



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ciencias

Cogeneración de energía eléctrica usando sistemas solares
térmicos y convertidores multinivel

T E S I S

Que para obtener el Grado de

Doctor en Ciencias Aplicadas

PRESENTA

M.C. Roberto Carlos Martínez Montejano

ASESOR

Dr. Isaac Campos Cantón

CO-ASESOR

Dr. Misael Francisco Martínez Montejano



San Luis Potosí, S.L.P., México

Agosto 2016

Resumen.

En la actualidad existe una motivación hacia el uso de energías renovables en la generación de energía eléctrica, tanto por los niveles de contaminación, como la necesidad energética per cápita. Dentro de las diferentes formas de generación de energías limpias, se encuentran los colectores solares, una tecnología todavía en estudio y que no se encuentra en la actualidad comercialmente activa. El enlace entre la energía generada y la red eléctrica son los inversores multinivel, que son dispositivos electrónicos que transforman energía de corriente directa a corriente alterna, con un voltaje y frecuencia deseados por el usuario, dado que las energías deben de estar en sincronía.

El presente trabajo de tesis se centra en el estudio de los colectores solares de disco parabólico y los inversores multinivel NPC trifásicos de tres niveles, donde se desarrolla el modelo matemático de ambos sistemas, un controlador adecuado y un prototipo de pruebas.

En el capítulo 1 se establece la problemática a resolver, las diferentes fuentes de energías renovables, así como las diversas topologías de inversores multinivel que existen. Se muestra además el estado del arte y las principales contribuciones del presente trabajo.

A continuación en el capítulo 2, se presenta el modelo matemático del colector solar de disco parabólico y la validación del mismo mediante simulaciones numéricas en Matlab 2011, tomando en cuenta la base de datos del sistema meteorológico nacional.

Enseguida en el capítulo 3, se muestra la topología usada de inversor multinivel, el desarrollo del modelo matemático, las transformaciones equivalentes desarrolladas y validación mediante simulaciones numéricas.

En el capítulo 4, se tiene el desarrollo de algoritmos de fijación de fase, para la obtención del ángulo de fase de la red eléctrica, en su versión monofásica y trifásica.

Posteriormente en el capítulo 5, se desarrolla el prototipo multinivel con las transformaciones equivalentes y el algoritmo de fijación de fase, además de implementar una ley de control que garantice el funcionamiento del mismo. Se muestra además, las simulaciones numéricas llevadas a cabo y los resultados experimentales.

Finalmente, el capítulo 6, concluye el presente trabajo.

Agradecimientos.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT), por su apoyo económico a lo largo del doctorado con el número de convocatoria 290783.

Al Dr. Isaac Campos Cantón y al Dr. Misael Francisco Martínez Montejano por su excelente dirección durante el desarrollo de este trabajo. Gracias por su apoyo y consejos.

A los sinodales de la presente tesis: Dr. Raúl Balderas Navarro, Dra. Marcela Mejía Carlos, Dr. Oscar Núñez Olvera y Dr. Salvador González, por sus buenas y sabias recomendaciones.

A mi amada esposa Marissa Robles Martínez por su apoyo incondicional, ánimos, motivación y ser mi soporte en todo momento.

A mis compañeros y amigos del IICO: Pablo, Finees, Edgar, Luz, Raúl.

A mi familia: Francisco, Natalia, Eduardo, Misael, Carmen, Nadia, Cristina, Yolanda, Guadalupe (abuelita), Yolanda (prima), Francisco Salvador, Laura, Rigoberto, Alejandra, Luis.

A mis amigos: Eliza, Luis, Alejandra Mora, Marlon, Emmanuel, Luz.

A mi familia y en especial a mi novia Marissa con mucho amor.

Índice de figuras.

1.	<i>Inversor multinivel con diodo enclavado</i>	3
2.	<i>Inversor multinivel con capacitor flotante</i>	4
3.	<i>inversor multinivel en cascada</i>	6
4.	<i>Aplicación de los inversores en vehículos eléctricos</i>	7
5.	<i>Uso de inversores con aerogeneradores</i>	7
6.	<i>Aplicación de los inversores con paneles solares</i>	8
7.	<i>Diferentes técnicas de modulación multinivel</i>	9
8.	<i>Técnica PWM de disposición de fase</i>	10
9.	<i>Técnica de disposición opuesta en fase</i>	10
10.	<i>Planta</i>	11
11.	<i>Estructura con ganancias ajustables</i>	12
12.	<i>Controlador con ganancia constante en retroalimentación</i>	12
13.	<i>HB-5 usado como filtro activo</i>	20
14.	<i>Cambio de nivel PWM</i>	21
15.	<i>a) $V_s=0$ b) $V_s=V_{cd}$ c) $V_s=2V_{cd}$ d) $V_s=-V_s$ e) $V_s=-2V_{cd}$</i>	22
16.	<i>Ejemplo de circuito equivalente</i>	23
17.	<i>PWM Matlab</i>	26
18.	<i>Pulsos generados</i>	26
19.	<i>Diagrama de bloques</i>	27
20.	<i>a) f_1 b) f_2 c) suma de f_1 y f_2</i>	27
21.	<i>Corriente i_L</i>	28
22.	<i>Voltaje V_{c_1}</i>	28
23.	<i>Voltaje V_{c_2}</i>	28
24.	<i>Salida del inversor HB-5</i>	29

