

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA
Y ELÉCTRICA**

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**ENERGÍA EÓLICA Y DISEÑO DE
CONTROL DE VOLTAJE Y
FRECUENCIA PARA UN
CONVERTIDOR DE POTENCIA CON
TOPOLOGÍA CA/CD-CD/CD-CD/CA.**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

PRESENTA

MARCO ANTONIO MORALES CAPORAL



MÉXICO, D.F.

Junio 2009

Lo poco que he aprendido carece de valor, comparado con lo que ignoro y no desespero en aprender.

René Descartes

DEDICATORIA

A MIS PADRES:

Rodolfo Morales Delgado

Carolina Caporal Moreno

Por su amor, cariño y confianza que han depositado en mi durante todos estos años. Porque sin su apoyo este trabajo no sería posible GRACIAS

A MIS HERMANOS:

Rodolfo

Roberto

Maricela

Veronica

Por estar conmigo siempre en las buenas y en las malas y ser parte de mi motivación para seguir adelante, con cariño y amor para ustedes.

A MI FAMILIA

Por su cariño y ser quienes han alentado mi superación cada día.

AGRADECIMIENTOS

A Dios creador del universo que me ha permitido seguir avanzando cada día para cumplir cada una de las metas que me he propuesto.

Un agradecimiento a todos aquellos que me han apoyado, aconsejado y trabajado junto conmigo, sin haber para ello ningún interés que no sea otro que el de cooperar, el de mostrar su aprecio y amistad.

A:

Dr. Roberto Morales Caporal

Por la asesoría, apoyo, consejos y haber creído en mí y en la posibilidad de la existencia de este trabajo.

A:

M. en C. Edgar Belmonte González

Por el interés y dedicación en la codirección de este trabajo y por sus enseñanzas académicas que he recibido que no solo han sido útiles en el desarrollo de este trabajo, sino también en mi formación profesional y personal.

Un agradecimiento a todos los profesores del departamento de ingeniería eléctrica de la ESIME Zacatenco por sus enseñanzas. En especial a los profesores Juan Carlos Aguirre Fonseca y Sergio Ávila Solís miembros del jurado, por los comentarios y observaciones para mejora de este trabajo.

A mis compañeros y amigos que también estuvieron conmigo en mi desarrollo personal. Por su amistad y apoyo durante mi estancia en esta institución.

CAPITULO 1

ANTECEDENTES Y ESTADO DEL ARTE DE LA ENERGÍA EÓLICA

1.1 ESTADO DEL ARTE	2
1.2 POTENCIAL EÓLICO EN MEXICO	3
1.3 ENERGÍA EÓLICA EN EL MUNDO	6
1.4 GENERADORES EÓLICOS	6
1.4 PRINCIPALES COMPONENTES DE UN GENERADOR EÓLICO	7
1.4.1 GENERADOR	7
1.4.1.1 GENERADOR EÓLICO DE EJE VERTICAL	8
1.4.1.2 GENERADOR EÓLICO DE EJE HORIZONTAL	8
1.4.2 LA GONDÓLA	8
1.5 LOS SISTEMAS DE VELOCIDAD VARIABLE FRENTE A LOS SISTEMAS DE VELOCIDAD FIJA	9
OBJETIVO	11
JUSTIFICACIÓN	11

CAPITULO 2

ENERGÍA OBTENIBLE DEL VIENTO

2.1 ENERGÍA OBTENIBLE DEL VIENTO	13
2.2 TIPOS DE MÁQUINAS EÓLICAS	16
2.2.1 MOLINOS DE EJE HORIZONTAL	17
2.2.2 MOLINOS DE EJE VERTICAL	18
2.3 APLICACIONES DE LAS MÁQUINAS EÓLICAS	19
2.3.1 GENERACIÓN DE ELECTRICIDAD	19
2.4 TIPOS DE GENERADORES UTILIZADOS EN SISTEMAS EÓLICOS DE VELOCIDAD VARIABLE	21
2.5 TECNOLOGÍA DE GENERACIÓN	22

2.5.1 GENERADORES EMPLEADOS EN LA GENERACION DE ENERGÍA EÓLICA	23
--	----

2.5.2 SISTEMAS DE CONTROL	25
---------------------------	----

CAPITULO 3

MÁQUINA SINCRONA DE IMANES PERMANENTES

INTRODUCCIÓN	27
--------------	----

3.1 MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES	27
--	----

3.2 MODELO DE LA MÁQUINA SÍNCRONA	28
-----------------------------------	----

3.2.1 MODELO MATEMÁTICO DE LA MSIP	29
------------------------------------	----

3.2.1.1 ECUACIONES ELÉCTRICAS	29
-------------------------------	----

3.2.1.2 ECUACIONES MECÁNICAS	31
------------------------------	----

3.3 ESTRUCTURA DEL PROGRAMA	33
-----------------------------	----

CAPITULO 4

TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES SELECCIONADOS PARA EL CONVERTIDOR DE POTENCIA

4.1 INTRODUCCIÓN	36
------------------	----

4.2 TOPOLOGÍAS	37
----------------	----

4.2.1 CONVERTIDOR DE DOS NIVELES	39
----------------------------------	----

4.2.2 CONVERTIDOR MULTINIVEL	40
------------------------------	----

4.2.3 CONVERTIDOR MATRICIAL	41
-----------------------------	----

4.3 TOPOLOGÍAS SELECCIONADAS	42
------------------------------	----

4.3.1 CONVERTIDOR ELEVADOR (BOOST)	43
------------------------------------	----

4.4 CONVERTIDOR DC/DC ELEVADOR CON REGULACIÓN	43
---	----

4.4.1 CONTROL DEL CONVERTIDOR ELEVADOR (BOOST)	45
--	----

4.5 MÉTODOS DE CONTROL DE LOS INVERSORES.	46
---	----

4.5.1 MODULACIÓN USANDO LA TECNICA DE CONTROL DIGITAL	47
4.5.2 MODULACIÓN DEL VECTOR DEL ESPACIO DE TENSIÓN (Space Vector Modulation)	47
4.5.2.1 EL HEXÁGONO DE TENSIONES	48
4.5.2.2 FORMA DE TRABAJO DE LA MODULACIÓN VECTORIAL	49
4.5.3 ESTRATEGIA DE MODULACIÓN PWM	50
4.5.3.1 TÉCNICAS AVANZADAS DE MODULACIÓN MODULACIONES PWM	51
4.5.3.2 MODULACIÓN SENOIDAL DEL ANCHO DE PULSO	52
4.6 SISTEMA COMPLETO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA	53

CAPITULO 5

SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

5.1 INTRODUCCIÓN	56
5.2 LENGUAJE DE SIMULACIÓN	56
5.3 MODELOS DE SIMULACIÓN PARA EL CONVERTIDOR	56
5.3.1 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR CD/CD BOOST	57
5.3.2 SIMULACIÓN DEL INVERSOR CA/CD/CA	61

CAPITULO 6

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

6. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	69
6.1. CONCLUSIONES.	69
6.2. APORTACIONES DE LA TESIS	69
6.3. TRABAJOS FUTUROS	70
BIBLIOGRAFÍA	71

NOMENCLATURA

Símbolo	Especificación
V	Velocidad del viento
h_1	Alturas
E_c	Energía cinética
m	Flujo de aire
δ	Densidad del aire
A	Área de captación
P_m	Potencia meteorológica
η	Eficiencia o rendimiento
D	Diámetro
U_a	Voltaje de fase a
U_b	Voltaje de fase b
U_c	Voltaje de fase c
i_a	Corriente de fase a
i_b	Corriente de fase b
i_c	Corriente de fase c
λ_a	Flujo magnético de fase a
λ_b	Flujo magnético de fase b
λ_c	Flujo magnético de fase c
R	Resistencia
T_{dq0}	Transformación a sistema dq
$\cos\theta$	Coseno de ángulo theta
$\sin\theta$	Seno de ángulo theta
λ_{PM}	Flujo debido a los imanes permanentes
i_d	Corriente en el eje d
i_q	Corriente en el eje q
ω	Velocidad angular
P	Potencia instantánea
P_{em}	Potencia mecánica
ω_m	Velocidad del rotor
P_{fric}	Perdidas por fricción
L	Inductor
t_1	Tiempo 1
U_a	Voltaje de salida
U_s	Voltaje de entrada
ΔI	Corriente de la componente ondulatoria
I_s	Corriente promedio de entrada
I_a	Corriente promedio de salida
T	Periodo
f	Frecuencia
I_{max}	Corriente máxima
t_{on}	Tiempo on
$e_{\alpha\beta}$	Error alfa y beta
Ma	Índice de modulación
Ar	Amplitud de la señal de referencia
Ac	Amplitud de la señal portadora
Mf	Índice de frecuencia

NOMENCLATURA

Fr

Frecuencia de la señal de referencia

Fc

Frecuencia de la señal portadora

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1 Mapa de recurso eólico por escala de utilidad aplicación.	5
Fig. 1.2 Tipos de generadores eólicos que se fabrican en la actualidad.	7
Fig. 1.3 Esquema de una torre de generación eólica.	9
Fig. 2.1 Esquema mostrando las potencias a distintos tamaños de aeroturbinas	14
Fig. 2.2 Rendimiento respecto al limite de betz.	15
Fig. 2.3 Rendimiento típico de un aerogenerador pequeño (400 W).	16
Fig. 2.4a Molinos de eje horizontal.	17
Fig. 2.4b Molinos de eje vertical.	18
Fig. 2.5. Parque eólico con síncronos de imanes permanentes.	23
Fig. 2.6. Parque eólico con generador de inducción doblemente alimentado de velocidad variable.	24
Fig. 2.7. Parque eólico con generador sincrónico multipolo de velocidad variable.	24
Fig. 2.8. Parque eólico con generador sincrónico de velocidad variable.	25
Fig. 2.9. Sistema de control con generador de inducción doblemente alimentado.	25
Fig. 3.1 Ejemplo de motor síncrono.	28
Fig. 3.2 Configuraciones básicas del MSIP (Motor Síncrono de Imanes Permantes) (a) MSIP de imanes superficiales, (b) MSIP de imanes interiores.	29
Fig. 3.3 Circuito equivalente del eje d .	31
Fig. 3.4 Circuito equivalente del eje q .	31
Fig. 3.5 Fuerzas que actúan sobre el rotor.	32
Fig. 3.6 Flujo de variables.	33
Fig. 3.7 Bloques del programa en matlab.	34
Fig. 4.1 Inversor trifásico con circuito intermedio de CD.	37

Fig. 4.2 Topologías de inversores trifásicos. (a) Inversor clásico de dos niveles y (b) inversor NPC de tres niveles.	38
Fig. 4.3 Sistema con convertidor de dos niveles.	39
Fig. 4.4 Sistema con convertidor multinivel.	40
Fig. 4.5 Sistema con convertidor matricial.	41
Fig 4.6 Convertidor Elevador (Boost).	43
Fig. 4.7 Diagrama de circuito.	45
Fig.4.8 Formas de conmutación para convertidores.	46
Fig. 4.9 a) Combinaciones de conmutación del puente inversor. b) Hexágono de tensiones o campo de estados.	49
Fig. 4.10. (a) Representación de vector referencia, (flecha punteada), en el sector 1). (b) Descomposición del vector de referencia sobre los vectores U1 y U2.	50
Fig. 4.11 Estrategia utilizando la modulación por ancho de pulso senoidal (PWM).	51
Fig. 4.12. Circuito generador escalar PWM.	52
Fig. 4.13 a), b) Modulación por ancho de pulso.	52
Fig. 4.14 Diagrama sistemático del convertidor de potencia propuesto.	54
Fig. 5.1 Simulación del Booster.	57
Fig. 5.2 Señales de voltaje y corriente en el IGBT, muestran el comportamiento de corriente al disparar el componente.	58
Fig. 5.3a b y c Señales de voltaje del convertidor. a) salida del convertidor, b) salida del rectificador c) señales del generador.	59
Fig. 5.4a Señales de salida del convertidor donde se presentan las señales de la fuente trifásica, voltaje del rectificador y señales de voltaje de salida a 450 Vcd.	60
Fig. 5.4b Comparación entre la salida y la entrada al Convertidor elevador (Boost) respectivamente, las unidades están en volts.	60
Fig. 5.5 Salidas correspondientes a Convertidor CD/CD, inversor y señal de entrada.	62
Fig. 5.6 Diagrama de convertidor de potencia completo.	62

Fig. 5.7 Ciclo completo correspondiente un periodo de la salida del inverso.	63
Fig. 5.8 Señales de voltaje y corriente en la carga del inversor.	64
Fig. 5.9 Salidas correspondientes a Convertidor CD/CD, inversor y señal de entrada.	65
Fig. 5.10 Ciclo completo correspondiente un periodo de la salida del inverso.	65
Fig. 5.11 Salidas correspondientes a Convertidor CD/CD, inversor y señal de entrada.	66
Fig. 5.12 Ciclo completo correspondiente un periodo de la salida del inversor.	67
Fig. 5.13 Comparación de frecuencias de entrada y salida del inversor.	67

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1 Capacidad instalada por país.	6
Tabla 2.1. Características de rotores eólicos.	18
Tabla 3.1 Parámetros de la máquina de imanes permanentes.	33
Tabla.4.1 Valores de los vectores de voltaje que forman el hexágono de tensiones.	49
Tabla 5.1. Valores correspondientes a distintos valores de tensión de entrada.	61

CAPITULO 1

ANTECEDENTES Y ESTADO DEL ARTE DE LA ENERGÍA EÓLICA

1.1 ESTADO DEL ARTE

Se tiene conocimiento de que la primera forma de utilización de la energía del viento para beneficio del hombre fue para impulsar los barcos en el Río Nilo hace 5000 años. Mucho más tarde los europeos la usaron para moler granos y para extraer agua en los siglos XVIII y XIX.

El primer molino de viento para generar energía eléctrica fue instalado en Estados Unidos en 1890. Hoy en día, grandes plantas de generación eólica están compitiendo con centrales eléctricas en el suministro económico de energía limpia en muchas partes del mundo.

El promedio del tamaño de las turbinas de las instalaciones eólicas había sido de 300kW hasta hace poco. Nuevas MÁQUINAS de 500kW y hasta 1MW de capacidad han sido desarrolladas y están empezando a ser instaladas. Prototipos de turbinas eólicas de algunos cuantos MW están bajo pruebas en algunos países incluido EU.

El mejoramiento de los diseños de las turbinas y las plantas de utilización han contribuido a la disminución en gran escala de los costos de generación eólica de 35 centavos de dólar por kWh en 1980, y ahora el costo es fácilmente de 5 ó 6 centavos por kWh en 2008 en lugares favorables. A este precio, la energía eólica ha llegado a ser una de las fuentes de energía de más rentables.

El costo de la unidad de energía producida en instalaciones eólicas se deduce de un cálculo bastante complejo. Para su evaluación se deben tener en cuenta diversos factores entre los cuales:

El coste inicial o inversión inicial, el costo del aerogenerador incide en aproximadamente el 60 a 70%. El costo medio de una central eólica es de 1.000 dólares por kW de potencia instalada, variable desde 1250 USD/kW para máquinas con unos 147 kW de potencia, hasta 880 USD/kW para máquinas de 600 kW. Debe considerarse la vida útil de la instalación (aproximadamente 20 años) y la amortización de este costo; Los costos financieros; Los costos de operación y mantenimiento (variables entre el 1 y el 3% de la inversión); La energía global producida en un período de un año. Esta es función de las características del aerogenerador y de las características del viento en el lugar donde se ha instalado. Algunos de los factores han acelerado el desarrollo tecnológico de la generación eólica como lo son:

- Compuestos de fibra de alta resistencia para la construcción grandes aspas a bajo costo.
- Disminución de precios de la electrónica de potencia.
- Velocidad de operación variable de generadores eléctricos para obtener la máxima energía.
- Mejoramiento del funcionamiento de la planta, impulsando la disponibilidad de hasta el 95%.
- Economía de escala, como las turbinas y las plantas son más grandes en tamaño el costo de producción se reduce.

Los nuevos generadores acoplados a las turbinas de viento en la actualidad se diseñan de tal forma que se elimina la necesidad de complejos mecanismos de engranes con lo que se logra un abatimiento significativo en costo y peso.

Desde el punto de vista ambiental, el viento representa una fuente de energía extremadamente limpia y sustentable, ya que el único impacto ambiental negativo que se le puede atribuir es el ruido y la posible muerte de aves que chocan con las aspas del rotor aunque estos males son muy bajos en comparación con otros sistemas hechos por el hombre que interactúan con el medio ambiente. Sin embargo, se está trabajando en nuevos diseños de generadores eólicos con menores niveles de ruido y con aspas más visibles para los pájaros.

La energía eólica se destaca como una de las más prometedoras fuentes de energía a corto plazo. Por eso muchos países promueven el desarrollo tecnológico de la generación eólica a través de programas nacionales e incentivos de mercado. La Agencia Internacional de Energía (IEA), con el financiamiento de 14 países, apoya la investigación conjunta de proyectos y el intercambio sobre desarrollo acerca de la generación eólica, estos países son: Austria, Canadá, Dinamarca, Finlandia, Alemania, Italia, Japón, Holanda, Nueva Zelanda, Noruega, España, Suiza y los Estados Unidos.

1.2 POTENCIAL EOLICO EN MÉXICO

El viento como tal es una manifestación energética de naturaleza aleatoria, ya que su velocidad, dirección y presencia varía con las regiones geográficas, las horas del día, los meses del año y la altura de los generadores de viento. Esta es la principal razón por la cual no se recomienda usar esta fuente de energía en forma única para la alimentación de cargas remotas. Por lo tanto, será necesario aprovechar la energía eólica cuando se encuentre disponible, ya sea almacenándola en bancos de baterías o bien entregándola a la red de distribución de la empresa suministradora.

En México existen importantes manifestaciones eólicas en áreas geográficas puntuales entre las que destacan, por su importancia, los estados de Oaxaca, Hidalgo, Zacatecas, Guerrero y la península de Baja California.

Hoy en día los sistemas híbridos que operan en el país, la mayoría cuenta con generadores eólicos. En adición a lo anterior, en 1994 se construyó la primera central eólica en el estado de Oaxaca, la cual tiene las siguientes características:

- 7 aerogeneradores de 225 kW cada uno
- 60 metros de separación entre aerogeneradores
- Diámetro de las aspas 27 metros
- Torres tubulares de 31.5 metros de altura
- Velocidad mínima de operación: 5 metros/segundo
- Promedio de velocidad en Ventosa: 7 metros/ segundo
- Velocidad para máxima potencia: 15 metros / segundo
- Tiempo de construcción de la central: 8 meses (enero a agosto de 1994)
- Energía generada los primeros 6 meses: 4GWH
- Voltaje de generación: 480 volts
- La energía generada se descarga a una red de distribución de CFE de 13.8 KV

En los primeros seis meses de operación se ahorraron 10000 barriles de petróleo lo que significa que en los primeros seis meses de operación se dejaron de emitir a la atmósfera 2000 toneladas de bióxido de carbono.

La central La Venta II está localizada en la región sur del Istmo de Tehuantepec, al norte del ejido La Venta, municipio de Juchitán de Zaragoza; aproximadamente a 310 km al Este-Sureste de la Ciudad de Oaxaca. La central se construyó bajo la modalidad de Obra Pública Financiada y tuvo un plazo de ejecución de 16 meses. Entre sus principales características están las siguientes[1]:

98 aerogeneradores de 850 KW cada uno
 130 metros de separación entre aerogeneradores
 Diámetro de las aspas 52 metros
 Torres tubulares de 44 metros de altura
 Velocidad mínima de operación: 4 metros/segundo
 Velocidad para máxima potencia: 15 metros / segundo
 Tiempo de construcción de la central: 16 meses (2006-2007)
 Energía generada los primeros 6 meses: 125.210 GWH
 Voltaje de generación: 690 volts
 La energía generada se descarga a una red de distribución de CFE de 34.5 KV

La producción anual de la central La Venta II se ha estimado en 307.7 GWh, cuya incorporación a la red eléctrica de CFE evitará emisiones de CO₂ a la atmósfera estimadas en más de 180,000 toneladas por año. México registró este proyecto en el Mecanismo de Desarrollo Limpio (MDL) en el marco del Protocolo de Kyoto para contribuir a la mitigación del cambio climático.

La Comisión Federal de Electricidad (CFE) informó que dio inicio el desarrollo de la central eólica La Venta III, que tendrá una capacidad de generación de 101 megawatts (MW) y se localizará en el estado de Oaxaca, desde donde se interconectará al Sistema Eléctrico Nacional. La central eólica La Venta III constará de 121 aerogeneradores de 850 kilowatts de potencia cada uno, con una altura de 44 metros y con su capacidad de generación se evitará la emisión de 150 mil toneladas anuales de bióxido de carbono a la atmósfera [2].

En la actualidad, en México existen solamente mediciones puntuales del potencial eólico del país, susceptible de ser aprovechado para la generación eléctrica [3]. Estas mediciones provienen de pequeñas redes anemométricas que han confirmado la existencia de manifestaciones eólicas aprovechables, tanto desde el punto de vista técnico como económico, en las siguientes regiones:

Oaxaca

Esta región cubre un área aproximada de 2000 kilómetros cuadrados en la que, debido a fenómenos monzónicos entre los golfos de México y de Tehuantepec originados por corrientes marinas calientes que dan lugar a gradientes térmicos y de presión, causando la presencia de fuertes vientos prácticamente constantes de octubre a abril. En esta región el potencial eólico es de 3000 MW y los factores de carga anuales esperados son del 60%. Esta aseveración ya fue confirmada con los primeros meses de operación de la central Eolo eléctrica de la Venta en los que obtuvo un factor de planta real de 57.98%.

Península de Baja California

En la franja comprendida entre la Sierra de Juárez y la de San Pedro Mártir, en Ensenada, la Rumorosa, Rosarito y en general en toda la península las

manifestaciones eólicas pueden totalizar aproximadamente 500 MW, que serían de gran utilidad para el desarrollo industrial de la región.

Península de Yucatán

La exposición de la península a los vientos alisios de primavera y de verano, la presencia de nortes en la época invernal, las permanentes e intensas corrientes marinas entre Playa del Carmen y la isla Cozumel representan un importante potencial eólico de hasta 100 MW.

Región centro norte

Esta región cubre desde los estados de Durango y Zacatecas hasta Hidalgo y Tlaxcala. En toda esta región es posible lograr un potencial del orden de los 400 MW.

En conclusión, a pesar de la falta de información confiable sobre el recurso eólico de México es factible, en los próximos 20 años, lograr una capacidad instalada de 5000 MW, mismos que con un factor de planta promedio anual de 40% pueden generar 17520 GWh anuales, los cuales servirían para dejar de quemar 43.8 millones de barriles de petróleo y no se emitirían 876 toneladas de bióxido de carbono a la atmósfera.



Figura 1. Algunos sitios con potencial eólico en México.

Fig. 1.1 Mapa de recurso eólico por escala de utilidad aplicación

1.3 ENERGÍA EOLICA EN EL MUNDO

Alemania es el país líder del mundo en energía eólica (con 20.622 MW instalados a 01/01/07). Un tercio de la energía eólica del mundo se está generando en este país, que en 2005 inicio la construcción de su primera planta eólica marina alemana en el Mar del Norte en la Isla Borkum. El crecimiento medio anual del mercado europeo de la energía eólica es de un 35%. Además Europa aporta el 75% de la energía eólica mundial, con Alemania y España como países líderes. El mercado eólico ha ayudado a generar en la Unión Europea (UE) más de 50.000 puestos de trabajo. El desarrollo de energía eólica en Latinoamérica está en sus comienzos, llegando la capacidad instalada en varios países a un total de alrededor de 473 MW [4]. Esto se aprecia en la tabla siguiente.

Ranking 2007	País	Total de capacidad instalada a final de 2007	Capacidad adicional en 2007 (Diferencia entre 2007-2006)	Promedio de crecimiento 2007	Ranking 2006
		[MW]	[MW]	[%]	
1	Alemania	22.247,4	1625,4	7,9	1
2	USA	16.818,8	5215,8	45,0	3
3	España	15.145,1	3515,1	30,2	2
4	India	7.850,0	1580,0	25,2	4
5	China	5.899,0	3300,0	127,0	6
6	Dinamarca	3.125,0	-11,0	-0,4	5
7	Italia	2.726,1	602,7	28,4	7
8	Francia	2.455,0	888,0	56,7	10
9	Reino Unido	2.389,0	426,2	21,7	8
10	Portugal	2.130,0	414,0	24,1	9
11	Canadá	1.846,0	386,0	26,4	12
12	Holanda	1.747,0	188,0	12,1	11
13	Japón	1.538,0	229,0	17,5	13
14	Austria	981,5	17,0	1,8	14
15	Grecia	873,3	115,7	15,3	16
∴	∴	∴	∴	∴	∴
31	México	86,5	0,0	0,0	27
∴	∴	∴	∴	∴	∴
	Total	93.836,1	19682,8	26,5	

Tabla 1.1 Capacidad instalada por país ^[5]

1.4 GENERADORES EOLICOS

En cada lugar de instalación, la aeroturbina está sometida a vientos de diferente intensidad y las condiciones de funcionamiento para el máximo coeficiente de potencia indicado corresponden a una velocidad determinada del viento, que depende fundamentalmente del tipo de aeroturbina, tamaño y velocidad de giro.

Podría conseguirse un funcionamiento siempre con la máxima potencia si la velocidad de giro varía proporcionalmente al viento incidente. Esto presenta una serie de problemas técnicos, que se están investigando.

Los aerogeneradores conectados a la red suelen ser de potencias bajas y medias, los más pequeños van de 5 kW y los de mayor capacidad actualmente son de 750 y 1000 kW cada uno.

En la figura 1.2 se muestran los tipos de generadores eólicos que se fabrican en la actualidad, independientemente de su tamaño físico y su capacidad en kW.

