



INSTITUTO TECNOLÓGICO
de la laguna



DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

**“Análisis Electromagnético de un Generador de
Inducción Doblemente Alimentado Usando
Elementos Finitos”**

POR

Ing. Eloy Carlos Rodríguez.

TESIS

**PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL
GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

DIRECTOR DE TESIS

**DR. MARCO ANTONIO ARJONA LÓPEZ.
DRA. CONCEPCIÓN HERNÁNDEZ FLORES**

ISSN: 0188-9060



RIITEC: 10-TMCIE-2013

Torreón, Coahuila, México,
Agosto 2013

SEP

SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA



Subsecretaría de Educación Superior
División General de Educación Superior Tecnológica
Instituto Tecnológico de la Laguna

"2013, Año de la Lealtad Institucional y Centenario del Ejército Mexicano"

Dependencia: DEPI
Oficina: DEPIJ/165/2013
Asunto: Autorización de impresión
de tesis.

Torreón, Coah., 23 de Agosto, 2013

C. ELOY CARLOS RODRÍGUEZ,
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA.
PRESENTE

Después de haber sometido a revisión su trabajo de tesis titulado:

"Análisis electromagnético de un generador de inducción doblemente alimentado usando elementos finitos"

Habiendo cumplido con todas las indicaciones que el jurado revisor de tesis hizo, se le comunica que se le concede la autorización con número de registro RIITEC: (10)-TMCIE-2013, para que proceda a la impresión del mismo.

ATENTAMENTE

DR. JOSÉ LUIS MEZA MEDINA
Jefe de la División de Estudios
de Posgrado e Investigación

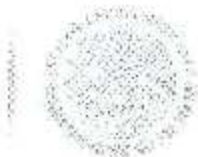


SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA
INSTITUTO TECNOLÓGICO
de la Laguna
División de Estudios de Posgrado
e Investigación



SEP

SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA



Subsecretaría de Educación Superior
Dirección General de Educación Superior Tecnológica
Instituto Tecnológico de la Laguna

"2013, Año de la Lealtad Institucional y Centenario del Ejército Mexicano"

Torreón, Coah., 23/ Agosto /2013

DR. JOSE LUIS MEZA MEDINA
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
PRESENTE

Por medio de la presente, hacemos de su conocimiento que después de haber sometido a revisión el trabajo de tesis titulado:

"Análisis electromagnético de un generador de inducción doblemente alimentado usando elementos finitos"

Desarrollado por el C. **ELOY CARLOS RODRÍGUEZ**, con número de control **M07130898** y habiendo cumplido con todas las correcciones que se le indicaron, estamos de acuerdo que se le conceda la autorización de la fecha de examen de grado para que proceda a la impresión de la misma.

ATENTAMENTE

DR. MARCO A. ARJONA LÓPEZ
Asesor/Director

DRA. CONCEPCIÓN HERNÁNDEZ FLORES
Coasesor/Codirector

DR. VÍCTOR M. CABRERA MORELOS
Comité Tutorial

M.C. RICARDO VARGAS SALAS
Comité Tutorial



Agradecimientos

Primera mente quiero agradecer a dios por brindarme la vida de estar con mi familia.

A mi padre Arturo Carlos Monsiváis y a mi madre María Teresa Rodríguez Ordaz, que con su amor y trabajo me mantuvieron siempre a su lado y me hicieron de una persona honesta y trabajadora.

Quiero agradecerte a ti, el gran amor de mi vida Ana Cecilia Galarza Ayala por tu paciencia y tu apoyo que me has brindado. Gracias por aguantarme estos 2 años Te Amo.

A mi niño Héctor Emiliano que siempre estaré contigo te amo.

A mis hermanos que siempre han sido un pilar y me han brindado su amor.

Agradezco a mis asesores de tesis, al Dr. Marco Antonio Arjona López y Dra. Concepción Hernández Flores, por su apoyo invaluable, por su paciencia y motivación recibidas incondicionalmente durante esta tesis,

A todos mis amigos: Mauricio, Adolfo, Ovando, Heriberto, Javier, Cristian y todos aquellos que fueron un gran apoyo incondicional durante estos dos años, los recordare siempre.

Agradezco al CONACYT por su apoyo económico durante la realización de mis estudios de posgrado.

Y a todas aquellas personas que se encuentran a mi lado.

Resumen

En esta tesis, se presenta un análisis electromagnético de elementos finitos para un generador de inducción de rotor devanado de 2.2KW (WRIG). Para el modelo electromagnético del WRIG se utiliza el software de elementos finitos Cedrat FLUX 2D y Slim. También se presentan dos esquemas de control que son comúnmente encontrados en el WRIG, uno del lado del rotor y otro del lado de la red. El primero tiene la característica de controlar la potencia activa y reactiva del circuito del estator a cualquier velocidad, mientras que el segundo se encarga de mantener constante el voltaje del capacitor además de mantener el control del FP de la red. También se presentan las principales técnicas de modulación para los sistemas de control, dando prioridad a la técnica SV-PWM que es una de las técnicas más utilizadas en los sistemas eólicos.

Abstract

In this thesis, a finite element electromagnetic analysis for a wound rotor induction generator of 2.2KW (WRIG) is presented. Cedrat Flux 2D and Slim finite element software are used for the electromagnetic model of WRIG. Two control schemes usually found in the WRIG are also presented, one of them from the rotor side and the other one from the grid side. The first control has the characteristic of controlling the active and reactive power of the stator circuit at any speed, whereas the second control is responsible for maintaining constant the voltage of the capacitor, besides maintaining the control of the FP in the grid. The main modulation techniques for control systems are also presented, giving priority to the SV-PWM, which is one of the techniques mostly used in wind systems.

Contenido

Resumen

1. Introducción

1.1 Introducción.....	1
1.2 Objetivo de la tesis	3
1.3 Justificación.....	3
1.4 Contenido de la tesis	4

2. Conversión de la Energía Eólica

2.1. Introducción.....	5
2.2. Sistemas de conversión de energía eólica.....	6
2.2.1 Potencia extraída del viento.....	6
2.2.2 Control de la potencia en las turbinas eólicas.....	8
2.2.3 Mecanismo de control de ángulo de ataque (Pitch).....	8
2.2.4 Regulación dinámica pasiva.....	9
2.3. Principales componentes de una turbina eólica.....	10
2.3.1 Turbinas.....	11
2.3.2. Caja de engranajes.....	11
2.3.3 Generador eléctrico.....	12
2.3.4 Torre.....	13
2.4 Configuración de las turbinas.....	13
2.4.1 Turbinas de eje horizontal.....	13
2.4.2 Turbinas de eje vertical.....	14
2.5 Control del punto máximo de potencia en las turbinas.....	15
2.5.1 Control de MPPT con medición de potencia mecánica.....	17
2.5.2 Control de MPPT con la relación de la velocidad mecánica...	18
2.5.3 Control de MPPT con medición de par y velocidad mecánica	19

3.	Convertidores de Potencia en los Sistemas Eólicos	
3.1	Introducción.....	21
3.2.	La técnica sinusoidal PWM.....	23
3.3	Inyección del tercer armónico PWM (THHPWM).....	27
3.4	La técnica vector espacial PWM(SV-PWM).....	29
3.4.1	Principio del SV-PWM.....	30
3.4.2	Calculo del tiempo de permanencia de los interruptores.....	33
3.4.3	El índice de la modulación.....	35
3.4.4.	Secuencia de disparo de los interruptores.....	36
3.4.5	Construcción de un SV-PWM.....	38
4.	Fundamentos de los Generadores de Inducción y su Control	
4.1	Introducción.....	40
4.2	Marcos de referencia.....	41
4.2.1.	Marco de referencia abc/dq	41
4.2.2	Marco de referencia $abc/\alpha\beta$	45
4.3.	Modelado del generador de inducción.....	45
4.3.1	Modelado matemático del generador de inducción en dq	46
4.3.2.	Simulación del generador en Matlab/Simulink.....	51
4.4.	Generador de inducción de rotor devanado.....	53
4.4.1	Velocidades de operación del WRIG.....	53
4.5	Convertidores del WRIG.....	56
4.5.1	Control del WRIG del lado de la red.....	57
4.5.2	Control de lado del rotor.....	59

5	Modelado Electromagnético del Generador de Inducción de Rotor Devanado	
5.1.	Introducción.....	65
5.2.	Resumen de la teoría de los circuitos acoplados.....	65
5.3.	El método de elemento finito	67
5.3.1	Enfoque diferencial.....	68
5.3.2.	Método variacional.....	70
5.3.3.	Mallado de elementos finitos triangulares de primer orden...	71
5.3.4.	Interpolación de elementos finitos.....	73
5.3.5.	Cálculo de la matriz de rigidez.....	75
5.4.	Modelo analítico del WRIG.....	78
5.4.1	Solución electromagnética de un motor de inducción empleando el método de elemento finito	80
5.5	Caso de estudio.....	82
5.6	Resultados obtenidos de elemento finito.....	86
6	Conclusiones	
6.1	Conclusiones.....	97
6.2	Trabajo futuro.....	99
7	Referencias.....	100

Índice de figuras

1.1.	Diagrama de conexión del DFIG.....	2
2.1..	Movimiento del mecanismo de paso de los álabes.....	9
2.2.	Principales partes de una turbina.....	10
2.3.	Turbina de eje horizontal.....	14
2.4.	Turbina de eje vertical.....	15
2.5.	.Comportamiento de la turbina, con variación de velocidad del viento.....	16
2.6.	.Control del máximo punto de potencia con medición de potencia mecánica.....	18
2.7.	Control de MPPT con la relación de la velocidad mecánica.....	19
2.8.	Control de MPPT con medición de par y velocidad mecánica.....	20
3.1.	Convertidores de potencia. (A) Configuración simple, (B) configuración compleja.....	22
3.2.	. Esquema sinusoidal, con operación de los interruptores.....	24
3.3.	Topología de un inversor bifásico.....	25
3.4	Resultado de SPWM.....	26
3.5	Tercer armónico inyectado en la señal senoidal.....	27
3.6	Incremento en la señal del tercer armónico.....	28
3.7	Diagrama del Space Vector.....	29
3.8	Topología de un inversor trifásico de dos niveles.....	30
3.9	Vector de referencia en el primer sector.....	34
3.10	Secuencia de disparos para el primer sector.....	36
3.11	Diagrama de bloques del algoritmo del SV-PWM.....	39
4.1	Diagrama fasorial del vector espacial.....	42
4.2	Transformación de un marco estacionario abc a un marco rotatorio dq	43
4.3	Circuito equivalente en espacio vectorial de un generador de inducción en un marco de referencia arbitrario.....	48
4.4a	Modelo del generador de inducción en el eje d	50
4.4b	Modelo del generador de inducción en el eje q	50