25.	<i>Respuesta espacio fase</i>	29
26.	<i>Corriente i_L contra capacitancia</i>	30
27.	<i>Voltaje V_{C_1} contra capacitancia</i>	30
28.	<i>Voltaje V_{C_2} contra capacitancia</i>	31
29.	<i>Corriente i_L contra resistencia</i>	31
30.	<i>Voltaje V_{C_1} contra resistencia</i>	32
31.	<i>Voltaje V_{C_1} contra resistencia</i>	32
32.	<i>Corriente i_L contra inductancia</i>	33
33.	<i>Voltaje V_{C_1} contra inductancia</i>	33
34.	<i>Voltaje V_{C_1} contra inductancia</i>	34
35.	<i>Diagrama de bloques del controlador propuesto</i>	47
36.	<i>Respuestas transitorias de $V_S(t)$, $i_S(t)$ e $i(t)$, durante un cambio de carga</i> . . .	48
37.	<i>Respuestas transitorias de $V_{C_1}(t)$ y $V_{C_2}(t)$ en encendido y cambio de carga</i> . .	49
38.	<i>Voltaje inyectado “e” calculado en el algoritmo de control</i>	50
39.	<i>THD de la corriente i_S, en el encendido y durante el cambio de carga</i>	50
40.	<i>Respuesta transitoria durante el encendido</i>	51
41.	<i>Voltaje en los capacitores, salida de voltaje del HB-5 y la corriente de la fuente</i>	52
42.	<i>Voltaje en los capacitores, voltaje inyectado y corriente en fase con el voltaje de fuente</i>	52
43.	<i>Voltaje inyectado en negro, señal modulada resultante y corriente de la fuente.</i>	53
44.	<i>Plano de montaje: distribución de componentes</i>	57
45.	<i>Plano de montaje: chapas conexión a positivo</i>	58
46.	<i>Plano de montaje: chapas conexión a negativo</i>	58
47.	<i>Plano de montaje: componentes y placas de drivers</i>	59
48.	<i>Adaptación sensor de corriente</i>	60
49.	<i>Adaptación sensor de voltaje</i>	60

50.	<i>Interfaz rail-to-rail</i>	61
51.	<i>Fuente SKHI PS2</i>	62
52.	<i>Tarjeta SKHI 20 OP A</i>	63
53.	<i>Tensión umbral colector-emisor del diodo zener</i>	64
54.	<i>Localización del diodo zener y del capacitor de protección</i>	65
55.	<i>Distribución física</i>	67
56.	<i>Disparos TOP y BOT</i>	67
57.	<i>Funcionamiento a régimen nominal, 60 A max</i>	71
58.	<i>Prueba de cortocircuito a 120 A</i>	71
59.	<i>Cortocircuitar la red vía software para la prueba</i>	71
60.	<i>Cortocircuito en red, aprox. 90 A</i>	72
61.	<i>Pruebas de caída de tensión en la puerta</i>	72
62.	<i>Ubicación del sensor de temperatura</i>	73
63.	<i>Correspondencia de los drivers de los IGBT's</i>	74

Lista de acrónimos.

PWM	Modulación de ancho de pulso
NPC	Neutral Point Campled
DC	Corriente directa
AC	Corriente alterna
q_S	Energía de entrada del colector
α	Absortividad
ρ	Reflectividad
q	Energía del plato absorbedor
C	Potencia colectada
A_0	Área de apertura del colector
A_H	Área del plato absorbedor
q_{en}	Energía total concentrada
q_{RH}	Pérdidas por radiación
q_{CH}	Pérdida por convección
ϵ	Permitividad
σ	Constante de Stefan-Boltzman
T_H	Temperatura del plato absorbedor
T_A	Temperatura del medio ambiente
E_C	Eficiencia del colector
E_{st}	Eficiencia del motor Stirling
T_C	Temperatura fría
T_H	Temperatura caliente
E	Eficiencia total
L	Inductancia
C	Capacitancia
R	Resistencia
v_{S123}	Voltaje de la fuente trifásico
i_{123}	Corriente de los inductores
v_{123}	Voltaje en los interruptores referenciado a cero
δ_{123}	Posiciones de los interruptores
v_C	Voltaje en el capacitor
$i_{\alpha\beta\gamma}$	Corriente trifásica en coordenadas de Clarke
$v_{S\alpha\beta\gamma}$	Voltaje trifásico en coordenadas de Clarke
$\delta_{\alpha\beta\gamma}$	Posiciones de los interruptores en coordenadas de Clarke
$v_{\alpha\beta\gamma}$	Voltaje del convertidor en coordenadas de Clarke