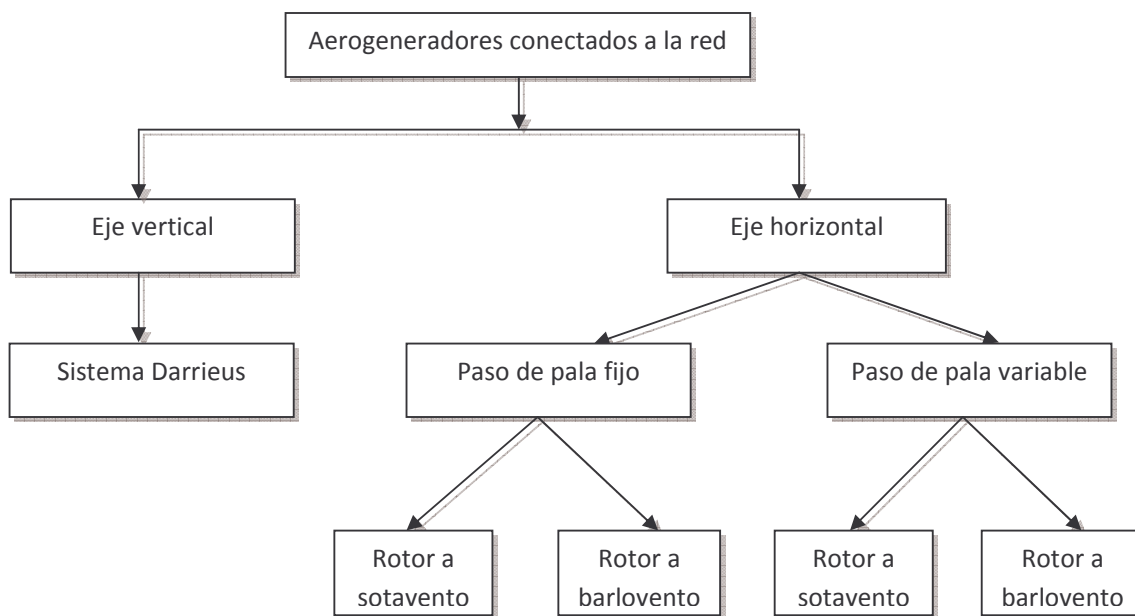


Fig. 1.2 Tipos de generadores eólicos que se fabrican en la actualidad.

Los generadores eólicos más comunes son los de eje horizontal, es conveniente mencionar las diferencias más importantes entre estos y los de eje vertical. Las ventajas más significativas son las de tipo estructural, debido a la forma de sujeción de las palas; además los aerogeneradores de eje vertical no requieren orientación alguna, debido a la simetría de las palas que permite aprovechar vientos de cualquier dirección, así como instalar el generador en tierra con una menor complejidad a la hora de realizar el mantenimiento.

1.5 PRINCIPALES COMPONENTES DE UN GENERADOR EÓLICO

1.5.1 GENERADOR

El generador puede estar basado en una máquina de inducción electromagnética que se encarga de transformar la energía mecánica de rotación en energía eléctrica.

Los generadores que se utilizan pueden ser síncronos o asíncronos, siendo estos últimos los más empleados en las máquinas eólicas.

En los generadores síncronos, la conversión de la energía mecánica en eléctrica se produce a una velocidad constante llamada de sincronismo. El campo magnético es creado por las bobinas enrolladas en los polos del rotor, para lo cual, dichas bobinas debe circular una corriente eléctrica continua. Para producir esta corriente continua pueden emplearse diferentes sistemas de excitación:

Autoexcitación estática. La corriente proviene de la propia energía eléctrica generada previamente transformada de alterna en continua.

Excitación con diodos giratorios. Se crea una corriente alterna invertida, con polos en el estator y se rectifica por un sistema de diodos situados en eje común.

Excitación auxiliar. La corriente necesaria se produce mediante un generador auxiliar, que es regulado por un reóstato.

En los generadores asíncronos, dada la simplicidad, robustez y bajo consumo de los clásicos motores eléctricos, estos han empezado a usarse como generadores eléctricos. Para ello es necesario que el par mecánico comunicado al rotor produzca una velocidad de giro superior a la del excitador. El generador asíncrono, consume energía reactiva lo que disminuye la calidad de la energía producida, y por lo tanto, la prima que se paga a la energía eólica. Es importante que la diferencia entre las velocidades de funcionamiento y la de sincronismo sea pequeña, para reducir las pérdidas en el cobre del rotor.

1.5.1.1 GENERADOR EÓLICO DE EJE VERTICAL

Son máquinas en las que el rotor se mueve debido a los esfuerzos de arrastre que el viento origina en dirección perpendicular al eje de giro. El mayor desarrollo en generadores de eje vertical lo ha conseguido el tipo *Darrieus*, debido a las características aerodinámicas de las palas que permiten el aprovechamiento de velocidades de viento elevadas, sin que requieran mecanismos de regulación y control muy sofisticados, ya que cada tamaño de máquina tiene un límite de potencia definido por las palas de paso fijo y el mecanismo de transmisión de la energía cinética a la flecha del generador.

1.5.1.2 GENERADOR EÓLICO DE EJE HORIZONTAL

Existen dos tipos de aeroturbinas según la velocidad de giro de los rotores. Las rápidas, que en términos generales son las que se sincronizan a la red de distribución de las empresas suministradoras y que reciben el nombre de aerogeneradores y las lentas, que con frecuencia se denominan aeroturbinas, que son utilizadas en aplicaciones de suministro a cargas remotas aisladas, como el caso de los sistemas híbridos.

Los generadores de eje horizontal, son fundamentalmente MÁQUINAS con un rotor giratorio, cuyo movimiento es producido por la energía cinética del viento al incidir este sobre las palas de que consta el rotor, las cuales aprovechan al máximo la velocidad del viento debido al avanzado diseño de los perfiles aerodinámicos de las palas. El movimiento de rotación es transmitido e incrementado a través de un multiplicador de velocidad hasta el generador eléctrico. Este tipo de generador es mostrado en la figura 1.3.

1.5.2 LA GONDÓLA

La góndola se completa con un sistema de *control de la potencia* y otro de *control de la orientación*. El primero tiene la doble función de regular la potencia en función de la velocidad del viento instantánea (haciendo funcionar la turbina lo más cerca posible de su potencia nominal) y de interrumpir el funcionamiento de la máquina en caso de viento excesivo. El segundo, en cambio, consta de un control continuo del paralelismo entre el eje de la máquina y la dirección del viento. La góndola se encuentra sobre una *torre* que puede ser de celosía o tubular cónica, anclada al terreno con adecuados cimientos de hormigón armado.

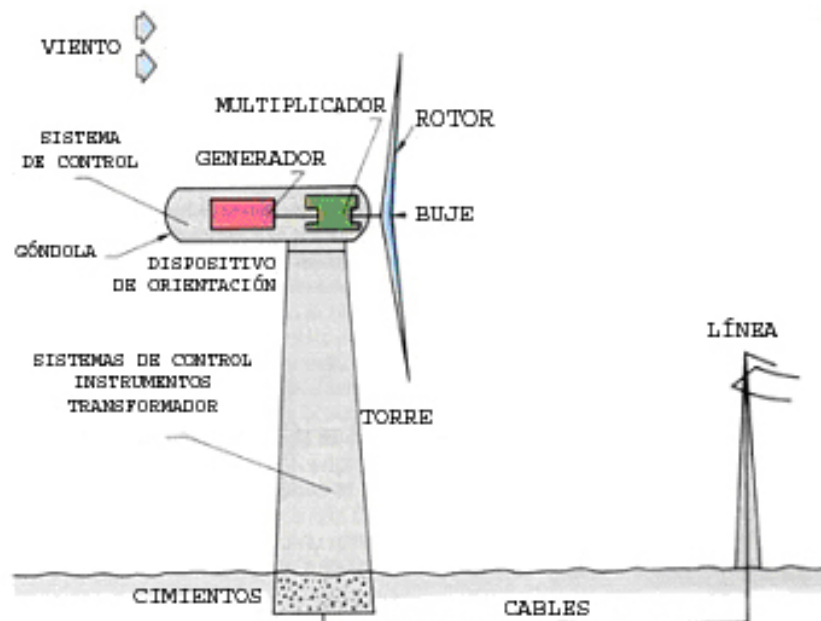


Fig. 1.3 Esquema de una torre de generación eólica

1.6 LOS SISTEMAS DE VELOCIDAD VARIABLE FRENTE A LOS SISTEMAS DE VELOCIDAD FIJA

Los primeros sistemas eólicos fueron sistemas de velocidad fija. En este tipo de sistemas, el generador está directamente acoplado a la red, por lo que la velocidad del rotor es fija (o variable entre límites muy estrechos) cualquiera que sea la velocidad del viento incidente.

La gran dependencia que tienen la potencia y el par mecánico con la velocidad del viento incidente hace que en aerogeneradores rígidamente unidos a la red eléctrica donde la velocidad de giro viene impuesta por la frecuencia, las oscilaciones del viento provoquen perturbaciones de la potencia inyectada a la red y de la tensión en el punto de conexión del aerogenerador; además, los pares pulsantes provocan fatiga en el eje, en las palas y elementos de la transmisión.

Esto provoca un necesario sobredimensionado de los elementos mecánicos, así como una peor calidad de suministro de la energía entregada a la red eléctrica.

El generador de inducción, al permitir un ligero deslizamiento de su velocidad de giro, suaviza las variaciones de potencia activa inyectadas a la red en caso de ráfagas y reduce la fatiga en el eje por lo que es el fundamentalmente empleado en sistemas eólicos de velocidad fija.

Existen aerogeneradores de dos velocidades de giro distintas, que permiten aprovechar de forma aceptable vientos de velocidades reducidas y de velocidad elevada.

Es posible asegurar que los sistemas eólicos de velocidad variable sean más eficientes que los de velocidad constante en lugares con velocidades medias del viento reducidas. Hace poco la principal desventaja de los sistemas de velocidad variable respecto a los de velocidad fija residía en el incremento de las pérdidas asociadas al convertidor de frecuencia y al generador cuando la velocidad del viento

superaba un determinado valor (alrededor del 0,7 pu respecto a la velocidad del viento mínima a la que se alcanzaba la potencia nominal) [2]. Mediante un control adecuado del generador es posible minimizar las pérdidas (éste es un de los objetivos de la presente tesis) del conjunto convertidor-generador.

La evolución experimentada por los semiconductores de potencia ha permitido que se desarrollen los sistemas eólicos de velocidad variable actualmente en funcionamiento. En estos sistemas, la velocidad de giro del rotor varía (al menos en parte del intervalo de operación) con la velocidad del viento incidente sin embargo es necesario mantener la frecuencia de la tensión y potencia generada constante. La fabricación de microprocesadores de mayor potencia de cálculo y menor tiempo de procesamiento facilita la aplicación de algoritmos de control avanzados y el progreso de las técnicas de regulación de frecuencia de estos sistemas.

OBJETIVO

Estudia la respuesta del control de frecuencia y voltaje de un sistema de generación eólica a través de un convertidor de dos niveles.

Efectuar la simulación del convertidor de dos niveles a través de la herramienta Simulink en Matlab.

Emplear los modelos de los transistores bipolares de puerta aislada IGBT's (del inglés *Insulated Gate Bipolar Transistor*) para formar el convertidor de dos niveles así como la técnica de modulación del ancho de pulso (pulse with modulation PWM) para el control de frecuencia.

JUSTIFICACION

La energía eólica es una fuente infinitamente inagotable que puede ser usada para generar energía eléctrica limpia y a bajos costos de operación. Esta energía se utiliza para mover generadores eléctricos que pueden ser ya sea un generador de inducción doblemente alimentado ó un generador síncrono de imanes permanentes, se observa que con este generador se puede mejorar significativamente la extracción de energía cinética del viento y de bajo mantenimiento que contribuye para bajar el costes de operación.

Diversos autores han estudiado modelos matemáticos para los sistemas eólicos, así como la calidad de la energía eléctrica en lo que respecta al contenido armónico. Se ha demostrado que la fluctuación en la tensión debido a las variaciones de velocidad en el viento y el contenido de armónicos puede ser minimizado utilizando *convertidores electrónicos de potencia*; controlados adecuadamente, permite al sistema eólico extraer la máxima energía cinética del viento.

Los modernos sistemas de aprovechamiento de energía eólica de velocidad variable, utilizan como interfaces convertidores electrónicos de potencia, capaces de desacoplar su frecuencia de trabajo con respecto a la frecuencia de la red eléctrica. La utilización de interfaces de electrónica de potencia en los sistemas eólicos permite mejorar la eficiencia del proceso de conversión de energía, lo que, conjugado con la creciente relación calidad/precio de los equipamientos de electrónica de potencia, permite esperar que su penetración como componente de los sistemas eólicos sea cada vez más significativa. El adecuado control del convertidor de potencia permite establecer la corriente por los devanados y controlar así el par resistente que opone la máquina eléctrica al giro de la turbina. Los semiconductores mayoritariamente empleados en los convertidores de los sistemas eólicos de velocidad variable, son los transistores bipolares de puerta aislada también conocidos como IGBT's (del inglés *Insulated Gate Bipolar Transistor*).

CAPITULO 2

ENERGÍA OBTENIBLE DEL VIENTO

2.1 ENERGÍA OBTENIBLE DEL VIENTO

La producción de energía aprovechando la energía cinética del viento es lo que denominamos como energía eólica. Con una máquina eólica aprovechamos la diferencia de velocidades del viento entre la entrada y salida mediante una aeroturbina.

Es importante señalar que la velocidad del viento varía con la altura y depende fundamentalmente de la naturaleza del terreno sobre el cual se desplazan las masas de aire.

La variación de velocidad puede representarse mediante la siguiente expresión:

$$\frac{V_2}{V_1} = \left[\frac{h_1}{h_2} \right]^\alpha$$

donde $V_1 < V_2$ representan las velocidades del viento a las alturas $h_1 < h_2$, respectivamente.

El exponente α caracteriza al terreno, pudiendo variar entre 0,08 (sobre superficies lisas como hielo, lagunas, etc.) y 0,40 (sobre terrenos muy accidentados).

La energía máxima teórica que puede ser extraída de una masa de aire en movimiento está dada por la expresión:

$$E_c = 1/2 mV^2$$

Donde: E_c = energía cinética [joule/s]
 m = flujo de aire [kg/s]
 V = velocidad del viento [m/s]

Si suponemos un área de captación A (o área barrida por las palas) perpendicular a la dirección del viento, el flujo de aire circulante que la atraviesa será:

$$m = \delta AV$$

Siendo: δ = densidad del aire [kg/m³]
 A = área de captación [m²]

La energía teórica máxima por unidad de tiempo y de área ($A=1$) que podremos extraer de una masa de aire en movimiento, será entonces:

$$P_m = 1/2 \delta V^3$$

A esta energía se la denomina potencia meteorológica y se la expresa en W/m². Como la velocidad del viento, luego de atravesar la superficie de captación, no es nula, la potencia dada por la expresión anterior no será totalmente aprovechable. Betz demostró que la máxima energía recuperable, con un aerogenerador ideal, es igual a 16/27 (»60%) de la energía total [6]. Tomando en cuenta que ningún rotor es ideal, para caracterizarlo es necesario conocer su eficiencia o rendimiento η . La potencia obtenible por unidad de área de rotor, medida en W/m², puede expresarse entonces como:

$$P_m = 1/2 \eta \delta V^3$$

y la potencia total para el área descrita por las palas al girar, $A = \pi R^2 = \pi D^2/4$, en W/m², queda como:

$$P_m = 1/2 \left(\pi D^2/4 \right) \eta \delta V^3$$

Siendo: D y R = diámetro y radio del rotor expresado en metros

La densidad media del aire es 1,25 kg/m³, valor que multiplicado por p/4 da aproximadamente 1. Por lo tanto, podemos expresar la potencia obtenible de una máquina eólica, tomando el diámetro en metros y la velocidad en metros por segundo, como:

$$P \approx 1/2 \eta V^3$$

El rendimiento η depende del tipo de máquina y de las condiciones de operación.

En cada lugar de la instalación la aeroturbina está sometida a vientos de diferente intensidad y las condiciones de funcionamiento para el máximo coeficiente de potencia indicado corresponden a una velocidad determinada del viento, que depende fundamentalmente del tipo de aeroturbina, tamaño y velocidad de giro. Podría conseguirse un funcionamiento siempre con la máxima potencia si la velocidad de giro variase proporcionalmente al viento incidente. Esto presenta una serie de problemas técnicos, que se están investigando. La forma habitual de funcionamiento es la indicada a continuación.

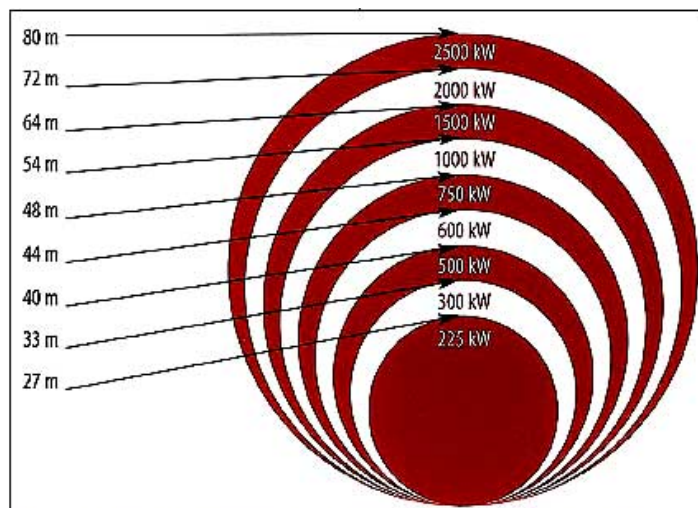


Fig. 2.1 Esquema mostrando las potencias a distintos tamaños de aeroturbinas

Las máquinas eólicas tienen limitaciones de funcionamiento incluso en el caso de que haya viento. Su funcionamiento está limitado a unas velocidades intermedias de viento, por ejemplo entre 2,5 m/s y 25 m/s siendo que la potencia producida desde la mínima a la nominal aumenta linealmente.

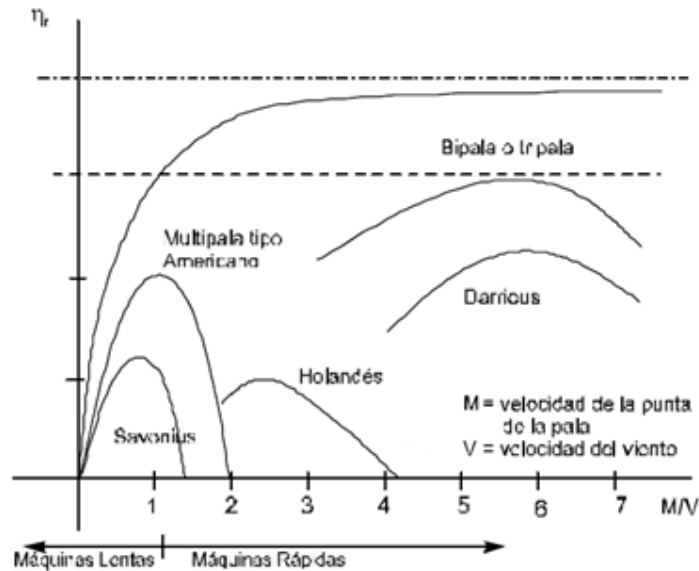


Fig. 2.2 Rendimiento respecto al límite de betz

En la Figura 2.2 se representan los rendimientos típicos de diversos tipos de rotores eólicos, cuya descripción veremos luego, referidos a la relación entre la velocidad de la punta de las palas en los rotores de eje horizontal (o del punto más alejado del eje de rotación en el caso de los rotores de eje vertical tipo Darrius y Savonius) y la velocidad del viento [6].

Si el viento no supera la denominada velocidad de puesta en marcha (valor mínimo necesario para vencer los rozamientos y comenzar a producir trabajo útil) no es posible el arranque de un molino. Con velocidades mayores comenzará a girar entregando una potencia que responde a la conocida ley del cubo de la velocidad. Esto será así hasta que se alcance la potencia nominal, generalmente la máxima que puede entregar, punto en que comienzan a actuar mecanismos activos o pasivo de regulación para evitar que la máquina trabaje bajo condiciones para las cuales no fue diseñada. Continuará operando a velocidades mayores, aunque la potencia entregada no será muy diferente a la nominal, hasta que se alcance la velocidad de corte donde, por razones de seguridad, se detiene. En la Figura 2.3 se presenta una curva típica de potencia.

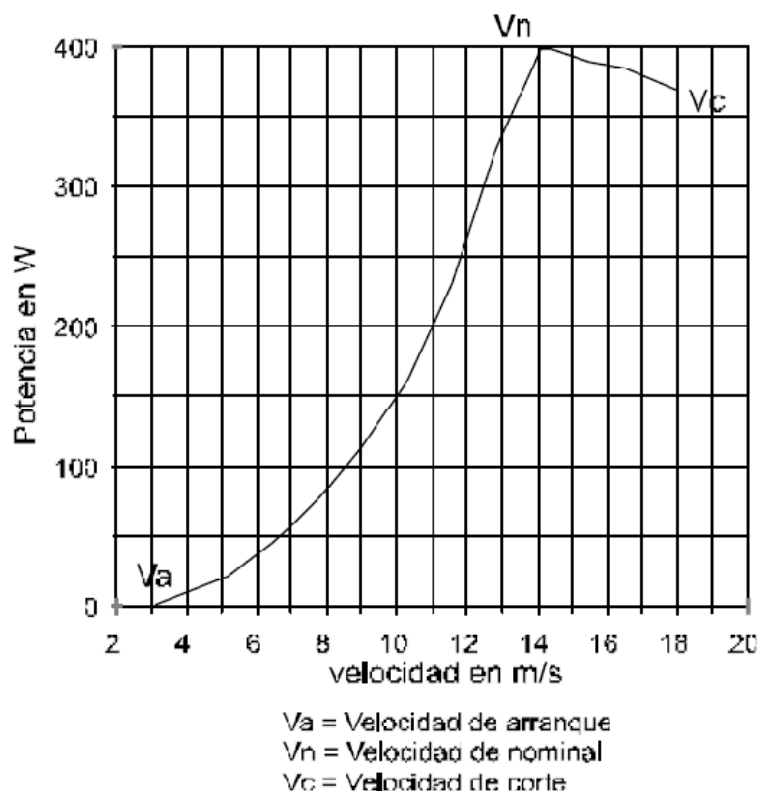


Fig. 2.3 Rendimiento típico de un aerogenerador pequeño (400 W)

Conociendo las características de una turbina eólica y la velocidad del viento en un instante dado, es sencillo determinar la potencia útil.

El problema radica en que la velocidad del viento no es constante y, por lo tanto, es necesario conocer su evolución temporal para estimar la energía útil que una turbina eólica es capaz de entregar en un período determinado. Lamentablemente, las mediciones que se realizan con fines climatológicos no tienen, por lo general, el grado de detalle que requieren ciertos proyectos eólicos. En el caso de instalaciones de pequeña potencia, o para analizar la pre factibilidad de instalaciones de potencias altas, existen métodos estadísticos que permiten, a partir de las características de un lugar y la velocidad media del viento, determinar la distribución de velocidades horarias a lo largo de, por ejemplo, todo un año y estimar la energía útil anual obtenible. Cuando se trate de instalaciones de mayor potencia será inevitable la realización de mediciones especiales, como frecuencia y velocidad máxima de ráfagas, que contribuyan a la selección de las máquinas y a un cálculo más preciso de la rentabilidad del proyecto.

2.2 TIPOS DE MÁQUINAS EOLICAS

Se acostumbra clasificar las máquinas eólicas según la posición del eje de rotación con respecto a la dirección del viento, pudiéndolos dividir en dos categorías principales:

Molinos de eje horizontal:

Máquinas eólicas en las cuales el eje de rotación es paralelo a la dirección del viento.

Molinos de eje vertical:

Máquinas eólicas en las cuales el eje de rotación es perpendicular a la superficie terrestre y a la dirección del viento

Existen otros tipos, como los molinos de eje horizontal perpendicular a la dirección del viento, o los que utilizan el desplazamiento de un. Ambos casos podemos considerarlos como anecdóticos pues no han demostrado ser muy eficaces ni prácticos por lo que su desarrollo fue abandonado.

2.2.1 MOLINOS DE EJE HORIZONTAL

Los molinos de eje horizontal son los más difundidos y los que han permitido obtener las mayores eficiencias de conversión; los diseños más utilizados están representados en la Figura 2.4a.

Las denominas máquinas rápidas, con palas de perfil aerodinámico y casi exclusivamente empleadas para generación de electricidad, tiene rotores de 1 a 3 palas que, según los diseños, están ubicados a popa (sotavento) o a proa (barlovento) de la navecilla.

Existen diferentes modos de prevenir aumentos descontrolados de la velocidad de rotación del rotor en presencia de vientos fuertes, o de regularla ante condiciones variables de la carga. Ellos van desde el cambio de paso, o "calaje" de las palas, la utilización de "flaps" que se abren y aumentan la resistencia al viento, hasta dispositivos que desplazan el rotor de su orientación ideal logrando que aumenten las pérdidas aerodinámicas. Prácticamente todas las máquinas disponen de dispositivos de frenado para poder detenerlas bajo condiciones extremas de viento o efectuar reparaciones.

Los rotores multipala, tipo americano, tienen por uso casi excluyente el bombeo de agua. Su alto par de arranque y su relativo bajo costo los hace muy aptos para accionar bombas de pistón.