4.5	Diagrama de bloques del modelo del generador de inducción.....	52
4.6	Principales modos de operación del generador de inducción de rotor devanado.....	55
4.7	Esquema de control del lado de la red.....	59
4.8	Esquema de control del rotor.....	63
5.1	Sección transversal del condensador.....	67
5.2	Reducción del campo a estudiar.....	69
5.3	Mallado del dominio en elementos triangulares de primer orden.....	72
5.4	Distribución del potencial del condensador.....	77
5.5	Circuito equivalente tipo T de un motor de inducción.....	78
5.6	Diagrama del caso de estudio.....	82
5.7	Voltaje del lado de la red de 25KV.....	83
5.8	Corrientes del estator.....	84
5.9	Corrientes del rotor impuestas en el modelo de FEM.....	84
5.10	Comportamiento de la potencia activa y reactiva del generador.....	85
5.11	Comportamiento del voltaje en el bus de CD.....	86
5.12	Distribución del potencial a un tiempo $t=0.001$ seg.....	87
5.13	Distribución de la densidad de la corriente a $t=0.001$ seg.....	88
5.14	Distribución de la densidad de flujo en $t=0.001$ seg.....	89
5.15	Distribución del potencial en $t=0.12$ seg.....	90
5.16	Distribución de la densidad de corriente en $t=0.12$ seg.....	91
5.17	Densidad de flujo en $t=0.12$ seg.....	91
5.18	Distribución del potencial en $t=0.18$ seg.....	92
5.19	Distribución de la densidad de corriente a $t=0.18$ seg.....	93
5.20	Densidad de flujo en $t=0.18$ seg.....	93
5.21	Potencial magnético a $t=0.35$ seg.....	94
5.22	Densidad de corriente a $t=0.35$ seg.....	95
5.23	Densidad de flujo a $t=0.35$ seg.....	96

Índice de tablas

3.1	Estados de los interruptores.....	32
3.2	Secuencia de conmutación del SVPWM.....	37
5.1.	Mallado del dominio en elementos triangulares de primer orden.....	72
5.2	Conectividad relativa, permitividad y densidad de las cargas de los elementos.....	73

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

En los últimos años, el avance de los sistemas eólicos alrededor del mundo ha sido considerable. Por ejemplo, en el año 2012 los parques eólicos añadieron 44.7 GW de energía eléctrica en todo el mundo, la cual se ha convertido en la mayor adición de capacidad eólica en la historia, según el consejo mundial de energía eólica [1]. A finales del 2012, Estados Unidos añadió 13.2 GW, quedando China en el segundo lugar, añadiendo 13.1 GW. En la actualidad, se generan 282.5 GW debido a energía eólica en todo el mundo. La Unión Europea representa actualmente el 37.5% de ese total (con Alemania a la cabeza con 31GW), seguido por China (75.5 GW) y los EE.UU (60GW), según el consejo mundial de energía eólica. En el periodo reciente, México también se ha interesado en aportar energía eléctrica a partir de parques eólicos; el total de capacidad instalada a finales del 2012 fue tan sólo de 1.348 MW.

Actualmente en los sistemas de conversión de energía eólica existen dos tipos de turbinas eólicas empleadas. Las cuales son:

- Turbinas eólicas de velocidad fija
- Turbinas eólicas de velocidad variable

Las turbinas eólicas de velocidad fija están equipadas principalmente con generadores de inducción de jaula de ardilla, que son conocidos en publicaciones como generadores auto-excitados [2]. Este tipo de generadores trabaja dentro de un rango limitado de velocidad ya que por ser auto-excitados deben de operar arriba de su velocidad de sincronismo. Este tipo de inconveniente hace que las turbinas de velocidad fija sean poco empleadas en los sistemas eólicos.

La mayoría de los parques eólicos actualmente son de turbinas de velocidad variable, las que están equipadas con generadores de inducción de rotor devanado o conocidos también como generadores de inducción doblemente alimentados (DFIG por sus siglas en inglés). Este tipo de generador se encuentra acoplado a la red a través de un transformador, mientras que el circuito del rotor es acoplado a la red a través de un convertidor de frecuencia, como el que se aprecia en la Fig. 1.1.

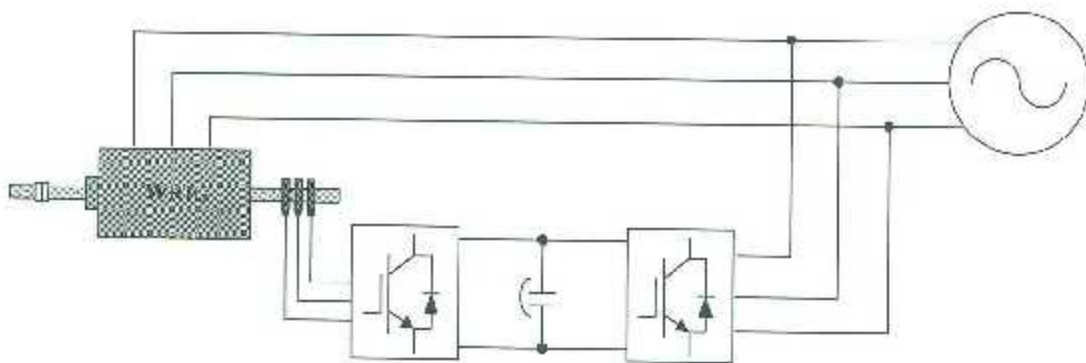


Figura 1.1. Diagrama de conexión del DFIG

La principal ventaja de usar un DFIG en las turbinas de velocidad variable, es la capacidad de suministrar voltaje y frecuencia constante a la red cuando la velocidad del rotor se encuentra variando [3]. Muchas publicaciones señalan que el DFIG proporciona una ventaja comparada con otros, en la que la potencia activa y reactiva puede ser controlada por separado, teniendo de alguna manera un control total de la máquina [3]-[5].

Para observar el comportamiento dinámico del DFIG, se emplea comúnmente un modelo dinámico del generador de inducción. [6]-[8]. Sin embargo, los modelos analíticos simples de un DFIG son inadecuados en muchos casos, desde cierto punto de vista, ya que no se toman en cuenta la característica geométrica de la máquina, la saturación magnética del material, y las corrientes de Eddy, entre otras características muy particulares a simular. Por lo tanto, la saturación magnética necesita ser tomada en cuenta para obtener mejores resultados, cuando es necesario llevar a cabo una simulación transitoria precisa con el fin de comprender el impacto de los sistemas eólicos en las redes eléctricas.

1.2. Objetivo de la tesis

El objetivo de la tesis es comprender el impacto de los sistemas eólicos en las redes eléctricas y el comportamiento del generador de inducción doblemente alimentado en los parques eólicos. Se desarrolla un modelo electromagnético usando el método de elementos finitos con la ayuda del software Flux 2D, y se acopla al modelo del convertidor back-to-back usando el ambiente de simulación Simulink. El modelo desarrollado se emplea para analizar el comportamiento del generador de inducción en la red eléctrica.

1.3. Justificación

Debido al incremento en el número de sistemas de turbinas de velocidad variable empleando DFIG conectados a la red eléctrica, nuevos estudios de red han sido implementados para observar cómo estos sistemas apoyan a la red durante disturbios de potencia. Por lo tanto, es necesario llevar a cabo simulaciones transitorias precisas con el fin de entender el impacto en la redes eléctricas.

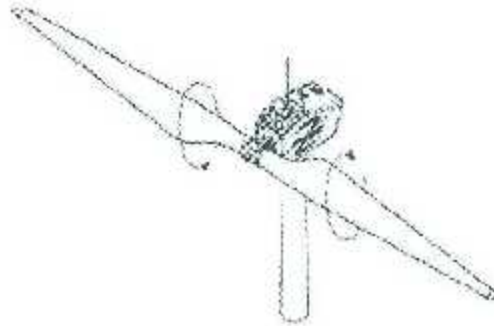


Figura 2.1. Movimiento del mecanismo de paso de los álabes

2.2.4. Regulación dinámica pasiva

De igual manera que el mecanismo de control de ángulo de ataque, los álabes se mantienen a una posición de ataque tal que la potencia capturada sea la máxima. Cuando la velocidad excede la velocidad nominal del álabes, se pueden causar turbulencias en su superficie. Como una consecuencia, la fuerza de elevación que impulsa a la turbina disminuirá y finalmente se disipará, aún con el aumento de la velocidad del viento. A este fenómeno se le conoce como *stall*.

Este efecto beneficia en muchas ocasiones a los sistemas eólicos para limitar la potencia cinética del aire y evitar daños a los álabes. Con el conocimiento de dicho efecto, los diseñadores de turbinas realizan mejoras a los perfiles aerodinámicos, de tal forma que cuando la velocidad del viento rebasa los límites nominales de operación de los álabes, el efecto *stall* es producido. Por esta razón, este tipo de diseños requiere de un complejo diseño aerodinámico [11].