i_{dq}	Corriente trifásica en coordenadas de Park
v_{Sdq}	Voltaje trifásico en coordenadas de Park
δ_{dq}	Posiciones de los interruptores en coordenadas de Park
v_{dq}	Voltaje del convertidor en coordenadas de Park
PLL	Algoritmo de seguimiento de fase
VCO	Oscilador controlado por voltaje
ω_0	Frecuencia angular
ϕ	Señal auxiliar
λ	Parámetro de amortiguamiento
L_∞	Norma infinito
L_2	Norma dos
γ	Ganancia adaptable
PSCAD	Diseño de sistemas de potencia asistido por computadora
Matlab	Laboratorio de matrices
SRF-PLL	PLL en cuadro de referencia síncrono
FRF-PLL	PLL en cuadro de referencia fijo
BW	Ancho de banda
SPWM	Modulación de ancho de pulso sinusoidal
CB-PWM	PWM basado en portadoras
CPWM	PWM continuo
TIHPWM	PWM con inyección de tercer armónico
DPWM	PWM discontinuo
SV-PWM	PWM de espacio vectorial
u_1	Entrada de control 1
u_2	Entrada de control 2
SDK	Equipo de desarrollo de sistema
RMS	Valor cuadrático medio
MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor

1. Capítulo 1: Introducción	1
1.1. Energía y cambio climático	2
1.2. Formas de generar energías limpias	3
1.2.1. Energía eólica	4
1.2.2. Energía solar	4
1.2.3. Energía hidroeléctrica	4
1.2.4. Energía por biomasa	4
1.2.5. Energía de onda	5
1.2.6. Energía por hidrógeno	5
1.3. El Sol	5
1.3.1. Radiación solar	6
1.4. Energía solar termoeléctrica	7
1.4.1. Sistemas de receptor central o torre solar	7
1.4.2. Concentradores cilindro parabólicos	8
1.4.3. Concentradores de disco parabólico	8
1.5. Inversores multinivel	8
1.5.1. Inversor multinivel con diodo enclavado	9
1.5.2. Inversor multinivel con capacitor flotante	10
1.5.3. Inversor multinivel en cascada	11
1.6. Planteamiento del problema	12
1.7. Objetivos	12
1.7.1. Objetivo general	12
1.7.2. Objetivos particulares	12
1.8. Alcances	13
1.9. Metodología	13
1.9.1. Etapa teórica	13
1.9.2. Etapa experimental	13
1.10. Estado del arte	14
1.11. Justificación	15
1.12. Aportaciones	16
2. Capítulo 2: Colectores solares	17

2.1. Colector solar de disco parabólico	18
2.2. El ciclo Stirling	19
2.3. Modelado matemático del colector solar disco parabólico	19
2.3.1. Modelado matemático del colector solar	19
2.3.2. Modelado matemático del motor Stirling	20
2.3.3. Eficiencia total	21
2.4. Resultados por simulación del Colector Solar EuroDish	21
3. Capítulo 3: Inversor NPC trifásico de tres niveles	25
3.1. Obtención del modelo matemático del inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles	27
3.1.1. Dinámica de corriente en los inductores	28
3.1.2. Dinámica de voltaje en los capacitores	29
3.2. Transformación similar	32
3.3. Transformada de Clarke	32
3.4. Transformada de Park	35
4. Capítulo 4: Algoritmo de fijación de fase	54
4.1. Algoritmo de fijación de fase basado en un observador adaptable	39
4.1.1. Modelado matemático del PLL basado en un observador adaptable	40
4.1.2. Resultados numéricos	42
4.1.3. Resultados experimentales	45
4.2. Algoritmo de fijación de fase basado en marco de referencia fijo.	47
4.2.1. Modelado del voltaje de red en condiciones de desbalance	49
4.2.2. Descripción del Algoritmo FRF-PLL	51
4.2.3. Sintonización del algoritmo FRF-PLL	53
4.2.4. Resultados numéricos del FRF-PLL	55
5. Capítulo 5: Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles	57
5.1. Algoritmos de modulación trifásicos	58
5.1.1. Modulación CB-PWM	58
5.1.2. Modulación PWM basada en vectores espaciales	59
5.1.3. Modulación star center	60
5.2. Controlador para NPC trifásico de tres niveles	62

5.2.1. Lazo de control para el voltaje en el capacitor	63
5.2.2. Lazo de control para la dinámica de las corrientes	63
5.3. Etapa experimental	65
5.3.1. Acoplamiento de señales	70
5.3.2. Etapa de potencia y control	71
5.3.3. Resultados experimentales	73
6. Capítulo 6: Conclusiones	76
6.1. Inversor NPC trifásico	77
6.2. Análisis matemático	77
6.3. Modelado matemático del colector solar disco parabólico	78
6.4. PLL monofásico y trifásico	78
6.5. Modulación NPC star center	79
6.6. Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles	80
6.6.1. Desarrollo del controlador	80
6.6.2. Resultados	81
6.7. Trabajo a futuro	82
6.8. Aportaciones	82
6.8.1. Presentaciones en congresos	82
6.8.2. Premios	83
6.8.3. Publicaciones	83
Bibliografía.	85

Capítulo 1: Introducción

En este capítulo se muestra la motivación y el uso de energías renovables debido al cambio climático, dentro de las energías renovables aparece la novedad de utilizar colectores solares como alternativa viable. Los inversores multinivel desarrollan el papel de enlace entre las energías renovables y la red eléctrica. Haciendo un estudio de la literatura reportada en revistas de investigación en este tema se plantea un problema, objetivo y la justificación del desarrollo de este trabajo.

