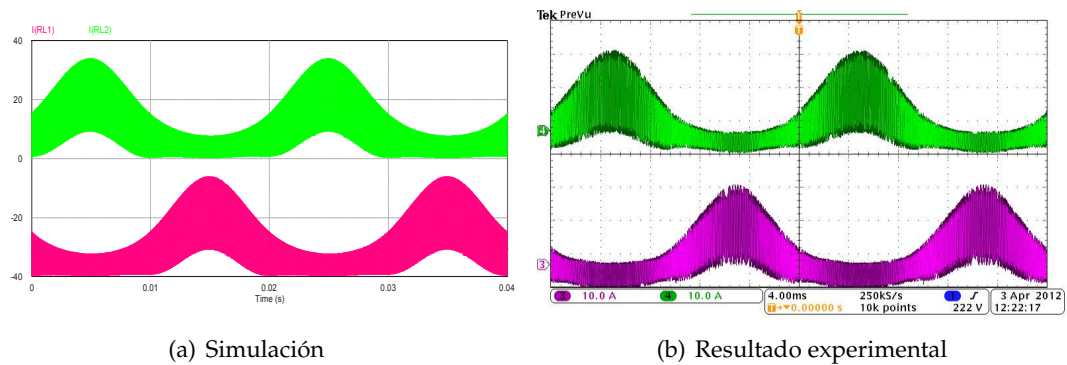


Fig. 4.23: Formas de onda de las corrientes en el inductor para $V_g = 100\text{ V}$

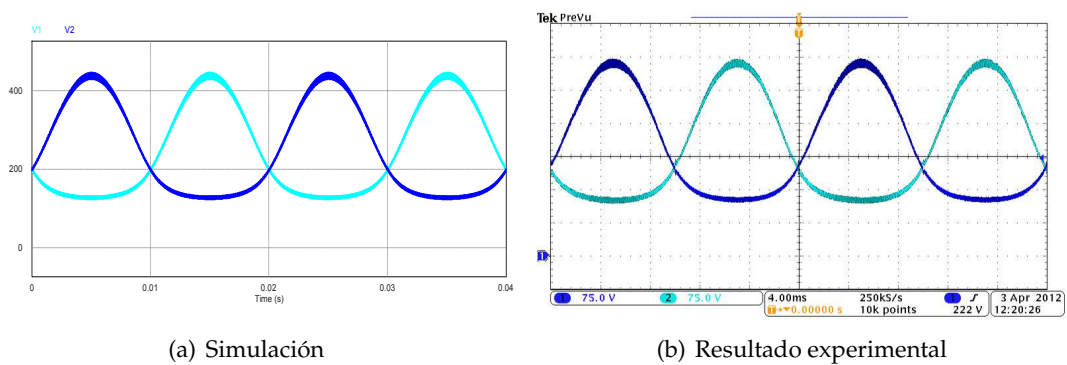


Fig. 4.24: Formas de onda de las tensiones de cada convertidor para $V_g = 100\text{ V}$

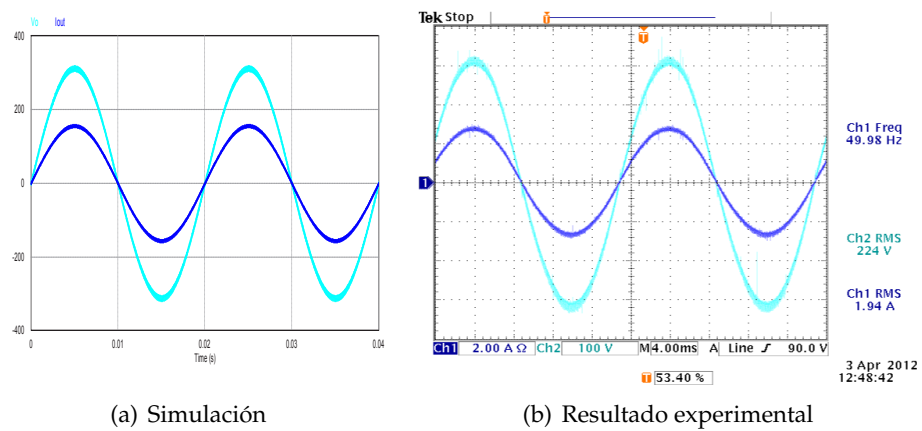


Fig. 4.25: Formas de onda de la corriente y tensión de salida para $V_g = 100\text{ V}$

Finalmente, para una tensión de entrada de 130 V se obtienen las imágenes que se observan en la figura 4.26, para las corrientes, en la Fig. 4.27 para las tensiones y en la 4.28 para las corrientes y tensiones de salida. Es importante destacar que la salida tiene una forma casi sinusoidal pura, lo que se debe a que la tensión de entrada es mayor y la ganancia en tensión es menor. Además, la compresión de espacio en torno a $2V_g$ se vuelve más simétrica.

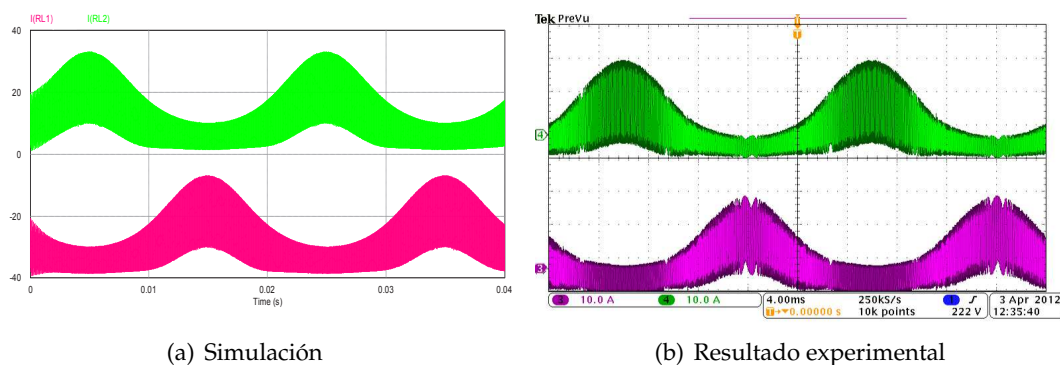


Fig. 4.26: Formas de onda de las corrientes en el inductor para $V_g = 130$ V

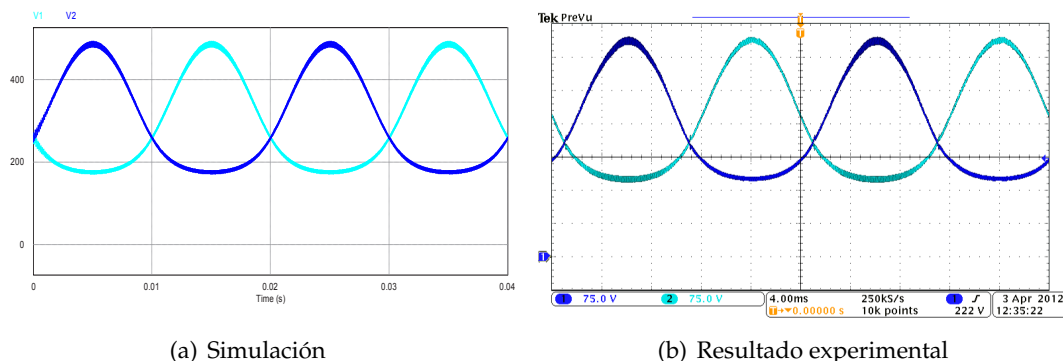


Fig. 4.27: Formas de onda de las tensiones de cada convertidor para $V_g = 130$ V

En las figuras 4.29, el ondulador se expone a un transitorio de línea donde la tensión de entrada varía desde los 70 V a los 130 V. Como se espera, la corriente de salida no sufre variación alguna. Estos resultados son apreciados por diferentes razones. Por un lado, se corrobora que el ondulador puede trabajar con bajos voltajes de entrada y es bastante robusto a las variaciones de voltaje de entrada. Como resultado, el rectificador trifásico no estará expuesto a una ganancia en tensión extrema para bajos niveles de tensión, por ejemplo, para bajas velocidades de viento. Además, la inmunidad relativa de la forma de onda de corriente de salida a las variaciones de voltaje de entrada puede tener también

4.5 Validación del modelo y Resultados Experimentales

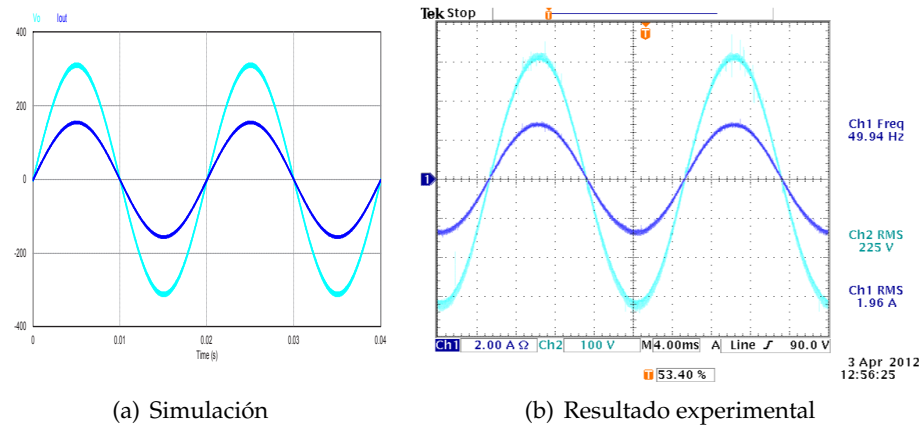


Fig. 4.28: Formas de onda de la corriente y tensión de salida para $V_g = 130\text{ V}$

otras ventajas. Por lo tanto, las oscilaciones MPPT, así como las ondulaciones de 100 Hz de entrada de corriente y tensión generadas por el ondulator monofásico no se transmite a la salida. Por lo tanto, el tamaño del condensador DC-Link puede ser reducido.