2.3. Principales componentes de una turbina eólica

El proceso de conversión de la energía cinética a eléctrica, requiere de gran variedad de equipos eléctricos y mecánicos. Dichos equipos deben ser operados en diferentes condiciones, debiendo acondicionarse a la tarea principal que se está abordando para la extracción de la máxima potencia disponible por el viento. Los álabes constituyen el motor principal que realiza el primer proceso de conversión. Una vez realizado el primer proceso de conversión de energía cinética a energía de movimiento, el siguiente paso es convertir esa energía, a energía eléctrica. Esta conversión se llevará a cabo por un generador eléctrico, ya sea síncrono o asíncrono. En la Fig. 2.2, se muestran las partes principales de una turbina eólica de eje horizontal. A partir de la energía eléctrica obtenida por el generador, ésta es suministrada por un convertidor electrónico de potencia. El convertidor ajusta los voltajes al valor nominal de operación de la red. El análisis de los convertidores es un tema que se abordará en el siguiente capítulo.

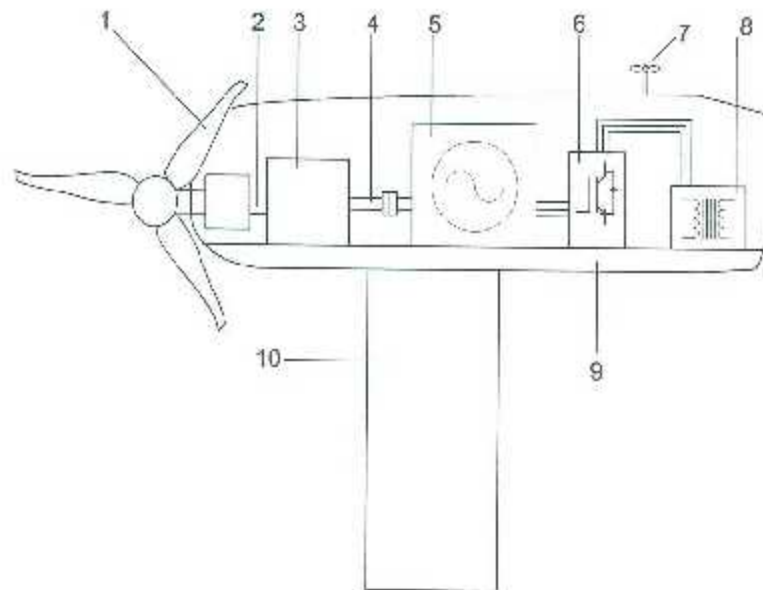


Figura 2.2. Principales partes de una turbina. (1) Álabes, (2) eje de baja velocidad, (3) caja de engranajes, (4) eje de alta velocidad, (5) generador, (6) control y convertidor, (7) anemómetro, (8) transformador, (9) nacela, (10) torre.

2.3.1. Turbinas

Como ya se ha mencionado en los temas anteriores, en el proceso de conversión de la energía, los álabes son los responsables de la transformación de esta energía. Por esta razón, su diseño aerodinámico y de materiales ha evolucionado considerablemente. Hoy en día, los modelos de álabes son creados de materiales que ayudan a disminuir su peso y su costo de fabricación. Además, éstos alcanzan velocidades de diseño que anteriormente no eran capaces de conseguir.

Existe en el mercado un gran número de modelos de álabes para turbinas de gran capacidad, por ejemplo las turbinas de uno o dos álabes. Estas configuraciones, aunque alcanzan grandes velocidades de giro en la flecha del rotor, presentan grandes desventajas, debido a que su centro de gravedad, no es muy estable, por lo que provocan vibraciones mecánicas, esfuerzos mecánicos en los álabes y en la estructura, reduciendo con esto la vida útil de la turbina. Sin embargo, para las configuraciones de álabes de gran potencia en el mercado ya existe una base de diseño establecida, que es la configuración de tres aspas.

2.3.2. Caja de engranajes

Los rangos de operación del eje del rotor de baja velocidad normalmente operan a velocidades entre 6 y 20 rpm. Los generadores eléctricos de alta velocidad, por ejemplo un generador de inducción de 4 polos a 60 Hz opera a 1800 rpm. Debido a esto, es necesario un sistema mecánico que eleve la velocidad de eje principal hasta los valores máximos de operación de los generadores. A este sistema se le conoce como caja de engranajes o elevador. Su principal función es llevar la velocidad de la turbina hasta un valor en el que el generador pueda producir energía eléctrica.

2.3.3. Generador eléctrico

Existen tres configuraciones de generadores empleados en los sistemas eólicos: 1) generadores de inducción de jaula de ardilla, 2) generadores de inducción de rotor devanado, y 3) generadores síncronos de imanes permanentes.

Los generadores de inducción de jaula de ardilla (SCIG por sus siglas en inglés) son comúnmente empleados en los sistemas de velocidad fija. Su estator se conecta directamente a la red o mediante un convertidor de potencia. El costo de su mantenimiento es menor comparado al del generador de rotor devanado. La desventaja principal es que sólo opera a velocidades arriba de la velocidad nominal de diseño.

En los generadores de inducción de rotor devanado (WRIG por sus siglas en inglés), se tiene la característica de operar a diferentes velocidades. Desde $\pm 30\%$ de la velocidad síncrona. Es por ello que son muy empleados en los sistemas de velocidad variable. La característica principal es que se puede tener el control de potencia tanto del estator como del rotor. La desventaja principal que presenta, es el costo de operación y de control.

Los generadores síncronos, como es bien sabido, son usados en las centrales eléctricas, ya sea usando generadores de polos salientes o polos lisos. Sin embargo, en los sistemas eólicos, las dos configuraciones no son muy empleadas, ya que requieren un control óptimo de cd de alimentación en el campo del rotor. Por otro lado, existe el generador síncrono de polos salientes (PMSG por sus siglas en inglés), este tipo de generadores tiene la característica de operar a bajas velocidades y no requiere de inyección de corriente directa. Debido a que tiene incrustados imanes permanentes que proporcionan el flujo necesario para su operación.

2.3.4. Torre

La principal función de la torre es de soportar la nacela, la turbina del rotor y proporcionar la altura necesaria para alcanzar mejores velocidades de viento. La altura de la torre es incrementada a proporción de la capacidad de la turbina y el diámetro de los álabes.

2.4. Configuración de las turbinas

Existen dos configuraciones de turbinas empleadas en los sistemas eólicos, las cuales se caracterizan por su eje de giro: 1) las turbinas de eje horizontal y 2) las turbinas de eje vertical. Cada una de ellas son comúnmente vistas en parques eólicos, ya que su diseño las hace ser una de las mejores configuraciones. A continuación se describirán las principales ventajas y desventajas que se presentan en cada una.

2.4.1. Turbinas de eje horizontal

En las turbinas de eje horizontal, la orientación del eje de giro es paralela a su base. La torre eleva a la nacela, por lo que proporciona espacio a los álabes y una mejor disposición del viento. La nacela debe de tener la capacidad de soportar el peso del generador, la caja de engranajes, el convertidor de potencia, el transformador y así misma. Como ya se ha comentado, la configuración típica de este tipo de turbinas usa solo tres álabes. Sin embargo, configuraciones con uno, dos o más álabes pueden ser vistas en los parques eólicos. En la Fig. 2.3, se presenta una turbina de eje horizontal. [12]

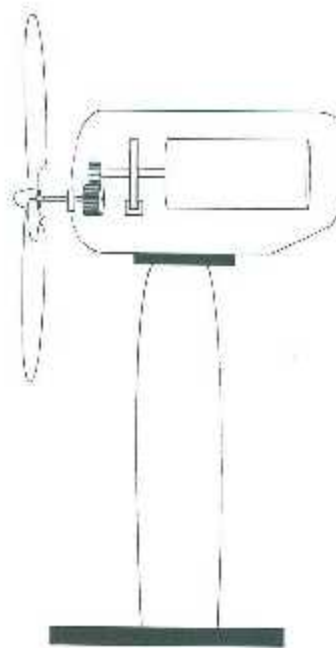


Figura 2.3. Turbina de eje horizontal

2.4.2. Turbinas de eje vertical

En las turbinas de eje vertical, la orientación de giro del eje del rotor es perpendicular a su base. El rotor de la turbina utiliza perfiles aerodinámicos verticalmente curvados. El generador y la caja de engranajes, son montados en su base por lo que éstos quedan debajo de los álabes, como se muestra en la Fig.2.4. Existe una amplia variedad de modelos de turbinas de eje horizontal. En la gran mayoría de este tipo de configuraciones, el eje de la turbina requiere de una guía para evitar posibles vibraciones. Este tipo de turbinas tiene una ventaja en su costo de puesta en servicio, ya que no requiere de un diseño exclusivo de torre. Sin embargo presentan una gran desventaja, debido a que operan a velocidades menores que las del eje horizontal [13]-[15].

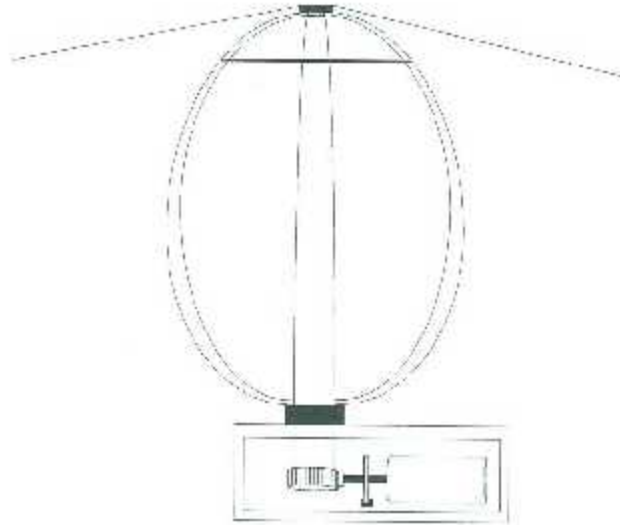


Figura 2.4. Turbina de eje vertical

2.5. Control del punto máximo de potencia en las turbinas

La variación del viento provoca que la salida de potencia y frecuencia del generador, esté cambiando constantemente, por lo que es necesario diseñar un dispositivo electrónico que sea capaz de adaptarse a los requerimientos de la red. Un objetivo primordial debe ser su capacidad de capturar la máxima potencia del viento a diferentes velocidades. Considerando este requisito, el diseño se vuelve muy complejo. En la figura 2.5, se muestra una gráfica del comportamiento típico de una turbina a diferentes velocidades de viento [16].