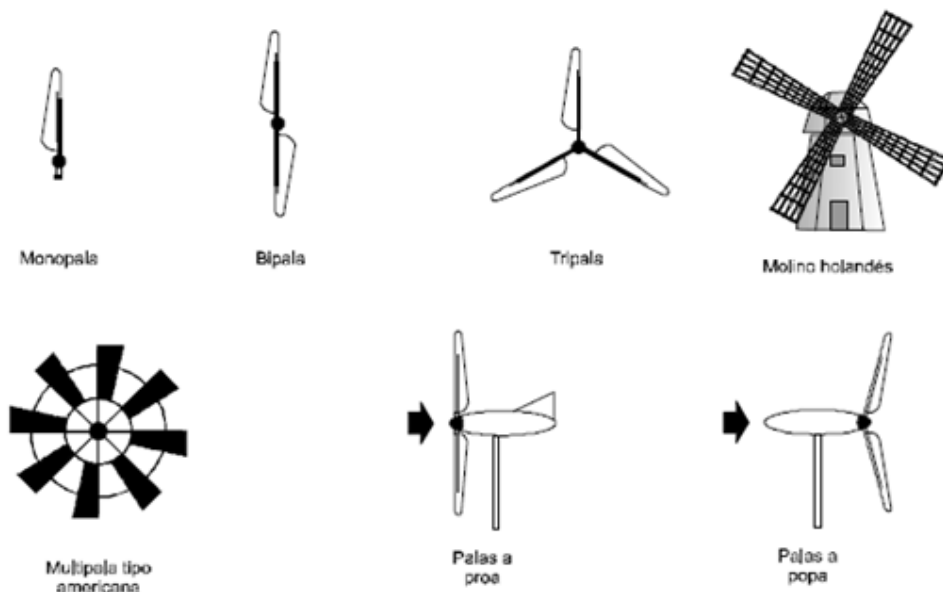


Fig. 2.4a Molinos de eje horizontal

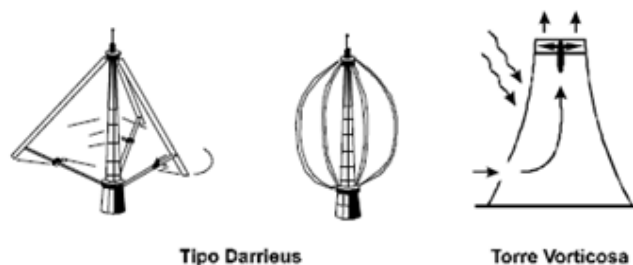


Fig. 2.4b Molinos de eje vertical

2.2.2 MOLINOS DE EJE VERTICAL

La característica principal de los molinos de eje vertical es que no requieren de sistemas de orientación. Ventaja nada despreciable pues evita complejos mecanismos de direccionamiento y elimina los esfuerzos a que se ven sometidas las palas ante los cambios de orientación del rotor. Por su disposición permite colocar los sistemas de conversión prácticamente a nivel de suelo, evitando pesadas cargas en las torres, como ocurre en los de eje horizontal.

Existen dos diseños básicos de rotores de eje vertical: Savonius y Darrieus. El rotor Savonius trabaja esencialmente por arrastre, tiene un alto par de arranque pero su eficiencia es pobre.

Los rotores Darrieus, inventados por G.J.M.Darrieus en Francia en la década del 20, son actualmente los principales competidores de los de eje horizontal de palas aerodinámicas para la generación de electricidad. Las fuerzas dominantes son las de sustentación, tienen un par de arranque prácticamente nulo, pero entregan potencias altas por unidad de peso del rotor y por unidad de costo. El diseño original de palas curvadas a dado origen a otras configuraciones, tratando de mejorar algunas características constructivas u operacionales.

Se han concebido y ensayado otros tipos de máquinas eólicas de eje vertical. Tal es el caso de las torres vorticosas en las que se induce una circulación de aire, por el interior de una torre hueca, que succiona aire exterior haciéndolo pasar a través de una turbina ubicada en la base. Un esquema similar siguen las torres en donde el flujo de aire es inducido por calentamiento con energía solar. Estas variantes no han pasado del nivel de prototipo.

En la Tabla 2.1 se resumen las características salientes de los rotores eólicos más utilizados.

EJE	TIPO DE ROTOR	RENDIMIENTO MAXIMO	CARACTERISTICAS
HORIZONTAL	HOLANDES	0.15	30-60 kW Alto par de arranque Velocidades medias 4 palas
	MULTIPALA AMERICANO	0.15	0.4-6 kW Alto par de arranque Bajas velocidades Muchas perdidas 12-15 palas

	PERFIL AERODINAMICO	0.47	0.5-3200 kW Bajo par de arranque Altas velocidades Alto rendimiento 1 a 3 palas
VERTICAL	SAVONIUS	0.30	0-1.5 kW No requiere ser orientado Alto par de arranque Bajas velocidades 2 a 4 palas
	DARRIEUS	0.35	5-500 kW No requiere ser orientado No arranca solo Altas velocidades Buen rendimiento 2 a 4 palas

Tabla 2.1. Características de rotores eólicos

2.3 APLICACIONES DE LAS MÁQUINAS EÓLICAS

La energía captada por el rotor de una máquina eólica se transforma inicialmente en energía mecánica disponible en un movimiento rotativo. Este movimiento puede utilizarse para impulsar dispositivos que la transformen en otras formas de energía: mecánica, eléctrica, térmica o potencial. Las aplicaciones más efectivas serán aquellas en las que se llega al uso final de la energía con el menor número de transformaciones.

En términos generales, las aplicaciones de las máquinas eólicas pueden subdividirse en dos grandes grupos según el tipo de energía a obtener: energía mecánica o energía eléctrica. Este último admite, según el servicio a prestar, tres clasificaciones bien diferenciadas: instalaciones aisladas o remotas, sistemas híbridos diesel-eólicos y sistemas interconectados a las redes de distribución de energía eléctrica. Cada una de estas aplicaciones tiene características particulares que condicionan tanto el tipo de máquina a utilizar como sus sistemas auxiliares.

La energía captada por el rotor de una máquina eólica se transforma inicialmente en energía mecánica disponible en un movimiento rotativo. Este movimiento puede utilizarse para impulsar dispositivos que la transformen en otras formas de energía: mecánica, eléctrica, térmica o potencial. Las aplicaciones más efectivas serán aquellas en las que se llega al uso final de la energía con el menor número de transformaciones.

2.3.1 GENERACIÓN DE ELECTRICIDAD

Los generadores eléctricos pueden ser de corriente continua (*dínamos*) o de corriente alterna, existiendo en este último caso dos tipos: generadores *sincrónicos* o alternadores y generadores *asincrónicos* o de inducción. Las *dínamos* tienen el inconveniente de utilizar escobillas, que exigen mantenimiento periódico, y son más pesados y caros que los generadores de corriente alterna (CA) de igual potencia; aunque tienen la ventaja de no necesitar de sistemas especiales para cargar baterías, su uso se ha ido abandonando reemplazándolos por los generadores de

CA, con la excepción de algunos equipos para proveer muy bajas potencias, de construcción artesanal.

El tipo de generador de CA que se utilice depende fundamentalmente de las características del servicio a prestar. Como regla general puede decirse que los alternadores son mayoritariamente usados en máquinas que alimentan instalaciones autónomas y los generadores de inducción en turbinas eólicas interconectados con otros sistemas de generación.

Esto es así pues los generadores de inducción tienen la enorme ventaja de que, una vez en marcha y conectados a las líneas de distribución, giran a una velocidad constante impuesta por la frecuencia de la red, entregando más o menos energía según la intensidad del viento, pero siempre rotando al mismo número de revoluciones. En otras palabras, los aerogeneradores no requieren de costosos sistemas de regulación de velocidad, ventaja a la que se adiciona la apreciable diferencia de costos entre un generador asincrónico y un alternador de la misma potencia. Es importante destacar que los generadores asincrónicos necesitan tomar energía de la red para mantener la corriente de magnetización; de interrumpirse esta conexión la máquina debe ser frenada para evitar su aceleración.

Los generadores sincrónicos, aunque tienen un mayor rendimiento de potencia, deben operar a velocidad constante si se quiere mantener fija la frecuencia. El mantenimiento del número de revoluciones, acorde con la frecuencia de línea, es función exclusiva del motor que los impulsa (en nuestro caso el rotor eólico), siendo necesario elaborados sistemas de control. Distinto es el caso de las aplicaciones en que la única fuente de abastecimiento es el aerogenerador. En ellos el uso de generadores sincrónicos es casi obligado, pero no tan crítico el mantenimiento de la frecuencia de la CA generada pues, por lo general, los equipos a alimentar toleran variaciones en la frecuencia.

Es un hecho también que la variabilidad del recurso exige, en muchas instalaciones aisladas, acumular energía en baterías y desde ellas alimentar la demanda. En estos casos la frecuencia no tiene ninguna importancia pues habrá rectificadores que transformaran la CA. en corriente directa (CD). Es obvio entonces que la utilización de alternadores responde en estos casos a la búsqueda de menores costos y mejores rendimientos y no a una característica del servicio.

El acoplamiento entre rotor eólico y generador se realiza a través de una caja de engranes (gearbox) multiplicadora.

Su empleo es necesario pues a medida que crece el diámetro deben limitarse las r.p.m. del rotor para evitar que las puntas de las palas trabajen a velocidades que comprometan la resistencia de los materiales empleados o induzcan vibraciones perjudiciales. Por otra parte, los generadores comerciales requieren girar a velocidades que están entre las 1000 y las 3000 r.p.m., dependiendo de sus características constructivas y la potencia a obtener.

Es a partir de comienzos de la década del 80 que la utilización del recurso eólico para generación de energía eléctrica experimentó un salto cualitativo y cuantitativo espectacular.

Esta es la aplicación actual más significativa de los aerogeneradores desde el punto de vista del total de energía generada. Países como Estados Unidos de Norteamérica y Dinamarca, por mencionar los casos más destacables, han incentivado la generación eléctrica de origen renovable favoreciendo la implantación de los llamados parques o plantas eólicas. Países como Estados Unidos de Norteamérica, Dinamarca y Alemania, entre otros, han promovido la instalación de grandes máquinas conectadas a las redes eléctricas, estimándose en la actualidad unos 25.000 aerogeneradores conectados a las redes.

Los aerogeneradores de tres palas son quienes dominan el mercado actual de tecnología (solo 3% son Darrieus o bipala). Con potencias que van desde los 50 a algo más de 1 MW, se producen en escala totalmente comercial. La gran mayoría utilizan generadores asincrónicos. El tamaño de las máquinas ha ido creciendo con el desarrollo tecnológico; a comienzos de la década del 80 eran usuales potencias entre 30 y 100 kW, actualmente la mayoría de las máquinas que se están instalando tienen potencias entre 400 kW y 1 MW. La mayor máquina de eje horizontal construida hasta la fecha tiene 3,2 MW nominales (100 metros de diámetro) y está en operación en Hawaii desde 1987.

El costo de la energía generada es comparable a muchos sistemas de generación convencional.

2.4 TIPOS DE GENERADORES UTILIZADOS EN SISTEMAS EÓLICOS DE VELOCIDAD VARIABLE

En la literatura científica se han propuesto numerosos sistemas de generación de energía eólica a velocidad variable utilizando una gran variedad de generadores: generadores asíncronos de jaula [7], generadores asíncronos de rotor devanado [8], generador asíncrono con doble alimentación por el estator [9], generadores síncronos de rotor devanado [10] y generadores síncronos de imanes permanentes [11].

La principal ventaja de los generadores asíncronos de rotor devanado es que el convertidor electrónico ha de ser dimensionado para una potencia que es una fracción de la potencia asignada de la máquina, ya que la mayor parte de la potencia se entrega por el estator, que se encuentra conectado directamente a la red. En los generadores asíncronos de rotor en jaula, por el contrario, el convertidor electrónico ha de estar dimensionado para toda la potencia de la máquina, además de proporcionar la potencia reactiva precisa para magnetizar la máquina.

El cualquier caso, cuando se utilizan generadores de inducción no es posible prescindir de la caja multiplicadora, ya que para ello es preciso que el generador tenga un elevado número de polos, con lo que su diámetro se hace excesivamente grande [12] y la corriente de magnetización alcanzaría niveles muy elevados. Esto redundaría en un factor de potencia bajo y un rendimiento pobre.

En la actualidad, los sistemas eólicos de velocidad variable comerciales incorporan bien generadores asíncronos de rotor devanado ó bien generadores síncronos (ya sea con devanado de excitación o con imanes permanentes).

Es de destacar que los generadores síncronos permiten un mayor margen de velocidades de giro de la máquina que los que incorporan generadores asíncronos de rotor devanado debido a que si se amplía el margen de velocidades de funcionamiento la tensión rotórica aumenta y con ello el dimensionado del convertidor electrónico rotórico.

2.5 TECNOLOGÍA DE GENERACIÓN

CARACTERÍSTICAS DE LOS GENERADORES ASÍNCRONOS DOBLEMENTE ALIMENTADOS:

- El rotor de la máquina se alimenta con un convertidor de frecuencia (CA/CD-CD/CA).
- La velocidad de giro de la máquina puede variar en un amplio margen.
- Permite regular el par electromagnético y el factor de potencia del generador en un amplio margen de velocidades de giro.
- Permite un control de la energía activa y reactiva inyectada a la red similar al de los generadores síncronos.
- La potencia del convertidor electrónico necesario es reducida (20 – 30% nominal).

CARACTERÍSTICAS DE LOS GENERADORES SÍNCRONOS:

- Velocidad y frecuencia variable generada depende de la velocidad de giro de la turbina eólica.
- Necesidad de un sistema electrónico de conversión.
- Adecuados para su utilización en emplazamientos aislados.
- Posibilidad de suministrar energía activa y reactiva a la red.
- Mayor eficiencia que los generadores asíncronos.
- Mayor coste que los generadores asíncronos.
- Mayor complejidad del sistema de excitación de la máquina y regulación.

CARACTERÍSTICAS DE LOS GENERADORES CONVENCIONALES DE INDUCCIÓN:

- Motor de inducción de alta eficiencia operando en modo super-sincronico.
- Absorbe potencia reactiva de la red (sin compensación, $\cos \phi \sim 0.9$).
- Exige compensación shunt (derivada).
- Si una perturbación lleva la máquina a un binario superior a su máximo binario, la máquina entrará en régimen de inestabilidad y la velocidad del generador seguirá aumentando (y el voltaje entrará en colapso).
- Variaciones rápidas del viento se transforman rápidamente en variaciones de la potencia eléctrica.
- Diseño eléctrico más sencillo que el de un DFIG (Generador de Inducción Doblemente Alimentado del inglés *doubly-fed induction generator*), ó sea eléctricamente menos complicado.
- Utilizar modelos de motores convencionales de inducción para análisis de estabilidad transitoria.

2.5.1 GENERADORES EMPLEADOS EN LA GENERACIÓN DE ENERGÍA EOLICA

Dependiendo del tipo de generador involucrado y de la velocidad (fija o variable) a la cual funciona el sistema, se tienen distintas configuraciones de generadores eólicos. Un resumen con las configuraciones más usadas en la actualidad es la siguiente:

- Generador Directamente conectado a la red
 - Operación a velocidad fija
 - Principalmente generadores de Inducción
 - Necesidad de compensación
- Sistema con etapa CA-CD-CA
 - Operación a velocidad variable
 - Generadores sincrónicos y asíncrónicos

Este trabajo se concentra en configuraciones que utilizan generadores sincrónicos de imanes permanentes.

La Figura 2.5 presenta las principales componentes de un parque eólico típico con generadores sincrónicos de imanes permanentes. En este caso la turbina opera a velocidad variable, transfiriendo la potencia generada al sistema eléctrico de pues de pasar por un convertidor.

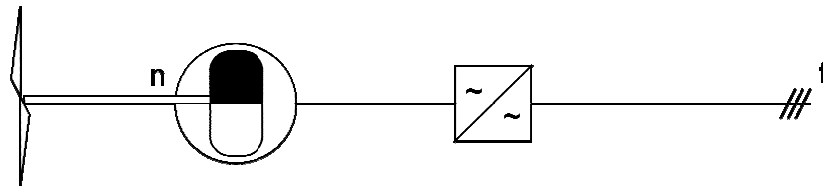


Fig. 2.5. Parque eólico con sincrónicos de imanes permanentes

La operación a velocidad variable presenta beneficios tales como el de reducir las fluctuaciones de voltaje y el de un control independiente de la potencia activa y reactiva entregada a la red. Otro beneficio es que la velocidad del rotor puede ser ajustada en función de la velocidad del viento, de forma tal de mantener la relación entre la velocidad lineal de las aspas y la velocidad del viento en su valor óptimo. La eficiencia aerodinámica es máxima, lo que significa que la conversión de energía es a su vez maximizada. La mayor desventaja es la de un mayor costo de la turbina en comparación a las de operación a velocidad fija debido principalmente al a etapa inversora.

Existen básicamente dos enfoques en los aerogeneradores de velocidad variable. Un primer enfoque es uno en el cual toda la potencia generada por la turbina debe pasar a través de un convertidor de frecuencia antes de ser entrega a la red permitiendo, por ende, un amplio rango de variación de velocidad, figura 2.5. El segundo cuenta con un rango restringido de variación de velocidad en el cual sólo una fracción de la potencia de la turbina debe ser convertida.

La Figura 2.6 presenta las principales componentes de un parque eólico de velocidad variable con generador de inducción doblemente alimentado. La principal característica de la máquina es la de ser excitada tanto desde el estator como del

rotor. Esto se aprecia claramente en la Figura 2.6, donde los devanados del estator están directamente conectados a la red mientras que los del rotor se conectan a esta mediante un convertidor de potencia bi-direccional. El convertidor del lado de la red trabaja siempre a la frecuencia de la red, mientras que el convertidor del lado del rotor lo hace a frecuencia variable dependiendo del punto de operación. Las variaciones de la velocidad de la turbina típicamente están en el rango de ± 10 a ± 25 % dependiendo de las dimensiones del convertidor. Con la finalidad de cubrir un amplio rango de operación, el generador de inducción doblemente alimentado está capacitado para trabajar como generador tanto en la zona con deslizamiento positivo ($s > 0$) como negativo ($s < 0$). Dado lo anterior, el convertidor electrónico en el lado del rotor debe poder operar con flujos de potencia en ambos sentidos, razón por la cual en estas configuraciones se usa un convertidor bi-direccional.

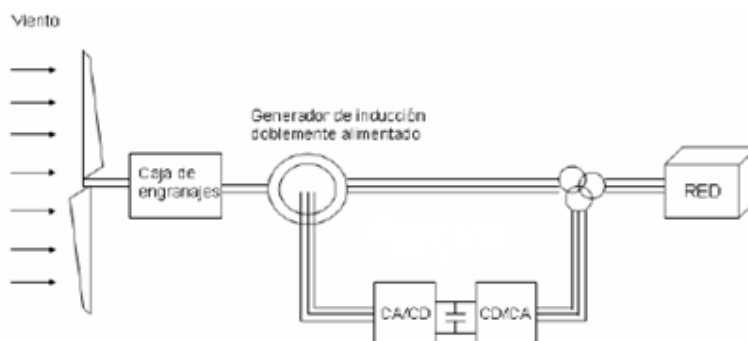


Fig. 2.6. Parque eólico con generador de inducción doblemente alimentado de velocidad variable.

La Figura 2.7 muestra otro esquema típico de tecnología de velocidad variable con un convertidor que desacopla totalmente el generador de la red. Este esquema usa un generador sincrónico multipolo donde puede ser removida la caja de engranajes entre la turbina y el generador. Un problema con esta configuración es el tamaño relativamente grande del generador comparado con los generadores estándar.

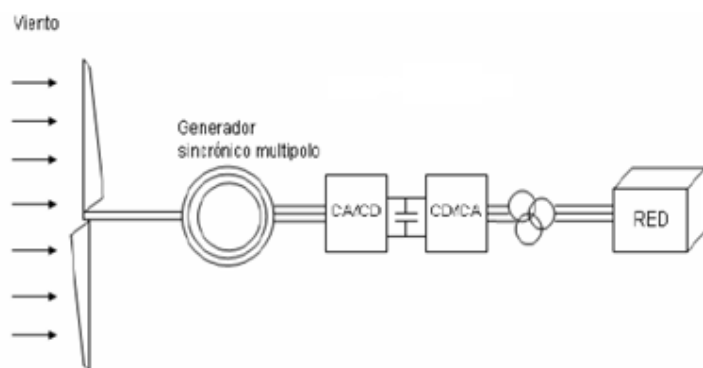


Fig. 2.7. Parque eólico con generador sincrónico multipolo de velocidad variable.

Finalmente, la Figura 2.8 muestra el mismo esquema de la figura anterior pero con un generador sincrónico clásico donde se debe incluir una caja de engranajes. En ambos casos, el convertidor se puede usar para controlar la potencia activa y reactiva en forma independiente.

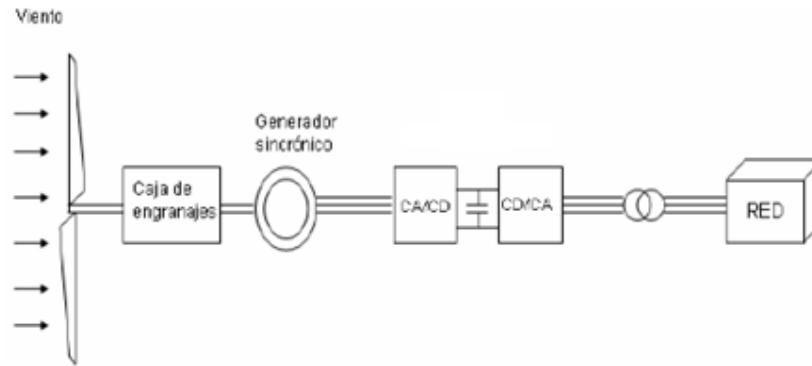


Fig. 2.8. Parque eólico con generador sincrónico de velocidad variable.

2.5.2 SISTEMAS DE CONTROL

La Figura 2.9 representa un esquema general del control implementado para una turbina de velocidad variable con generador de inducción doblemente alimentado. El esquema de control se puede dividir en tres partes principales: el control del ángulo de paso de las aspas del aerogenerador (regulación de velocidad), el control del convertidor en el lado del rotor y el control del convertidor en el lado de la red.

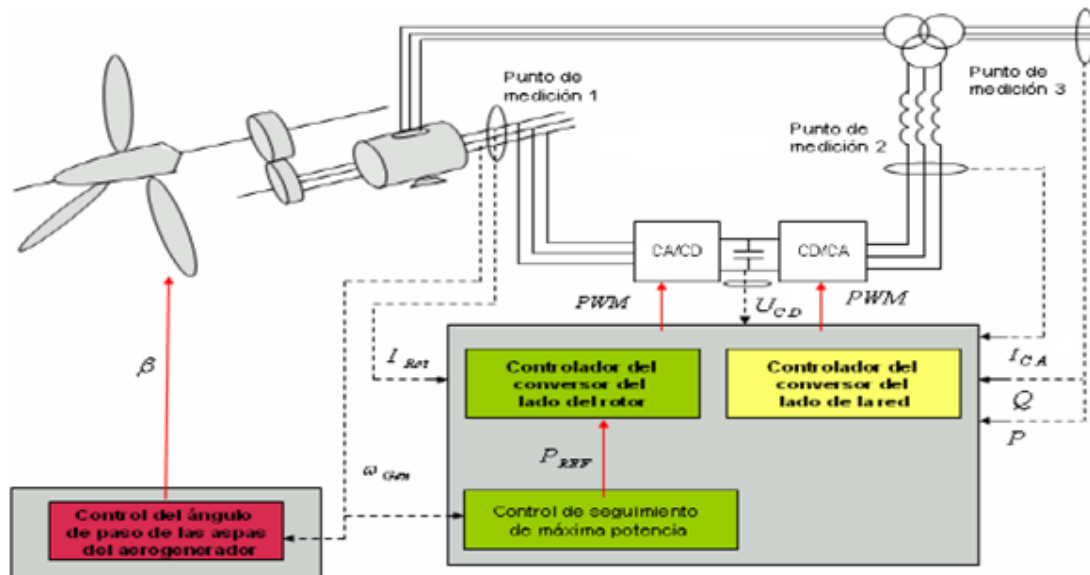


Fig. 2.9. Sistema de control con generador de inducción doblemente alimentado.

CAPITULO 3

MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES

INTRODUCCIÓN

Actualmente, el análisis y diseño de máquinas eléctricas es usualmente realizado utilizando algún moderno software de simulación que provee predicciones precisas al comportamiento del sistema en condiciones reales. De esta manera, el modelado por computadora de estas máquinas a un alto nivel de precisión se convierte en parte esencial del proceso de diseño. La experimentación con máquinas reales puede ser costosa y tomar mucho tiempo. Para muchos, la simulación ofrece un método rápido y económico, y quizás el único, mediante el cual se puede estudiar sistemas y sus componentes.

3.1 MAQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES

Una máquina síncrona de imanes permanentes MSIP (PMSM, según sus siglas en inglés Permanent Magnet Synchronous Machine) es una máquina que utiliza imanes para producir el campo magnético en el entrehierro, eliminando el uso de una fuente de excitación externa. Debido a sus cualidades, estas máquinas han atraído el interés de muchos investigadores a nivel mundial, para su uso en distintas aplicaciones. La aplicación de máquinas de imanes permanentes se puede encontrar en áreas científicas como la ciencia aeroespacial, hibridación de vehículos, transporte y sistemas de energía renovable [13]. Existen decenas de configuraciones de máquinas de imanes permanentes, las cuales se clasifican en dos grupos: de flujo axial y de flujo radial [14]. El uso de imanes permanentes en la construcción de máquinas eléctricas tiene muchas ventajas. Entre éstas están su alta potencia por unidad de volumen, simplificación en la construcción y mantenimiento, mejor desempeño dinámico que máquinas con excitación externa y principalmente, el hecho de que esta máquina no requiere una fuente de energía externa para la excitación. Esta última ventaja provee un substancial aumento en la eficiencia, ya que no hay pérdidas eléctricas en el circuito de excitación. La principal desventaja de la máquina de imanes permanentes es que sus imanes son susceptibles a las altas temperaturas pudiendo perder sus cualidades magnéticas.

Las máquinas así excitadas pueden ofrecer una construcción más simple, menor peso y tamaño por el mismo desempeño, con reducidas pérdidas y una mayor eficiencia. Las desventajas están presentes en el precio de materiales de los imanes permanentes que son relativamente altos y que las características magnéticas cambian con el tiempo. La elección de magnetos permanentes para motores es influenciada por distintos factores como es el desempeño del motor, peso, tamaño y eficiencia y factores económicos en relación a los materiales y producción.

En una máquina síncrona de imanes permanentes donde las inductancias varían en función de la posición del rotor, un modelo de dos ejes ($dq0$) es comúnmente utilizado por simplicidad e intuición. Este modelo se consigue mediante una transformación la cual permite referir todas las variables a un marco de referencia común. Esta transformación, conocida como la Transformada de Park, fuerza a las inductancias que varían sinusoidalmente a ser constantes en el marco $dq0$.