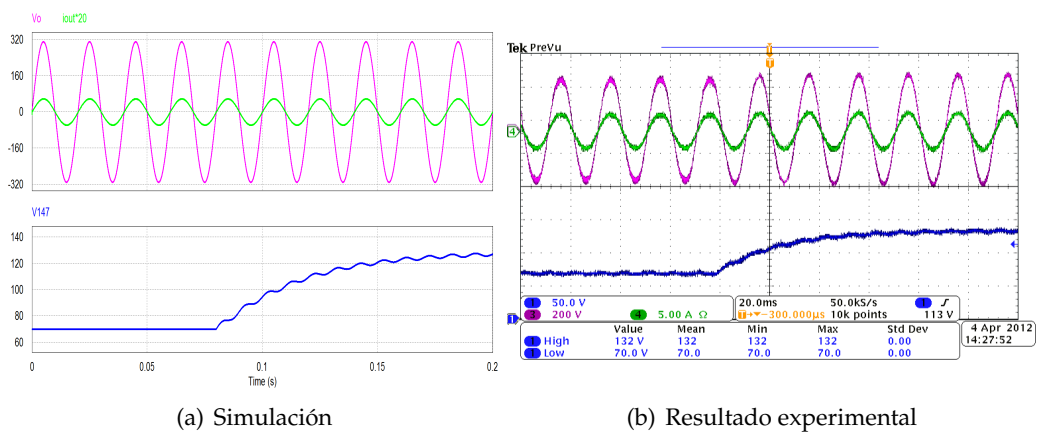


Fig. 4.29: Transitorio de tensión de entra de 70 a 130 V

4.6. Conclusiones

En el desarrollo de este capítulo se ha propuesto un ondulador de tipo elevador para la integración de un generador eólico a la red eléctrica. La configuración propuesta, en la que se realiza la conversión utilizando dos etapas, es la más simple para la conexión e inyección de energía a la red.

El ondulador elevador se compone de dos convertidores de tipo "boost", conectados en una configuración de tipo puente, donde la tensión de salida es la resta de las tensiones correspondientes a cada convertidor. El ondulador presenta dos modos de operación. El modo de operación II se caracteriza por considerar el ondulador como dos etapas, por lo que se basa en la utilización de dos etapas de control, una para cada convertidor. Por otro lado, el modo de operación I, sólo utiliza una única señal de control para operar el ondulador como una única etapa. En este trabajo se propone el modo operación I para regular la tensión de salida. La ley de control propuesta, basada en la teoría del control en modo deslizante, se obtiene de la resta de las corrientes de ambos inductores. Utilizando el modo de operación I, a diferencia del modo II, se evita definir el valor de tensión continua en el que se modula el seno. Además, en comparación con el modo de operación I, es posible asegurar que este nivel de continua sea el mismo para cada convertidor asegurando que la resta sea exactamente cero.

En primer lugar, se llevó a cabo un análisis considerando una referencia de corriente $k(t)$ constante, una aproximación en la que se considera que la referencia sinusoidal es mucho más lenta que la frecuencia de conmutación. A continuación se analizó el sistema para una $k(t)$ variable de tipo sinusoidal, donde fue utilizada la información obtenida en el análisis previo, logrando un diseño más exacto. Una vez obtenido el modelo de la planta, se diseñó el controlador cuyos buenos resultados se pueden verificar en las simulaciones y los resultados experimentales. Durante el análisis se han encontrado expresiones de cuarto orden que no permitían calcular explícitamente las expresiones de punto de equilibrio dificultando la linealización. Gracias al lugar geométrico de las raíces y a las simulaciones fue posible encontrar los puntos de operación del ondulador.

Dado que se ha realizado un modelo linealizado en torno al punto de operación definido en la primera etapa del análisis, se ha verificado por simulación este análisis. Así, en el lugar geométrico de las raíces ya se intuía la no linealidad en la compresión de espacio entre V_g y $2V_g$, compresión que no existía entre $2V_g$ e infinito. Por lo tanto, via simulación

se forzó a que la tensión de salida sea un seno puro, con lo cual se obtiene que la referencia contenga más o menos armónicos en función de la tensión de entrada, parámetro que finalmente incide directamente en la linealidad del sistema. Los resultados ilustrados en la tabla 4.1, permite comprobar que para el peor de los casos ($V_g = 70V$) la distorsión armónica no supera el 10 %, con lo cual se demuestra que el análisis propuesto es válido en todos los puntos de operación del sistema, y por lo tanto valida el diseño del controlador PI. Finalmente, para estimar el error entre el análisis desarrollado para $k(t)$ constante y el análisis desarrollado para $k(t)$ variable con el tiempo, se han calculado ambos controles equivalentes en función del tiempo, observando que hay un error aproximado del 1 %.

Para verificar el análisis teórico, se ha implementado un prototipo del ondulator “boost” de 1 kW. Se observa en los resultados experimentales obtenidos para diferentes tensiones de entrada, 70, 100 y 130 V, que a mayor tensión de entrada, se obtiene menor distorsión armónica en la tensión de salida corroborando el análisis previo.

Finalmente, para la implementación del prototipo es necesario tener en cuenta los niveles de tensión alcanzados a la salida de cada convertidor “boost”. Es decir, si la tensión de entrada es muy alta, se necesitan dispositivos de alta tensión que tendrán mayor resistencia. En este contexto, se realizará una versión del prototipo con dispositivos de carburo de silicio como trabajos futuros.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014

Capítulo 5

Aportaciones, Conclusiones Generales y Líneas Futuras

Como aportación principal de este trabajo se destaca la introducción del concepto de resistor libre de pérdidas para modelar sistemas rectificadores trifásicos. Además el LFR, también puede ser utilizado para modelar el ondulator “boost” y el sistema global en su conjunto.

Por otra parte, fruto de la utilización del cable de neutro, se produce un desacoplo dinámico entre las fases del generador, lo cual permite el desarrollo de un LFR independiente en cada fase, simplificando de manera modular tanto el análisis como su implementación. Además, el uso del cable de neutro, permite el funcionamiento de los rectificadores a tres niveles reduciendo de forma importante las pérdidas de conmutación y el estrés de los componentes.

En el caso del rectificador modular monofásico se han acoplado magnéticamente los inductores de entrada en cada fase, para reducir el rizado de la corriente de entrada, y contribuir a reforzar la solución al problema de interacción de sus fases.

En lo referente al ondulator, se han analizado las ventajas y desventajas de implementar el ondulator utilizando controles independientes para cada convertidor o la implementación de un único control para todo el ondulator. Se propuso el análisis del ondulator considerando solo una etapa de control. El modelado del ondulator se llevó a cabo mediante una superficie de control, la cual relacionaba las dos corrientes de entrada con el error de la tensión de salida. En el proceso se encontraron dificultades en la obtención de una expresión explícita del punto de operación de las variables internas. El uso

del lugar geométrico de las raíces ha permitido estudiar la evolución de los puntos de operación, y así poder modelar finalmente el ondulator. Además, se ha explorado por simulación los márgenes de validez del modelo obtenido, tanto en lo que respecta a la linealidad del mismo como a la influencia de la dinámica de la variable de salida, al realizar un modelado aproximado con una superficie constante en unos casos o variable con el tiempo en otros.

Se han diseñado y realizado cuatro prototipos experimentales de 1 kW, tres rectificadores trifásicos controlados y un ondulator “boost”. Como se puede comprobar a lo largo del documento se ha verificado en cada uno de ellos, el correcto funcionamiento de acuerdo a los respectivos análisis desarrollados.

Para ampliar el estudio realizado se proponen las siguientes líneas de trabajo. En primer lugar, se desea utilizar dispositivos de carburo de silicio en el ondulator “boost” para comparar prestaciones de rendimiento, dado que en principio estos dispositivos tienen mejor comportamiento tanto en alta tensión, como en altas temperaturas.

En segundo lugar debido a que en este trabajo se propone la conexión final del sistema a la red, en la que se utilizará como primera etapa un rectificador trifásico y como segunda etapa el ondulator de tipo “boost”, es necesario realizar un estudio detallado sobre los rendimientos de cada etapa y el tipo de rectificador para diferentes condiciones de trabajo. Estas condiciones, vienen dadas por la regulación de la tensión del condensador intermedio con objeto de encontrar el punto de rendimiento global óptimo para diferentes potencias y tensiones del generador. En este contexto, se extenderá el análisis del ondulator sustituyendo una carga resistiva por la red eléctrica.

En tercer lugar se ha procedido a la realización de una bancada eólica de pruebas formada por un generador síncrono de imanes permanentes correspondientes a una turbina eólica, acoplado mecánicamente a una máquina de inducción controlado por un variador de frecuencia comercial. Este último es controlado analógicamente mediante la plataforma de programación Labview. La bancada pretende servir para realizar experimentos repetibles como: ensayar el sistema para diferentes perfiles de viento, desarrollar algoritmos MPPT y realizar medidas sistemáticas de rendimiento en diferentes puntos de trabajo. Como mejora de esta plataforma, se pretende adaptar la misma a un entorno de tiempo real como la plataforma OPAL-RT, así como mejorar los modelos dinámicos utilizados para modelar la bancada.