1. Introducción

1.1. Energía y cambio climático

Los combustibles fósiles utilizados en los últimos 100 años han cargado la atmósfera de componentes como dióxido de carbono [1], como se muestra en la figura 1.1. Gracias a la revolución industrial, desde el siglo XIX se han incrementado las emisiones de gases de efecto invernadero, lo cual contribuye a incrementar la temperatura promedio terrestre [2].

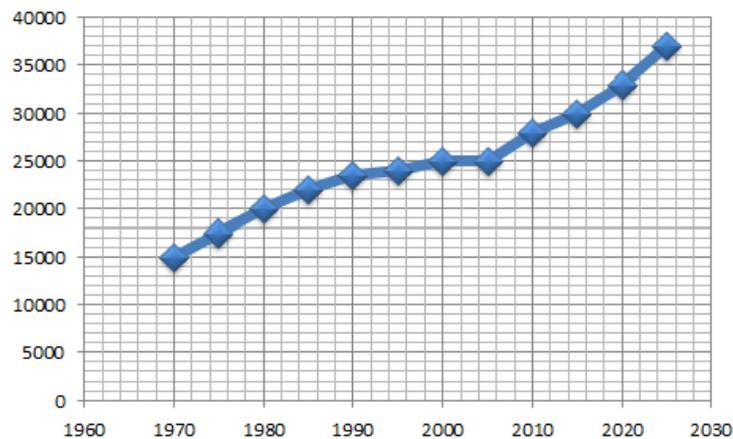


Figura 1.1: *Emisiones de dióxido de carbono por producción y uso de energía en millones de toneladas*

Hoy en día la escala de desarrollo de cualquier sociedad es medida con el uso per cápita de energía. Los países más avanzados necesitan energía para transporte, industria, casas y sistemas militares.

Las dos razones del incremento en el consumo de energía, es el incremento poblacional y el desarrollo. Se espera que la población crezca el doble en los siguientes 50 años. En el 2050, la demanda de energía puede ser el doble o triple debido a este crecimiento, dado que una persona consume un promedio de 2 KW diarios [3].

El crecimiento de la economía y la prosperidad están altamente relacionados con una fuente de energía a bajo costo. Es por eso que se empezaron a buscar nuevas alternativas para generar energía sin dañar el medio ambiente. El uso de energías renovables todavía está lejos de tener un bajo costo en comparación con los combustibles fósiles,

como se aprecia en la figura 1.2. La adaptación y la implementación de energía están fuertemente motivadas por el costo de las mismas.

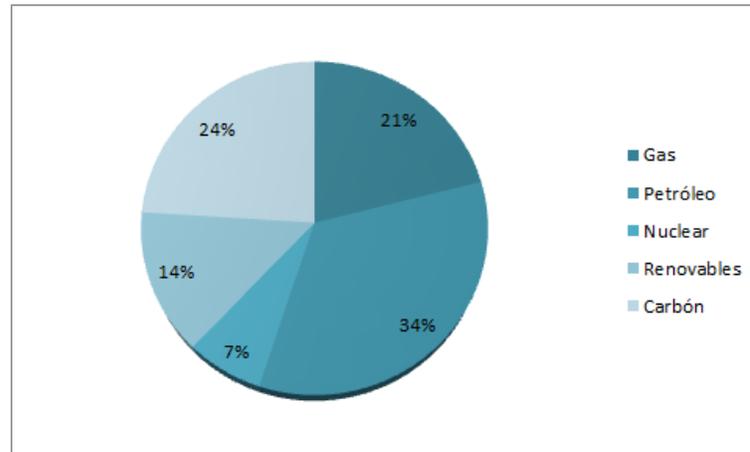


Figura 1.2: *Estructura de la oferta mundial de energía*

1.2. Formas de generar energía limpia

En años recientes, ha habido un interesante incremento en la generación de energía eléctrica a partir de fuentes de energía renovables como fotovoltaica o sistemas de aire. Se espera que se vuelvan económicamente más competentes comparadas con las fuentes de energía convencionales, ya que hoy en día todavía son discriminadas por el alto costo.

Las ventajas que presentan estas fuentes de energía son: sustentabilidad, ubicación, esencialmente limpias y amigables con el medio ambiente. En tanto que sus desventajas: variabilidad, baja densidad y alta inversión inicial.

Aunque hay razones por las que se ha ido incrementando su popularidad, entre las que podemos encontrar:

1. La demanda extra de energía, que tiende a incrementarse y el abasto con combustibles fósiles no será suficiente.
2. Los combustibles fósiles no se pueden utilizar en todos los países, dada su distribución.
3. La combustión de combustibles fósiles contamina el medio ambiente.