El modelo de la máquina síncrona de imanes permanentes (MSIP) en coordenadas $dq0$ ha sido utilizado para crear un modelo computacional para evaluar el comportamiento de la MSIP bajo ciertas condiciones que son inherentes al utilizar la máquina para generación de electricidad mediante una turbina eólica. El propósito de esta investigación es presentar el modelo matemático de la MSIP.

3.2 MODELO DE LA MAQUINA SÍNCRONA

Alimentada con frecuencia constante, la máquina síncrona solo trabaja a velocidad constante, denominada velocidad de sincronismo, la cual depende de la frecuencia de alimentación y del número de polos de la máquina.

Las máquinas síncronas poseen un devanado trifásico en el estator y un devanado rotórico excitado por corriente continua. Adicionalmente pueden existir devanados amortiguadores en el rotor. El devanado de excitación puede ser sustituido por imanes permanentes. En este tipo de máquinas, en vez de utilizar un devanado de corriente continua en el rotor, se utilizan imanes permanentes que crean el campo magnético de excitación. De esta forma, se elimina la necesidad de anillos rozantes y se disminuye considerablemente el volumen de la máquina. En estas máquinas se consiguen elevadas aceleraciones gracias a la relación par/inercia que presentan.

Una descripción un generador síncrono en la operación tiene éxito con los procedimientos conocidos. Las tres fases de presentación de la máquina y sus bobinados se destina a la transformación en la figura 3.1 se muestra en dos modelo de máquina con sólo dos devanados en el rotor.

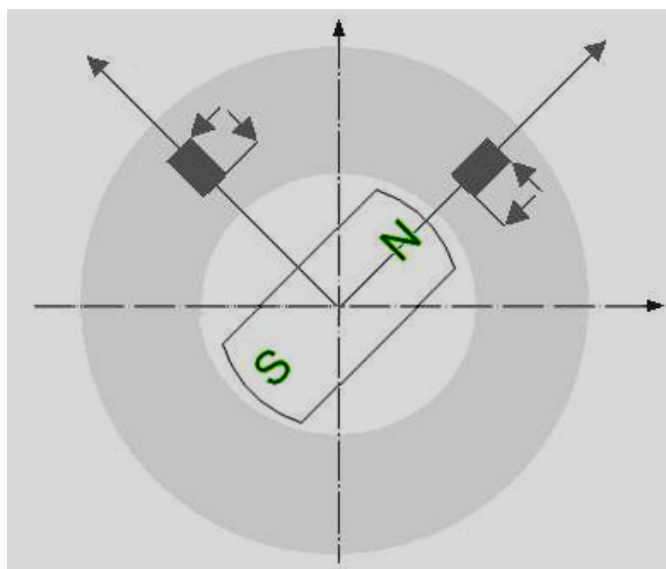


Fig. 3.1 Ejemplo de motor síncrono

Existen dos configuraciones básicas de este tipo de máquinas, en función de la disposición de los imanes permanentes en el rotor: montaje superficial e imanes interiores. En la figura 3.2 se muestran ambos tipos de disposiciones.

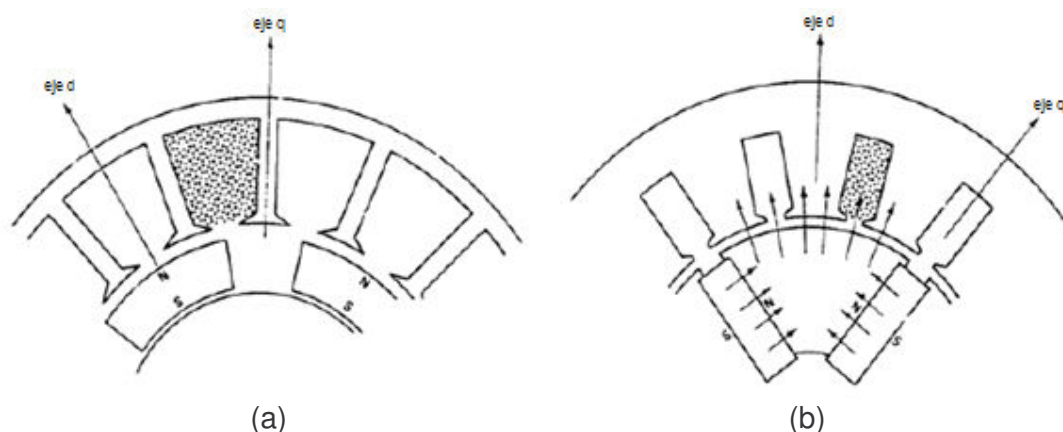


Fig. 3.2 Configuraciones básicas del MSIP (Motor Síncrono de Imanes Permanentes)
 (a) MSIP de imanes superficiales, (b) MSIP de imanes interiores

En la figura 3.3 (a) se presenta una máquina de imanes permanentes superficiales de cuatro polos. Estos van montados en la superficie del rotor mediante potentes adhesivos. Para poder dar rigidez al rotor, importante a altas velocidades, el espacio inter polar se encuentra relleno de material no-ferro magnético y posteriormente va zunchando con materiales de alta rigidez. Como la permeabilidad relativa de los diferentes tipos de imanes permanentes se sitúa en un rango de 1.02 y 1.2, cuando van montados en la superficie se puede considerar a la máquina como de polos lisos y un entre hierro alto. Esto da lugar a que la inductancia magnetizante sea la misma en los ejes directo y cuadratura.

La MSIP mostrada en la figura 3.3 (b) se denomina de imanes interiores. En ellas los imanes permanentes van embutidos en el interior del rotor ferro magnético. De esta forma se consigue una mayor robustez mecánica, apropiada para aplicaciones de alta velocidad. En este caso el comportamiento magnético de la máquina es similar a una de polos salientes, ya que los espacios entre imanes está compuesto por material ferro magnético del rotor. Esto da lugar a que la reluctancia en la dirección del eje en cuadratura con el flujo de los imanes sea mucho menor que en el eje directo. Por lo tanto, en este tipo de máquinas la inductancia en el eje directo es menor que en el eje en cuadratura, al contrario de lo que ocurre con las máquinas de polos salientes convencionales.

3.2.1 MODELO MATEMÁTICO DE LA MSIP

El análisis de la máquina síncrona de imanes permanentes (MSIP) es similar al de una máquina síncrona clásica, siendo la excitación la única diferencia tal y como se observa en la referencia [14]. El estator de una MSIP y el de una máquina síncrona de rotor devanado son similares. Además, no existe diferencia entre la fuerza electromotriz producida por un imán permanente la producida por una bobina excitada. De esta manera, el modelo matemático de la MSIP es similar al de la máquina síncrona clásica.

3.2.1.1 ECUACIONES ELÉCTRICAS

Las ya conocidas ecuaciones de voltaje de la máquina síncrona clásica se encuentran reproducidas en su forma matricial en (1).

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = -R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

Para referir los voltajes trifásicos abc al eje dq0, se utiliza la transformación de Park

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_0 \end{bmatrix} = [T_{dq0}(\theta_q)] \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

Donde

$$[T_{dq0}(\theta_q)] = \begin{bmatrix} \cos\theta_q & \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\sin\theta_q & -\sin\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Y su matriz inversa está dada por

$$[T_{dq0}(\theta_q)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_q & -\sin\theta_q & 1 \\ \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Realizada la transformación se puede escribir las ecuaciones dinámicas de voltaje de la MSIP como se aprecia en la referencia correspondiente [15].

$$U_d = -Ri_d - \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega\lambda_q \quad (5)$$

$$U_q = -Ri_q - \frac{d\lambda_q}{dt} - \omega\lambda_d \quad (6)$$

Donde

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (7)$$

Y

$$\lambda_d = L_d i_d - \lambda_{PM} \quad (8)$$

Donde λ_{PM} es el flujo debido a los imanes permanentes. Los circuitos equivalentes de la MSIP se encuentran en la figura 3.3 y figura 3.4. Tanto para la derivación de las ecuaciones eléctricas y mecánicas, los términos de secuencia cero no serán considerados ya que se asumen condiciones balanceadas.

Despejando i_d e i_q de (5) y (6) respectivamente se tiene

$$i_d = \frac{1}{L_d} \int (-v_d - Ri_d - \omega L_q i_q) dt \quad (9)$$

$$i_q = \frac{1}{L_q} \int (-v_q - Ri_q + \omega L_d i_d + \omega \lambda_{PM}) dt \quad (10)$$

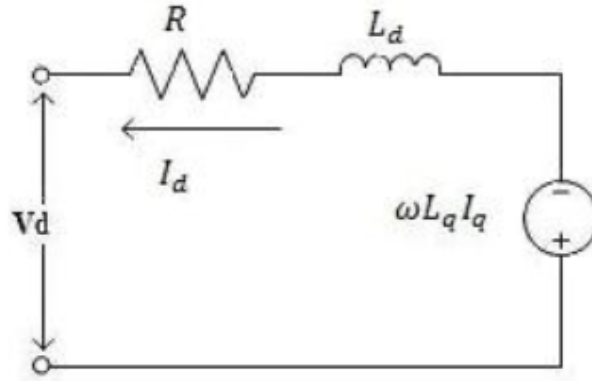


Fig. 3.3 Circuito equivalente del eje d

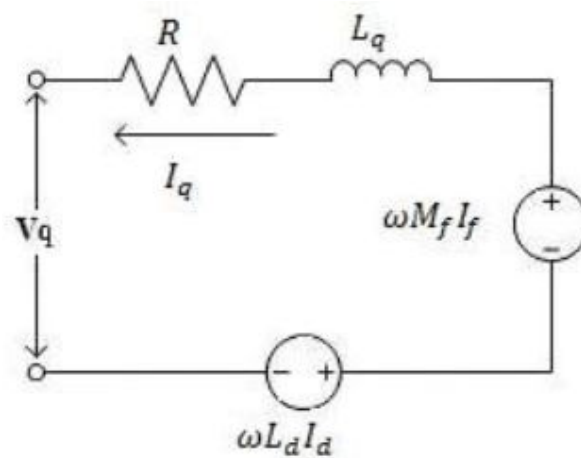


Fig. 3.4 Circuito equivalente del eje q

3.2.1.2 ECUACIONES MECÁNICAS

Las expresiones de par de la máquina, en el sistema coordenado $dq0$, pueden ser obtenidas de la potencia instantánea de salida del estator trifásico como se observa en la referencia [15].

$$P = U_a i_a + U_b i_b + U_c i_c \quad (11)$$

Transformando estos voltajes y corrientes al sistema de coordenadas $dq0$, mediante (3), se obtiene la siguiente expresión

$$P = \frac{3}{2} U_d i_d + \frac{3}{2} U_q i_q + 3 U_0 i_0 \quad (12)$$

Reemplazando (5) y (6) en 12 da

$$P = -\frac{3}{2}R(i_q^2 + i_d^2) - \frac{3}{2}\left(\frac{d\lambda_q}{dt}i_q + \frac{d\lambda_d}{dt}i_d\right) + \frac{3}{2}\omega(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (13)$$

Eliminando de (13) los términos relacionados con las pérdidas eléctricas y la tasa de cambio en la energía magnética, se tiene que la componente mecánica de la potencia es

$$P_{em} = \frac{3}{2}\omega(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (14)$$

Para una máquina de P-polos, $\omega = (P/2)\omega_m$, donde ω_m es la velocidad del rotor en radianes mecánicos por segundo. De esta manera, la ecuación (14) para una máquina de P-polos también puede ser escrita así

$$P_{em} = \frac{3P}{2}\omega_m(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (15)$$

Dividiendo la potencia electromecánica por la velocidad mecánica del rotor se obtiene la siguiente expresión para el par electromecánico en una máquina de P-polos:

$$P_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_m} = \frac{3P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (16)$$

Sustituyendo las ecuaciones (7) y (8) se tiene que el torque electromecánico se puede escribir de la siguiente manera

$$P_{em} = \frac{3P}{2}[\lambda_{PM}i_q + (L_d - L_q)i_q i_d] \quad (17)$$

Las fuerzas que actúan sobre el rotor se muestran en la figura 3.5 El par neto de aceleración, $P_{em} + P_{mec} - P_{fric}$, se mueve en dirección a la rotación del rotor cuando está operando como motor y viceversa cuando está operando como generador. Aquí, P_{em} , el par mecánico aplicado externamente en la dirección de la rotación, será negativo cuando la máquina opera como motor y será positivo cuando el rotor está siendo movido por un primo motor; y, P_{fric} , el par fricción, actúa en dirección opuesta a la dirección de rotación del rotor. Igualando el par neto de aceleración al torque de inercia, se tiene que

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = P_{em} + P_{mec} - P_{fric} \quad (18)$$

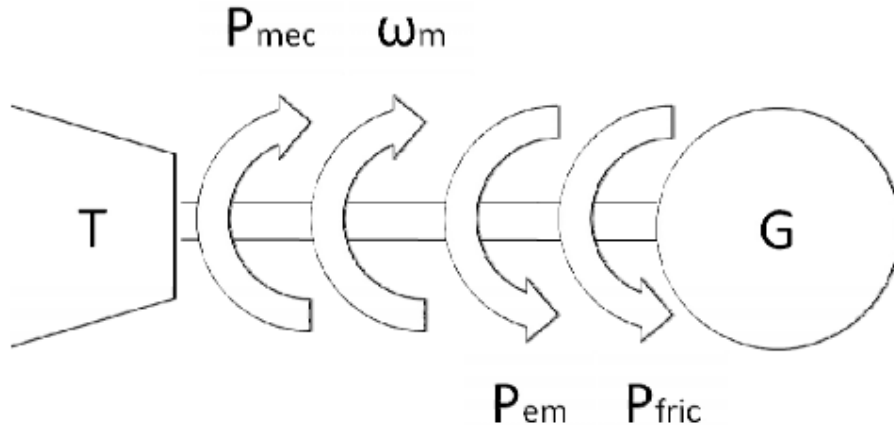


Fig. 3.5 Fuerzas que actúan sobre el rotor

3.3 ESTRUCTURA DEL PROGRAMA

Las ecuaciones del modelo de la máquina sincrónica de imanes permanentes derivadas en la sección anterior pueden ser implementadas en una simulación que usa voltajes como entrada y corrientes como salida. En Fig. 3.6 se muestra el flujo de variables dentro del programa. Las entradas más importantes de la simulación de la máquina son los voltajes de fase abc del estator, y los parámetros que el usuario introduce: la excitación que proveen los imanes permanentes, y el par mecánico aplicado al rotor. Los parámetros utilizados para la simulación se encuentran en la Tabla 3.1.

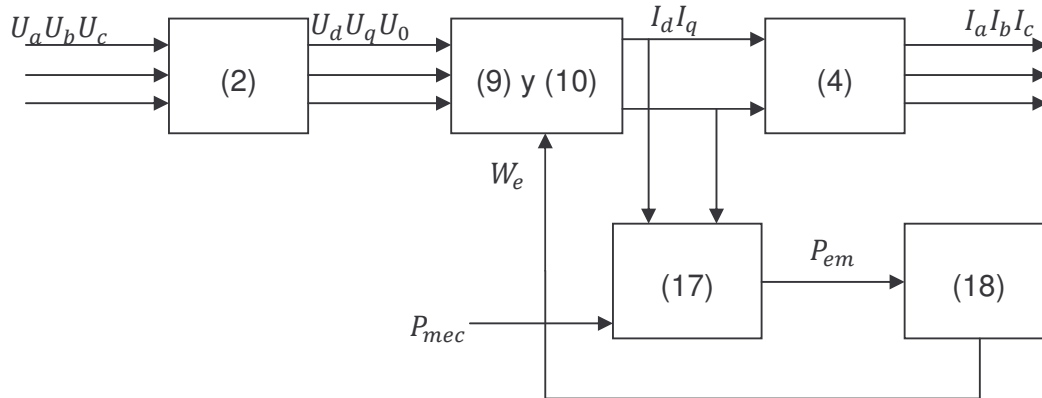


Fig. 3.6 Flujo de variables

Símbolo	Nombre	Valor
U_{LL}	Voltaje Nominal	220V
P	Número de Polos	4
R_s	Resistencia del Estator	2.875Ω
λ_{PM}	Enlace de Flujo de los Imanes	0.175 Wb – vuelta
L_q	Inductancia del eje q	8.5 mH
L_d	Inductancia del eje d	8.5 mH
J	Inercia	0.0008 kg m ²
F	Coefficiente de fricción	0.001 N.m.s

Tabla 3.1 Parámetros de la máquina de imanes permanentes

En la Fig. 3.7 se describe el modelo implementado en SIMULINK basado en el diagrama de flujo de variables descrito en la Fig. 3.6. Para generar los voltajes trifásicos se tiene un reloj el cual se multiplica por una ganancia $\omega=2\pi f=377$ (donde f es la frecuencia del sistema 60 Hz) y la magnitud del voltaje. Estas dos cantidades son introducidas en tres funciones las cuales tienen como salida los voltajes trifásicos balanceados.

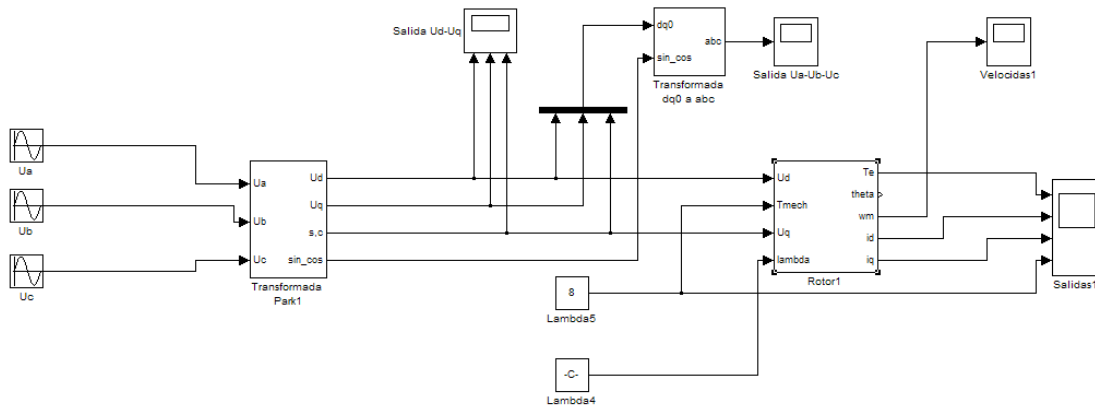


Fig. 3.7 Bloques del programa en matlab.

CAPITULO 4

TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES SELECCIONADOS PARA EL INVERSOR DE POTENCIA

4.1 INTRODUCCIÓN

Un inversor de voltaje, es un circuito utilizado para convertir CD en CA (CD/CA). La función del inversor es cambiar un voltaje de entrada de corriente directa a un voltaje simétrico de salida de corriente alterna, con la magnitud y frecuencia deseada por el usuario o el diseñador. Los inversores son utilizados en una gran variedad de aplicaciones, desde pequeñas fuentes de alimentación para computadoras, hasta aplicaciones industriales para manejar alta potencia. Los inversores también son utilizados para convertir la CD generada por los paneles solares fotovoltaicos, acumuladores o baterías, etc., en corriente alterna y de esta manera poder ser inyectados en la red eléctrica o usados en instalaciones eléctricas aisladas.

El proceso de conversión de voltaje puede lograrse mediante la implementación de técnicas de modulación, las cuales actúan sobre un puente inversor monofásico o trifásico el cual consiste de uno o varios transistores de potencia avanzados, como los MOSFET's (en español Transistor de efecto de campo basado en la estructura MOS del inglés *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) o los IGBT's (Transistor bipolar de puerta aislada del inglés *Insulated Gate Bipolar transistor*, a partir de ahora solo se abreviara el termino) o Según las características de estas técnicas, las propiedades de eficiencia en la conversión, contenido armónico de la señal de salida y pérdidas en el puente inversor cambian.

Los inversores de potencia tienen amplia aplicación en la industria. Son utilizados en variadores de velocidad, sistemas de alimentación ininterrumpida, filtros activos, etc. También los convertidores CD/CA se pueden clasificar como fuentes inversoras de voltaje (VSI, voltaje source inverter) y fuentes inversoras de corriente (CSI current source inverter). Los CSI se usan en sistemas de alta potencia, los VSI se reservan para aplicaciones en baja y mediana potencia. Dentro de esta clasificación existen varias configuraciones de convertidores CD/CA que dependen de la aplicación final y el nivel de voltaje o corriente de su salida. En el caso de los accionamientos electrónicos para motores de baja y mediana potencia, la topología típica es el medio puente inversor trifásico con fuente de voltaje (Figura 4.1), formado por seis elementos de conmutación que pueden ser MOSFET's, IGBT's ó ciertos tipos de tiristores dependiendo de la potencia y frecuencia de conmutación deseados.

Adicionalmente, se debe considerar la técnica de modulación que activará los elementos de conmutación.

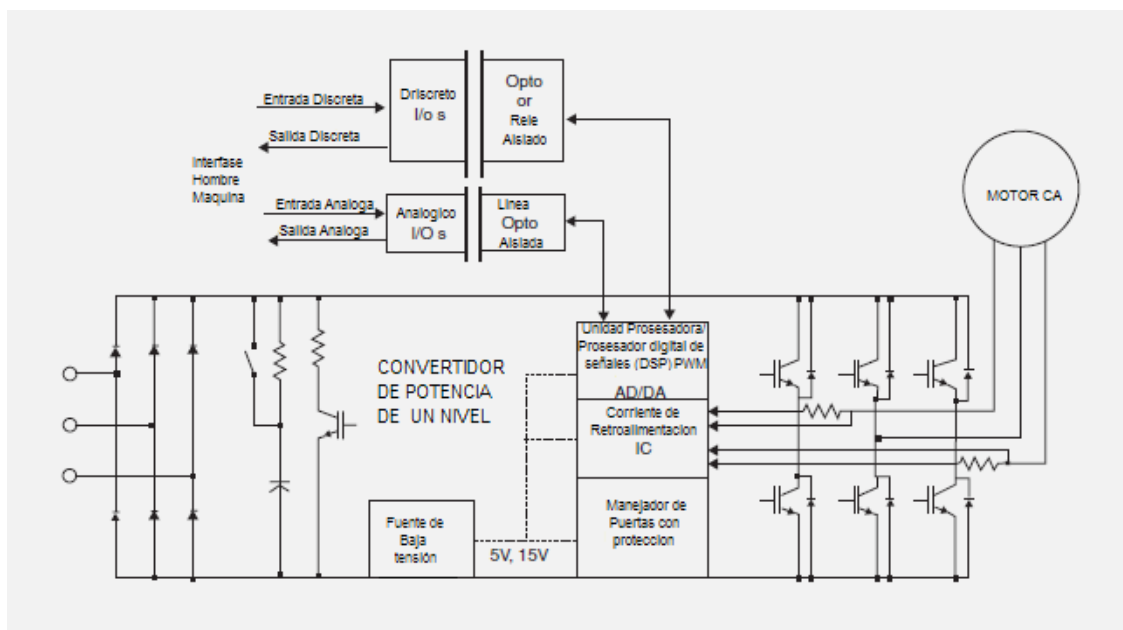


Fig. 4.1 Inversor trifásico con circuito intermedio de CD.

En el inversor con fuente de voltaje la técnica de modulación se encarga de la forma de onda de la señal de salida CA, su nivel de tensión y su frecuencia. Las técnicas de modulación se pueden clasificar en escalares como la Modulación por ancho de pulso ó PWM (del inglés *Pulse Width Modulation*) y vectoriales como la Modulación del vector del espacio de tensión ó SVM (del inglés *Space Vector Modulation*).

Entre las técnicas escalares se encuentran la técnica de modulación de onda cuadrada, técnica de modulación sinusoidal, técnica de modulación sinusoidal con tercer armónico, entre otras; divisibles a la vez en técnicas de modulación basadas en portadora triangular (*carrier based*) y técnicas programadas. La técnica de modulación SVM (*space vector modulation*) se introdujo en los años ochentas la cual maneja el puente inversor trifásico como una unidad y se basa en la representación vectorial del voltaje trifásico para el manejo del puente inversor, disminuye las pérdidas por conmutación en el mismo y minimiza el contenido armónico de la señal de salida.

Inversores más avanzados utilizan la modulación por ancho de pulsos con una frecuencia portadora mucho más alta para aproximarse más a la onda seno o modulaciones por vectores de espacio mejorando la distorsión armónica de salida. También se puede pre distorsionar la onda para mejorar el factor de potencia.

4.2 TOPOLOGÍAS

Los generadores eólicos de gran potencia producen voltajes alternantes cuya amplitud y frecuencia dependen en cada instante de la velocidad de rotación de las palas de la turbina. Esto conlleva la necesidad de utilizar algún sistema de conversión CA/CA para conseguir tensiones trifásicas estables y compatibles con los valores de la red. La configuración habitual de enlace del generador con la red eléctrica consiste en un sistema de conversión CA/CD/CA que se consigue mediante dos convertidores; uno de CA/CD y otro de CD/CA que comparten el mismo bus de continua (conexión "back-to-back").

Habitualmente se utiliza la misma topología de convertidor para ambas etapas, que consiste en una configuración de puente inversor trifásico. Esta topología puede trabajar en cuatro cuadrantes y es, por lo tanto, intrínsecamente reversible. En la Fig. 4.2 se presentan dos estructuras de convertidores trifásicos de este tipo; un inversor clásico de dos niveles y un inversor de tres niveles en estructura neutro aterrizado ó NPC (del inglés *neutral point clamped*).

Los sistemas con convertidores de dos niveles y multinivel son de dos etapas, es decir, la interface de electrónica de potencia está formada por dos convertidores de potencia de transistores IGBT's para conectar el sistema eólico de velocidad variable a la red eléctrica. El primer convertidor, trabajando como un rectificador, está conectado entre la máquina eléctrica y los condensadores. El segundo convertidor, trabajando como un ondulator, está conectado entre los condensadores y un filtro conectado antes de la red eléctrica. Los sistemas con convertidor matricial son de una sola etapa, es decir, no tienen etapa intermedia de tensión continua.