En cuarto lugar analizaremos dinámicamente la interacción de ambas etapas, con el fin de seleccionar el condensador intermedio adecuado, y de diseñar el lazo de control

que permita que la tensión del condensador V_c siga la consigna correspondiente al punto óptimo calculado para esas condiciones de trabajo. En esta línea ya se han realizado estudios de simulación que demuestran que el propósito es factible.

Bajo este concepto, en la Fig.5.1 se observa que a través del LFR trifásico implementado en los rectificadores y debido a su comportamiento como fuente de potencia, es posible transferir la potencia de la entrada del rectificador hacia el condensador intermedio V_c y al ondulator, cuya conductancia de entrada se representa como g_{inv} . Esta conductancia representa la potencia inyectada en la red, y por tanto se define como $g_{inv}(t) = g_{inv} \sin^2(\omega_0 t)$.

La conductancia de entrada del ondulator $g_{inv}(t)$ impone un rizado de 100 Hz en la tensión del condensador intermedio. Si el valor medio de esta tensión permanece constante significa que toda la potencia que el rectificador inyecta en el condensador se esta inyectado a su vez, en la red.

En las expresiones siguientes se calcula la potencia que el rectificador inyecta en el condensador y la tensión que alcanza este último. Como se puede deducir de la Fig. 5.1 y de las simulaciones que se ofrecen a continuación, la potencia del generador que alcanza la red no depende de la tensión del condensador intermedio siempre y cuando se asegure que el deslizamiento del rectificador no se pierda. Es decir, se tiene un amplio margen de ajuste de la tensión del condensador, que se podrá utilizar para obtener el rendimiento máximo global.

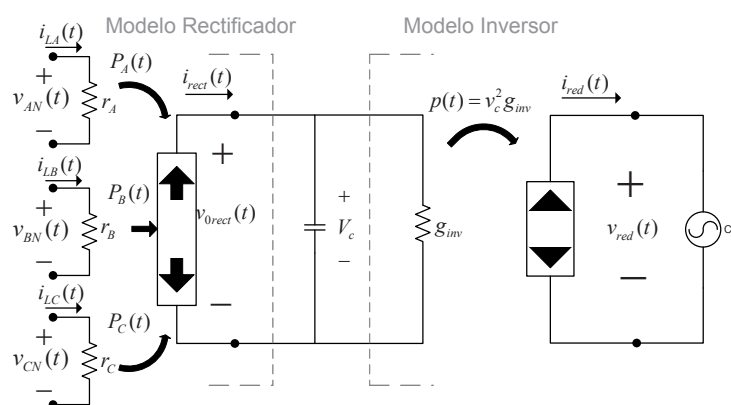


Fig. 5.1: Modelo LFR del sistema conjunto

La potencia inyectada por el rectificador en el condensador se calcula mediante la expresión

$$P(t) = P_A(t) + P_B(t) + P_C(t) = \frac{V_{AN}^2}{r_A} + \frac{V_{BN}^2}{r_B} + \frac{V_{CN}^2}{r_C} \quad (5.1)$$

donde se desprende que $V_{jN} = V_m \sin(\omega t + \phi)$, siendo V_m la amplitud de las tensiones respectivas para $j = \{A, B, C\}$. Manipulando la ecuación anterior se obtiene que

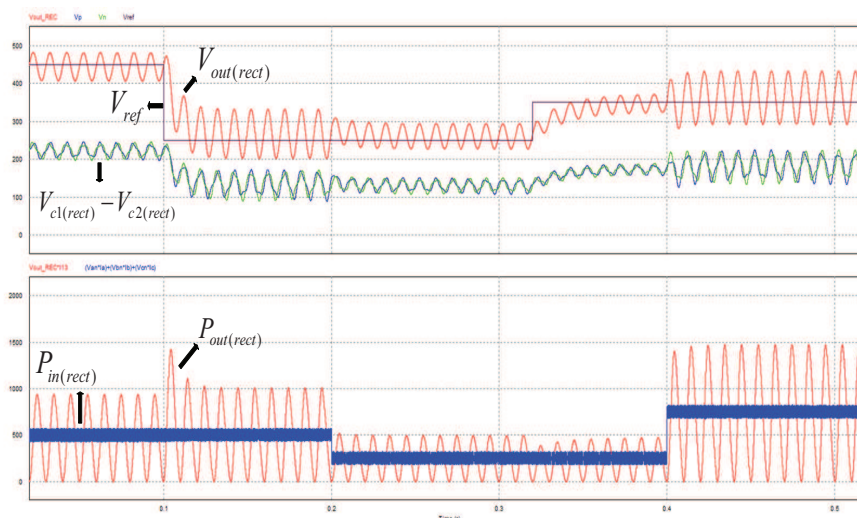
$$P_{in}(t) \approx P_{out}(t) \approx \frac{3V_m^2}{2} g_m \quad (5.2)$$

donde g_m representa la conductancia de entrada de los rectificadores y se supone un modelo idealizado sin pérdidas. Finalmente, la ecuación del valor medio de la tensión en el condensador intermedio se expresa como

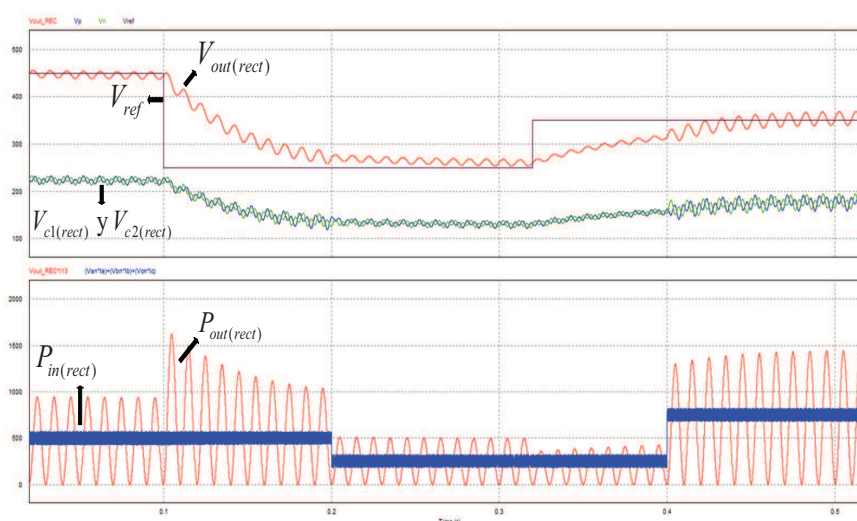
$$V_c(t) \approx V_m \sqrt{\frac{3g_m}{2 \langle g_{inv} \rangle}} \quad (5.3)$$

donde $2 \langle g_{inv} \rangle$ representa el valor medio de la conductancia del ondulator.

En la Fig. 5.2 se ha simulado la conexión del rectificador VIENNA y el ondulator inyectando energía en la red. Se observa que la potencia inicial inyectada al condensador desde el rectificador es de 500 W, al cabo de 200 ms la potencia baja hasta 250 W y a los 400 ms la potencia sube hasta 750 W. Simultáneamente, se establece una referencia para la tensión del condensador de 450 V que se reduce a 250 V en el instante 100 ms; luego esa referencia sube a 350 V en el instante 320 ms. También se puede apreciar, la tensión real del condensador $V_{out}(rect)$ y las tensiones de los condensadores del rectificador VIENNA, que son la mitad de $V_{out}(rect)$. De esta forma, se puede ver como la potencia inyectada a la red se conserva a pesar de las variaciones de tensión en el condensador intermedio, o de forma equivalente, se demuestra que la regulación de la tensión del condensador no afecta a las potencias de entrada y salida del sistema. En la Fig. 5.2a, se observa este análisis para un condensador intermedio de $20 \mu F$ y en la Fig. 5.2b, para un condensador de $200 \mu F$. Finalmente, se observa como el valor del condensador influye en la dinámica de seguimiento tanto de la potencia como de la tensión.