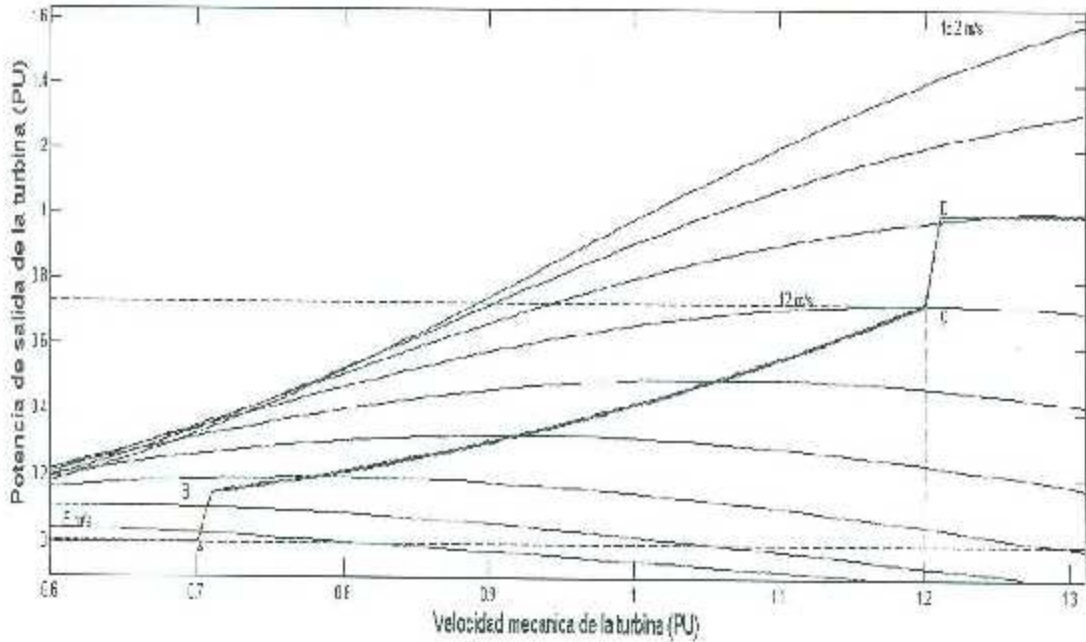


Figura 2.5. Comportamiento de la turbina, con variación de velocidad del viento

Para una cierta velocidad del viento cada curva de potencia tiene un punto máximo de potencia, que es conocido en la literatura como el MPP (por sus siglas en inglés) [17]. Para obtener la máxima potencia disponible por el viento, el ángulo de ataque de los álabes debe ser ajustado de tal forma que se pueda adaptar a todos los puntos máximos de la curva. Dicha trayectoria puede ser encontrada según la siguiente expresión [18].

$$P_{mec} \propto \omega_{mec}^3 \quad (2.7)$$

donde P_{mec} y ω_{mec} son la potencia y velocidad mecánica en por unidad de la turbina, respectivamente. La potencia mecánica capturada por la turbina, puede ser también expresada en términos de par [18].

$$P_{mec} = \tau_{mec} \omega_{mec} \quad (2.8)$$

donde τ_{mec} es el par mecánico en por unidad de la turbina. Sustituyendo (2.8) en (2.7) se tiene la relación de par mecánico y velocidad mecánica.

$$\tau_{mec} \propto \omega_{mec}^2 \quad (2.9)$$

Las relaciones de par, velocidad y potencia pueden ser usadas para diseñar el control que determine la potencia y velocidad óptima de la curva de MPP. En los sistemas fotovoltaicos, existe un control comúnmente usado, el cual tiene la función de monitorear la posición del sol, con la finalidad de posicionarse en un ángulo que le permita siempre extraer la potencia máxima del mismo. A este tipo de control se le conoce como "seguidor del punto máximo de potencia o MPPT (por sus siglas en inglés)". De igual manera, el MPPT es empleado, a partir de la relación potencia contra velocidad de la turbina. Los controles de MPPT que comúnmente se emplean en los sistemas eólicos se presentan a continuación.

2.5.1. Control de MPPT con medición de potencia mecánica

Uno de los métodos del seguidor del punto máximo de potencia está basado en la curva de potencia mecánica contra velocidad del viento. La curva proporciona el punto máximo de potencia mecánica, que puede ser producido por el diseño de la turbina a diferentes velocidades de viento. El control está basado en la medición del viento v_w en tiempo real por un sensor de velocidad. Y la señal de medición es enviada a la curva característica. De acuerdo a la característica de diseño de la turbina, la potencia de referencia obtenida P_{ref} es enviada al control y es comparada con la potencia medida P_{med} . A partir del proceso de comparación, las señales de control son generadas y son enviadas al convertidor de potencia. En la figura 2.6, se representa el diagrama de bloques del control [19].

2.2. Sistemas de conversión de energía eólica

El calentamiento en la superficie de la tierra ha provocado que grandes cantidades de masa de aire se muevan, por lo que los sistemas de conversión de energía eólica convierten la energía cinética del aire en otro tipo de energía, como por ejemplo, el movimiento de un álabes, que a su vez está conectado a un generador eléctrico que realiza el proceso de conversión. A partir de la energía cinética del álabes, el generador eléctrico transforma la energía mecánica a energía eléctrica. Estos sistemas de conversión de energía eólica, cada vez ascienden en forma considerable hacia una prometedora fuente de energía, libre y barata. El proceso de adquisición de la energía, es un tema en el cual nos concierne a todos, ya que a partir del análisis detallado de su comportamiento, es posible observar el impacto que puede causar tanto en el sector industrial como en el medio ambiente.

Hasta hoy en día, gracias a la revolución de la electrónica y a la rápida capacidad de procesamiento de datos, los nuevos sistemas eólicos han alcanzado nuevos objetivos que anteriormente no eran capaces de realizar. Es por ello que estos nuevos sistemas han sido introducidos como nuevas fuentes de energía; por ejemplo, al final del año 2012 la capacidad total global instalada alcanzó casi los 300,000 MW producidos por este tipo de fuentes [1].

2.2.1. Potencia extraída del viento

Todos los dispositivos empleados en los sistemas de conversión de energía eólica (WECS por sus siglas en inglés), tales como turbinas, controles de máximo punto de potencia, inversores y generadores, por nombrar sólo algunos de ellos, juegan un papel importante en el proceso de conversión. La generación de energía eléctrica a partir de las turbinas eólicas depende de la interacción entre el viento y los álabes para transformar la energía cinética del viento en energía mecánica y después a energía eléctrica producida por el movimiento del rotor del generador.

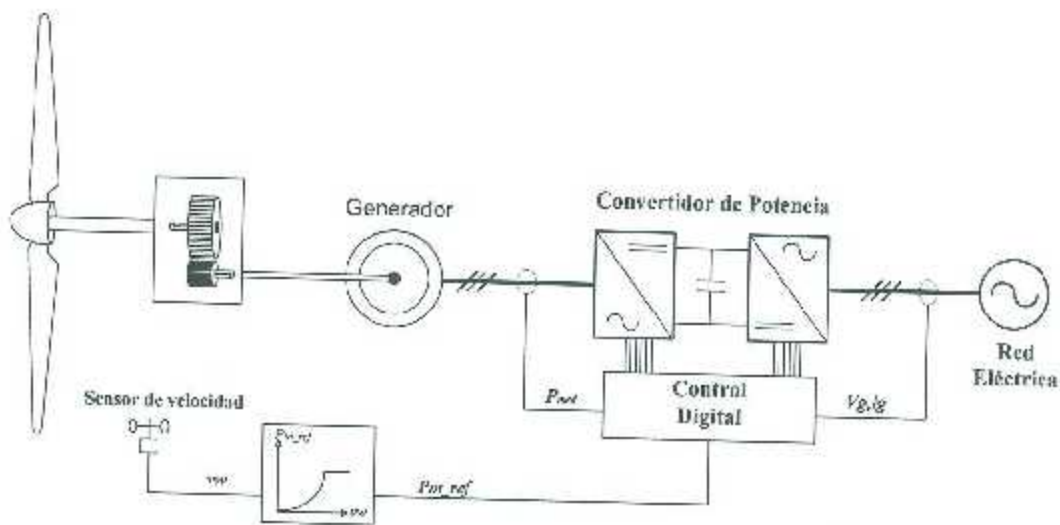


Figura 2.6. Control del máximo punto de potencia con medición de potencia mecánica

2.5.2. Control de MPPT con la relación de la velocidad mecánica

En este método, la operación de la potencia máxima de la turbina es concebida manteniendo la relación de velocidad en su valor óptimo [19]. El diagrama de bloques de este control se muestra en la figura 2.7, donde la medición de la velocidad del viento V_w es utilizada para producir la velocidad mecánica de referencia ω_{mec_ref} de acuerdo a la relación óptima de velocidad λ_{opt} .

La velocidad medida del generador ω_{med} es controlada por el convertidor de potencia y debe ser igual a su velocidad de referencia ω_{mec_ref} en estado estable, hasta que el punto máximo de potencia sea alcanzado.