En los sistemas con convertidor matricial, la interface de electrónica de potencia está formada por nueve transistores IGBT's (bidireccionales). Estas interfaces conectan los sistemas trifásicos de entrada, la máquina eléctrica, y el sistema trifásico de salida, la red eléctrica, obteniéndose así las ondas de corriente y tensión con la frecuencia deseadas.

Los convertidores matriciales han sido objeto de investigación desde finales de los años setenta para ser desarrolladas mejores potencialidades. El inconveniente de estos convertidores está en la distorsión de las ondas de corriente, que se produce cuando las tensiones son desequilibradas, pues no incorporan etapa de tensión continua con condensador, como las topologías de dos niveles y multinivel. Estos convertidores permiten generar dos o tres niveles de tensión, respectivamente, en cada una de sus salidas trifásicas. Mediante el efecto de filtrado paso-bajo producido por elementos inductivos, ya sea debido a las propias inductancias del generador eólico u otras explícitamente añadidas, se consiguen corrientes con una forma marcadamente senoidal.

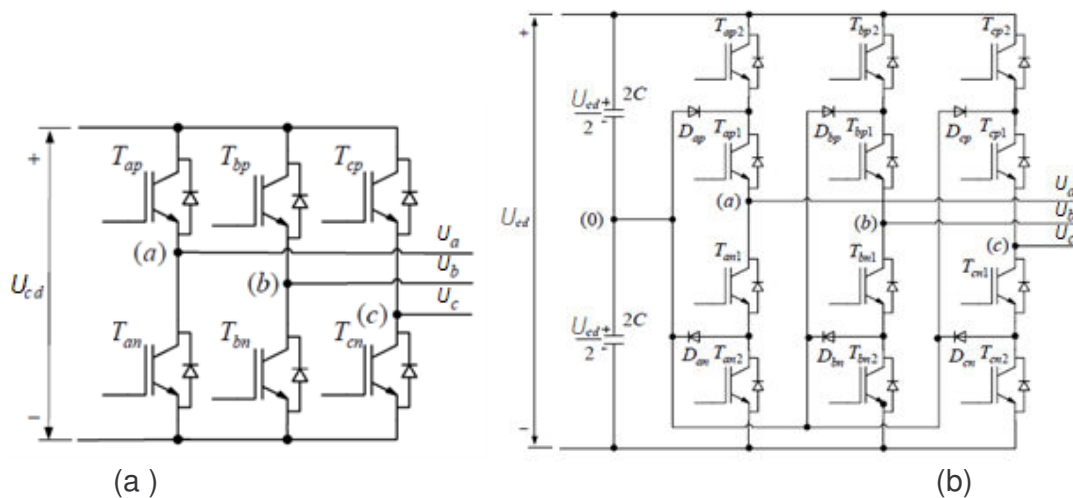


Fig. 4.2 Topologías de inversores trifásicos. (a) Inversor clásico de dos niveles y (b) inversor NPC de tres niveles.

4.2.1 CONVERTIDOR DE DOS NIVELES

En el estudio de los sistemas con convertidores de dos niveles como indicado en la Fig. 4.2, se considera que:

- Los transistores IGBT's son ideales, y unidireccionales y jamás estarán sujetos a tensiones inversas, siendo esta situación garantizada por la topología de conexión de los diodos en antiparalelo.
- Los diodos son ideales: en conducción es nula la caída de tensión a sus terminales y en bloqueo é nula la corriente que pasa.
- La tensión continua en la salida del rectificador debe ser siempre $v_{dc} > 0$.

En el convertidor de dos niveles, tanto el rectificador como el modulador están constituidos por seis IGBT's comandados S_{ik} . Cada IGBT es conectado en antiparalelo a un diodo. Los conjuntos de dos IGBT's conectados a la misma fase constituyen un brazo del convertidor.

En el sistema indicado en la Fig. 4.3, el primer convertidor trabaja como un rectificador. Este está conectado entre la máquina eléctrica cuya representación se hace por un circuito con la inductancia L , la resistencia R y una fuente de tensión U_k para $k=\{1, 2, 3\}$ y el banco de condensadores C . El segundo convertidor trabaja como un modulador, está conectado entre el banco de condensadores y un filtro inductivo cuya inductancia es L_f conectado antes de la red eléctrica cuya representación se hace por un circuito cuya inductancia es L_c , la resistencia es R_c y una fuente de tensión U_k para $k=\{4, 5, 6\}$.

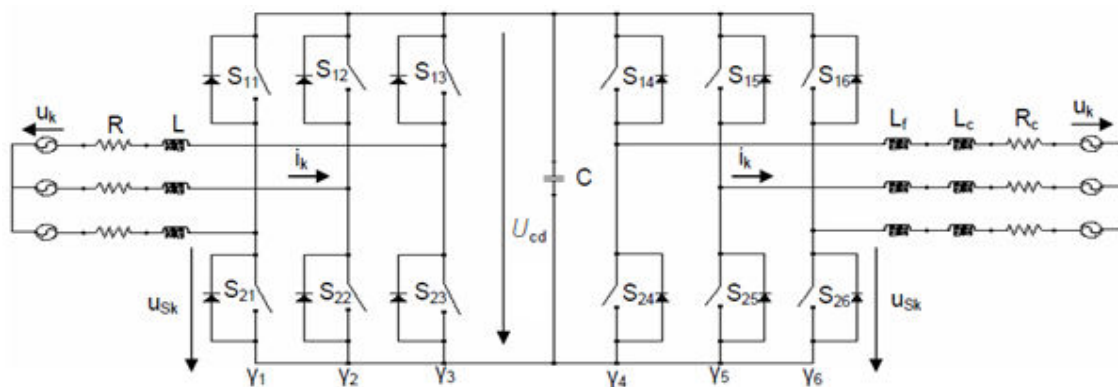


Fig. 4.3 Sistema con convertidor de dos niveles

Para la función de conmutación de cada IGBT, se utiliza una variable binaria y_k para identificar el estado del IGBT en el brazo k del convertidor, siendo k el índice que identifica el brazo. Siendo S_{ik} los estados lógicos de conducción o bloqueo de los IGBT's i de cada brazo k del convertidor, los dos IGBT's son identificados por el índice i con los valores 1, para el IGBT superior y 2 para el IGBT inferior según la Fig. 4.3. Así, para simular los estados de conducción y bloqueo de los IGBT's, de cada brazo k de los convertidores, con $k=\{1, 2, 3\}$ para el rectificador y $k=\{4, 5, 6\}$ para el ondulator, se establecen las condiciones lógicas siguientes:

$$Y_k = \begin{cases} 1, & S_{ik}=1(\text{Conduccion}) \\ 0, & S_{ik}=0(\text{Bloqueo}) \end{cases} \quad 4.1$$

para $i \in \{1, 2\}$ y $k \in \{1, \dots, 6\}$

Además se establece la siguiente restricción topológica para los brazos;

$$\sum_{i=1}^2 S_{ik} = 1 \text{ para } k \in \{1, \dots, 6\} \quad 4.2$$

La tensión simple u_{sk} a los terminales del rectificador y del modulador dependen directamente de los estados de los transistores IGBT's. Las corrientes en el rectificador son determinadas por las ecuaciones de estado,

$$\frac{di_k}{dt} = -\frac{R}{L} i_k + \frac{1}{L} u_k + \frac{1}{L} u_{sk} \quad 4.3$$

para $k=\{1, 2, 3\}$

Las corrientes en el modulador son determinadas por las ecuaciones de estado,

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{1}{(L_c + L_f)} (u_{sk} - u_k - R_c i_k) \quad 4.4$$

para $k=\{4, 5, 6\}$

y la tensión continua es determinada por la ecuación de estado

Así, (4.1) a (4.5) describen el modelo de estado del convertidor de dos niveles.

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (\sum_{k=1}^3 Y_k i_k - \sum_{k=4}^6 Y_k i_k) \quad 4.5$$

4.2.2 CONVERTIDOR MULTINIVEL

En el sistema con convertidor multinivel, el rectificador puede estar constituido por doce transistores IGBT's comandados S_{ik} , por que pueden ser mas. En el ondulator la constitución es la misma. En este sistema, el primer convertidor trabaja como un rectificador. Está conectado entre la máquina eléctrica cuya representación se hace por un circuito con la inductancia L , la resistencia R y una fuente de tensión u_k para $k=\{1, 2, 3\}$ y los bancos de condensadores C_1 y C_2 . El segundo convertidor trabaja como un ondulator, está conectado entre los bancos de condensadores y un filtro de segundo orden cuya inductancia es L_f , con la resistencia R_f y un banco de condensadores C_f conectado antes de la red eléctrica. La red eléctrica se representa por un circuito cuya inductancia es L_c , la resistencia R_c y una fuente de tensión u_k para $k=\{4, 5, 6\}$. La configuración del sistema que será simulada se presenta en la Fig. 4.4 Los conjuntos de cuatro transistores IGBT's conectados a la misma fase constituyen el brazo k del convertidor.

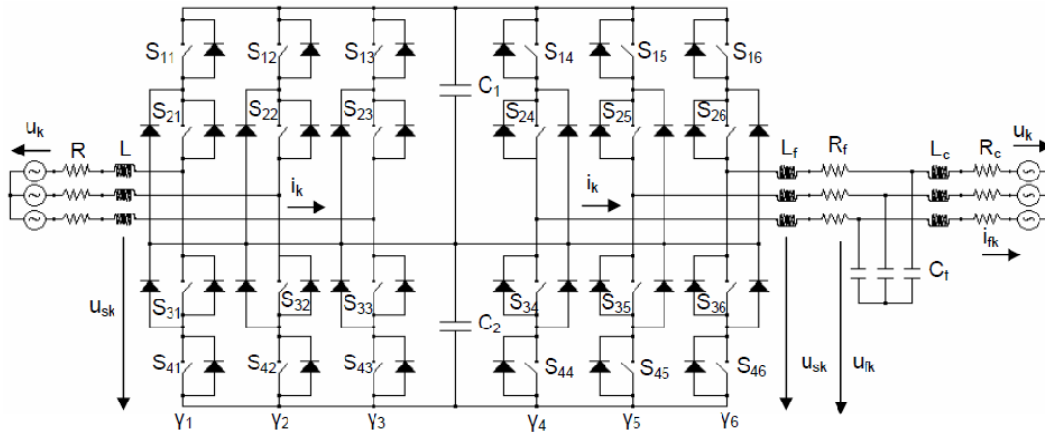


Fig. 4.4 Sistema con convertidor multinivel

En el estudio del convertidor multinivel se hacen las mismas consideraciones 4.2, 4.3 y 4.4 hechas para los convertidores de dos niveles. Y además, se hace la siguiente consideración: cada brazo k del convertidor debe tener siempre funcionando dos IGBT's. Para la función de conmutación de cada IGBT S_{ik} se utiliza la variable binaria γ_k para identificar el estado de conducción y bloqueo del IGBT i en el brazo k del convertidor, siendo i el índice que identifica el IGBT con $i=\{1, 2, 3, 4\}$ el k el índice que identifica el brazo. Así, para simular los estados de conducción y bloqueo de los IGBT's, de cada brazo k de los convertidores, con $k=\{1, 2, 3\}$ para el rectificador y $k=\{4, 5, 6\}$ para el ondulator, se establecen las condiciones lógicas siguientes:

$$Y_k = \begin{cases} 1 & (S_{1k} \text{ y } S_{2k}) = 1 \\ 0 & (S_{2k} \text{ y } S_{3k}) = 1 \\ 1 & (S_{3k} \text{ y } S_{4k}) = 1 \end{cases} \quad 4.6$$

Para $k \in \{1, \dots, 6\}$

Y además se establece la siguiente restricción topológica para los brazos,

$$(S_{1k} \cdot S_{2k}) + (S_{2k} \cdot S_{3k}) + (S_{3k} \cdot S_{4k}) = 1 \quad 4.7$$

Para $k \in \{1, \dots, 6\}$

4.2.3 CONVERTIDOR MATRICIAL

El modelo de estado del sistema con convertidor matricial de acuerdo con [17], es definido como una asociación de nueve interruptores bidireccionales S_{ik} que interconectan dos sistemas trifásicos. La configuración del sistema que será simulada se presenta en la Fig. 4.5

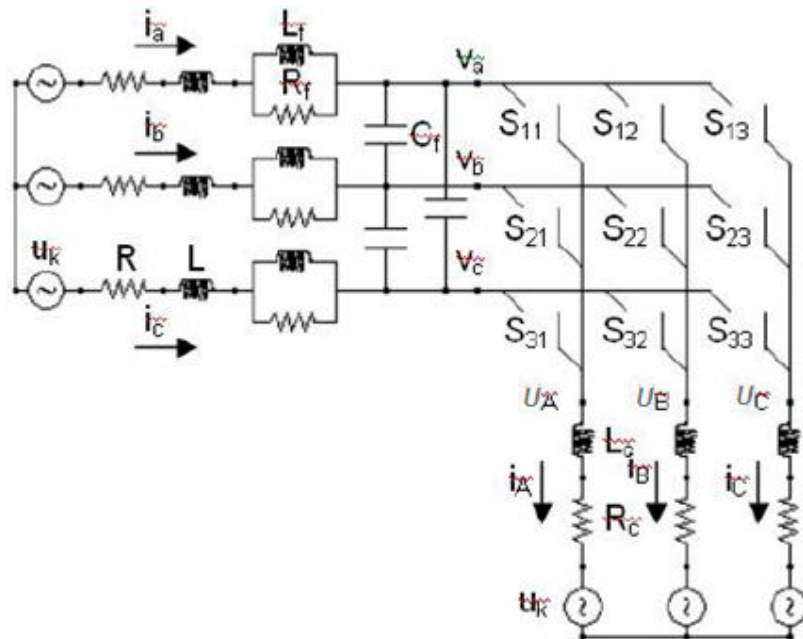


Fig. 4.5 Sistema con convertidor matricial

El sistema trifásico de entrada, constituido por una máquina eléctrica cuya representación se hace por un circuito con la inductancia L, la resistencia R y una fuente de tensión u_k para $k=\{a, b, c\}$, conectada a un filtro de segundo orden cuya inductancia es L_f , con la resistencia R_f y un banco de condensadores C_f y el sistema trifásico de salida se representa por un circuito cuya inductancia es L_c , la resistencia R_c y una fuente de tensión u_k para $k=\{A, B, C\}$. En el estudio del convertidor matricial se considera que:

Los diodos son ideales: en conducción es nula la caída de tensión a sus terminales y en bloqueo es nula la corriente que pasa.

Cada elemento de la matriz de comando [S] del convertidor es un interruptor bidireccional en tensión y corriente.

Para que haya siempre continuidad en la corriente, en cada línea de la matriz de comando [S] existirá una variable de comando que deberá corresponder a un interruptor en conducción.

Para que no haya la posibilidad de cortocircuito con las fuentes de tensión, en cada línea de la matriz de comando [S] no habrá mas que una variable de comando correspondiente a un interruptor en conducción.

Así, en el convertidor matricial, se establecen las condiciones lógicas para los IGBT's,

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & (\text{conduccion}) \\ 0 & (\text{Bloqueo}) \end{cases} \text{ para } i,j \in \{1,2,3\} \quad 4.8$$

Las tensiones simples de salida están conectadas con las tensiones simples de entrada del convertidor por la matriz de comando [S] dadas por,

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad 4.9$$

La relación entre las corrientes de entrada en el convertidor y las corrientes en la red de energía eléctrica vienen dadas por,

$$[i_a \quad i_b \quad i_c]^T = [S]^T [i_A \quad i_B \quad i_C]^T \quad 4.10$$

Las ecuaciones (4.8) a (4.10) describen el convertidor matricial.

4.3 TOPOLOGÍAS SELECCIONADAS

En el presente trabajo una de las topologías seleccionadas para la simulación será la de convertidor clásico de dos niveles, pero solo en lo correspondiente a la modulación, En lo que respecta a la obtención de CD se empleara un rectificador de onda completa y un convertidor CD/CD elevador o Convertidor Boost.

Se ha empleado la topología de convertidor CD/CD elevador (Boost) para regular el voltaje y es controlado usando un algoritmo de control de corriente, se ha elegido ya este o para a distintas frecuencias. Es robusto contra variaciones en los parámetros del circuito y tiene una respuesta dinámica muy rápida.

4.3.1 CONVERTIDOR ELEVADOR (BOOST)

El convertidor Boost (en inglés Elevar) es un convertidor elevador, en el sentido de que su tensión de salida nunca puede ser menor que la de la entrada. La topología de este convertidor se muestra a continuación.

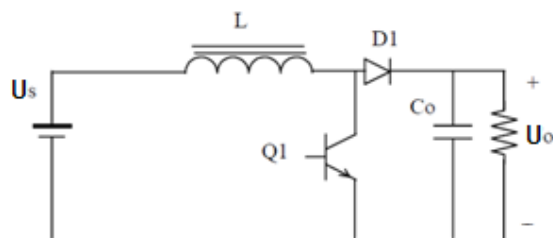


Fig 4.6 Convertidor Elevador (Boost)

Es un tipo de fuente de alimentación conmutada que contiene al menos dos interruptores semiconductores y al menos un elemento para almacenar energía. Frecuentemente se añaden filtros contruidos con inductores y condensadores para mejorar el rendimiento.

La mayor ventaja de esta arquitectura de convertidor es la posibilidad de aumentar la tensión de salida respecto de la de entrada en un factor de hasta aproximadamente 10 sin necesidad de transformador. La utilización de un inductor es normalmente más económica en comparación a la necesidad de un transformador.

Uno de los inconvenientes de esta estructura es que no está protegido ante cortocircuitos en la salida, dado que el diodo realiza una conexión directa entre la entrada y la salida.

La conversión de potencia permite que dispositivos de continua utilicen energía de fuentes de alterna, este es un proceso llamado conversión AC a CD y en él se usan convertidores CA a CD como rectificadores.

La energía también puede provenir de fuentes CD como baterías, paneles solares, rectificadores y generadores CD, pero ser de niveles inadecuados. El proceso de cambiar una tensión de continua a otra diferente es llamado conversión CD a CD. Un convertidor elevador (Boost) es uno de los tipos de convertidores CD a CD.

4.4 CONVERTIDOR DC/DC ELEVADOR CON REGULACIÓN

En un regulador elevador, el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada, de ahí la palabra “elevador”. En la figura 4.7 aparece un regulador elevador que utiliza un IGBT de potencia. La operación del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 empieza cuando se activa el transistor M_1 en $t=0$. La corriente de entrada, que se eleva fluye a través del inductor L y la del transistor Q_1 . El modo 2 empieza cuando se desconecta el transistor M_1 en $t=t_1$. La corriente que estaba fluyendo a través del transistor fluirá a través de L , C la carga y el diodo D_m . La corriente del inductor se abate hasta que se vuelve a activar en el siguiente ciclo el transistor M_1 . La energía almacenada en el inductor L es transferida a la carga.

Si suponemos que la corriente del inductor se eleva linealmente desde I_1 hasta I_2 en el tiempo t_1 ,

$$U_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad 4.11$$

O bien,

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{U_s} \quad 4.12$$

Y la corriente del inductor se abate linealmente desde I_2 hasta I_1 en el tiempo t_2

$$U_s - U_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad 4.13$$

O bien

$$t_2 = \frac{\Delta I L}{U_a - U_s} \quad 4.14$$

Donde $\Delta I = I_2 - I_1$ es la corriente de la componente ondulatoria de pico a pico del inductor L . de las ecuaciones (4.11) y (4.13)

$$\Delta I = \frac{U_s t_1}{L} = \frac{(U_a - U_s) t_2}{L} \quad 4.15$$

Si sustituimos $t_1 = kT$ y $t_2 = (1-k)T$ obtenemos el voltaje promedio de salida

$$U_a = U_s \frac{T}{t_2} = \frac{U_s}{1-k} \quad 4.16$$

Si suponemos un circuito sin pérdidas, $U_s I_s = U_a I_a = U_s I_a / (1-k)$ y la corriente promedio de entrada es

$$I_s = \frac{I_a}{1-k} \quad 4.17$$

El periodo de conmutación T se puede determinar a partir de

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{U_s} + \frac{\Delta I L}{U_a - U_s} = \frac{\Delta I L U_a}{V_s (U_a - U_s)} \quad 4.18$$

Y esto nos da la corriente de la componente ondulatoria pico a pico

$$\Delta I = \frac{U_s (U_a - U_s)}{f L U_a} \quad 4.19$$

O bien,

$$\Delta I = \frac{U_s k}{f L} \quad 4.20$$

Cuando el transistor está activo, el capacitor suministra la corriente para $t = t_1$. La corriente promedio del capacitor durante el tiempo t_1 es $I_c = I_a$ y el voltaje de la componente ondulatoria de pico a pico del capacitor es

$$\Delta U_c = U_c - U_c(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_a dt = \frac{I_a t_1}{C} \quad 4.21$$

La ecuación 4.16 da $t_f=(V_a-V_s)/(V_a f)$, sustituyendo en la ecuación 4.21 obtenemos

$$\Delta U_c = \frac{I_a(U_a-U_s)}{U_a f C} \quad 4.22$$

Es decir,

$$\Delta U_c = \frac{I_a k}{f C} \quad 4.23$$

Un regulador elevador puede subir el voltaje de salida sin la necesidad de un transformador. Debido a que solo tiene un transistor, su eficiencia es alta. La corriente de entrada es continua. Sin embargo a través del transistor de potencia debe fluir una corriente pico alta. El voltaje de salida es muy sensible a cambios en el ciclo de trabajo k y puede resultar difícil estabilizar el regulador.

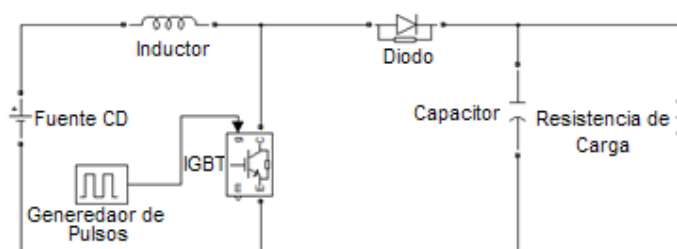


Fig. 4.7 Diagrama de circuito

Donde

$$U_a = U_s \frac{1}{1 - k}$$

En el circuito La fuente de DC es V_s y V_a es el voltaje entregado a la carga.

4.4.1 CONTROL DEL CONVERTIDOR ELEVADOR (BOOST)

El convertidor Elevador (Boost) es usado como un regulador de voltaje y es controlado usando una técnica de control de corriente. La idea básica de este tipo de control es estimar el valor requerido de trabajo basado en medidas obtenidas de las señales de voltaje y hacer un promedio de valores de la corriente del inductor para obtener las entradas para el control de corriente.

Si se asume que la frecuencia de rizado de la señal de entrada de voltaje (u_s) es menor que la frecuencia de energización del IGBT y que la salida de voltaje (u_a) es constante es posible decir

$$I_{max} = t_{on} T m_1 \quad (4.23)$$

$$(1 - t_{on}) T = I_{max} / m_2 \quad (4.24)$$

Donde

$$m_1 = \frac{u_s}{L}$$

$$m_2 = (u_s - u_a) / L$$

Y T es el tiempo de conmutación.

El promedio de valores de corriente del diodo es realmente la corriente de la carga. Combinando (4.23) y (4.24) usando la definición de m_1 y m_2 , el promedio de valores de la corriente del diodo en un intervalo de conmutación puede ser calculado como [18].

$$i_{load} = i_{D(AV)} = \frac{T}{2L} \left(\frac{U_s^2}{U_a - U_s} \right) t_{on}^2 \quad (4.25)$$

La solución para t_{on} es

$$t_{on} = \sqrt{\frac{2L}{T} \frac{1}{U_s} \sqrt{i_{D(AV)} (U_a - U_s)}} \quad (4.26)$$

Esta relación es usada para calcular la duración del tiempo-encendido (time-on) de esta forma el promedio de corriente en el diodo sigue la señal de corriente deseada. En este caso la señal de corriente deseada es obtenida de la salida de un controlador de voltaje PI.

En la aplicación de factor de potencia $i_{L(AV)}$ necesita ser proporcional ser proporcional a la forma de onda rectificada. Y se puede escribir como sigue

$$i_{L(AV)} = A|U_s| \quad (4.27)$$

Donde A es una ganancia determinada por el control control de voltaje basada en la salida de voltaje requerida en la salida. En (4.27) la entrada de voltaje rectificada es usada como referencia de la corriente del inductor

4.5 MÉTODOS DE CONTROL DE LOS INVERSORES.

Las técnicas de conmutación de los convertidores, de acuerdo a la frecuencia de conmutación de los interruptores pueden agruparse en las siguientes cinco categorías Fig. 4.8 [19]. Los convertidores descritos anteriormente basan su funcionamiento en tomar una señal de CD y transformarla en una señal de CA senoidal cuya magnitud de y frecuencia es la misma que en la red eléctrica. Para realizar esto, es necesario establecer una estrategia de modulación que permita obtener a la salida del convertidor CA/CA una señal cuyos armónicos sean fáciles de filtrar. A continuación se exponen las dos estrategias disponibles y se escoge una de ellas.

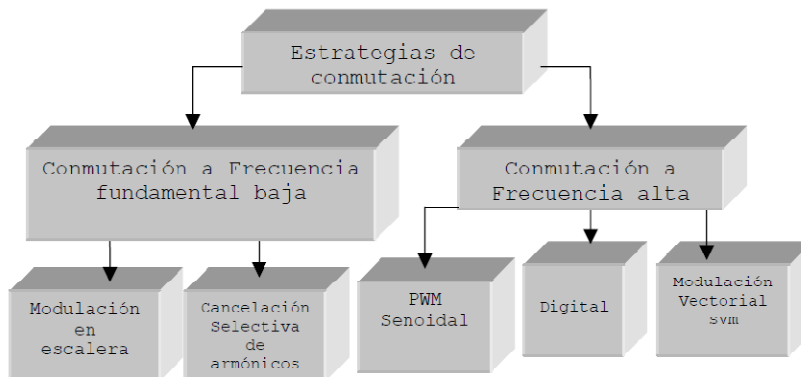


Fig.4.8 Formas de conmutación para convertidores. [19]

4.5.1 MODULACION USANDO LA TECNICA DE CONTROL DIGITAL

Este tipo de modulación consiste en crear los tiempos necesarios para obtener la frecuencia de la señal de salida, para el caso de la frecuencia de 60 hertz (frecuencia de línea), usando multivibradores monoestables no reactivables, donde el pulso de disparo es la misma portadora que normalmente es de alta frecuencia (60 a 75 kHz)

Después de obtener estos pulsos, utilizando compuertas *and*, se agrega la portadora para generar los pulsos de control para conmutación de los interruptores de potencia del convertidor.