(a) Condensador de $20\mu F$

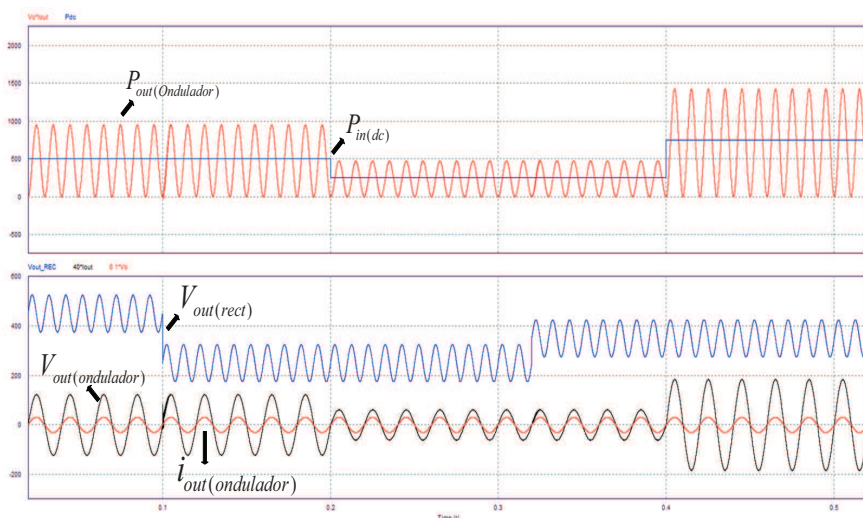


(b) Condensador de $200\mu F$

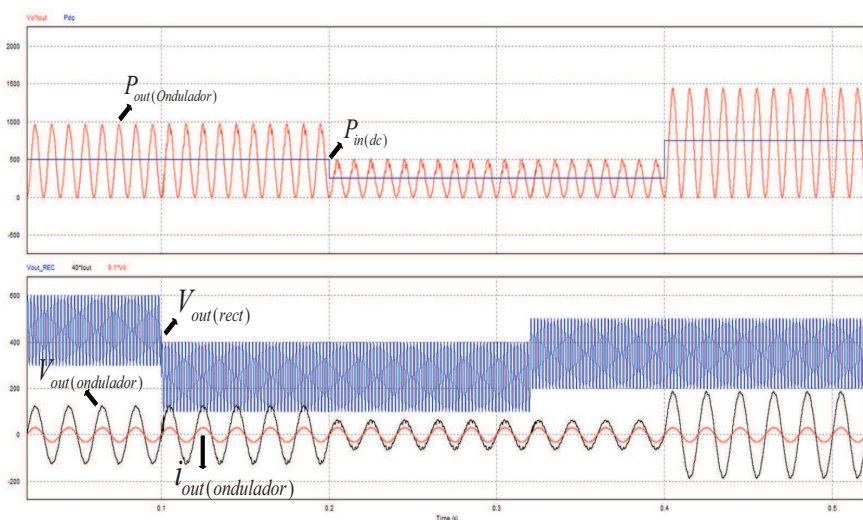
Fig. 5.2: Transitorios de potencia y tensión en el condensador intermedio

En la Fig. 5.3 se simula el ondulator inyectando a la red la misma secuencia de potencias y tensiones de entrada que en la simulación anterior, pero en este caso se observa el comportamiento del ondulator ante diferentes amplitudes y frecuencias de rizado en la tensión de entrada, es decir, la tensión del condensador intermedio. En el caso a, el rizado tiene una amplitud de $150 V_{pp}$ y una frecuencia de 100 Hz. En el segundo caso la amplitud del rizado es de $300 V_{pp}$ y su frecuencia es de 500 Hz. Para este último caso, se ha escogido una frecuencia de rizado elevada, para simular una posible inestabilidad en la etapa rectificadora que provoque una tensión de entrada en el ondulator difícilmente

tratable. No obstante como se observa en la simulación, el control en modos deslizantes del ondulator y el carácter elevador del mismo aseguran una inyección en la red sin apenas perturbaciones. Nótese que en un ondulator “buck”, se requiere una tensión de entrada siempre mayor que la de salida, con lo cual se restringe el margen de rizado y de variación del condensador.



(a) Rizado 100 – 150



(b) Rizado 500 – 300

Fig. 5.3: Transitorios de potencia y tensión en el ondulator

5.1. Publicaciones y Aportaciones a Congresos

Los principales resultados obtenidos durante el desarrollo de esta investigación, se han presentado como aporte a las siguientes publicaciones y congresos.

Revistas

1. Flores-Bahamonde, F.; Valderrama-Blavi, H.; Martínez-Salamero, L.; Maixé-Altés, J.; García, G., "Control of a Three-Phase AC/DC VIENNA Converter Based on the Sliding Mode Loss-Free Resistor Approach," *IET Power Electronics.*, pp.1-10.doi:10.1049/iet-pel.2013.0405.
2. Flores-Bahamonde, F.; Valderrama-Blavi, H.; Bosque-Moncusi, J.M.; Martínez-Salamero, L.; Leon-Masich, A.; Barrado, J.A., "Single-Phase PFC for Three-Phase Wind Generator, a Modular Approach," 915147: *Przeglad Elektrotechniczny*.vol.88, no. 1, pp.56-60.
3. Flores-Bahamonde, F.; Valderrama-Blavi, H.; Barrado Rodrigo, J.A.; Bosque, J.M.; Leon-Masich, A., "Evaluating Power Converters using a Wind-System Simulator," *Transactions on System, Signals and Devices (TSSD)*.vol.9, n°2,2014.

Congresos

1. Flores-Bahamonde, F.; Valderrama-Blavi, H.; Bosque, J.M.; Martínez-Salamero, L., "Modular-based PFC for low power three-phase wind generator," *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop* , vol., no., pp.125-130, 1-3 June 2011.
2. Flores-Bahamonde, F.; Valderrama-Blavi, H.; Bosque, J.M.; Leon-Masich, A.; Martínez-Salamero, L., "Grid-connected boost inverter for small-wind urban integration: Analysis and design," *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* , vol., no., pp.433,439, 25-28 Oct. 2012
3. Flores-Bahamonde, F.; Valderrama-Blavi, H.; Rodrigo, J.A.B.; Bachero, M.; Bosque, J.M., "Evaluating power converters using a wind-system simulator," *Systems, Signals & Devices (SSD), 2013 10th International Multi-Conference on* , vol., no., pp.1,7, 18-21 March 2013
4. Flores, F.; Valderrama, H.; Bosque, Josep M.; Martínez, L., "Conexión de un Aerogenerador Trifásico a una Micro-Red DC con Generación Distribuida" *SAAEI 2011*, Badajoz, España.

5. Flores, F.; Valderrama, H.; Bosque, Josep M.; Leon-Masich, A.; Martínez, L., "Inversor Elevador para la Integración Urbana de Generadores Eólicos Conectados a Red," SAAEI 2012, Guimaraes, Portugal.

Apéndice A

Evaluación de Convertidores usando un simulador de un sistema eólico

En el contexto de diseño de convertidores de potencia con corrección del factor de potencia (PFC) y bajo contenido armónico la realización de la conversión de forma eficiente sigue siendo un área de investigación abierta y de mucho interés.

Como se ha mostrado a lo largo del documento, para el desarrollo de este tipo de convertidores es posible encontrar una gran variedad de trabajos en los cuales se proponen diferentes topologías para el proceso de conversión tanto para la energía eólica como para la conexión a red. En este trabajo se ha propuesto el desarrollo de tres rectificadores trifásicos para la integración eólica tanto para un bus regulado de tensión como para un inversor conectado a red. Los rectificadores seleccionados son el rectificador modular monofásico, el rectificador VIENNA y el rectificador “Six-switch” de tres niveles.

Una vez analizados e implementados, la principal idea tras su desarrollo es poder evaluar su comportamiento, eficiencia y fiabilidad para optimizar el rendimiento global del sistema. Para ello, es necesario llevar a cabo diferentes experimentos exponiendo a la turbina a diferentes condiciones de viento, lo que conlleva a diferentes niveles de potencia y cambios dinámicos que deben ser manejados y controlados por el convertidor. De acuerdo con esto, y con la idea principal de poder realizar experimentos repetibles, se propone la realización de un simulador de un sistema eólico para poder evaluar el comportamiento de los convertidores AC/DC seleccionados para la integración de un sistema de generación eólica. Con este sistema se propone además evaluar el desarrollo de algoritmos MPPT.

El sistema completo se muestra en la Fig. A.1. El sistema propuesto se divide en dos

partes. La primera muestra el desarrollo del simulador eólico, el cual consiste en un banco de pruebas compuesto por un generador síncrono de imanes permanentes, acoplado mecánicamente a un motor de inducción, que es controlado mediante un variador de frecuencia comercial (VFD). Esta bancada será controlada mediante el entorno de programación Labview, con el cual se controlará al generador para operar con diferentes perfiles de viento.

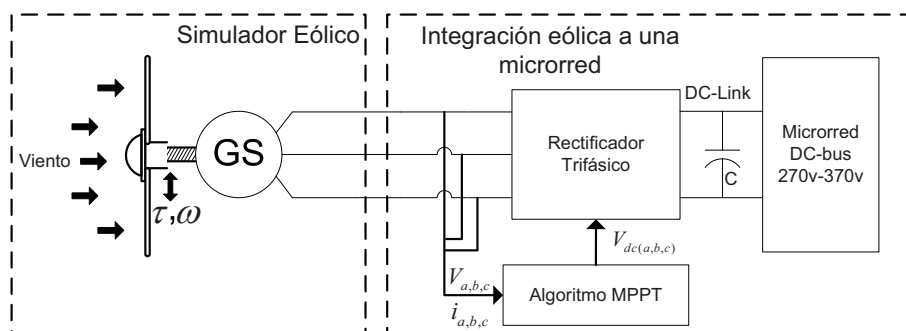


Fig. A.1: Esquema general de banco de pruebas para experimentos repetibles

La segunda parte del trabajo consiste en la implementación de diferentes rectificadores eólicos para inyectar la energía proveniente de una turbina eólica a un bus regulado de tensión, perteneciente a la microrred. A los cuales se desea implementar además, algoritmos MPPT para la extracción máxima de potencia de acuerdo al perfil de viento deseado.

A.1. Simulador de un Generador Eólico

Para diseñar un simulador eólico es necesario considerar diferentes aspectos como son las fluctuaciones de potencia de la energía eólica, los efectos transitorios, y el comportamiento del rotor. La importancia de estos aspectos, viene de la necesidad de determinar cuanta energía puede ser extraída del viento.