Dentro de las formas de generar energías limpias, podemos encontrar:

1.2.1. Energía Eólica

Es aprovechada mediante aerogeneradores como se muestra en la figura 1.3, y es una de las más significantes y rápidas fuentes de energía a lo largo del planeta. En algunas partes de Estados Unidos el 20 % de la energía es generada de esta forma. Actualmente es competitiva con fuentes de energía convencionales.



Figura 1.3: *Energía eólica*

1.2.2. Energía Solar

La radiación solar es la fuente de energía más abundante y permanente. El total de la energía recibida por la Tierra por minuto es más grande que el uso de energía por la población mundial en un año. El diseño de diversos aparatos técnicos como enfriadores, calentadores y generadores de electricidad en base al Sol, como las celdas fotovoltaicas en la figura 1.4, requieren radiación solar terrestre y estudio del área donde se van a poner.

1.2.3. Energía Hidroeléctrica

Es una vía ya establecida de energía renovable. En países industriales con grandes cuerpos de agua, el desarrollo de energía hidroeléctrica a gran escala con turbinas es explotada al límite.

1.2.4. Energía por biomasa

El 14 % de la energía total del mundo proviene de la biomasa, principalmente de madera y carbón vegetal, pero también residuos de cultivo y estiércol animal para calentar y cocinar. Esto contribuye a la deforestación y pérdida de la capa superficial del suelo (erosión).



Figura 1.4: *Energía fotovoltaica*

1.2.5. Energía de onda

Una gran parte de la energía solar que no es reflejada, es absorbida por el agua de los océanos. Esto calienta el agua, que regresa el calor al aire y se forman corrientes por diferencias de temperatura. Dichas corrientes soplan a través del agua, regresando algo de energía al agua, viajando a través del océano hasta alcanzar tierra, donde la energía que queda se distribuye por la costa.

La generación de energía por onda no es una tecnología ampliamente empleada y no se han establecido plantas comerciales todavía. Evaluaciones de turbo generadores y producción de energía eléctrica son reflejadas por el clima. Por lo que es necesario un estudio previo por cada lugar donde se planeen poner turbo generadores.

1.2.6. Energía por Hidrógeno

A pesar de ser uno de los elementos no tan abundantes en la Tierra, solamente menos del 1 % está presente como gas molecular. Si se combina con oxígeno, se obtiene agua, con carbón se obtienen gases como el metano. Es regenerable y amigable con el medio ambiente. Una de las formas de transportar energía solar es a través de gases que se calientan, y el hidrógeno puede servir para éste propósito.

1.3. El Sol

Es la fuente de energía más importante; las demás energías son producto de la radiación solar que incide en el planeta, la energía eólica es producto de la transmisión de calor por convección, lo cual provoca las corrientes de aire que mueven los aerogeneradores. De forma análoga en el mar sucede el fenómeno de convección y las

corrientes marinas propician el movimiento aprovechado por turbo generadores. Gracias a la fotosíntesis, las plantas almacenan energía, que después puede ser aprovechada en la quema de las mismas como biomasa. La energía del sol también puede ser aprovechada directamente por paneles solares o por colectores solares.

El interior del Sol es un horno nuclear que libera energía de manera similar a las explosiones termonucleares hechas por el hombre. La masa solar se compone predominantemente por dos elementos ligeros, hidrógeno 70% y helio 27%. La radiación que llega a la Tierra es producto de la conversión de hidrógeno en helio por fusión nuclear. En las temperaturas y presiones en el interior del Sol, se produce helio estable al juntar cuatro núcleos de hidrógeno, que conforman un núcleo de helio más radiación solar (energía). Esta reacción es extremadamente exotérmica y la energía liberada por cada núcleo de helio formado es de 25.5 eV. Se convierte una cantidad de hidrógeno en helio en un rango de 4×10^6 toneladas por segundo, provocando una energía emitida de $3,8 \times 10^{26}$ W [4].

1.3.1. Radiación solar

La combinación de reflexión, absorción, refracción y dispersión, resulta en niveles de radiación altamente dinámicos en cualquier lugar de la Tierra. Después de que la radiación ingresa a la atmósfera terrestre, es parcialmente dispersada y parcialmente absorbida. La radiación dispersa se denomina radiación difusa, una porción se absorbe y la otra es regresada al espacio. Como resultado de la nubosidad y la luz dispersada, la radiación solar recibida en cualquier punto se clasifica en dos: directa o difusa.

1. La radiación solar directa: es la que viaja en línea recta directa del Sol a la superficie terrestre. Es la luz que llega del Sol sin ninguna perturbación.
2. La radiación difusa: ocurre cuando la radiación solar en forma de onda electromagnética golpea una partícula, entonces una parte es dispersada en todas direcciones, la otra es reflejada. Hay dos formas de dispersión:
 - Dispersión de Rayleigh: ocurre cuando las partículas son más pequeñas que la longitud de onda incidente.
 - Dispersión de Mie: ocurre cuando las partículas son del orden de la longitud de onda incidente.