Otra forma de obtener esta forma de control, es mediante la programación en VHDL (VHDL es el acrónimo que representa la combinación de VHSIC y HDL, donde VHSIC es el acrónimo de *Very High Speed Integrated Circuit* en español *Circuito integrado de altavelocidad* y HDL es a su vez el acrónimo de *Hardware Description Language* en español *Lenguaje de descripción de hardware*) de un FPGA (del inglés *Field Programmable Gate Array* en español *arreglos de compuertas programables en campo*), el cual minimiza el número de conexiones externas, teniendo además la ventaja de que los retardos generados en los componentes internos son muy pequeños.

4.5.2 MODULACION DEL VECTOR DEL ESPACIO DE TENSION (Space Vector Modulation, SVM)

En la técnica SVM (Del inglés Space Vector Modulation y en español modulación del vector del espacio de tensión, a partir de ahora solo se usara el acrónimo SVM) el puente inversor se controla por ocho estados de conmutación. Se considera la mejor alternativa de modulación para inversores ya que maximiza el uso de la tensión de CD, su contenido armónico es bajo y minimiza las pérdidas por conmutación. Sin embargo, algunos autores indican que su única ventaja es su representación compleja como se explica en [20] [21]. La técnica SVM se propone en 1982 por Pfaff, Weschta y Wick [22] y se desarrolla en 1988 por Broeck, Skudelny y Stanke [23] gracias a los sistemas microprocesadores.

La generación de voltaje con la técnica SVM se logra seleccionando adecuadamente y por un tiempo determinado los estados de los interruptores del puente inversor en cada período de conmutación.

La representación de los vectores espaciales de la tensión se hace en el plano $\alpha\beta$ utilizando la transformación de Concordia como se explica en [25]. Los semiconductores de potencia presentan limitaciones físicas que no les permiten frecuencias de conmutación elevadas. Así, para un determinado valor de frecuencia de conmutación, va existir un error $e_{\alpha\beta}$ entre las grandezas de referencia y las grandezas que se pretenden controlar en el plano $\alpha\beta$ por lo que no se puede anular la condición de estabilidad del modo de deslizamiento [25].

$$S(e_{\alpha\beta}, t) \frac{dS(e_{\alpha\beta}, t)}{dt} < 0 \quad (4.28)$$

Para hacer control en los convertidores se define un error $\pm\varepsilon$ con un valor suficientemente pequeño, teniendo entonces que se satisfacer bandas de error.

$$-\varepsilon < S(e_{\alpha\beta}, t) < +\varepsilon \quad (4.29)$$

4.5.2.1 EL HEXÁGONO DE TENSIONES

En un sistema trifásico los voltajes de fase U_a , U_b y U_c se representan por un vector rotatorio «U» de amplitud constante que gira en el plano complejo con frecuencia angular ω (frecuencia de la señal de salida).

$$U = \frac{1}{c}(U_a + aU_b + a^2U_c) \quad (4.30)$$

Donde:

$$\begin{aligned} a &= e^{j2\pi/3}, \quad a^2 = e^{j4\pi/3} \\ U_a &= U_M \sin(\omega t) = U_M e^{j\omega t} \\ U_b &= U_M \sin(\omega t - 2\pi/3) = U_M e^{j\omega t - 2\pi/3} \\ U_c &= U_M \sin(\omega t - 4\pi/3) = U_M e^{j\omega t - 4\pi/3} \end{aligned} \quad (4.31)$$

El coeficiente C puede seleccionarse entre $3/2$ para la conservación de potencia o $2/3$ para mantener la proyección ortogonal sobre la base (conservación de la magnitud de voltaje). Reemplazando (4.29) en (4.30) se obtiene el vector rotatorio U (4.31).

$$U_M e^{j\omega t} \quad (4.32)$$

De forma equivalente, cada uno de los vectores de voltaje se puede obtener de la transformación de Clarke, [26] [27] la cual permite pasar de un sistema trifásico a uno bifásico ortogonal, como se indica en (4.33).

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_x \\ U_y \end{bmatrix}$$

Donde

$$\begin{bmatrix} U_x \\ U_y \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Dependiendo del estado de conducción de los transistores se generan los vectores U_0, U_1, \dots, U_6 , los cuales se encuentran espaciados 60° ($\pi/3$) entre sí (Figura 4.9). El vector U_1 se obtiene al hacer conducir los transistores T_1, T_4 y T_6 , con lo cual la fase 'a' se conecta a potencial positivo (+U_{dc}) y las fases 'b' y 'c' a negativo (GND). Esto se representa mediante (+--), los restantes vectores de tensión se muestran en la Tabla 4.1 Las combinaciones (+++) y (---) no producen tensión resultante sobre la carga, por lo que se denominan vectores nulos. El hexágono que forman estos vectores en el plano complejo ($\alpha\beta$), representa la región máxima alcanzable usando un bus de DC a un voltaje U_{dc} determinado (Figura 4.9a) [23] a circunferencia dentro del hexágono corresponde a una operación sinusoidal lineal, y como resultado los voltajes en la carga son voltajes sinusoidales, el sentido de rotación del vector de voltaje determina la secuencia de fase en la salida del inversor como se observa en la referencia correspondiente [27]

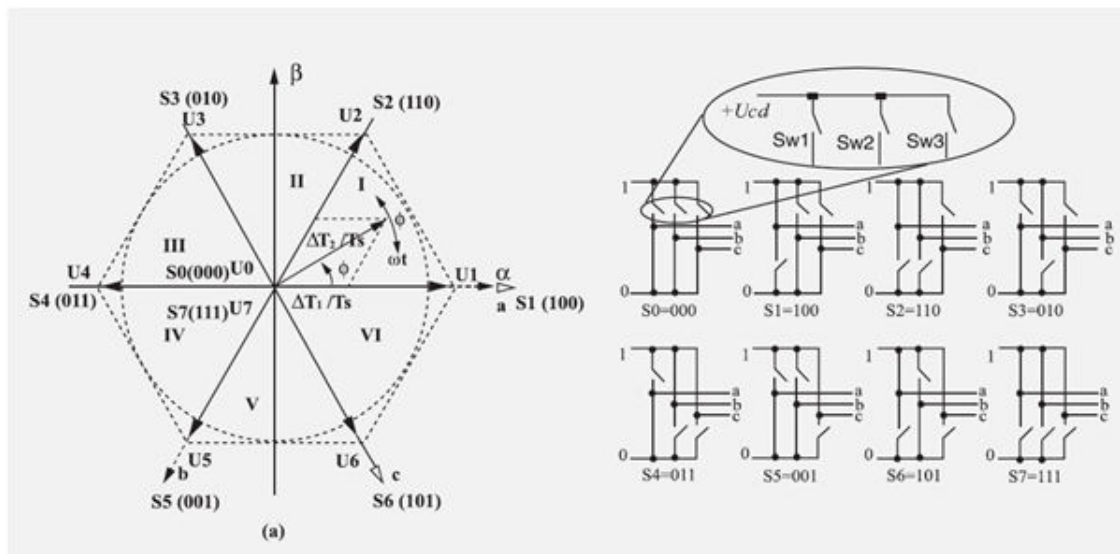


Fig. 4.9 a) Combinaciones de conmutación del puente inversor. b) Hexágono de tensiones o campo de estados.

Conmutación	Vector de voltaje	Conmutación	Vector de voltaje
(- - -)	$U_0 = 0$	(- ++)	$U_4 = -\frac{2}{3} U_{dc}$
(+ - -)	$U_1 = \frac{2}{3} U_{dc}$	(- - +)	$U_5 = -\frac{1}{3} U_{dc}$
(+ + -)	$U_2 = \frac{1}{3} U_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc}$	(+ - +)	$-j\frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc}$
(- + -)	$U_3 = -\frac{1}{3} U_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc}$	(+ + +)	$U_6 = \frac{1}{3} U_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc}$
			$U_7 = 0$

Tabla.4.1 Valores de los vectores de voltaje que forman el hexágono de tensiones

4.5.2.2 FORMA DE TRABAJO DE LA MODULACIÓN VECTORIAL

Para un voltaje determinado a la salida del inversor se tendrá un vector de magnitud U y ángulo φ en el mapa de estados, el cual se desplazará por cada uno de los sectores en que se divide el mapa. La generación del vector referencia U se obtiene mediante la aplicación sucesiva de dos vectores adyacentes y un vector nulo durante un período T_s (Figura 4.10), en este intervalo se considera que el vector de referencia se encuentra constante y estacionario. La expresión que relaciona los voltajes de fase-neutro con T_s se presenta en la ecuación (4.34). En general φ será el ángulo entre U y U_n , donde n será el sector activo. El máximo voltaje de fase-neutro sinusoidal se obtiene con la modulación vectorial cuando φ es igual a 30° y está dado por la ecuación (4.35), el cual corresponde a una tensión 15.5% mayor al máximo obtenible con técnicas PWM convencionales [27]. Los tiempos de

conmutación de cada uno de los vectores de tensión se encuentran según 4.36. En la ecuación (4.38) ΔT_1 es el tiempo durante el cual se aplica a la carga el vector de voltaje U_1 , ΔT_2 el tiempo durante el cual se aplica a la carga el vector de voltaje U_2 y ΔT_0 el tiempo durante el cual se aplica a la carga el vector de voltaje U_0 , este último corresponde al vector nulo con la combinación (+ + +) o (- - -).

$$U = \frac{(U_1 \Delta T_1 + U_2 \Delta T_2 + U_0 \Delta T_0)}{T_s} \text{ Donde } T_s = \Delta T_1 + \Delta T_2 + \Delta T_0 \quad (4.34)$$

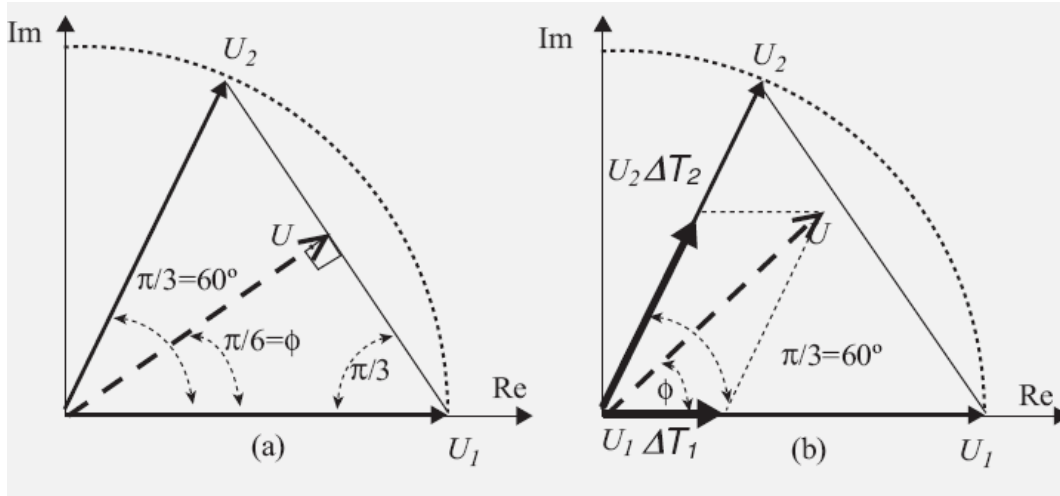


Fig. 4.10. (a) Representación de vector referencia, (flecha punteada), en el sector 1). (b) Descomposición del vector de referencia sobre los vectores U_1 y U_2

$$U_{max} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} = 0.57735 U_{dc} \quad (4.35)$$

$$\begin{aligned} \Delta T_1 &= T_s \times m_a \times \sin(60 - \varphi) \\ \Delta T_2 &= T_s \times m_a \times \sin(\varphi) \\ \Delta T_0 &= T_s - \Delta T_1 - \Delta T_2 \end{aligned} \quad (4.36)$$

Lo que se busca con las diferentes técnicas de conmutación son las siguientes características:

Minimización de los contenidos armónicos de la tensión de salida en el inversor.

Regulación de tensión en amplitud y frecuencia de salida.

Equilibrio de las tensiones instantánea de los capacitores, cuando la topología lo requiere.

4.5.3 ESTRATEGIA DE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO (PWM)

Las técnicas de modulación por ancho de pulso PWM (por sus siglas en inglés Pulse Width Modulation, a partir de ahora solo se empleará el acrónimo para hacer referencia a esta modulación) han sido ampliamente estudiadas. Con el objetivo de obtener una señal con magnitud y frecuencia controlada, se aplica una señal moduladora con la frecuencia deseada y se compara con una señal portadora triangular como se muestra en la figura 4.11

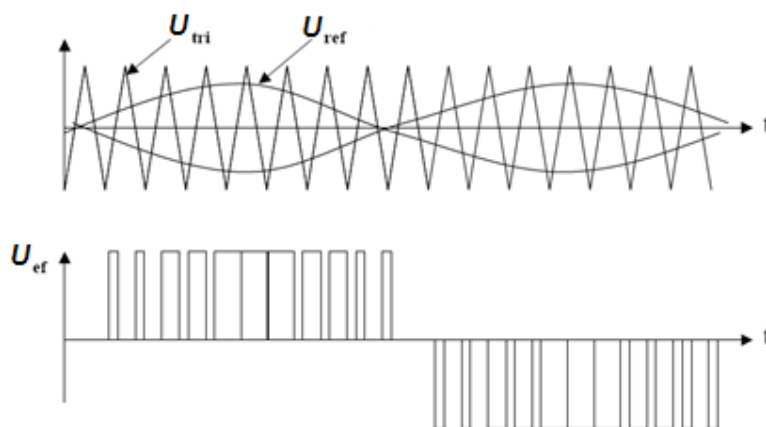


Fig. 4.11 Estrategia utilizando la modulación por ancho de pulso senoidal (PWM).

4.5.3.1 TÉCNICAS AVANZADAS DE MODULACIÓN MODULACIONES PWM

Estas son técnicas utilizadas en inversores CD/CA monofásicos y trifásicos. Se basan en la comparación de una señal de referencia a modular y una señal portadora de forma triangular o diente de sierra como se muestra en la figura.

La comparación genera un tren de pulsos de ancho específico que se utilizan en la conmutación del puente inversor. La relación entre la amplitud de la señal portadora y la señal de referencia se llama “índice de modulación” y se representa por “Ma” (4.36), donde A_r es la amplitud de la señal de referencia y A_c es la amplitud de la señal portadora. El índice de modulación permite obtener tensión variable a la salida del inversor.

$$Ma = \frac{A_r}{A_c} \quad (4.36)$$

La relación entre la frecuencia de la señal portadora y la frecuencia de referencia se denomina “índice de frecuencia” y se representa por “Mf” (4.37), idealmente Mf debe ser mayor a “Ma” y la frecuencia de la portadora múltiplo de la frecuencia de la señal de referencia. El índice de frecuencia determina la distorsión armónica de la señal de salida la cual es una medida de su contenido armónico. La variación de la señal de referencia y la secuencia de conmutación dan como resultado diferentes técnicas de modulación PWM, cada una modifica la eficiencia de la conversión, las pérdidas por conmutación en el puente inversor y la pureza de la señal de salida.

$$Mf = \frac{F_r}{F_c} \quad (4.37)$$

La variación de la señal de referencia y la secuencia de conmutación dan como resultado diferentes técnicas de modulación PWM, cada una modifica la eficiencia de la conversión, las pérdidas por conmutación en el puente inversor y la pureza de la señal de salida.

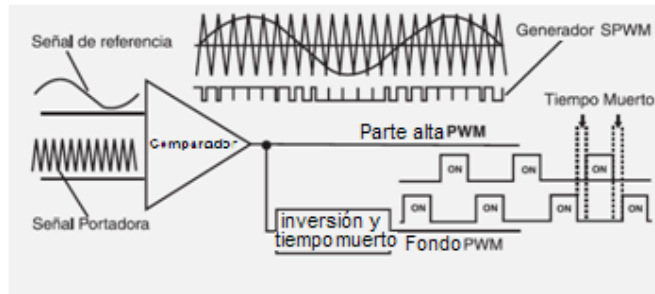


Fig. 4.12. Circuito generador escalar PWM.

4.5.3.2 MODULACIÓN SENOIDAL DEL ANCHO DE PULSO

El ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de la onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso. El factor de distorsión y las armónicas de menor orden se reducen en forma significativa. Las señales de compuerta, según se muestran en la figura 4.13 a, se genera al comparar una señal senoidal de referencia con una onda portadora triangular de frecuencia f_c . Este tipo de modulación se utiliza por lo común en las aplicaciones industriales; se abrevia SPWM (del inglés Senoidal Pulse With Modulation). La frecuencia de la señal de referencia, f_r , determina la frecuencia de salida del inversor, f_0 , y su amplitud pico, A_r , controla el índice de modulación, M , y en consecuencia, el voltaje rms de salida, V_0 . El número de pulsos por medio ciclo depende de la frecuencia portadora. Dentro de la restricción de que dos transistores en el mismo brazo no pueden conducir simultáneamente, el voltaje instantáneo a la salida las mismas señales de excitación se pueden generar utilizando una onda portadora triangular unidireccional tal y como se muestra en la figura 4.13 b.

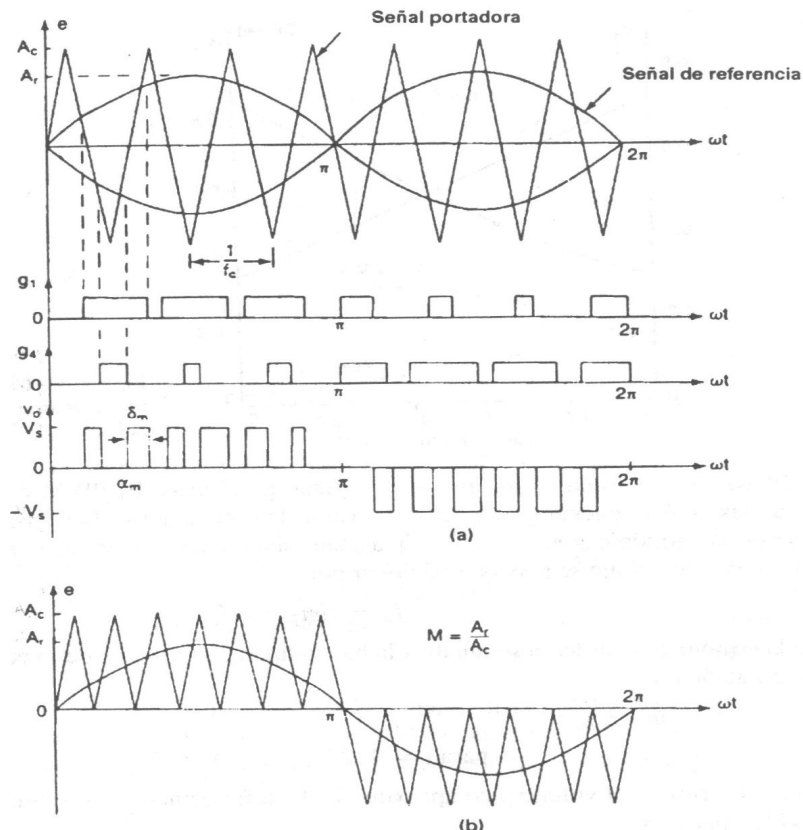


Fig. 4.13 a), b) Modulación por ancho de pulso

El voltaje rms de salida puede controlarse si se varia el índice de modulación M. Es fácil observar que el área de cada pulso corresponde aproximadamente al área bajo la onda senoidal entre los puntos medios adyacentes de los periodos inactivos de las señales de excitación. Si δ_m es el ancho de pulso de orden m, la ecuación para el voltaje rms de salida.

$$U_0 = U_s \left(\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (4.38)$$

Para determinar el coeficiente de Fourier del voltaje de salida como

$$B_n = \sum \frac{2U_s}{n\pi} \text{sen} \frac{n\delta_m}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) - s \right] \quad (4.39)$$

De las diferentes técnicas de conmutación en esta tesis se empleara la SPWM (del inglés Sinusoidal Pulse With Modulation ó en español Modulación por ancho de pulso senoidal) como técnica para el control del inversor ya que el voltaje constante a la salida del convertidor elevador (Boost) es de CD y se requiere de un voltaje de tipo alterno (CA) así que mediante esta técnica ya que es un poco más sencilla de implementar además de que se puede variar la frecuencia de salida si se desea de una manera más rápida.

4.6 SISTEMA COMPLETO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA

Como se ha venido describiendo en cada parte del presente capitulo el sistema completo del convertidor de potencia empleado en este trabajo se compone de tres etapas en total CA/CD-CD/CD-CD/CA.

La primera etapa CA/CD se compone por un rectificador de puente de diodos trifásico, la segunda parte CD/CD compuesta por un convertidor Elevador (Boost) y por ultimo un inversor monofásico (VSI Voltaje Source Inverter) en topología de dos niveles o puente H que permitirá la conversión de voltaje directo CD a voltaje alterno CA, esto se puede observar en la figura 4.14.

El empleo del puente de diodos al inicio del convertidor permite convertir el voltaje alterno de distintas frecuencias a uno en CD, pero seguirá existiendo una variación en el voltaje generado debido a las variaciones en la potencia del viento lo con cual a pesar de emplear un inversor, este tendría variaciones en la amplitud de voltaje en la salida, por esta razón es que se emplea un convertidor CD/CD. Este convertidor tiene la función de regular la tensión con la que se alimenta el inversor, manteniendo una tensión constante de voltaje a pesar de las perturbaciones de tensión producidas por el viento.

Con la tensión en CD controlada ahora si es posible alimentar el inversor para obtener voltaje CA monofásico para alimentar la carga. Como se ha explicado anteriormente el inversor se controlara mediante una técnica de SPWM. Este tipo de inversor se eligió debido a sus bajos requerimientos y a que puede entregar una señal CA sin distorsión de armónicos y además de poder controlar su factor de potencia (FP).

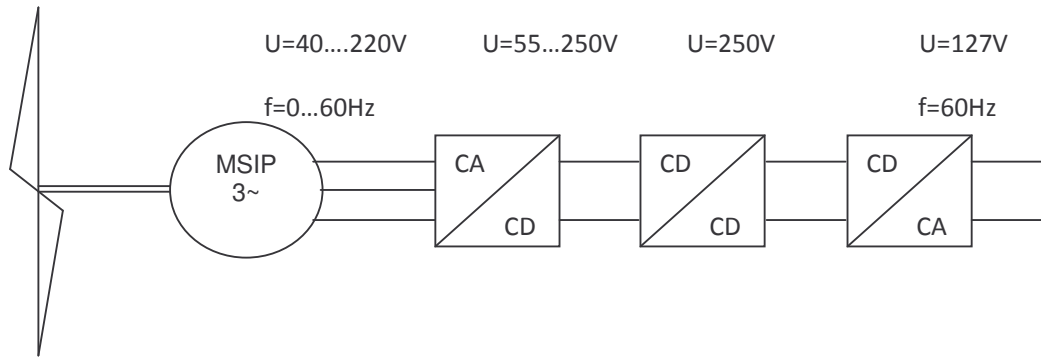


Fig. 4.14 Diagrama sistemático del convertidor de potencia propuesto

CAPITULO 5

SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

5.1 INTRODUCCIÓN

El objetivo de este capítulo es mostrar las características de funcionamiento de los inversores con la topología elegida consistente en un rectificador con un convertidor CD/CD elevador (Boost) y un inversor de dos niveles. Es una práctica habitual en electrónica y, especialmente, en electrónica de potencia, la simulación de los circuitos, de forma previa a su realización física. En la gran mayoría de casos, las aplicaciones informáticas de simulación (para la verificación del correcto comportamiento del sistema) y de programación del control (para su compilación y volcado sobre el dispositivo digital físico que realiza el control) son dos sistemas sin conexión alguna. En primer lugar se muestran algunos resultados de simulación de las estrategias de control utilizadas en el convertidor elevador (Boost) para controlar de salida de CD con la que se alimentara el inversor. A continuación se simulará el convertidor CD/CA con la técnica de PWM y por último se simulará el sistema completo que permitirá visualizar la estrategia de control por parte del inversor completo.

5.2 LENGUAJE DE SIMULACIÓN

En el proceso de diseño del inversor, se pueden distinguir dos tareas diferentes: el cálculo del controlador y la simulación del sistema. Las simulaciones del sistema que permiten verificar la efectividad del controlador se efectúan empleando Simulink.

La elección de MatLab/Simulink obedece a que cumple los requerimientos necesarios que facilitan significativamente el trabajo del diseñador:

- Entorno muy utilizado y fácil de obtener.
- Su uso es simple y amigable.
- Permite, de forma simple, conjuntar circuitos (o como mínimo sus modelos) y control en la misma simulación.
- Es posible aproximar el sistema simulado al sistema real, incorporando algunas no idealidades y la discretización temporal consecuencia del empleo de un control digital o discreto.
- Incorpora librerías de componentes de potencia.
- Permite la simulación de sistemas y controladores en tiempo continuo y discreto.
- Las simulaciones se realizan en un tiempo relativamente corto (entre algunos segundos y pocos minutos).

En esta tesis, la elección de MatLab/Simulink ha venido determinada por la facilidad de simulación del sistema.

5.3 MODELOS DE SIMULACIÓN PARA EL CONVERTIDOR

En la simulación del sistema completo, merece especial atención el modelo del convertidor completo, entendiendo que dicho modelo engloba el bus de continua, el convertidor, el lado de alterna y cargas conectados.