En este contexto, como bien se ha analizado en el capítulo 2, la extracción de la potencia de la turbina depende en primer lugar de la potencia disponible en el viento, como

$$P_{wind} = \frac{1}{2} \rho A v_{wind}^3 \tag{A.1}$$

Por otro lado, la potencia que realmente se extrae del viento, P_{meca} , depende de la velocidad angular del rotor ω y del ángulo de inclinación de las palas del rotor β , como se expresa en

$$P_{mec} = C_p(\lambda, \beta) \cdot P_{wind} \quad (\text{A.2})$$

con

$$P_{mec} = C_p(\lambda, \beta) \cdot P_{wind} \quad (\text{A.3})$$

donde

$$C_p = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3\beta - c_4\beta^x - c_5 \right) e^{\frac{-c_6}{\lambda_i}} \quad (\text{A.4})$$

y

$$\lambda_i = \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right)^{-1} \quad (\text{A.5})$$

En la Fig. 2.14 es posible observar las curvas características para el coeficiente de potencia $C_p(\lambda, \beta)$ para diferentes valores de λ y β . De igual manera en la Fig. 2.15 se detalla el comportamiento de la potencia extraída ante diferentes valores de la velocidad del viento y para diferentes valores de $C_p(\lambda, \beta)$.

En este contexto es posible deducir que, controlando la velocidad del rotor hasta alcanzar el punto óptimo, se puede obtener el punto de máxima extracción de la potencia disponible en el viento. Consecuentemente, para controlar la velocidad del rotor se requiere controlar el par del generador.

A.2. Implementación del Simulador Eólico

En esta sección se describe la implementación del simulador eólico de acuerdo a lo analizado anteriormente. Así en la Fig. A.2 se muestra el generador, el motor de inducción, y el variador de frecuencia comercial (VFD). La idea principal en el desarrollo de este simulador es que a través de control en lazo abierto del par se controle la máquina de inducción emulando las características mecánicas de la turbina eólica, cuya energía mecánica es transformada en electricidad por el generador.

A partir de las ecuaciones se observa que el simulador cuenta con tres variables de entrada: la velocidad del viento v , la velocidad angular del rotor ω y el ángulo de inclinación de las palas β . El diagrama de flujo de la Fig. A.3 muestra como la velocidad de viento, y la velocidad angular del rotor se usan para calcular la potencia disponible en el viento P_{wind} , el coeficiente de potencia C_p y finalmente, el par que se introducirá como

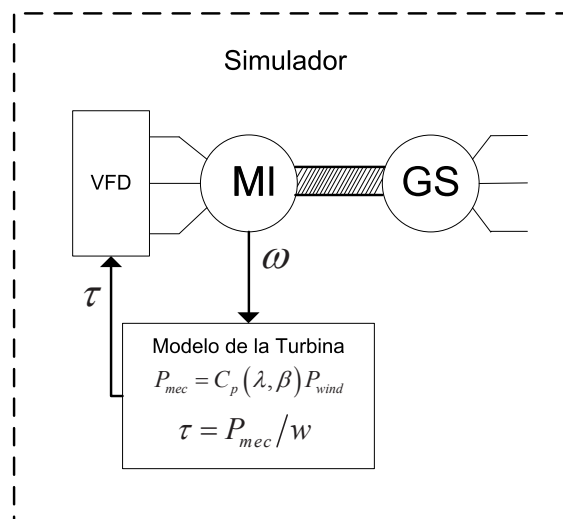


Fig. A.2: Esquema del simulador eólico

referencia para el motor de inducción. De esta manera, usando la plataforma gráfica Labview, se ejecuta el proceso de cálculo representado en el diagrama de bloques y se calcula esta referencia, τ la cual es enviada directamente a través de una consigna analógica al variador de frecuencia. Es necesario destacar que para lograr este proceso es necesario haber programado previamente el variador de frecuencia para operar en modo de par constante a través de un "Control Vectorial sin sensor".

Para determinar la variable de velocidad ω , se requiere de un "encoder". La comunicación entre el ordenador utilizado, el variador de frecuencia y el "encoder" se realiza con la tarjeta de adquisición de datos de National Instruments PCI-6024E.

Consecuentemente, a través del diagrama de flujo de la Fig. A.3, se desarrolla el un programa con el cual se modela una turbina eólica para operar al generador de acuerdo a un perfil de viento determinado. Esto se observa en el diagrama de la Fig. A.4 donde se muestra el programa elaborado en Labview. Como se observa, el primer paso de este programa es inicializar las variables de entrada. Después se da un perfil de viento que puede ser programado y cargado en el código, el cual se puede generar previamente por métodos estadísticos de acuerdo a las condiciones climáticas en un área geográfica. Una vez el perfil se encuentra cargado, una subrutina se ejecuta para calcular la velocidad del rotor. En esta subrutina se cuentan los pulsos del "encoder" cada 20 ms para el cálculo de la velocidad del rotor.

Por otro lado, una vez se calcula la velocidad del rotor (ω), se ejecutan diferentes subrutinas en paralelo. De acuerdo con la Fig. A.4, en el lado izquierdo se muestra la

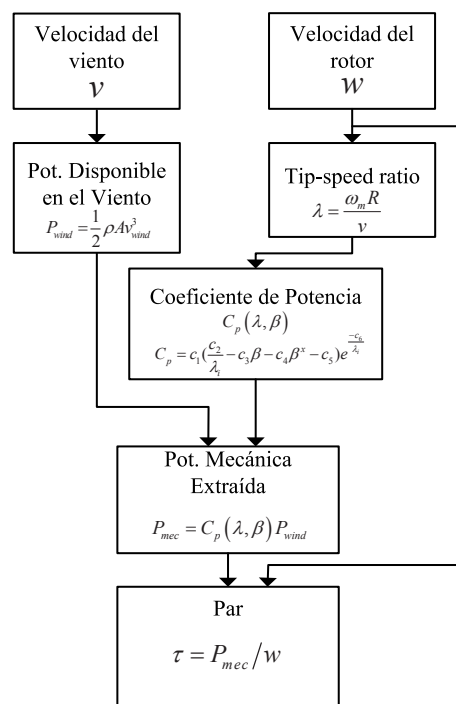


Fig. A.3: Diagrama de flujo para el cálculo de la consigna de par

primera subrutina que calcula la referencia de par, como se describió previamente en la Fig. A.3, que se envía al variador de frecuencia a través del asistente DAQ (herramienta digital analógica de Labview). La siguiente subrutina se diseña para detectar cualquier cambio en la velocidad del viento, la cual si ocurre, representa la gráfica ideal correspondiente a la curva de par para esas condiciones de viento, tal como puede observarse en la Fig. 2.15. Las curvas de potencia generadas por el programa se observan en Fig. A.5.

La próxima subrutina muestra la información de diferentes variables para el usuario, entre ellas: la velocidad del rotor, la potencia disponible, la potencia mecánica y el coeficiente de potencia. La última subrutina se encarga de refrescar la potencia extraída del viento, que es medida en la salida del generador. Esta información se muestra gráficamente sobre la curva de potencia dibujada para una velocidad del viento determinada. Esto se considera una información importante porque muestra el punto actualizado donde el sistema está trabajando, permitiendo observar gráficamente cuando se alcanza el punto de máxima potencia.

Para evaluar la implementación del simulador eólico, se conectan los rectificadores trifásicos analizados en este trabajo. Sin embargo, para evaluar el correcto funcionamiento tanto del simulador como del rectificador, se implementa un algoritmo MPPT para extraer la máxima potencia de la turbina eólica para perfiles de vientos determinados.

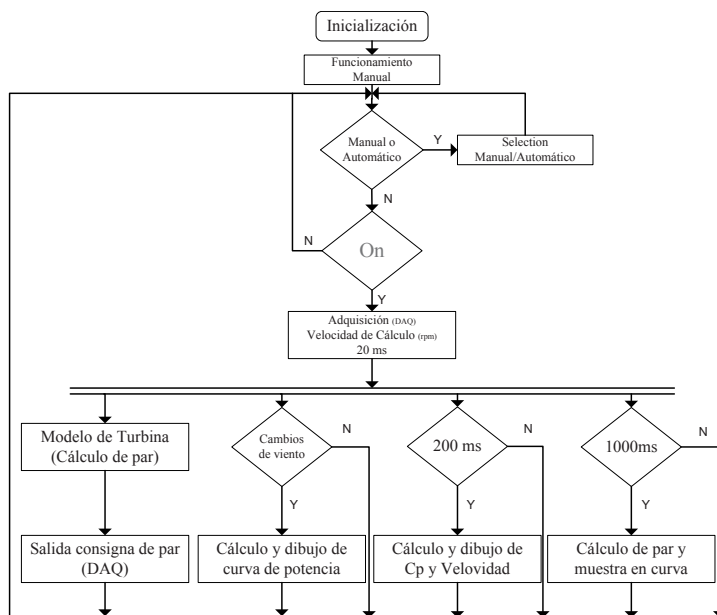


Fig. A.4: Diagrama de flujo del programa realizado en Labview

Como hasta ahora se ha desarrollado, los tres rectificadores se controlan para operar como un resistor libre de pérdidas trifásico, el cual mediante una superficie de deslizamiento se fuerza a la corriente de entrada a estar en fase con la respectiva tensión de entrada con una constante de proporcionalidad g . Esta proporcionalidad, es la conductancia de entrada, que fuerza a cada fase a tener un comportamiento resistivo definido por $r = \frac{1}{g}$. Además, la conductancia de entrada se modela para depender de una conductancia externa denominada g_{ext} , con la cual es posible regular con una consigna analógica la cantidad de corriente, y por lo tanto de potencia que se extrae desde la entrada.