El total de la radiación solar es la suma de la radiación solar directa y difusa en la superficie. Las medidas más comunes tomadas a nivel del mar es de $1000\text{W}/\text{m}^2$, que se conoce como densidad de potencia solar para propósitos de hacer pruebas con paneles solares.

1.4. Energía solar termoeléctrica

La energía solar termoeléctrica consiste en el empleo de la radiación solar incidente sobre la superficie terrestre para el calentamiento de un fluido que se hace pasar posteriormente por una etapa de turbina directamente o a través de un intercambio térmico con otro fluido que circula por la turbina [5]. La forma de aprovechar la energía solar termoeléctrica, es a través de colectores solares, que son capaces de producir electricidad mediante el uso de espejos que concentran los rayos del Sol a temperaturas entre 400 y 1000°C, generando potencias entre 50 y 280MW.

En los últimos años ha crecido ésta tecnología, en 2008, se reporta que había 436MW de generación de electricidad a nivel mundial. España con cerca de 1000MW en 2011, Estados Unidos tiene proyectos de 7000MW para el 2017 [6].

Existen hasta el momento tres configuraciones de colectores solares, como se puede apreciar en la figura 1.5.

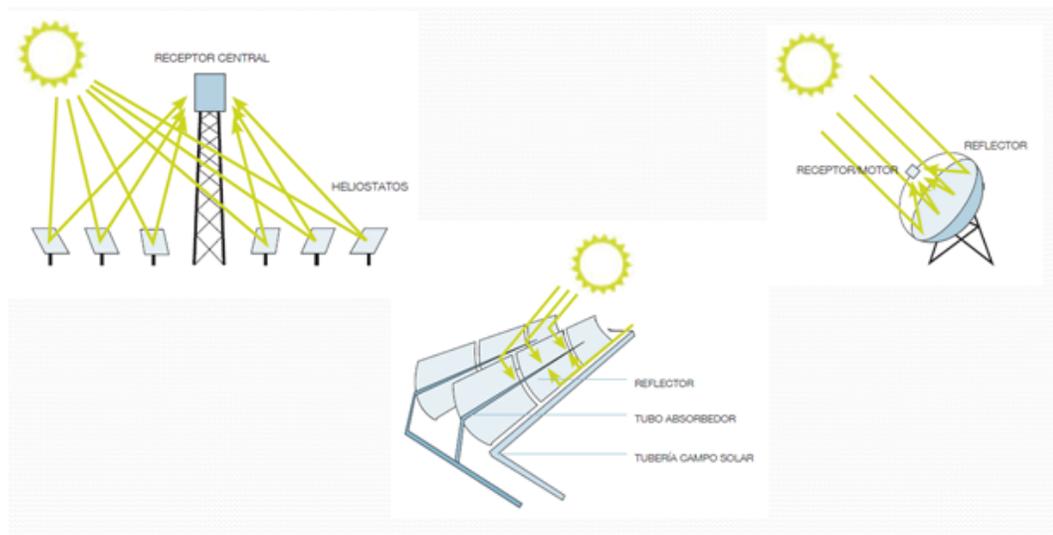


Figura 1.5: *Tipos de concentradores solares*

1.4.1. Sistemas de receptor central o torre solar

Un conjunto circular de heliostatos que siguen la posición del Sol concentra la luz solar en un receptor sobre una torre. Concentran de 200-1000 veces, obteniendo potencias unitarias de 10 a 200MW. El receptor central absorbe la radiación y la convierte en energía térmica que se utiliza para generar vapor supercalentado, el cual pasa por una turbina.

1.4.2. Concentradores cilindro-parabólicos

Utilizan reflectores en forma de cilindro-parabólico para concentrar la luz solar incidente en tubos receptores. Calienta a 400°C y se bombea una serie de intercambiadores térmicos para producir vapor que se convierte en energía con turbinas. Concentran de 30-80 veces obteniendo potencias unitarias de 30-80MW.

1.4.3. Concentradores de disco parabólico

Son pequeñas unidades independientes con reflector parabólico habitualmente conectadas a un motor Stirling situado a la distancia focal, con lo que se obtienen concentraciones de 1000-4000 veces y potencias que van de 5-25KW.

1.5. Inversores multinivel

Los inversores multinivel han sido objeto de estudio en años recientes, particularmente en aplicaciones de mediana y alta potencia [7]. Son dispositivos electrónicos que pueden cambiar energía de corriente directa en energía de corriente alterna, con un voltaje y frecuencia deseados por el usuario. La idea detrás de este sistema es que se puede sintetizar el voltaje de corriente alterna de salida a través de varios niveles de voltaje, obteniendo formas de onda de escalera de baja distorsión armónica. Existen varias ventajas al utilizar inversores multinivel. El estrés debido al voltaje que pasa por cada convertidor, se reduce al momento de conectar en serie, módulos de semiconductores de potencia, logrando que sean ideales para aplicaciones de alta potencia [8]-[9]. Además la calidad de la forma de onda de salida incrementa, al aumentar el número de niveles de voltaje; por lo que la resolución de la onda es mayor y los efectos de filtrado se pueden reducir, al haber un menor contenido armónico.