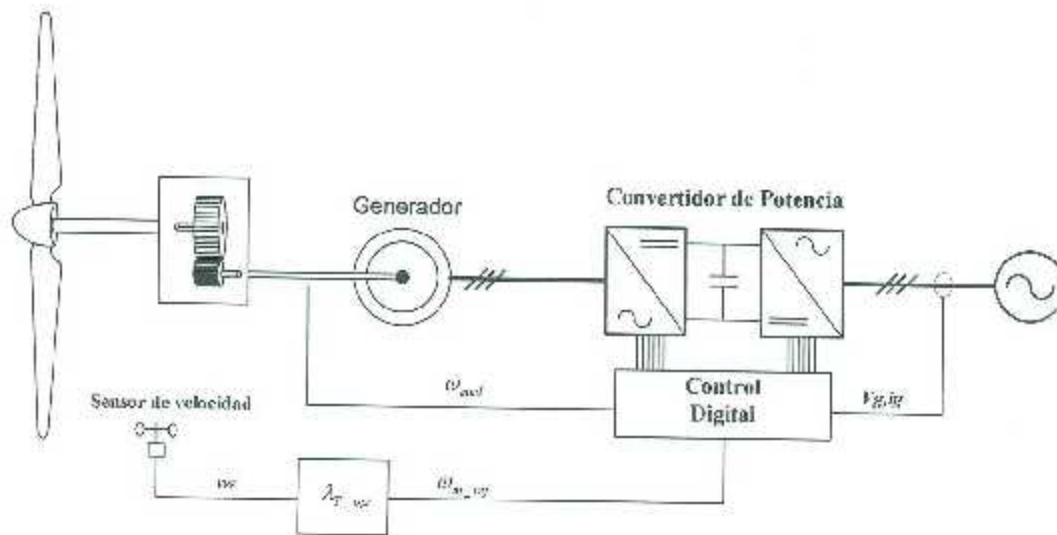


Figura 2.7. Control de MPPT con la relación de la velocidad mecánica

2.5.3. Control de MPPT con medición de par y velocidad mecánica

Otro método para la obtención del punto máximo de potencia, puede ser concebido con el control con par de acuerdo a la ecuación (2.9) [19]. El par mecánico de la turbina τ_M es proporcional al cuadrado de la velocidad mecánica de la misma ω_M . Despreciando las pérdidas en la caja de engranajes, el par y la velocidad en la flecha del generador serán iguales a la de la turbina. En la figura 2.8 se muestra un diagrama de bloques del control de MPPT con par. La velocidad del generador ω_m es medida y es usada para calcular el par mecánico de referencia τ_{mref} . De igual manera, el par mecánico es monitoreado τ_m y es comparado con el de referencia. Cuando los dos pares sean iguales, se dice que el punto máximo de potencia es alcanzado.

Capítulo 3

Convertidores de Potencia en los Sistemas Eólicos

3.1 Introducción

Los convertidores de potencia son dispositivos electrónicos comúnmente empleados en la industria. Además, los convertidores han sido usados en sistemas eólicos, tanto en generadores síncronos como asíncronos [20]. Aunque las funciones de los convertidores son diversas, su objetivo principal es el control de la potencia activa y reactiva en los sistemas de potencia [21]. Existe una amplia variedad de configuraciones de convertidores, que van desde aplicaciones de baja y alta potencia hasta topologías con diseños simples y complejos [22]. Por ejemplo, en la Fig. 3.1 (A), se observa la configuración sencilla de un generador de inducción de jaula de ardilla, donde el voltaje producido por el generador, es rectificado y llevado a cierto valor de CD. El valor establecido, es convertido a CA con la finalidad de ajustarse al voltaje de la red. Sin embargo, en el diseño de la Fig. 3.1 (B), se emplea una configuración robusta en su diseño; el funcionamiento en este tipo de control es el mismo que el anterior pero con la capacidad de obtener un flujo bidireccional.

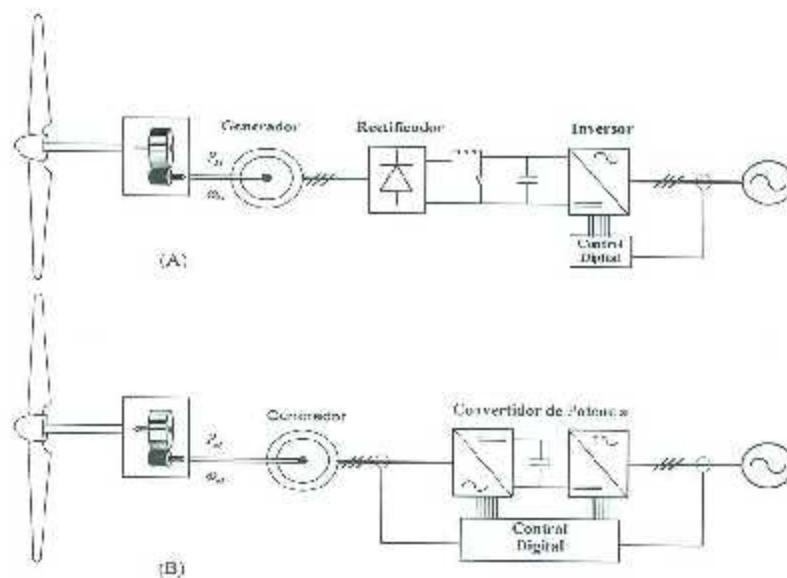


Figura 3.1. Convertidores de potencia. (A) configuración simple, (B) configuración compleja

Antes de que los convertidores fueran utilizados para los sistemas eólicos, diversas técnicas de control con modulación PWM fueron muy utilizadas para aplicaciones de control de motores. Estas técnicas de control son usadas para manipular la frecuencia y voltaje de entrada en los generadores. La primera técnica de modulación por PWM fue propuesta en los 60's, por Kinnich, Heinrick y Bowes [23]. El objetivo principal de los esquemas de PWM, era obtener un voltaje variante con una mínima distorsión armónica.

Otra de las técnicas desarrolladas con PWM es la señal portadora. A esta técnica se le conoce como la sinusoidal PWM (SPWM por sus siglas en inglés). La técnica SPWM está basada en una comparación entre una señal portadora y una señal de modulación sinusoidal. Ésta fue introducida por Schonung and Stemmler en 1964 [24]. El voltaje de utilización a partir de este método, fue tan solo de un 78.5 % del voltaje del bus de CD. El problema de baja utilización del voltaje llevó al desarrollo de otro método. La introducción del tercer armónico en la señal sinusoidal PWM (THIPWM por sus siglas en inglés). En 1975, G.Buja desarrolló una mejora a la técnica SPWM, en la que agregó un tercer armónico en la señal sinusoidal, [25] incrementando el voltaje de utilización de CD hasta un 15.5 %.

Otra técnica desarrollada es el espacio vectorial PWM (SV-PWM). El SVPWM fue introducido a mediados de los 80's, y fue mejorado por Van Der Broeck en 1988 [26] en comparación con la técnica THIPWM. Ambas técnicas tienen resultados similares pero sus métodos de implementación difieren. Con el desarrollo de los microprocesadores, el SVPWM se convirtió en uno de los métodos PWM más satisfactorios. Muchos esquemas de SVPWM fueron desarrollados, pero cada uno de ellos conservó el objetivo primordial, el cual es la reducción de pérdidas de conmutación y del contenido armónico.

La técnica SVPWM puede usar el voltaje de bus de CD más eficiente y genera menos distorsión armónica que la técnica SPWM [27]. La utilidad en la que puede operar el SVPWM es de 90.6% del voltaje de CD, por lo que es aquí donde la comparación entre una técnica y otra difieren. En 1991, Holtz propuso una técnica clásica de sobremodulación basada en SVPWM; se divide el rango de la sobremodulación en dos modos de operación y se incrementa el porcentaje de utilización del voltaje de CD. Holtz propuso esta técnica utilizando cálculos del tiempo de conmutación en la región de sobremodulación del SVPWM. En 1998, Dong-Choon Lee analizó la técnica de Holtz gráficamente y presentó algunas expresiones lineales aproximadas entre el índice de modulación y su propio parámetro auxiliar y discutió el problema de armónicos [28]. Lee observó que esta técnica generaba menos distorsión armónica en la salida de voltaje y de corriente.

3.2. La técnica sinusoidal PWM

El principio del esquema sinusoidal PWM es como se aprecia en la Fig. 3.2. donde V_{ma} y V_{mb} son dos funciones sinusoidales, conocidas como moduladoras. V_{cr} es la señal triangular portadora. La frecuencia fundamental de la salida del voltaje del inversor puede ser controlada por el índice de modulación.

$$m_a = \frac{V_{mp}}{V_{crp}} \quad (3.1)$$

donde V_{mp} y V_{cp} son los valores pico de la forma de onda moduladora y portadora respectivamente. El índice de modulación de la frecuencia es definido como

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_m} \quad (3.2)$$

donde f_{cr} y f_m son la frecuencia de la portadora y de la moduladora, respectivamente.

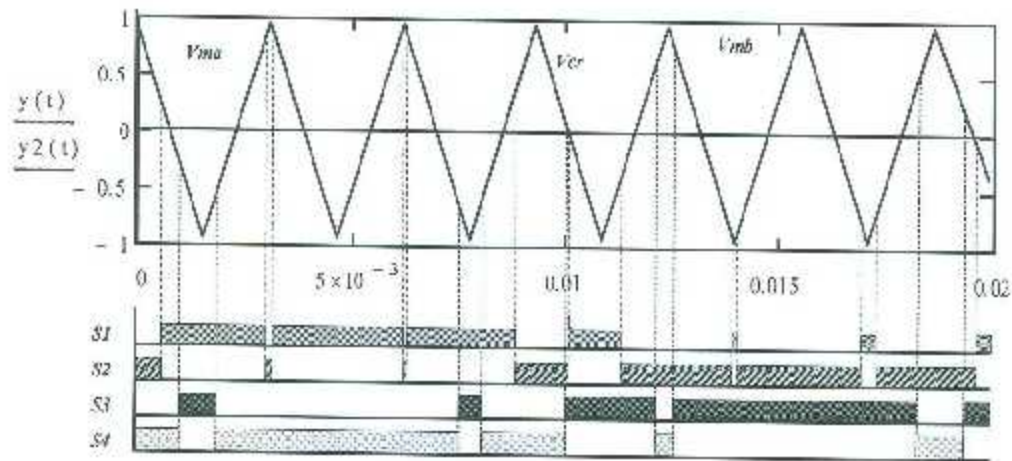


Figura 3.2. Esquema sinusoidal, con operación de los interruptores

La operación de los interruptores para dos ramas de un inversor empleando la técnica PWM (Fig. 3.3), es determinada por la comparación entre la señal moduladora y la señal portadora. Por ejemplo, cuando $v_{ma} > v_{cr}$, el interruptor $S1$ se posicionará en encendido (cerrado) y el interruptor superior $S2$ de la misma pierna del inversor se posicionará en apagado (abierto). El voltaje de salida en terminales del inversor será $v_{a0} = V_{a0}$.