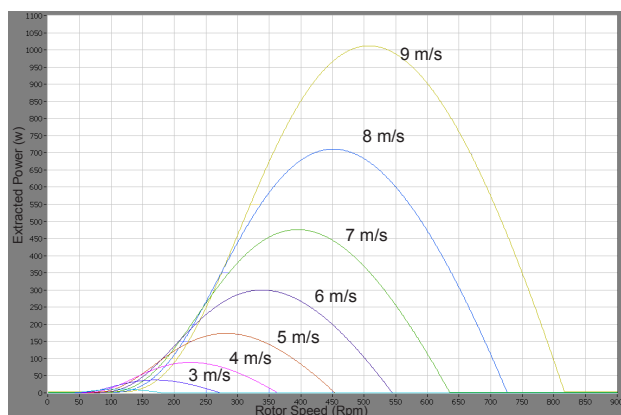


Fig. A.5: Curvas de potencia para diferentes velocidades de viento en función de la velocidad del rotor en rpm

A.2.1. Algoritmo MPPT

Como bien se ha explicado, la potencia disponible en el viento es transformada en potencia mecánica y posteriormente en potencia eléctrica. En determinados casos, dependiendo del tipo de turbina, para extraer la máxima potencia se recurre a las medidas de velocidad de viento para optimizar la velocidad de rotación y así extraer la máxima potencia. Sin embargo, este tipo de medidas son lentas e imprecisas [14]. Por otro lado, dado que la potencia mecánica es transformada en potencia eléctrica, también es posible utilizar variables eléctricas como la corriente de entrada para la regulación de la velocidad de giro del rotor.

Bajo este contexto, el algoritmo que se propone en este trabajo se muestra en el diagrama de flujo de la Fig. A.6. El algoritmo es inicializado con una referencia de tensión arbitraria V_{dc} , donde V_{dc} es un valor proporcional de la conductancia dada por $V_{dc} = k \cdot g$. Posteriormente, se realiza la medida de tensión y corriente en la salida del generador por el controlador, y comienza un proceso cíclico hasta que se alcanza el punto de máxima potencia. La expresión V_{dc} representa un nivel de tensión DC introducido a la topología rectificadora para variar la conductancia de cada fase. Además, un incremento o decremento de V_{dc} produce directamente un incremento o decremento de la conductancia del rectificador.

Cabe destacar que la tensión de salida es impuesta por el bus DC, así que las señales de tensión y corriente usadas por el algoritmo son medidas a la entrada del rectificador, teniendo una forma de onda sinusoidal. Además, la tensión del generador tiene un rango de frecuencia que varía entre 20–80 Hz y en consecuencia las formas de onda rectificadas tienen frecuencias entre 40–160 Hz. Cualquiera que sea la frecuencia, el número de muestras utilizadas tiene que ser lo suficientemente alto para calcular el valor medio de cada semi ciclo. Por otro lado, como es sabido, es obligatorio realizar cambios en la conductancia, es decir, cambios de potencia, al final de cada semiciclo.

Por consiguiente, usando un controlador dsPIC30F2020, se puede implementar el algoritmo descrito anteriormente donde se acumulan 85 muestras de cada semiciclo de $i_{gen}(t)$ y $V_{gen}(t)$ para calcular su valor medio. Teniendo en cuenta que el sistema mecánico tiene una constante de tiempo para alcanzar su estado estacionario, la potencia $P_{mec(k)}$ calculada por el algoritmo es el resultado de promediar las últimas 5 muestras. Esto significa promediar 5 semi ciclos de la señal. El número de muestras usado para calcular el valor de potencia $P_{mec(k)}$ se puede adaptar por el usuario para ajustar el retraso necesario para estabilizar el algoritmo MPPT. Finalmente, una vez que el algoritmo ha encontrado

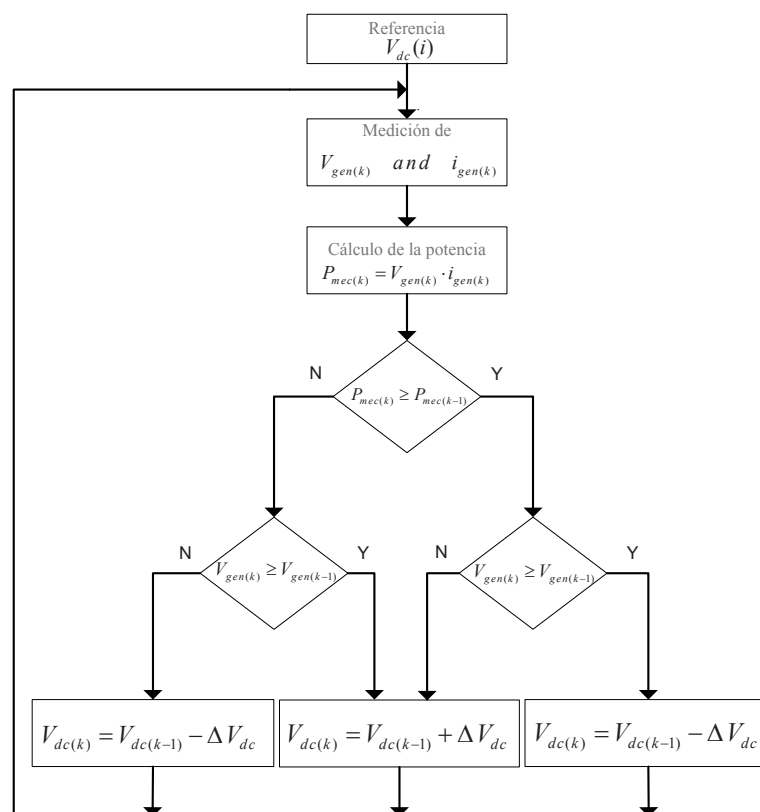


Fig. A.6: Algoritmo de búsqueda del punto de máxima potencia

el punto de máxima potencia, el sistema oscila alrededor de este punto.

A.2.2. Resultados Experimentales

Para verificar el simulador eólico diseñado, y probar su funcionamiento, se han realizado diferentes experimentos para evaluar su desempeño. En este contexto, ya se ha demostrado el correcto funcionamiento de los rectificadores inyectado energía al bus de continua, utilizando una valor de g_{ext} constante. En este experimento introduciremos variaciones de la conductancia, considerando además un perfil de viento determinado.

Como se ha demostrado en el análisis teórico, ajustando la conductancia de entrada se puede controlar la potencia extraída. Además, la conductancia del rectificador puede ser modificada manualmente con la ayuda de una fuente DC externa. De esta manera es posible llevar a cabo una excursión sobre las curvas de potencia ilustradas en la Fig. A.5.

El siguiente experimento, observado en la Fig. A.7, se muestra como varía la potencia extraída ante un perfil de viento variable. El perfil de viento se ilustra en el recuadro superior, mientras en el recuadro intermedio se observa la potencia extraída del generador,

la cual varía conforme cambia la velocidad de viento. En el recuadro inferior se tiene el valor de $C_p(\lambda, \beta)$ para un valor de g_{ext} dado.

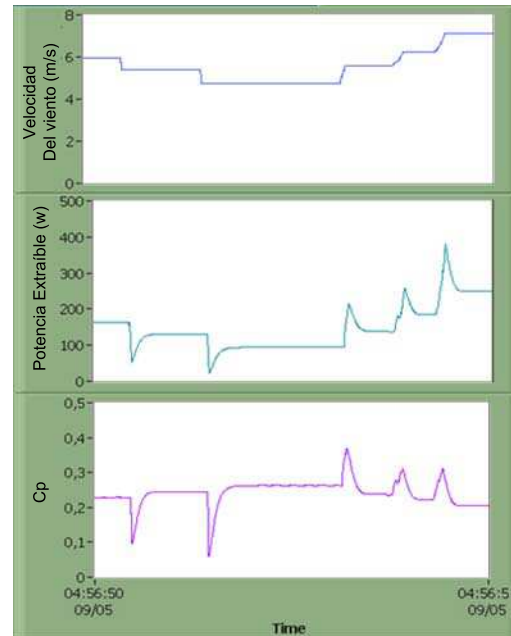


Fig. A.7: Experimento para velocidad de viento variable y conductancia constante

En la Fig. A.8 se repite el experimento, pero esta vez se le aplica al sistema una velocidad de viento constante de 5 m/s (ver recuadro superior). En el recuadro intermedio se ilustra como la potencia de salida del generador varía proporcionalmente a las variaciones de $C_p(\lambda, \beta)$. Consecuentemente, la variación de $C_p(\lambda, \beta)$ es proporcional a la variación de g_{ext} . Este experimento demuestra que ajustando la conductancia del rectificador es posible controlar la cantidad de potencia extraída para un valor de velocidad del viento dado.

Finalmente, el experimento mostrado en la Fig. A.9 es el más importante de todos, ya que aquí se reemplaza el ajuste manual de la conductancia por un algoritmo MPPT.

En la parte superior de esta figura, se muestra un perfil de viento aleatorio. Posteriormente, en la parte central se muestra la potencia extraída, y finalmente en la parte inferior se ilustra el coeficiente de potencia. Se observa que el coeficiente de potencia siempre se encuentra alrededor del punto máximo, con excepción de los valores asociados a los puntos afectados por el transitorio de par del generador. Finalmente, este último experimento demuestra el correcto comportamiento del algoritmo MPPT obteniendo resultados óptimos, permitiendo la realización de experimentos repetibles por la extracción de la máxima potencia.