Sin embargo, para poder explotar correctamente estas ventajas en una aplicación dada, se debe establecer un algoritmo de modulación y una estrategia de control. El algoritmo de modulación generará la secuencia de conmutación, además se debe tener conocimiento del modelo matemático que describa la dinámica del sistema.

Sus aplicaciones son variadores de velocidad de motores de CA, fuentes de respaldo y de poder, filtros activos para compensar armónicos, etc. Se puede alimentar con celda de combustible, celda solar, aerogeneradores, o cualquier fuente de corriente directa.

Los inversores de fuente de voltaje producen salida 0 o $\pm V_{cd}$. Requieren de conmutación en alta frecuencia a través de conmutación PWM. Puede ser fácil producir un inversor de alta potencia y voltaje, al aumentar los niveles de voltaje se aumenta la potencia nominal. La estructura topológica de un inversor debe tener el mínimo de dispositivos de conmutación, ser capaz de resistir voltajes y corrientes para aplicaciones de alta potencia y tener la menor frecuencia de conmutación.

Dependiendo de la topología que se esté usando, se puede clasificar típicamente el inversor como: diodo enclavado, con capacitores flotantes y en cascada [9]-[11], los cuales se detallan a continuación.

1.5.1. Inversor multinivel con diodo enclavado.

Consiste en forma típica de $(m - 1)$ capacitores en el canal de CD que produce m niveles de voltaje de fase. Una rama de m niveles requiere $(m - 1)$ capacitores, $2(m - 1)$ dispositivos de conmutación y $(m - 1)(m - 2)$ diodos fijadores [12]. En la figura 1.6 podemos observar una sólo rama para un inversor de cinco niveles, (el cual requeriría de 2 ramas), con orden de numeración de interruptores S_1 , S_2 , S_3 , y S_4 , con un canal de CD de cuatro capacitores.

Un convertidor de m niveles tiene un voltaje de salida de fase de m niveles y un voltaje de línea de $(2m - 1)$ niveles.

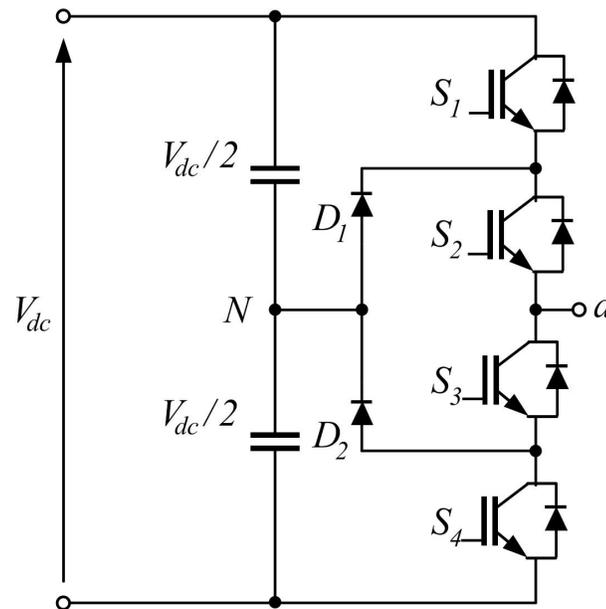


Figura 1.6: *Inversor multinivel con diodo enclavado*

Entre sus ventajas se encuentra [12]:

- En niveles altos, tiene contenido armónico bajo.
- Alta eficiencia, al ser conmutado a la frecuencia fundamental.
- Control sencillo.

Como desventajas presenta:

- Requiere muchos diodos fijadores en niveles altos.
- Difícil de controlar el flujo de potencia real.

1.5.2. Inversor multinivel con capacitor flotante

El nivel de voltaje es parecido al del diodo fijador. El voltaje de fase tiene m niveles y el de línea $(2m - 1)$ niveles. El canal de CD requiere $(m - 1)$ capacitores. Los diodos de enclavamiento se sustituyen por condensadores [13]. Se representa de manera gráfica en la figura 1.7.

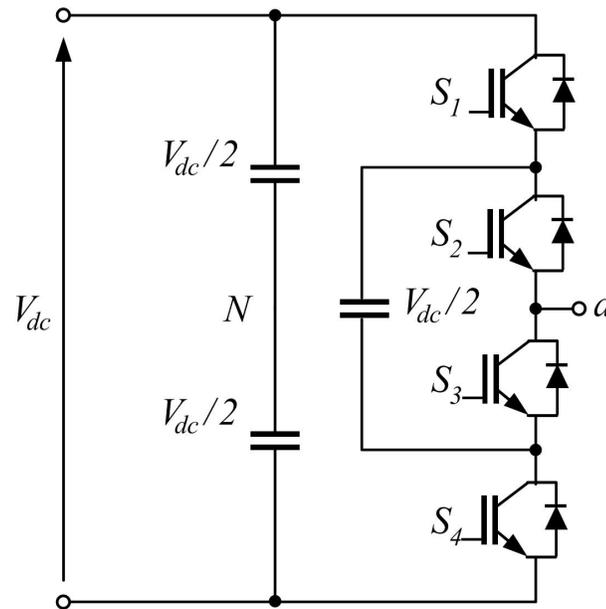


Figura 1.7: *Inversor multinivel con capacitor flotante*

Esta topología presenta las siguientes ventajas [13]:

- Puede proporcionar operación durante cortes de energía.
- Contenido bajo de armónicos.
- Control de potencia real y reactiva.