El modelo de un determinado circuito electrónico, con la finalidad de ser simulado, puede ser abordado desde dos perspectivas genéricas: mediante un modelo matemático o bien mediante un modelo a base de componentes que simulan los componentes reales (siempre que el programa de simulación disponga de librerías con estos componentes). En general, las simulaciones con componentes ofrecen

mayor precisión que las realizadas con modelos matemáticos, cuya precisión depende del nivel de detalle del modelo. Por contra, el tiempo de simulación suele ser significativamente menor cuando se emplean modelos matemáticos.

5.3.1 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR CD/CD BOOST

La figura 5.1 muestra el diagrama de bloques de la simulación del convertidor CD/CD. La tensión V_{ref} es la tensión de referencia. Para la simulación se establecen los siguientes parámetros:

Magnitud de la tensión de fase es de 110 V la de entrada al Boost es de entre 46Vdc – 50Vdc, $U_{ref} = 250$, frecuencia de línea, $f = 30$ Hz, tiempo de muestreo, $st = 0.3s$.

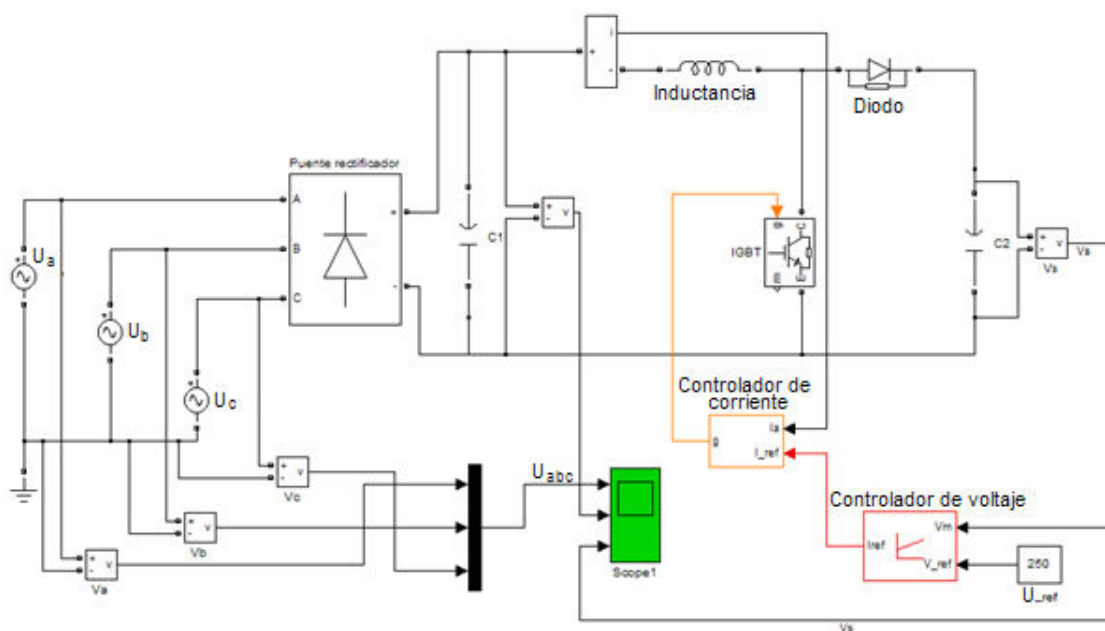


Fig. 5.1 Simulación del Booster

Como se explico anteriormente en el capítulo 4 la técnica de modo de control de corriente, la cual consiste en obtener el valor de corriente en la carga mediante un control PI de voltaje, este valor de corriente en la carga se compara con el valor de corriente estimado en el inductor que es el valor de corriente en la carga, se compara y mediante un control por histéresis se obtiene el disparo del IGBT

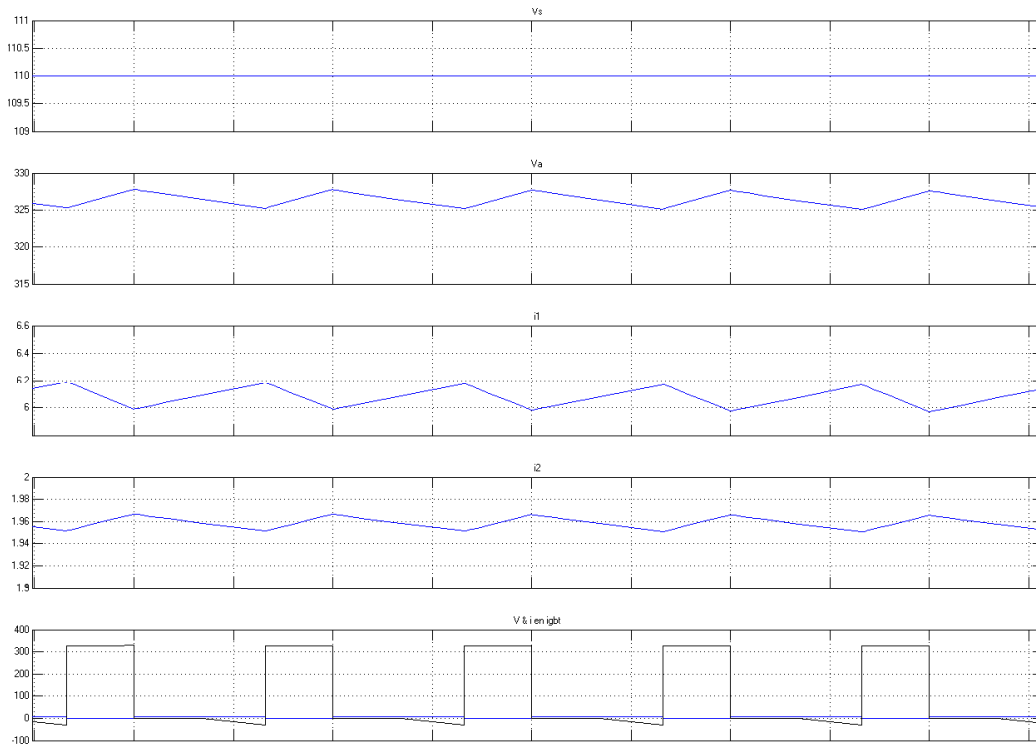


Fig. 5.2 Señales de voltaje y corriente en el IGBT, muestran el comportamiento de corriente al disparar el componente.

Cuando la corriente después del inductor alcanza un valor de corriente bajo con respecto a la deseada se dispara el IGBT permitiendo el paso de voltaje esto permite que el voltaje y corriente aumente en el lapso en que el IGBT está activado y cuando este alcanza la parte máxima permitida en la banda de histéresis se abre el IGBT haciendo que el voltaje decrezca un poco hasta volver a alcanzar otro disparo.

La figura 5.2 muestra el funcionamiento del convertidor elevador (Boost), se puede apreciar que durante el lapso “on” del IGBT tanto la tensión (primer grafica) como la corriente en la carga (tercer grafica) aumentan y disminuyen mientras el IGBT se mantiene en “off”.

La figura 5.3a muestra la forma de onda de salida del voltaje cuando se utiliza el control por histéresis para el control del voltaje en el convertidor. En este control se utiliza el voltaje de salida del elevador (Boost) y se compara contra un voltaje de referencia y después el error entra a un controlador PI y la salida que es la referencia del controlador (controlador de histéresis) de corriente se compara con la corriente que circula en el inductor y la salida del controlador de histéresis dispara el IGBT.

En la simulación primero se realiza con un voltaje de de 110V a una frecuencia de 30Hz, la tensión rectificadora se introduce al convertidor elevador (boost) para así poder elevarla y controlarla a una tensión de referencia que en este caso es de 250 V.

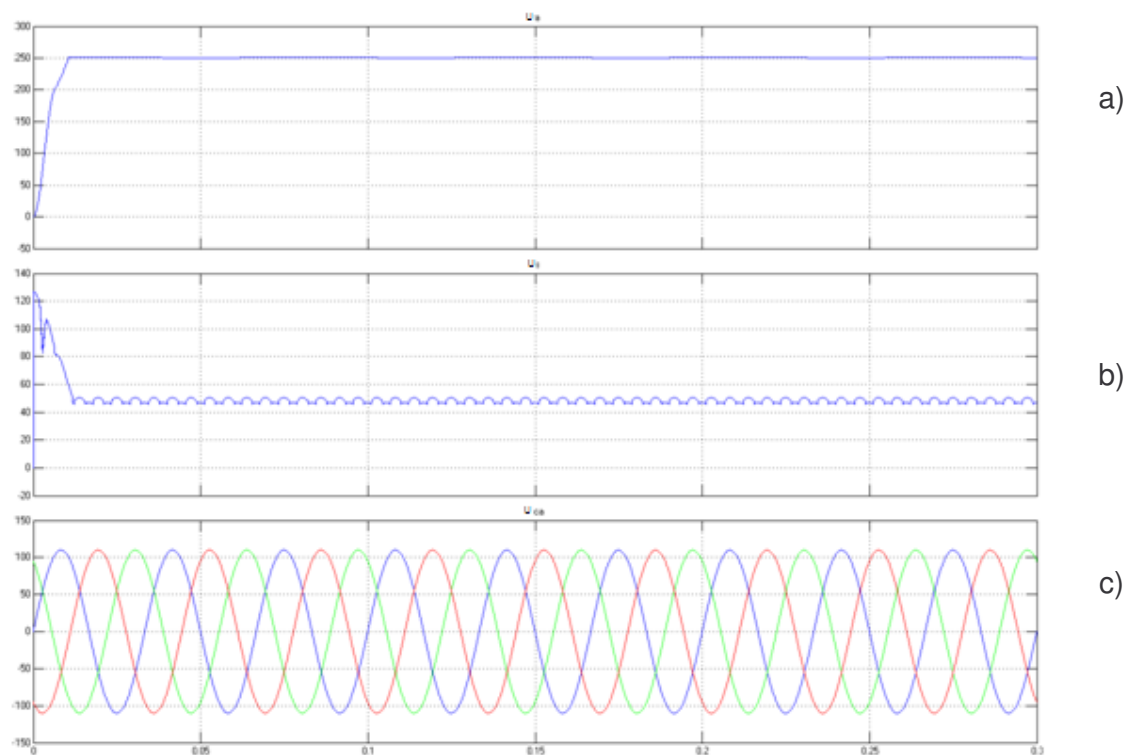


Fig. 5.3a b y c Señales de voltaje del convertidor. a) salida del convertidor, b) salida del rectificador c) señales del generador.

La figura 5.4 a,b muestra la forma de onda de salida cuando se utiliza el control por histéresis para el control del voltaje en el convertidor. Pero ahora se probara para obtener una salida de 440Vcd para poder introducir al inversor.

La simulación realiza con un voltaje de de 250V a una frecuencia de 60Hz, la tensión rectificadora se introduce al convertidor elevador para así poder elevarla y controlarla a una tensión de referencia que en este caso es de 450 V.

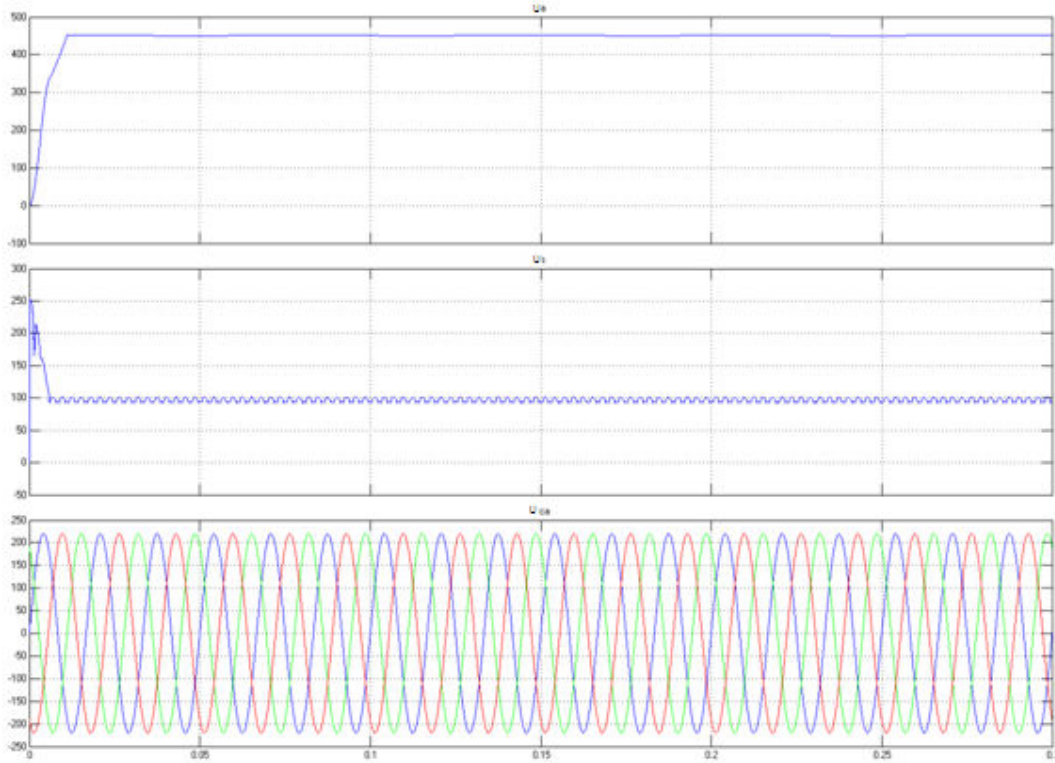


Fig. 5.4a Señales de salida del convertidor donde se presentan las señales de la fuente trifásica, voltaje del rectificador y señales de voltaje de salida a 450 Vcd.

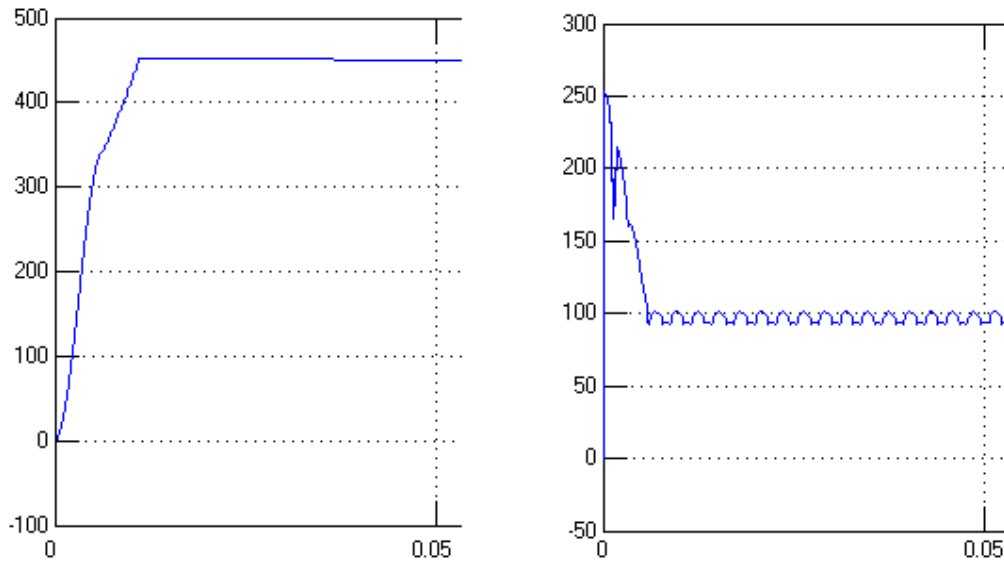


Fig. 5.4b Comparación entre la salida y la entrada al Convertidor elevador (Boost) respectivamente, las unidades están en volts.

En la siguiente tabla se muestran algunos valores obtenidos al variar tanto el voltaje como la frecuencia de la tensión de entrada al puente ya que lo que se busca es poder alimentar el puente rectificador con una tensión variable en frecuencia y voltaje proveniente del generador síncrono de imanes permanentes ya que la

variación en la generación de energía dependerá de la cantidad de flujo de aire y/o velocidad. Con esta tabla se podrá observar desde que rango es factible aumentar la tensión para alimentar el inversor (Se está elevando la tensión a 450Vcd)

Datos de tensión de entrada 3Φ Vca	Tensión a la salida del puente rectificador Vcd	Tensión a la salida en Vcd del convertidor DC/DC
220V 60Hz	90V	450V
198V 54Hz	85V	450V
176V 48Hz	76V	450V
154V 42Hz	66V	450V
132V 36Hz	57V	450V
110V 30Hz	48V	450V
88V 24Hz	38V	450V
66V 18Hz	29V	450V
44V 12Hz	19V	450V
22V 6Hz	10V	450V

Tabla 5.1. Valores correspondientes a distintos valores de tensión de entrada.

A pesar de haber obtenido una correcta salida del convertidor la corriente aumenta mientras empieza la regulación cuando los valores de entrada son menores a un 40% del valor nominal que sería de 220V y 60Hz.

Si aumenta la frecuencia pero se mantiene el valor de tensión constante no hay problema puesto que la tensión se rectifica en el puente de diodos y con esto se mantiene la tensión deseada a la salida del convertidor CD/CD.

5.3.2 SIMULACIÓN DEL INVERSOR CA/CD/CA

En la simulación del inversor con la salida obtenida del convertidor CD/CD se alimentara un inversor monofásico con modulación PWM para así obtener una tensión alterna constante gracias al convertidor y una frecuencia constante gracias al control PWM del inversor.

La figura 5.4 muestra el diagrama del circuito empleado en la simulación del inversor. Los valores de entrada empleados corresponderán a valores distintos, primero se realizara la simulación a un valor nominal que es de 220Vca y 60Hz. Para las siguientes simulaciones se empleara el valor a un 25% y 75% del valor nominal tanto en frecuencia como en voltaje y por ultimo una simulación con una tensión nominal pero una frecuencia correspondiente a un 120% el valor nominal.

En la figura 5.5 se pueden apreciar los datos obtenidos de la primera simulación correspondiente a un valor de entrada de 220Vcd a 60Hz, los cuales tendrán que ser elevador por el convertidor hasta 450Vcd y posteriormente el inversor los convertirá a una tensión de 450Vcd a una frecuencia de 60Hz.

La fórmula para obtener la frecuencia es

$$f = \frac{1}{T}$$

5.1

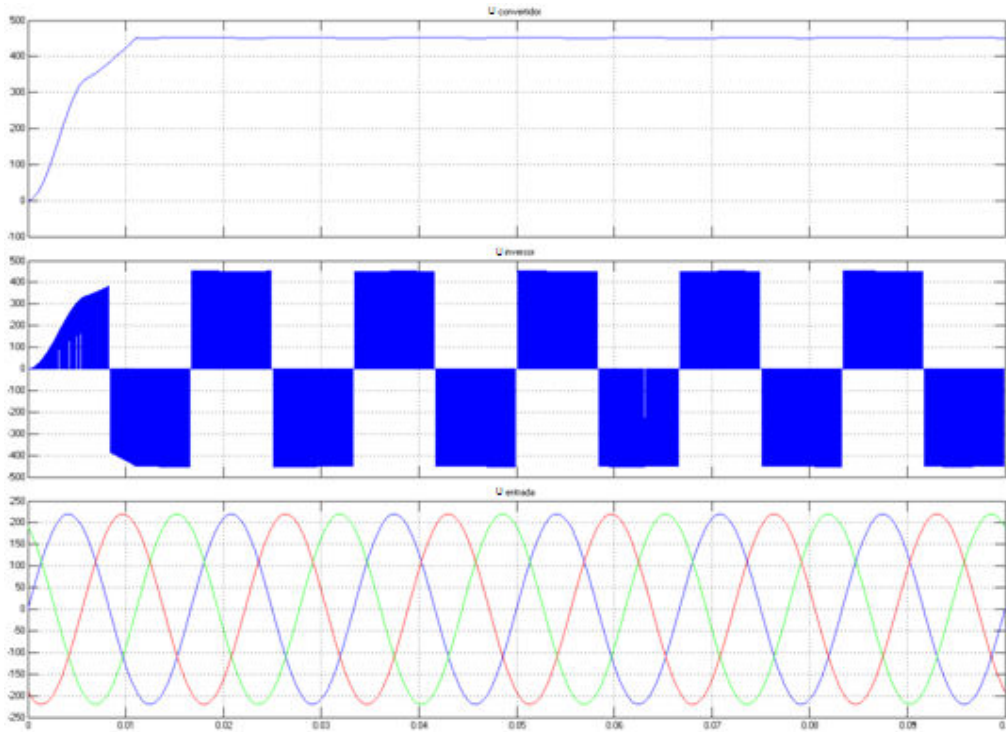


Fig. 5.5 Salidas correspondientes a Convertidor CD/CD, inversor y señal de entrada.

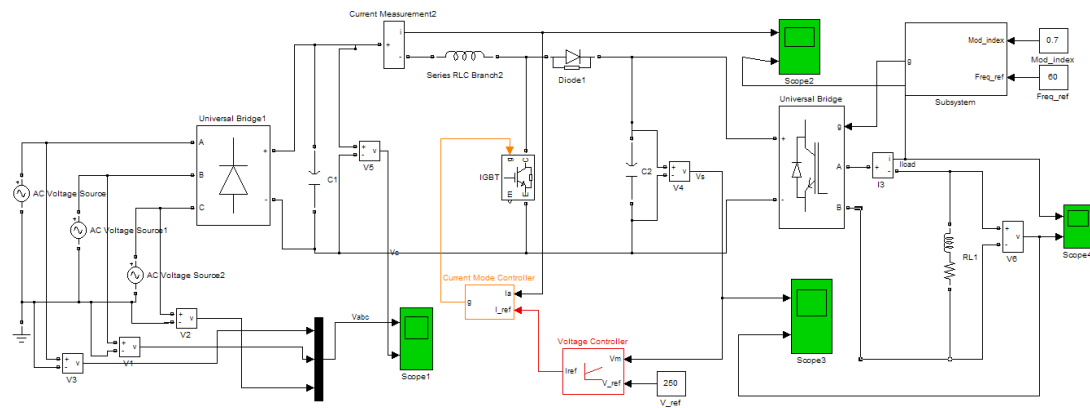


Fig. 5.6 Diagrama de convertidor de potencia completo

En la figura anterior se puede apreciar como en un tiempo de 0.1 segundos existen 6 periodos completos lo que da como resultado un periodo de 0.016666, con lo cual se obtiene la frecuencia de salida de 60Hz.

$$f = \frac{1}{0.016666} = 60\text{Hz}$$

En la figura 5.7 se aprecia mejor el valor del periodo. Se puede apreciar que las señal de salida va aumentando al igual que lo hace la salida del convertidor, también se puede apreciar que el ciclo de salida empieza al igual que el una se las señales trifásicas que también son de 60 Hz.

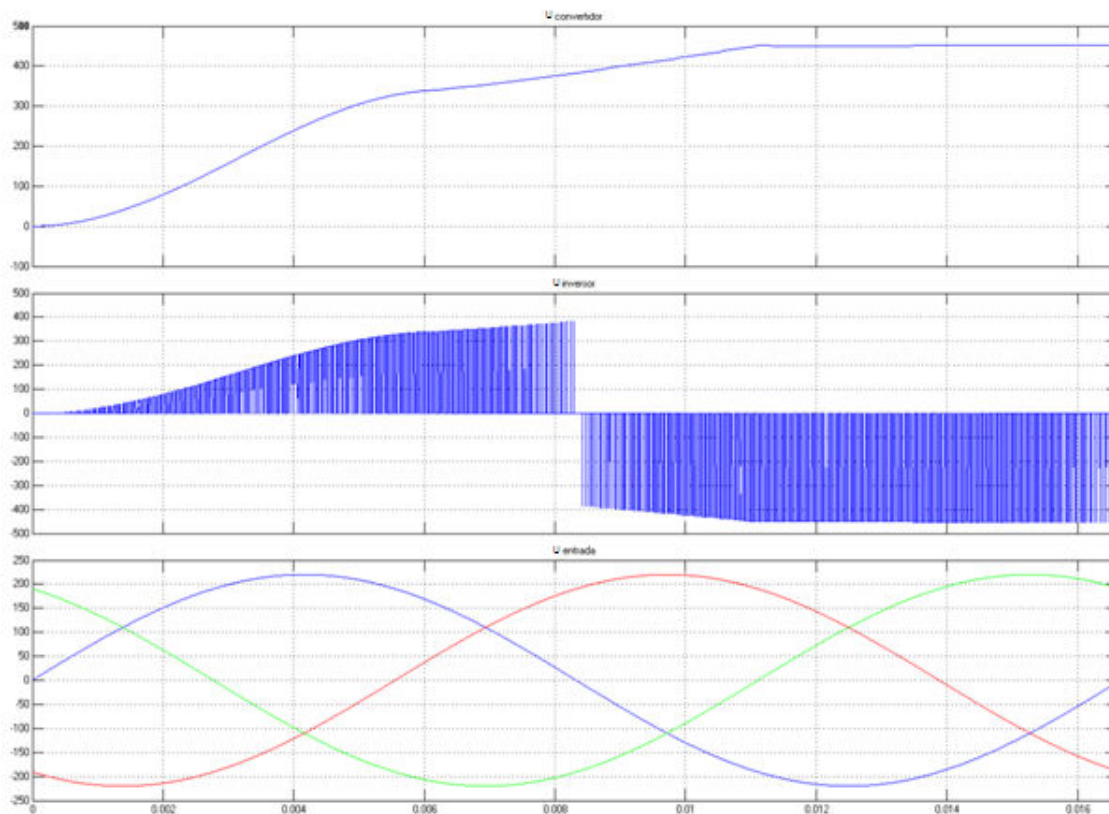


Fig. 5.7 Ciclo completo correspondiente un periodo de la salida del inversor.

A continuación se muestran las señales de voltaje y corriente en la carga que alimenta el inversor, se puede apreciar que la señal de corriente es totalmente senoidal con lo que se puede decir que el control PWM está trabajando correctamente en el inversor.