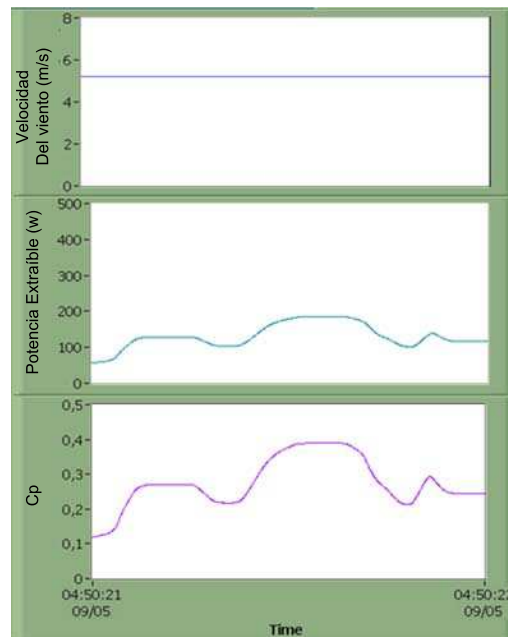


Fig. A.8: Experimento para velocidad de viento constante y conductancia variable

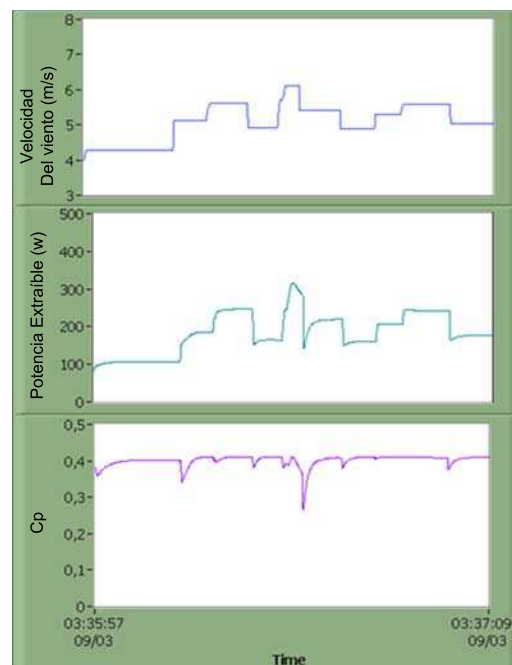


Fig. A.9: Experimento para velocidad de viento constante y conductancia variable

Bibliografía

- [Albea et al., 2011] Albea, C., Gordillo, F., and de Wit, C. C. (2011). Adaptive control design for a boost inverter. *Control Engineering Practice*, 19(1):32 – 44.
- [Ansari et al., 2011] Ansari, R., Feyzi, M., Akbari Hamed, K., Sadati, N., Yasaei, Y., and Ouni, S. (2011). Input-output linearisation of a fourth-order input-affine system describing the evolution of a three-phase/switch/level (vienna) rectifier. *IET Power Electronics*, 4(8):867–883.
- [Backman and Rojas, 2002] Backman, N. and Rojas, R. (2002). Modern circuit topology enables compact power factor corrected three-phase rectifier module. *24th Annual International Telecommunications Energy Conference, 2002. INTELEC.*, pages 107–114.
- [Barbosa et al., 2000] Barbosa, P., Canales, F., and Lee, F. (2000). A front-end distributed power system for high-power applications. *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the IEEE*, 4:2546–2551.
- [Blaabjerg et al., 2012] Blaabjerg, F., Liserre, M., and Ma, K. (2012). Power electronics converters for wind turbine systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(2):708–719.
- [Caceres and Barbi, 1995] Caceres, R. and Barbi, I. (1995). A boost dc-ac converter: operation, analysis, control and experimentation. *IEEE 21st International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995.*, 1:546–551.
- [Calvente C., 2001] Calvente C., F. J. (2001). *Control en modo deslizante aplicado a sistemas de acondicionamiento de potencia de satélites*. PhD thesis, Universidad Politécnic de Catalunya.

- [Carrasco et al., 2006] Carrasco, J., Franquelo, L., Bialasiewicz, J., Galvan, E., Guisado, R., Prats, M., Leon, J., and Moreno-Alfonso, N. (2006). Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4):1002–1016.
- [Chen et al., 2009] Chen, Z., Guerrero, J., and Blaabjerg, F. (2009). A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(8):1859–1875.
- [Cid-Pastor et al., 2009] Cid-Pastor, A., Martinez-Salamero, L., Alonso, C., El Aroudi, A., and Valderrama-Blavi, H. (2009). Power distribution based on gyrators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(12):2907–2909.
- [Cid-Pastor et al., 2005] Cid-Pastor, A., Martinez-Salamero, L., Alonso, C., Estibals, B., Alzieu, J., Schweitz, G., and Shmilovitz, D. (2005). Analysis and design of power gyrators in sliding-mode operation. *IEE Proceedings Electric Power Applications*, 152(4):821–826.
- [Cid-Pastor et al., 2007] Cid-Pastor, A., Martinez-Salamero, L., Alonso, C., Leyva, R., and Singer, S. (2007). Paralleling dc-dc switching converters by means of power gyrators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(6):2444–2453.
- [Cid-Pastor et al., 2013] Cid-Pastor, A., Martinez-Salamero, L., El Aroudi, A., Giral, R., Calvente, J., and Leyva (2013). Synthesis of loss-free resistors based on sliding-mode control and its applications in power processing. *Control Engineering Practice*, 21(5):689–699.
- [Cid-Pastor et al., 2011] Cid-Pastor, A., Martinez-Salamero, L., Leyva, R., Calvente, J., and Giral, R. (2011). Design of photovoltaic-based current sources for maximum power transfer by means of power gyrators. *IET Power Electronics*, 4(6):674–682.
- [Consult, 2012] Consult, B. (2012). BTM Website. <http://www.btm.dk/>.
- [Cortes et al., 2009] Cortes, D., Vazquez, N., and Alvarez-Gallegos, J. (2009). Dynamical sliding-mode control of the boost inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(9):3467–3476.
- [Cuk, 1981] Cuk, Slobodan M. (Huntington Beach, C. (1981). Dc-to-dc switching converter with zero input and output current ripple and integrated magnetics circuits.

- [Dalessandro et al., 2008] Dalessandro, L., Round, S., Drofenik, U., and Kolar, J. (2008). Discontinuous space-vector modulation for three-level pwm rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(2):530–542.
- [Flores-Bahamonde, 2013] Flores-Bahamonde, F.; Valderrama-Blavi, H. M.-S. L. M.-A. J. G. G. (2013). Control of a three-phase ac/dc vienna converter based on the sliding mode loss-free resistor approach. *IET Power Electronics*, pages 1–10.
- [Gadelovitz, 2012] Gadelovitz, S. y Kuperman, A. (2012). Modeling and classical control of unidirectional vienna rectifiers. *Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ)*, pages 1–4.
- [GWEC,] GWEC. Global wind energy council, global installed wind power capacity in 2012 - regional distribution.
- [Hao and Aliprantis, 2011] Hao, C. and Aliprantis, D. (2011). Analysis of squirrel-cage induction generator with vienna rectifier for wind energy conversion system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(3):967–975.
- [Hau, 2005] Hau, E. (2005). *Fundamentals, Technologies, Application*. Berlin, Springer.
- [Heier, 1998] Heier, S. (1998). *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. Wiley.
- [Heldwein et al., 1999] Heldwein, M., de Souza, A., and Barbi, I. (1999). A simple control strategy applied to three-phase rectifier units for telecommunication applications using single-phase rectifier modules. *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 99.*, 2:795–800.
- [IEEE, 1993] IEEE (1993). IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems.
- [Inieco, 2011] Inieco, E. (2011). *Desarrollo de proyectos de instalaciones de energía mini-eólica aislada*. Editorial Vértice.
- [Jou et al., 2005] Jou, H.-L., Wu, J.-C., Chang, Y.-J., and Feng, Y.-T. (2005). A novel active power filter for harmonic suppression. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 20(2):1507–1513.
- [Kjaer et al., 2005] Kjaer, S., Pedersen, J., and Blaabjerg, F. (2005). A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5):1292–1306.

- [Kolar et al., 1996] Kolar, J., Ertl, H., and Zach, F. C. (1996). Design and experimental investigation of a three-phase high power density high efficiency unity power factor pwm (vienna) rectifier employing a novel integrated power semiconductor module. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996.*, 2:514–523.
- [Kolar and Friedli, 2013] Kolar, J. and Friedli, T. (2013). The essence of three-phase pfc rectifier systems-part i. *IEEE Transactions on Power Electronics*., 28(1):176–198.
- [Kolar and Zach, 1997] Kolar, J. and Zach, F. C. (1997). A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*., 44(4):456–467.
- [Korelic, 2013] Korelic, J. (2013). Predictive variable-structure system control of unity power factor rectifiers. *IET Power Electronics*., 6(8):1608–1617.
- [Lai et al., 2009] Lai, R., Wang, F., Burgos, R., Boroyevich, D., Jiang, D., and Zhang, D. (2009). Average modeling and control design for vienna-type rectifiers considering the dc-link voltage balance. *IEEE Transactions on Power Electronics*., 24(11):2509–2522.
- [Lee et al., 2001] Lee, F., Barbosa, P., Xu, P., Zhang, J., Yang, B., and Canales, F. (2001). Topologies and design considerations for distributed power system applications. *Proceedings of the IEEE*, 89(6):939–950.
- [Li and Liaw, 2004] Li, S. and Liaw, C. M. (2004). Development of three-phase switch-mode rectifier using single-phase modules. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*., 40(1):70–79.
- [Liserre et al., 2011] Liserre, M., Cardenas, R., Molinas, M., and Rodriguez, J. (2011). Overview of multi-mw wind turbines and wind parks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*., 58(4):1081–1095.
- [Lu and Chang-Chien, 2010] Lu, H.-C. and Chang-Chien, L.-R. (2010). Use of wind turbine emulator for the wecs development. *International Power Electronics Conference (IPEC), 2010*, pages 3188–3195.
- [Lubozni, 2003] Lubozni, Z. (2003). *Wind Turbine Operation in Electric Power Systems*. Berlin, Springer.