Cuando $v_{ma} < v_{cr}$, $S1$ y $S2$ cambian su estado apagándose y encendiéndose, respectivamente. Por lo tanto, el voltaje en terminales del inversor en la pierna de la fase a será $v_{a0} = 0$.

Debido a que v_{aN} sólo tiene dos niveles 0 y V_{dc} , a esta configuración se le denomina inversor de dos niveles.

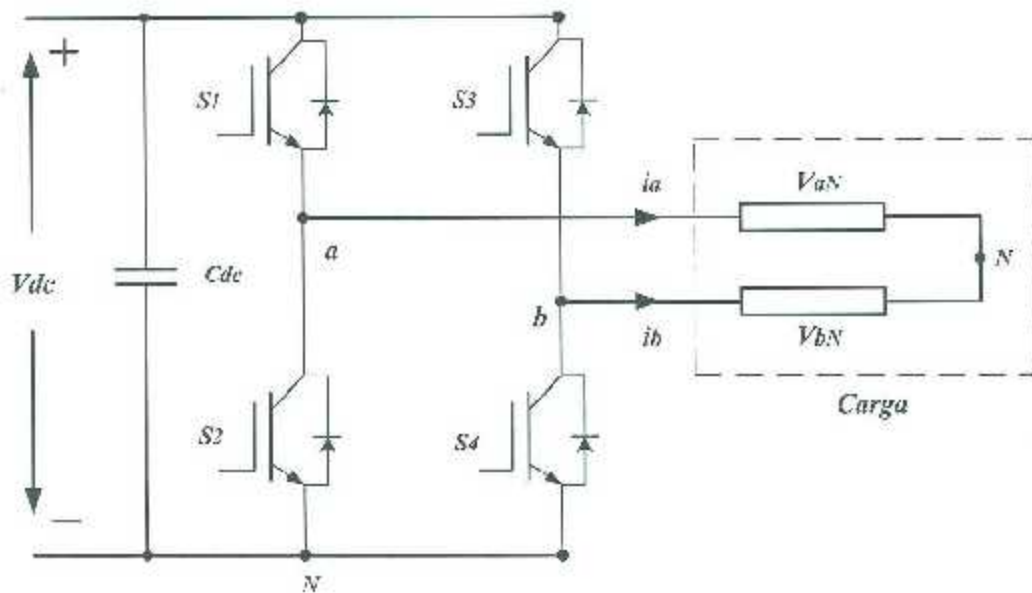


Figura 3.3. Topología de un inversor bifásico

El voltaje de salida del inversor v_{ab} puede ser determinado empleando $v_{ab} = v_{aN} - v_{bN}$. El resultado se aprecia en la Fig. 3.4. Aplicando la serie de Fourier al voltaje modulado, es posible obtener la forma de la onda senoidal del voltaje v_{abf} .

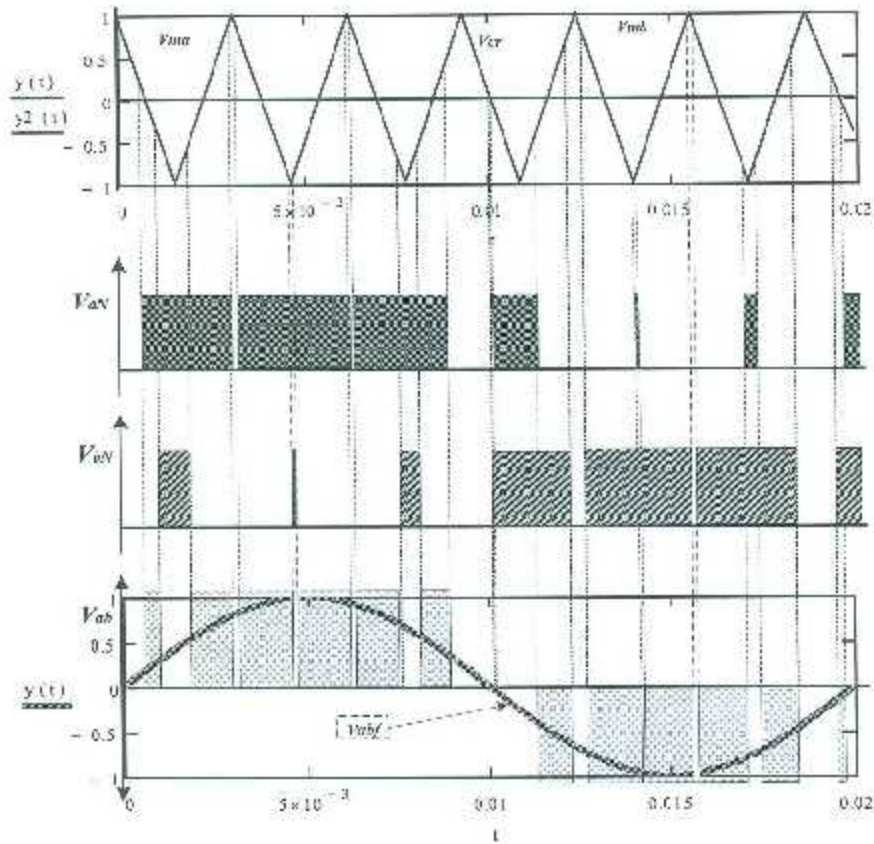


Figura 3.4. Resultado de SPWM

La frecuencia de los interruptores f_{sw} para un PWM, puede ser encontrada a partir de la siguiente expresión

$$f_{sw} = f_{cr} = f_m m_f \quad (3.3)$$

Para ejemplificar el uso de la expresión anterior, se realizará un cálculo de la frecuencia de conmutación. En la Fig. 3.4, se observa que existen siete pulsos por fase, por lo que conociendo que la frecuencia de salida del voltaje es de 50 Hz, es posible calcular la frecuencia de conmutación, a partir de $f_{sw} = 50 * 7 = 350$ Hz. Por lo tanto, se puede obtener la frecuencia de salida o de la señal a partir de la expresión (3.3).

3.3. Inyección del tercer armónico PWM (THIPWM)

La técnica sinusoidal PWM, es el esquema principal para comprender el funcionamiento de un inversor o un rectificador. Sin embargo, debido a su bajo aprovechamiento del voltaje de CD, se desarrolló la inyección del tercer armónico en una señal senoidal. Según las referencias encontradas [29], a la señal senoidal se le suma una componente armónica.

$$y(t) = \sin(\theta) + A\sin(3\theta) \quad (3.4)$$

donde $\theta = \omega t$ y A es un parámetro que debe ser optimizado para mantener la máxima amplitud de $y(t)$. Por lo que el valor máximo de $y(t)$, es encontrado derivando la ecuación (3.4). Según [29], el valor óptimo de A es

$$A = \frac{1}{6} \quad (3.5)$$

En la Fig. 3.5, se muestra la resultante al aplicar el valor óptimo de A en la señal senoidal. Se observa que tiene un decremento en la amplitud de casi un 15 %.

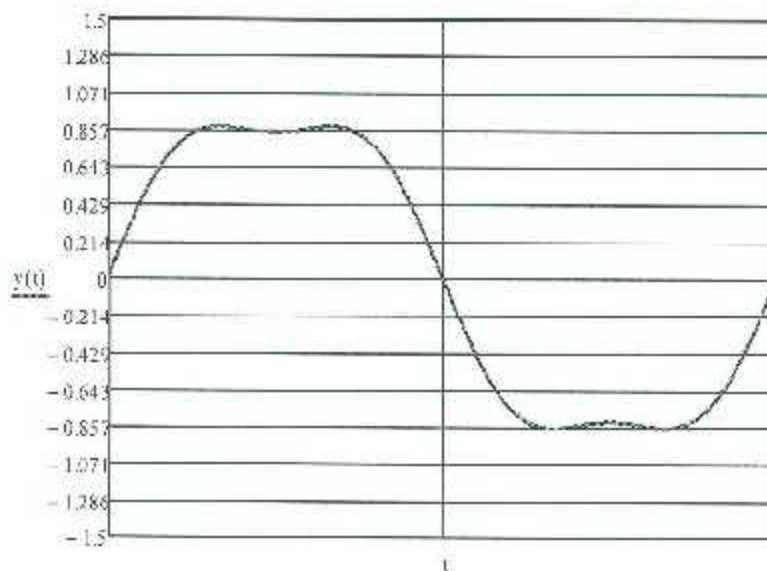


Figura 3.5. Tercer armónico inyectado en la señal senoidal.

Según [29], es posible incrementar la amplitud de la señal. Esto se hace añadiéndole a toda la ecuación un factor k . Según [30], el factor debe de ser

$$k = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (3.6)$$

Multiplicando (3.6) por (3.4), el aumento de la amplitud en la señal del tercer armónico resulta satisfactorio, como se observa en la Fig. 3.6.