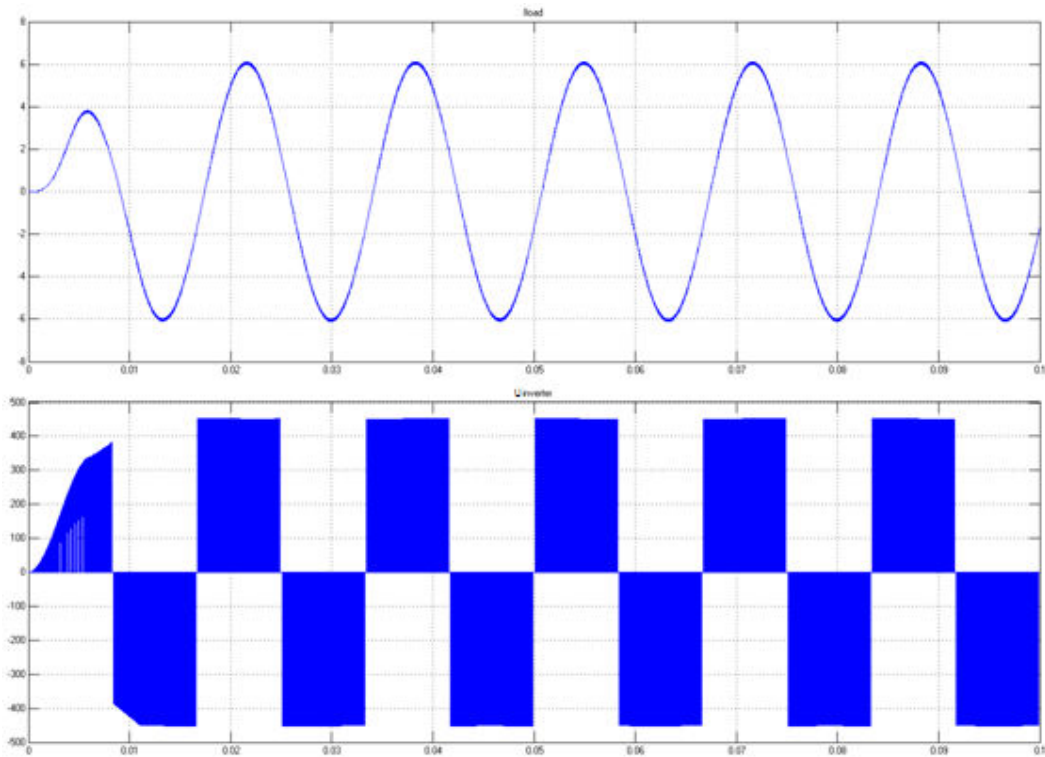


Fig. 5.8 Señales de voltaje y corriente en la carga del inversor.

Cabe mencionar que el valor de corriente y voltaje en las distintas simulaciones siempre es el mismo ya que el control de voltaje y el PWM así lo permiten, no existe variación en la corriente ni en la frecuencia a pesar de las distintas variaciones en la entrada del convertidor que pudiera ocasionar distintas velocidades de viento.

En la figura 5.9 se pueden apreciar los datos obtenidos de la segunda simulación correspondiente a un valor de entrada de 55Vcd a 15Hz, los cuales tendrán que ser elevados por el convertidor hasta 450Vcd y posteriormente el inversor los convertirá a una tensión de 450Vcd a una frecuencia de 60Hz.

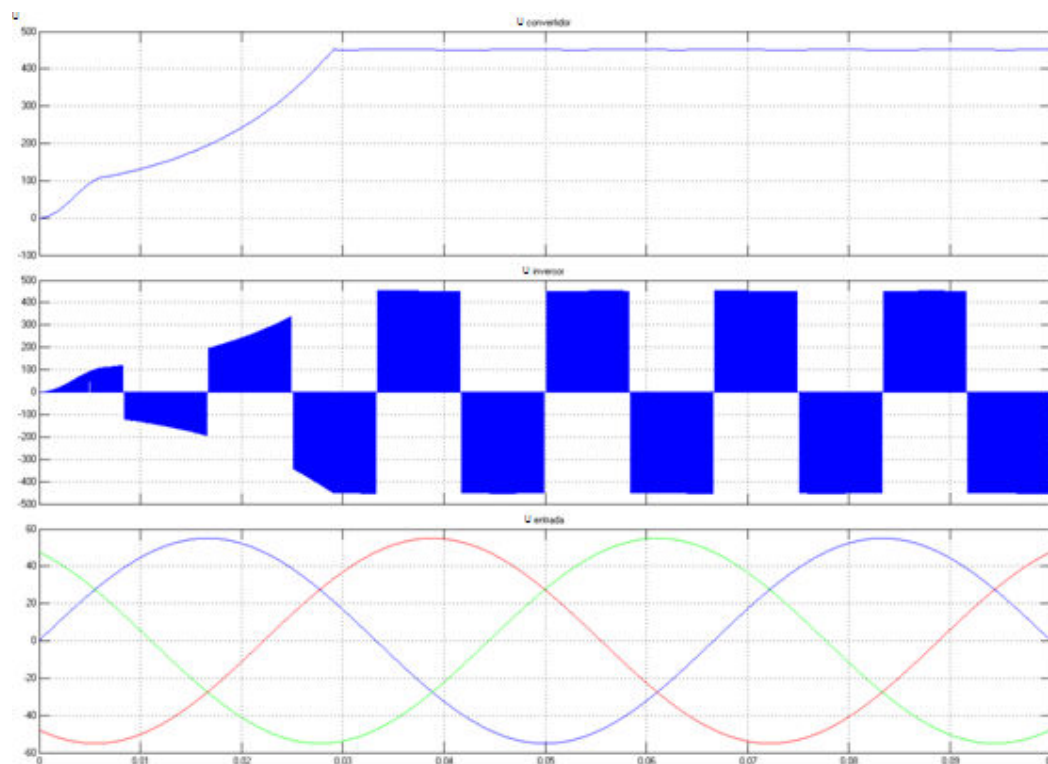


Fig. 5.9 Salidas correspondientes a Convertidor CD/CD, inversor y señal de entrada.

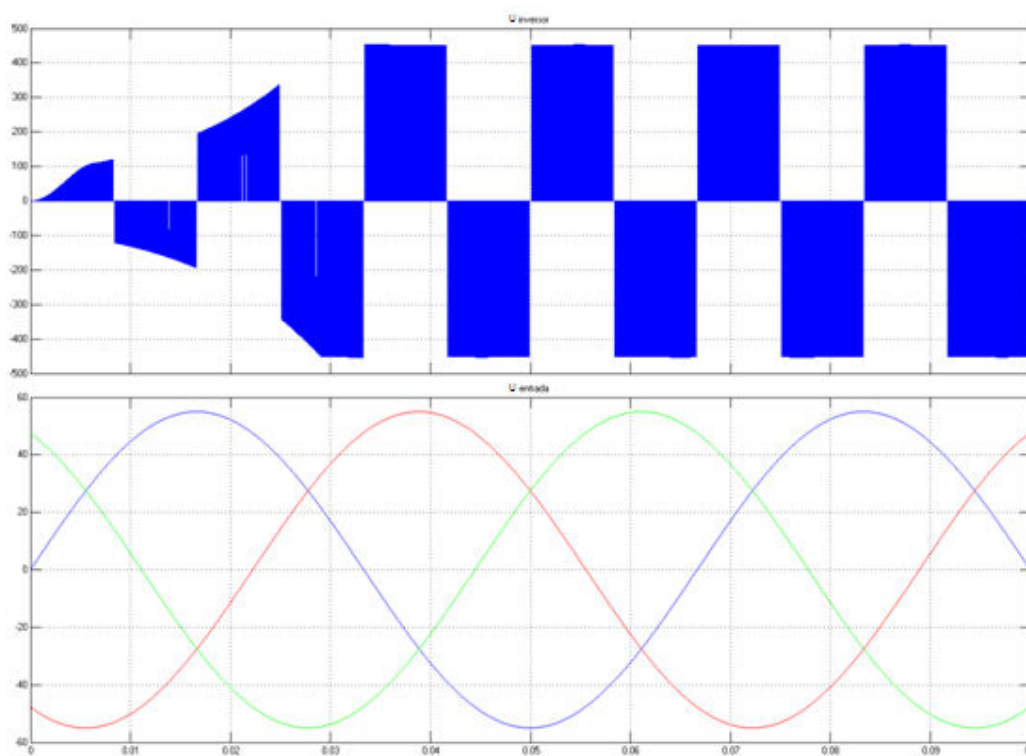


Fig. 5.10 Ciclo completo correspondiente un periodo de la salida del inversor.

En la figura 5.9 anterior se puede apreciar como la frecuencia en la salida del inversor es la misma que en la simulación anterior a pesar de variar la frecuencia,

pero también tarda más la regulación de voltaje pero una vez alcanzado el valor se mantiene.

En la figura 5.10 se puede apreciar que las señal de salida contra las de entrada.

En la figura 5.11 se pueden apreciar los datos obtenidos de la tercera simulación correspondiente a un valor de entrada de 165Vcd a 45Hz, los cuales tendrán que ser elevador por el convertidor hasta 450Vcd y posteriormente el inversor los convertirá a una tensión de 450Vcd a una frecuencia de 60Hz.

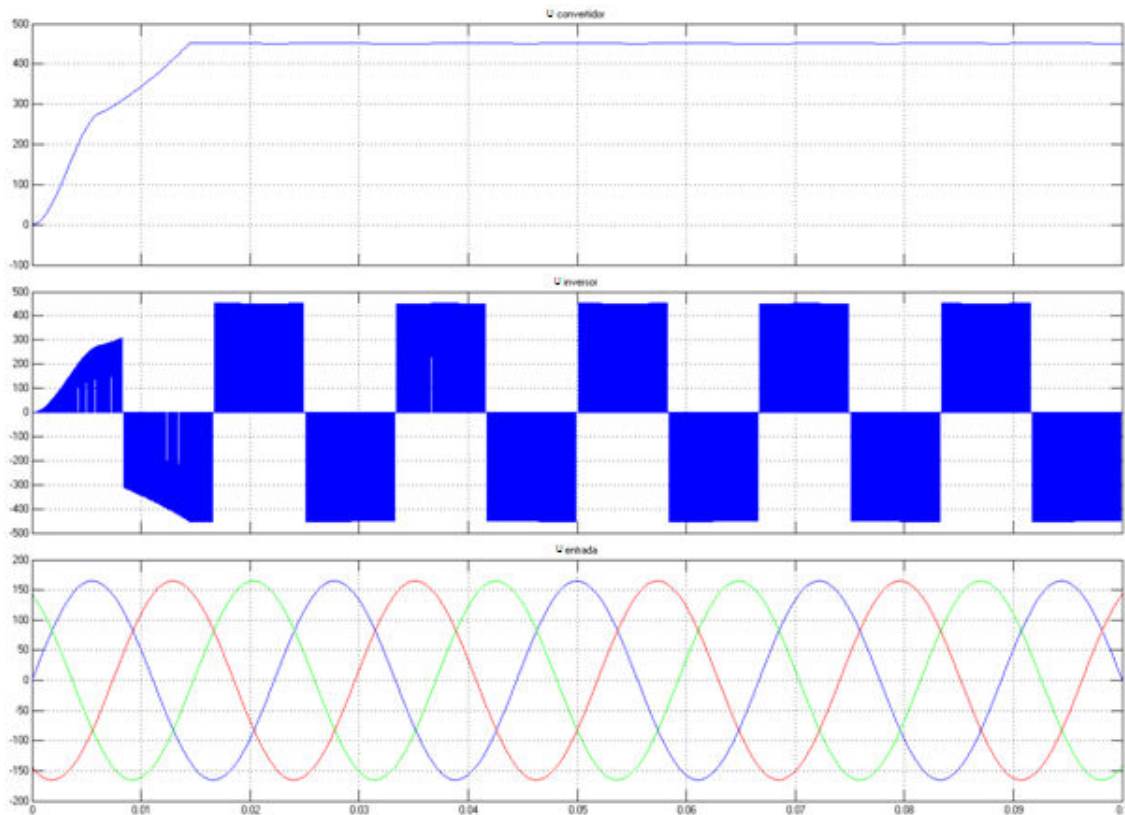


Fig. 5.11 Salidas correspondientes a Convertidor CD/CD, inversor y señal de entrada

En la figura anterior se puede apreciar como la frecuencia en la salida del inversor es la misma que en las simulaciones anterior a pesar de variar la frecuencia, pero también tarda más la regulación de voltaje pero una vez alcanzado el valor se mantiene.

En la figura 5.12 se puede apreciar que las señal de salida contra las de entrada.

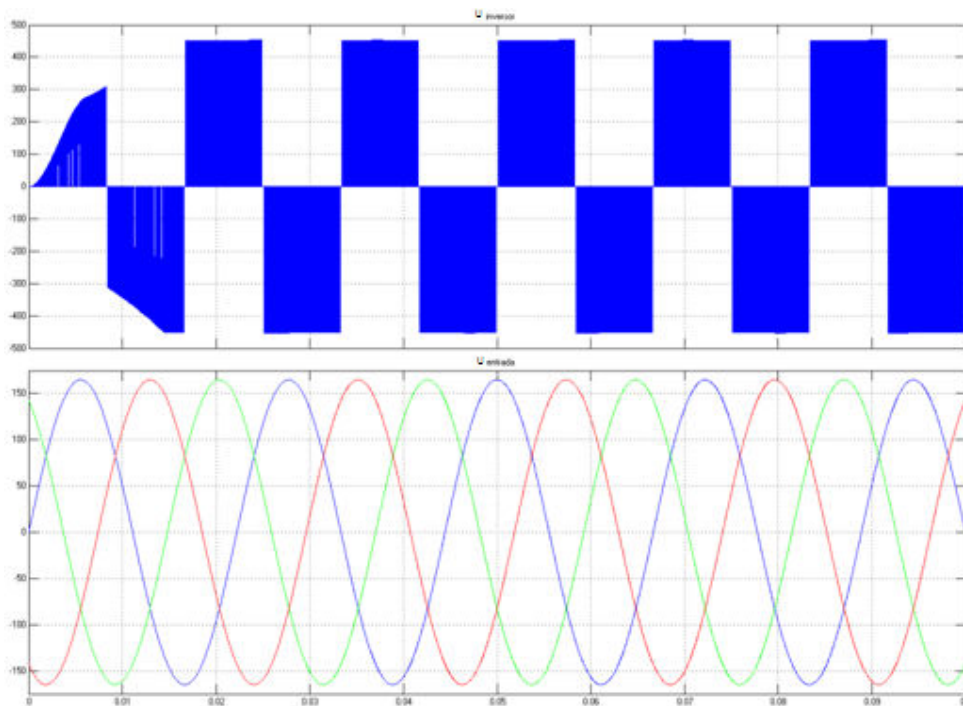


Fig. 5.12 Ciclo completo correspondiente un periodo de la salida del inversor.

La última figura corresponde a la simulación con voltaje nominal pero con una frecuencia de 90 Hz.

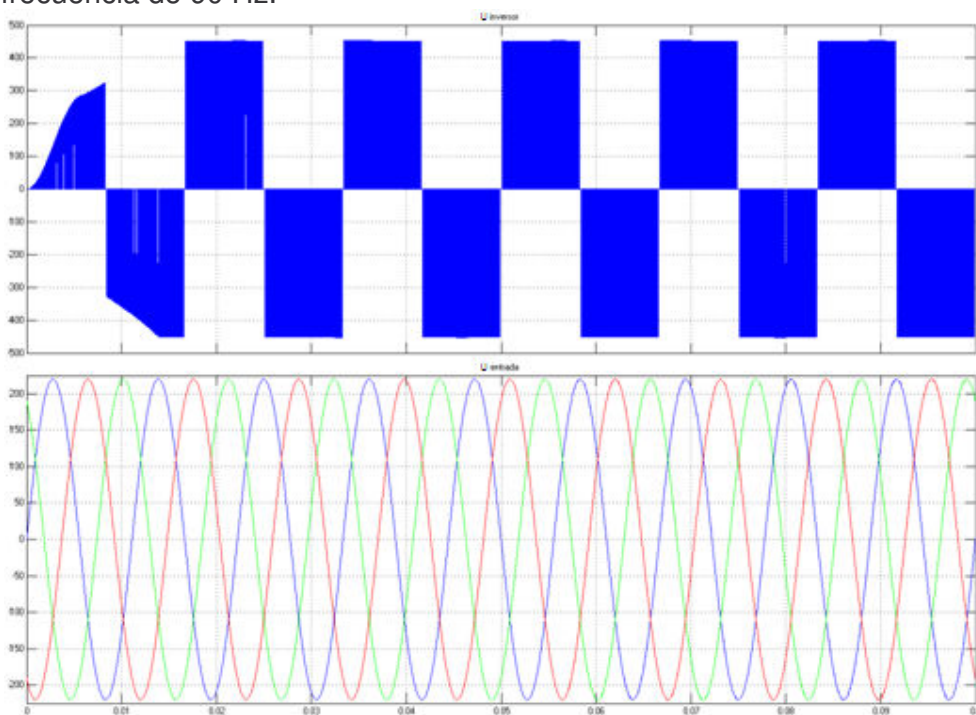


Fig. 5.13 Comparación de frecuencias de entrada y salida del inversor.

CAPITULO 6

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

6. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

6.1. CONCLUSIONES.

El método de control del inversor CA/CD/CA para obtener frecuencia constante y su aplicación práctica sobre un generador síncrono de imanes permanentes con una configuración nueva.

En efecto, se trata de un método de control desarrollado para este trabajo de tesis, cuya aplicación podrá ser extendida en un futuro a otros tipos de generadores.

El método de control denominado Control de voltaje por Histéresis para el convertidor elevador (Boost).

Este método permite una mayor eficiencia en la generación eólica, siendo su aplicación generalizable a otros tipos de generadores.

A continuación, se presentan las conclusiones más importantes que se extraen de la presente tesis:

- El análisis del estado actual de la técnica permite afirmar que las técnicas de conversión se han consolidado como una opción competitiva para la conversión de energía en el rango de media-alta potencia y que presentan un gran potencial para una más amplia aplicación en el futuro.
- La metodología de modelado propuesta es aplicable a cualquier tipo de convertidor CD/CA, independientemente de su topología, su número de niveles, el filtro empleado o la carga conectada. No obstante, la complejidad del modelo del convertidor se incrementa notablemente conforme aumenta el número de niveles.
- En comparación con la estrategia SVM, la modulación propuesta puede alcanzar la misma ganancia, presenta una capacidad de regulación de la secuencia cero más eficaz, simple e intuitiva.
- El entorno de simulación y programación (MatLab-Simulink) destaca por su facilidad de uso y su versatilidad. Esta posibilidad facilita mucho el trabajo del diseñador y reduce considerablemente los tiempos de desarrollo de un nuevo control.
- En la simulación del sistema completo y cálculo del controlador, resulta clave la elección del modelo del convertidor. Los modelos promediados en el dominio $d-q$ ofrecen excelentes resultados, pero no contienen información de alta frecuencia. Por otro lado, los modelos con componentes detallados, muy precisos, ralentizan la simulación de forma importante. El compromiso óptimo entre velocidad de simulación y precisión se obtiene con los modelos matemáticos que emplean las funciones de conmutación del convertidor.

6.2. APORTACIONES DE LA TESIS

Seguidamente, se resaltan las principales aportaciones realizadas en este trabajo de investigación.

El Capítulo 4 constituye el núcleo central de las aportaciones realizadas. En el Capítulo 4, se propone una estrategia de conmutación PWM que permite. La

estrategia es simple y regula la frecuencia variable del sistema. En esta tesis, el controlador se encarga de regular el voltaje y frecuencia del sistema.

En el Capítulo 5 se ha descrito el entorno de simulación. El controlador se ha mostrado aplicable, útil y eficaz en la regulación de las distintas cargas, bajo diferentes y variadas condiciones de trabajo y variables a controlar. En régimen permanente, se alcanza error estacionario nulo. El controlador se ha verificado efectivo.

6.3. TRABAJOS FUTUROS

Cualquier trabajo de investigación desarrollado con un mínimo de entusiasmo contribuye a despejar algunas incógnitas sobre el tema tratado pero, de forma simultánea, genera nuevas preguntas, nuevas ideas y/o abre nuevas vías de trabajo. En este apartado se presentan algunas líneas de investigación que pueden ser objeto de interés, atendiendo al trabajo expuesto en la presente tesis.

En relación con el modelado de sistemas, la metodología descrita puede aplicarse a todo tipo de aplicaciones. En consecuencia, puede ser interesante obtener los modelos de otras aplicaciones aparte de las desarrolladas en esta tesis. Por ejemplo, accionamientos de motores de alterna o convertidores CA/CC/CA

Otra posible e interesante línea de trabajo consiste en desarrollar los modelos de los convertidores en el supuesto que el sistema trifásico esté desequilibrado y/o con carga trifásica desequilibrada.

Respecto a la estrategia de conmutación, la descripción realizada en este tesis engloba la zona lineal. Puede ser interesante en extender la estrategia más allá de esta zona, y efectuar un estudio detallado de su funcionamiento en la zona de sobre modulación. Otro posible punto de interés consiste en extender la modulación propuesta a convertidores de N niveles.

Partiendo de la base que, en sistemas de neutro aislado, las relaciones de conducción a secuencia cero suponen grados de libertad en la estrategia de conmutación propuesta, sería conveniente obtener un algoritmo de optimización para la elección de dichas relaciones de conducción, en función de las características deseadas en la modulación.

Puesto que la estrategia propuesta presenta un espectro armónico más desfavorable que la estrategia SVM, sería conveniente estudiar la posibilidad de redistribuir las funciones de conmutación en cada periodo de conmutación de acuerdo con la información del diagrama SVM, con objeto de seleccionar vectores de estado más próximos al vector de modulación y, en consecuencia, reducir el número de conmutaciones por periodo y los contenidos armónicos de alta frecuencia. En referencia al controlador propuesto, sería interesante mejorar la metodología de diseño, de forma que un diseñador inexperto o sin conocimientos de la planta pudiese obtener el mejor

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Página electrónica de Comisión Federal de Electricidad CFE, <http://www.cfe.gob.mx/>
- [2] Página electrónica de Comisión Federal de Electricidad CFE, <http://saladeprensa.cfe.gob.mx>
- [3] Caldera ME (2000) Potencial de la energía eoloelectrica en México. Greenpeace México. pp. 16-17.
- [4] Wikipedia la enciclopedia libre, http://es.wikipedia.org/wiki/Energía_eolica
- [5] The World Wind Energy Association (WWEA), 2008-09-01 <http://www.wwindea.org/home/index.php>
- [6] Danish Wind Turbine Manufacturers Association, <http://www.windpower.org/>
- [7] B. Bose, "Power Electronics and Variable frequency drives". Technology and Applications, IEE-Press, New York, 1997
- [8] Chris S. Brune, René Spée, Alan K. Wallace "Experimental Evaluation of a Variable-Speed, Doubly-Fed Wind-Power Generation System", IEEE Transactions On Industry Applications. Vol. 30, No.3, May/June 1994
- [9] Peña, R.; Clare, J.C.; Asher, G.M. "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation" IEE Proc-Electr Power Appl Vol 143 No 3 May 1996, pp. 231-241
- [10] Spooner, E.; Williamson, A.C.; Catto, G., "Modular design of permanent-magnet generators for wind turbines", IEE Proceedings-Electric Power Applications, 1996; Vol: 143 Iss:5 pp. 388-95.
- [11] N. Vilisbol, A. L. Pinegin, T. Fisher, J. Bugge, "Analysis of advantages of the double supply machine with variable rotation speed application in wind energy converters" , Dewi Magazin , N° 7, Agosto 97.
- [12] S. Jckel; "Gearless wind energy converters with permanent magnet generators - an option for the future? ", EWEC'96, PP. 4 14-417
- [13] Jacek F. Gieras y Mitchell Wing, Permanent Magnet Motor Technology, CRC, Second Edition, 2002. [2]
- [14] Bhim Singh, B. P. Singh y S. Dwivedi, "A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines", The Institution of Engineers (India), Technical Journal, Vol. 87, 2006. [3]
- [15] Pragasan Pillay y R. Krishnan, "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 35, No. 4, November 1988.

- [16] Tomy Sebastian, Gordon R. Slemon y M.A. Rahman, "Modelling of Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-22, No. 5, Septiembre 1986.
- [17] Pinto S., J.F. Silva; "Direct Control Method for Matrix Converters with Input Power Factor Regulation", IEEE Proc. PESC 2004 (CD ROM), 2366-2372, Aachen, Alemania, 20 al 26 Junio (2004).
- [18] Ferdowski M and Emadi A: "Estimative current mode control technique for DC-DC converters operating in discontinuos conduction mode", IEEE Power Electronics letter. Vol. 2, no. 1, 2004, pp 20-30.
- [19] Salvador Alepuz Menéndez. Nov 20004, "Aportaciones al control del convertidor CD/CA de tres niveles", Universidad nPolitecnica de Catalunya. Tesis doctoral.
- [20] A. Kwasinski, P. T. Krein, P. L. Chapman.: *Time Domain Comparison of Pulse-Width Modulation Schemes*. IEEE Pow. Elect. Letters. Vol 1, No 3, p.p. 64-68. Sep / 2003.
- [21] Marian P. Kazmierkowski, R. Krishnan, Frede Blaabjerg.: *Control in Power Electronics*. Academic Press 2002.
- [22] G. Pfaff, A. Weschta, A. Wick: *Desing and Experimental Result of a Brushless AC Servo Drive*. IEEE Transactions on Industry Application. Vol IA-22, pp 814-821 1984.
- [23] H. W. Van Der Broeck, H Skudelny, G. V. Stanke: *Analysis and realization of a Pulewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors*. IEEE Transactions on Industry Applications .vol. 24, no. 1, pp. 142-150., Jan./ Feb. 1988.
- [24]Silva, F.; *Control Methods for Power Converters*, Power Electronics Handbok, M. Rashid Academic Press, USA (2001).
- [25] S.A.Nasar, I Boldea: *Máquinas Eléctricas (Dinámica y Control)*. Editorial CECSA. 1a. Edición en Español México 1995.
- [26] Kwon. B. H., Min. B.: *A fully software-controlled PWM rectifier with current link*. IEEE Tran. On Ind. Electron. Vol 40. No 3. p.p. 355-360 June 1993.
- [27] Richard Valentine: *AC Induction Motor Control*. Motor Control Electronics Hand Book, McGraw-Hill 1999.