- [Luo, 2005] Luo, S. (2005). A review of distributed power systems part i: Dc distributed power system. *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, 20(8):5–16.
- [Martinez-Salamero, 2009] Martinez-Salamero, L. (2009). Synthesis of canonical elements for power processing. *6th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, SSD '09.*, pages 1–6.
- [Martinez-Salamero et al., 2009] Martinez-Salamero, L., Cid-Pastor, A., El Aroudi, A., Giral, R., and Calvente (2009). Modelado y control de convertidores conmutados continua-continua: Una perspectiva tutorial. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial {RIAI}*, 6(4):5 – 20.
- [Martinez-Salamero et al., 2010] Martinez-Salamero, L., Cid-Pastor, A., Giral, R., Calvente, J., and Utkin, V. (2010). Why is sliding mode control methodology needed for power converters? *14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010*, pages S9–25–S9–31.
- [Martinez-Salamero et al., 2013] Martinez-Salamero, L., Garcia, G., Orellana, M., Lahore, C., Estibals, B., Alonso, C., and Carrejo, C. (2013). Analysis and design of a sliding-mode strategy for start-up control and voltage regulation in a buck converter. *IET Power Electronics*, 6(1):52–59.
- [Martinez-Salamero et al., 2005] Martinez-Salamero, L., Valderrama-Blavi, H., Giral, R., Alonso, C., Estibals, B., and Cid-Pastor, A. (2005). Self-oscillating dc-to-dc switching converters with transformer characteristics. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 41(2):710–716.
- [Maswood and Liu, 2007] Maswood, A. and Liu, F. (2007). A unity-power-factor converter using the synchronous-reference-frame-based hysteresis current control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(2):593–599.
- [McLyman, 2007] McLyman, C. W. T. (2007). *Transformer and inductor design handbook*.
- [Mendez Prince, 2013] Mendez Prince, S. (2013). *Diseño, Caracterización y Control De Una Máquina De Reluctancia Conmutada Trabajando En Autoexcitación Y Generando A Velocidad Variable*. PhD thesis, Universidad de Zaragoza.

- [Milanovic et al., 1992] Milanovic, M., Mihalic, F., Jezernik, K., and Milutinovic, U. (1992). Single phase unity power factor correction circuits with coupled inductance. *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record.,* 2:1077–1082.
- [Monroy and Alvarez-Icaza, 2006] Monroy, A. and Alvarez-Icaza, I. (2006). Real-time identification of wind turbine rotor power coefficient. *45th IEEE Conference on Decision and Control, 2006*, pages 3690–3695.
- [Nagao and Harada, 1997] Nagao, M. and Harada, K. (1997). Power flow of photovoltaic system using buck-boost pwm power inverter. *International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Proceedings., 1997*, 1:144–149.
- [Peng, 2004] Peng, F. (2004). Editorial special issue on distributed power generation. *IEEE Transactions on Power Electronics.,* 19(5):1157–1158.
- [Prasad et al., 1989] Prasad, A., Ziogas, P., and Manias, S. (1989). An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers. *20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record.,* 1:58–66.
- [Rajaei et al., 2013] Rajaei, A., Mohamadian, M., and Yazdian Varjani, A. (2013). Vienna-rectifier-based direct torque control of pmsg for wind energy application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics.,* 60(7):2919–2929.
- [Rajaei et al., 2011] Rajaei, A. H., Mohamadian, M., Dehghan, S. M., and Yazdian, A. (2011). Pmsg-based variable speed wind energy conversion system using vienna rectifier. *European Transactions on Electrical Power,* 21(1):954–972.
- [Robbins, 1995] Robbins, N. M. T. M. U. W. P. (1995). *Power electronics : converters, applications, and design.* New York , Wiley, cop.
- [Robert W. Erickson, 2001] Robert W. Erickson, D. M. (2001). *Fundamentals of Power Electronics.* USA, Kluwer Academic Publishers.
- [Rossetto et al., 1993] Rossetto, L., Spiazzi, G., Tenti, P., Fabiano, B., and Licitra, C. (1993). Fast-response high-quality rectifier with sliding-mode control. *Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '93. Conference Proceedings 1993.,* pages 175–181.

- [Sable et al., 1990] Sable, D., Cho, B., and Ridley, R. (1990). Elimination of the positive zero in fixed frequency boost and flyback converters. In *Fifth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '90, Conference Proceedings 1990.*, pages 205–211.
- [Sanchis et al., 2005] Sanchis, P., Ursaea, A., Gubia, E., and Marroyo, L. (2005). Boost dc-ac inverter: a new control strategy. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(2):343–353.
- [Sanchis-Kilders et al., 2006] Sanchis-Kilders, E., Ferreres, A., Maset, E., Ejea, J., Esteve, V., Jordan, J., Calvente, J., and Garrigos, A. (2006). Bidirectional high-power high-efficiency non-isolated step-up dc-dc converter. *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06.*, pages 1–7.
- [Sebastian et al., 1994] Sebastian, J., Jaureguizar, M., and Uceda, J. (1994). An overview of power factor correction in single-phase off-line power supply systems. *20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. IECON'94.*, 3:1688–1693.
- [Shtessel et al., 2008] Shtessel, Y., Baev, S., and Biglari, H. (2008). Unity power factor control in three-phase ac/dc boost converter using sliding modes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(11):3874–3882.
- [Singer, 1989] Singer, S. (1989). The application of 'loss-free resistors' in power processing circuits. *20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record.*, 2:843–846.
- [Singer, 1990] Singer, S. (1990). Realization of loss-free resistive elements. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 37(1):54–60.
- [Singer and Erickson, 1992] Singer, S. and Erickson, R. (1992). Canonical modeling of power processing circuits based on the popi concept. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(1):37–43.
- [Singh et al., 2000] Singh, B., Jain, P., and Joos, G. (2000). Three-phase ac/dc regulated power supplies: a comparative evaluation of different topologies. *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2000.*, 1:513–518.

- [Singh et al., 2004] Singh, B., Singh, B., Chandra, A., Al-Haddad, K., Pandey, A., and Kot-hari, D. (2004). A review of three-phase improved power quality ac-dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(3):641–660.
- [Sira-Ramirez, 1987] Sira-Ramirez, H. (1987). Sliding motions in bilinear switched net-works. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 34(8):919–933.
- [Spiazzi and Lee, 1997] Spiazzi, G. and Lee, F. (1997). Implementation of single-phase boost power-factor-correction circuits in three-phase applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(3):365–371.
- [Teodorescu et al., 2011] Teodorescu, R., Liserre, M., and Rodríguez, P. (2011). *Grid Con-verters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley.
- [Utkin, 1978] Utkin, V. (1978). Sliding modes and their applications in variable structure systems. *Moscow, U.S.S.R : Mir*.
- [Utkin, 1993] Utkin, V. (1993). Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1):23–36.
- [Utkin et al., 2009] Utkin, V., Gulder, J., and Shi, J. (2009). *Sliding Mode Control in Electro-mechanical Systems*. Taylor and Francis Group.
- [Valderrama-Blavi et al., 2013] Valderrama-Blavi, H., Bosque, J., Guinjoan, F., Marroyo, L., and Martinez-Salamero, L. (2013). Power adaptor device for domestic dc micro-grids based on commercial mppt inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(3):1191–1203.
- [Vazquez et al., 1999] Vazquez, N., Almazan, J., Alvarez, J., Aguilar, C., and Arau, J. (1999). Analysis and experimental study of the buck, boost and buck-boost inverters. *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99.*, 2:801–806.
- [Wang et al., 2007] Wang, B., Venkataramanan, G., and Bendre, A. (2007). Unity power factor control for three-phase three-level rectifiers without current sensors. *IEEE Tran-sactions on Industry Applications*, 43(5):1341–1348.
- [Wei et al., 2011] Wei, Z., Lu, D.-C., and Agelidis, V. (2011). Current control of grid-connected boost inverter with zero steady-state error. *IEEE Transactions on Power Elec-tronics*, 26(10):2825–2834.

-
- [Xia et al., 2011] Xia, Y., Fletcher, J., Finney, S., Ahmed, K., and Williams, B. (2011). Torque ripple analysis and reduction for wind energy conversion systems using uncontrolled rectifier and boost converter. *IET Renewable Power Generation*, 5(5):377–386.
- [Xue et al., 2004] Xue, Y., Chang, L., Kjaer, S. B., Bordonau, J., and Shimizu, T. (2004). Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5):1305–1314.
- [Zhang et al., 2010] Zhang, S., Li, D., and Wang, X. (2010). Control techniques for active power filters. In *International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010*, pages 3493–3498.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ESTRUCTURAS ELÉCTRICAS PARA LA INTEGRACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA A LA RED ELÉCTRICA

Freddy Flores Bahamonde

DL: T 547-2014