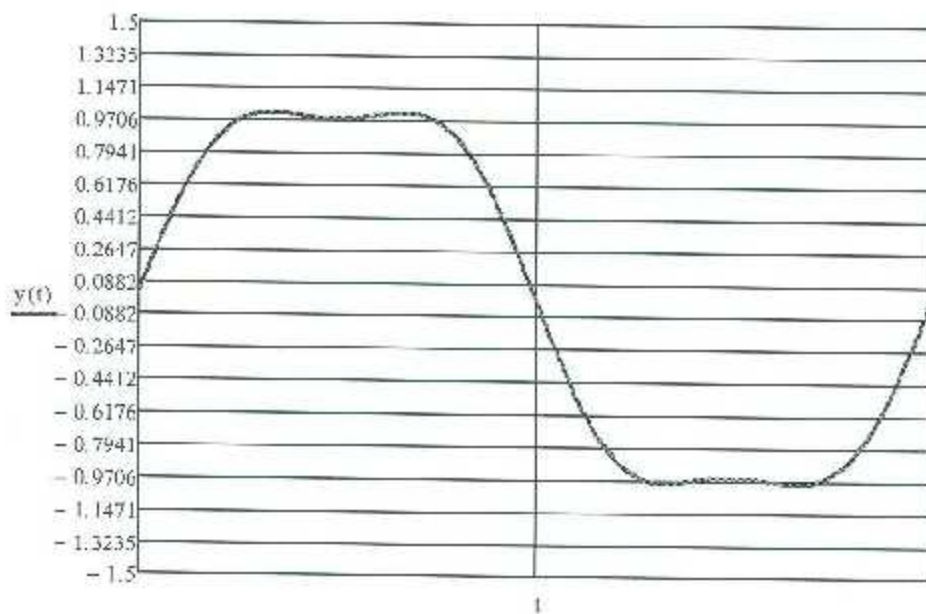


Figura 3.6. Incremento en la señal del tercer armónico

El THPEM es implementado de la misma manera que la técnica SPWM; su señal de referencia es comparada con una señal triangular. Como resultado, se obtendrán los disparos para el convertidor.

3.4. La técnica del Vector Espacial PWM (SV-PWM)

Otro método para incrementar el voltaje de salida es la técnica de space vector PWM (SV-PWM). Comparada con la THIPWM, ésta tiene resultados similares pero sus métodos de implementación son completamente diferentes. En la técnica SVPWM, los ciclos de trabajo se calculan en lugar de ser derivados.

El SVPWM se lleva a cabo por la rotación de un vector de referencia alrededor de un diagrama de estado, que está compuesto por seis vectores diferentes de cero, dando forma a un hexágono. Un círculo se inscribe dentro del mapa de estado, en el que representa a una operación sinusoidal. El área dentro del círculo inscrito es llamada región de modulación lineal. Esto se puede observar en la Fig. 3.7. El área que se encuentra entre la región lineal y el hexágono, es llamada región de modulación no lineal. El modo de operación entre la región lineal y la no lineal, depende del índice de modulación m , en el que refleja indirectamente, la capacidad de utilización del convertidor.

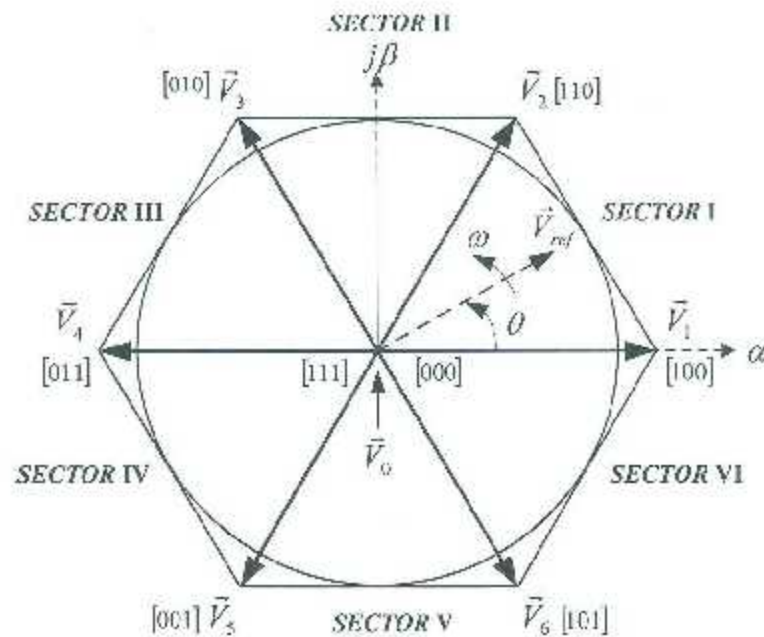


Figura 3.7. Diagrama del Space Vector

3.4.1. Principio del SV-PWM

En la Fig. 3.8 se presenta el diagrama de un inversor trifásico de dos niveles. Los estados de los interruptores, encendido y apagado, pueden ser representados por vectores activos y no activos.

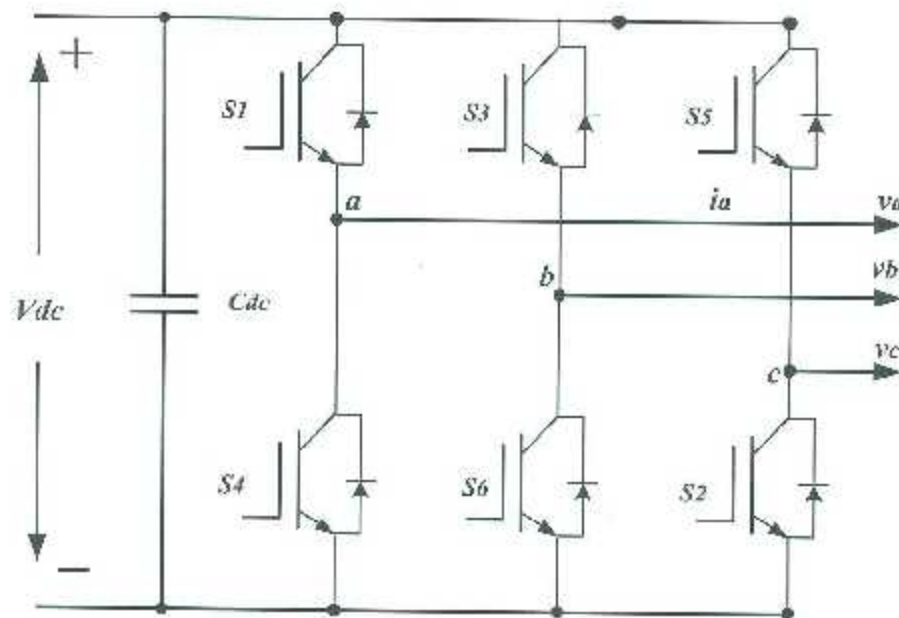


Figura 3.8. Topología de un inversor trifásico de dos niveles

Para relacionar los estados de los interruptores con el inversor de la Fig. 3.8, suponemos que las salidas de los tres voltajes son senoidales, balanceadas por lo que

$$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0 \quad (3.7)$$

donde v_a , v_b y v_c , son los voltajes de fase instantáneos de la salida del inversor. Por lo tanto, es posible transformar las tres variables a dos variables, a través del marco $abc/\alpha\beta$ [31].

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Entonces, un space vector puede ser expresado en dos términos de voltajes de fase α y β .

$$\vec{v}(t) = v_\alpha(t) + jv_\beta(t) \quad (3.9)$$

Sustituyendo (3.8) en (3.9), obtendremos el space vector de la fuente trifásica del inversor.

$$\vec{v}(t) = \frac{2}{3} \left(v_a(t)e^{j0} + v_b(t)e^{j2\pi/3} + v_c(t)e^{j4\pi/3} \right) \quad (3.10)$$

donde $e^{jx} = \cos(x) + j\sin(x)$, y $x = 0, 2\pi/3, 4\pi/3$. Por ejemplo, para el estado de conmutación [100], el voltaje de fase de carga generada será [30].

$$v_a(t) = \frac{2}{3}V_{dc}, v_b(t) = -\frac{1}{3}V_{dc}, v_c(t) = -\frac{1}{3}V_{dc} \quad (3.11)$$

El space vector correspondiente, denotado como [100] o \vec{V}_1 , puede ser obtenido sustituyendo (3.11) en (3.10).

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j0} \quad (3.12)$$

Continuando con el mismo procedimiento, para todos los seis space vectors, se puede obtener la siguiente relación para cada uno de ellos.

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (3.13)$$

donde k , varía de uno en uno hasta seis, para completar todos los sectores de la Fig. 3.7.

En la Fig. 3.7 se observa que el space vector \vec{V}_0 tiene dos estados, el estado [111] y el estado [000]. Estos dos estados son empleados para minimizar la frecuencia de conmutación del inversor. Una relación de cada space vector, desarrollado a partir de la ecuación (3.13), se presenta en la Tabla 3.1.

Cada vector de la Fig. 3.7 se encuentra estacionario. Por lo tanto, para realizar el encendido y el apagado de los interruptores, un vector de referencia se desplaza por cada uno de ellos. La velocidad angular del vector de referencia puede ser calculada con la siguiente ecuación

$$\omega = 2\pi f \quad (3.14)$$

donde f es la frecuencia del voltaje de salida del inversor o entrada para un rectificador. El desplazamiento angular del \vec{V}_{ref} en el eje α , es encontrado a partir de la siguiente expresión

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt \quad (3.15)$$

Por lo tanto, cuando \vec{V}_{ref} pasa por cada sector, uno por uno, diferentes estados de los interruptores serán encendidos y apagados.

3.4.2. Cálculo del tiempo de permanencia de los interruptores

El tiempo de permanencia de los vectores estacionarios representa el ciclo de trabajo durante un tiempo de muestreo T_m . El cálculo de tiempo de permanencia se basa en el principio de volts-segundos [19]. Esto es producido por el voltaje de referencia y el tiempo de muestreo entre un sector.

Asumiendo que el tiempo de muestreo es suficientemente pequeño en cierto sector, podría decirse que el vector de referencia es constante durante el T_m . Por ejemplo, cuando \vec{V}_{ref} cae en el sector I, como se muestra en la Fig. 3.9, el vector de referencia puede ser representado por \vec{V}_1 , \vec{V}_2 y \vec{V}_0 . Por lo tanto, la ecuación de volts segundos para este sector será [19]

$$\begin{cases} \vec{V}_{ref} T_s = \vec{V}_1 T_a + \vec{V}_2 T_b + \vec{V}_0 T_0 \\ T_s = T_a + T_b + T_0 \end{cases} \quad (3.16)$$

donde T_a , T_b y T_0 son los tiempos de permanencia de los vectores \vec{V}_1 , \vec{V}_2 y \vec{V}_0 , respectivamente.

Según la ecuación (3.13), los vectores \vec{V}_1 , \vec{V}_2 y \vec{V}_0 pueden ser representados como

$$\begin{cases} \vec{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\theta} \\ \vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j0} \\ \vec{V}_2 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} \\ \vec{V}_0 = 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

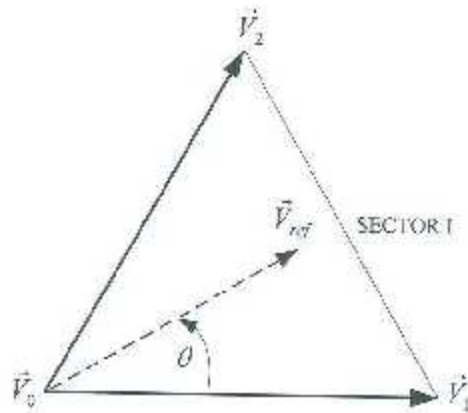


Figura 3.9. Vector de referencia en el primer sector

Sustituyendo la Ec. (3.17) en (3.16), y separando las partes real e imaginaria del marco de referencia $\alpha + j\beta$ se obtiene

$$\begin{aligned} \text{Re: } \vec{V}_{ref}(\cos\theta)T_s &= \frac{2}{3} V_{dc}T_a + \frac{1}{3} V_{dc}T_b \\ \text{Im: } \vec{V}_{ref}(\sin\theta)T_s &= \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc}T_b \end{aligned} \quad (3.18)$$

Resolviendo la Ec. (3.18), se pueden calcular los tiempos T_a , T_b y T_0 , obteniendo

$$\begin{aligned}
T_a &= \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\
T_b &= \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \sin(\theta) \\
T_c &= T_s - (T_a + T_b)
\end{aligned} \tag{3.19}$$

La Ec. (3.19) puede ser usada para cada sector de la Fig. 3.7. Se puede representar una ecuación en la que la θ sólo esté variando de 0 a $\frac{\pi}{3}$ en cada sector.

$$\theta^* = \theta - (k-1)\frac{\pi}{3} \tag{3.20}$$

donde θ variará de 0 a 2π , y θ^* variará de 0 a $\frac{\pi}{3}$ solamente. k es el número del sector, donde se encuentra el vector de referencia.

3.4.3. El índice de modulación

Los tiempos de permanencia de los interruptores, pueden ser calculados indirectamente por un parámetro conocido como índice de modulación. En la Ec. (3.19) se aplica este concepto. Ya que los tiempos pueden ser recalculados variando los parámetros V_{ref} o V_{dc} , el índice de modulación puede ser representado por [19]

$$m_a = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} \tag{3.21}$$

La magnitud del vector de referencia representa el valor pico del voltaje de entrada en el marco de referencia $\alpha\beta$. Por lo tanto

$$V_{ref} = \hat{V}_{a1} = \sqrt{2}V_{a1} \tag{3.22}$$

donde V_{a1} , es el voltaje RMS de entrada de la fase al inversor. Por lo tanto, sustituyendo la Ec. (3.22) en (3.21), podemos obtener el índice de modulación a partir del voltaje de entrada.

$$m_a = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} = \frac{\sqrt{6}V_{a1}}{V_{dc}} \quad (3.22)$$

Ahora los tiempos de permanencia pueden ser calculados a partir del índice de modulación. Sustituyendo (3.22), en (3.19),

$$\begin{aligned} T_a &= T_s m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_b &= T_s m_a \sin(\theta) \\ T_c &= T_s - (T_a + T_b) \end{aligned} \quad (3.23)$$

3.4.4. Secuencia de disparo de los interruptores

Con el space vector creado a partir de la conversión de un sistema trifásico $abc/\alpha\beta$, y con los tiempos calculados T_a , T_b y T_c , el siguiente paso para la construcción de un SVPWM es seleccionar la secuencia de disparo de los interruptores, ya que al ir rotando V_{ref} por cada sector, se ejecutarán diferentes combinaciones de disparos. Por ejemplo, en la Fig. 3.10 se muestra una típica secuencia de disparos para el sector I [32].

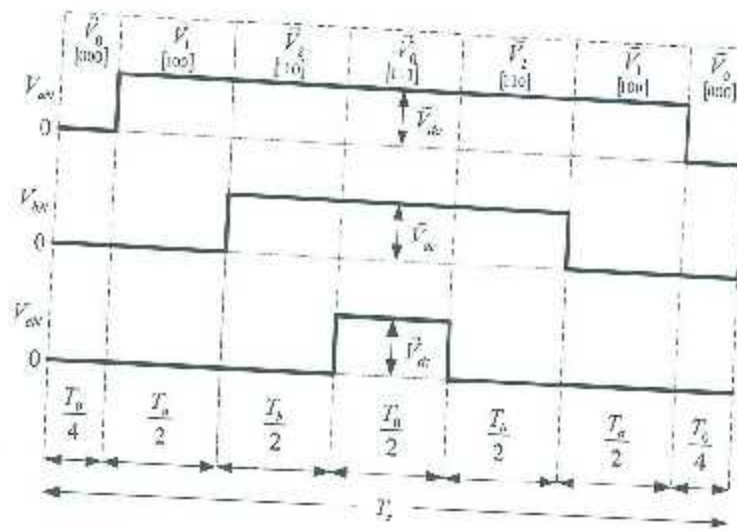


Figura 3.10. Secuencia de disparos para el primer sector

Según [19] las secuencias de conmutación para cada sector se muestran en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2, Secuencias de conmutación del SVPWM.

Sector	Secuencia de conmutación						
	1	2	3	4	5	6	7
I	\vec{V}_0 [000]	\vec{V}_1 [100]	\vec{V}_2 [110]	\vec{V}_0 [111]	\vec{V}_2 [110]	\vec{V}_1 [100]	\vec{V}_2 [000]
II	\vec{V}_0 [000]	\vec{V}_3 [010]	\vec{V}_2 [110]	\vec{V}_0 [111]	\vec{V}_2 [110]	\vec{V}_3 [010]	\vec{V}_0 [000]
III	\vec{V}_0 [000]	\vec{V}_3 [010]	\vec{V}_1 [011]	\vec{V}_0 [111]	\vec{V}_4 [011]	\vec{V}_3 [010]	\vec{V}_0 [000]
IV	\vec{V}_0 [000]	\vec{V}_3 [001]	\vec{V}_1 [011]	\vec{V}_0 [111]	\vec{V}_2 [011]	\vec{V}_3 [001]	\vec{V}_0 [000]
V	\vec{V}_0 [000]	\vec{V}_5 [001]	\vec{V}_6 [101]	\vec{V}_0 [111]	\vec{V}_6 [101]	\vec{V}_5 [001]	\vec{V}_0 [000]
VI	\vec{V}_0 [000]	\vec{V}_1 [100]	\vec{V}_6 [101]	\vec{V}_0 [111]	\vec{V}_6 [101]	\vec{V}_1 [100]	\vec{V}_0 [000]

3.4.5. Construcción de un SV-PWM

Mediante el uso de la teoría antes mencionada, es posible construir un SV-PWM. En la Fig. 3.11, se muestra el esquema típico del SVPWM de dos niveles. En la que las señales de entrada v_a^* , v_b^* y v_c^* son voltajes senoidales. Los voltajes de referencia, normalmente son generados por un sistema de control. Las señales trifásicas de referencia de entrada son convertidas a dos señales senoidales, aplicando la conversión del marco de referencia de la Ec. (3.8). A partir de la conversión, es posible obtener el Space Vector de las señales de referencia.

$$\vec{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\theta} \quad (3.24)$$

donde

$$V_{ref} = \sqrt{(v_a^*)^2 + (v_b^*)^2}$$
$$\theta = \tan^{-1} \frac{v_a^*}{v_b^*} \quad (3.25)$$

Con el vector de referencia calculado por (3.25), es posible calcular el índice de modulación y el número del sector por (3.21) y (3.20), respectivamente. Una vez calculadas ambas variables, es posible obtener los tiempos de permanencia a partir de la Ec. (3.23). Por lo tanto, la secuencia de conmutación puede ser generada por la Tabla 3.2. Con el esquema del space vector, la frecuencia fundamental y la magnitud de los voltajes de salida del inversor serán iguales a los voltajes del control.

La topología del SVPWM de dos niveles, es extensamente aplicada a los sistemas de conversión de la energía, incluyendo los generadores de inducción de jaula de ardilla y de rotor devanado, así como los generadores síncronos. Esta topología de convertidor desarrollada, puede ser usada como rectificador o inversor.

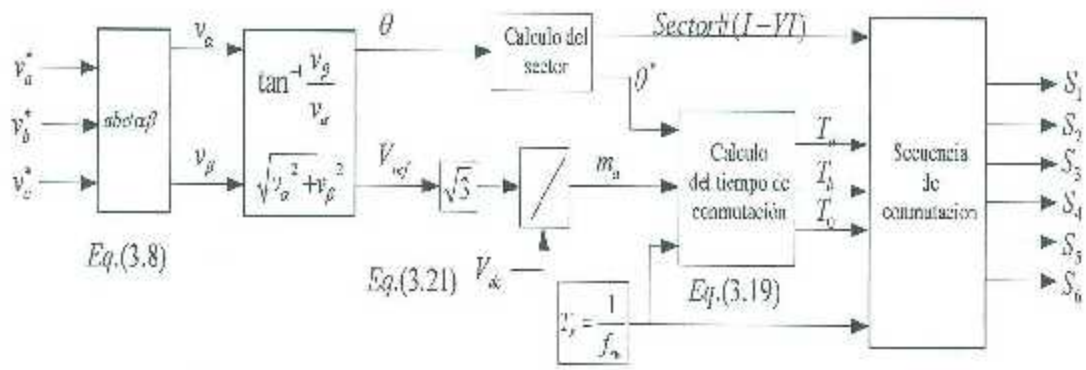


Tabla 3.2

Figura 3.11. Diagrama de bloques del algoritmo del SV-PWM.