Mientras que las desventajas son:

- Muchos capacitores mientras más niveles se tengan.
- Control complicado.

1.5.3. Inversor multinivel en cascada

Consiste en una serie de unidades inversoras de puente completo conectadas en cascada, lo cual permite a los interruptores manejar sólo una porción del voltaje total del sistema. Se utilizan como accionadores de motores, en la compensación de energía reactiva y armónicos. Esta topología se puede observar en la figura 1.8.

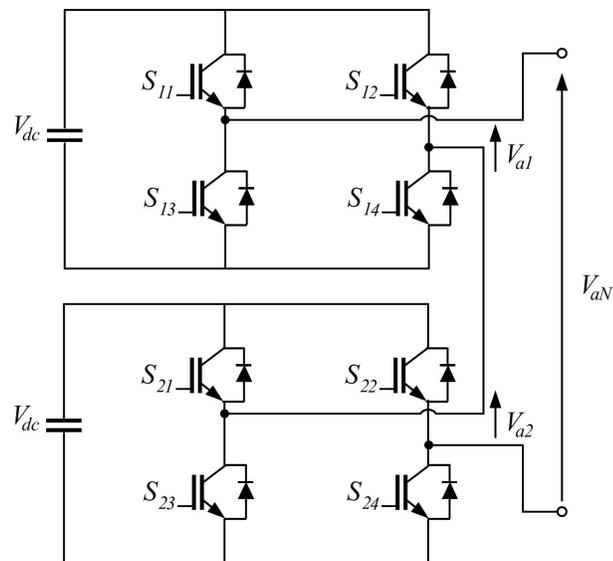


Figura 1.8: *Inversor multinivel en cascada*

Sus ventajas son [14]:

- Requiere mínima cantidad de componentes para obtener la misma cantidad de niveles de voltaje.

- Son posibles la distribución y el encapsulado optimizado del circuito.
- En tanto que sus desventajas son un control más complejo y la necesidad de tener fuentes de tensión por cada celda.

1.6. Planteamiento del problema

Gracias a que se espera que sigan creciendo en un futuro cercano las tecnologías de generación de energía distribuída, el uso de inversores multinivel, para controlar la frecuencia, voltaje de salida e incluso el ángulo de fase proveniente de energías renovables; puede proveer ventajas significantes dada su respuesta rápida y control autónomo. Además los convertidores multinivel pueden controlar la potencia activa y reactiva [15], que fluye de las fuentes de energías renovables. Éstas tecnologías de electrónica de potencia son atractivas para control continuo de la dinámica del sistema y reducir problemas de calidad de energía como armónicos en el voltaje, desbalance de voltaje o apagones de corriente.

Para poder explotar las ventajas de un inversor multinivel con fuentes de energías renovables, se debe tener un algoritmo de modulación y una estrategia de control. El algoritmo de modulación generará la secuencia de conmutación, que es obtenida a través del conocimiento del modelo matemático que describe la dinámica del sistema. Esto es, además de la secuencia de control, se obtiene una señal de referencia que después proveerá el algoritmo de modulación que generará la secuencia de conmutación. El diseño del control depende del conocimiento del modelo matemático que describe la dinámica del sistema.

Uno de los inversores multinivel más estudiados es el de diodo enclavado o NPC (Neutral Point Clamped, por sus siglas en inglés), debido a la facilidad de controlarlo, gracias a las redundancias en los niveles de voltaje a la salida. Es una opción ideal para conectar fuentes de energía renovables con la red eléctrica.

1.7. Objetivos

1.7.1. Objetivo general

Desarrollar un prototipo multinivel alimentado por colectores solares interconectado a la red eléctrica.

1.7.2. Objetivos particulares

- Estudio de colectores solares y su comportamiento mediante fórmulas físicas.

- Obtener el modelado matemático del inversor multinivel.
- Validación del modelo matemático propuesto
- Desarrollo de la ley de control para el inversor.
- Desarrollo y puesta en marcha del prototipo.

1.8. Alcances

- Analizar el modelo matemático que describe el comportamiento de un inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles interconectado a red eléctrica, alimentado por colectores solares.
- Desarrollar e implementar una ley de control para el inversor multinivel y realizar pruebas.

1.9. Metodología

El trabajo de tesis doctoral contempla dos actividades necesarias para cumplir el objetivo general planteado al inicio de la investigación. Éstas actividades comprenden una etapa teórica y otra experimental, que permiten tener el conocimiento para desarrollar una ley de control y posteriormente hacer pruebas.

1.9.1. Etapa teórica

Esta actividad consiste en realizar un estudio detallado de las posibles soluciones que se encuentran reportadas en la literatura, para observar los alcances en la actualidad y proponer un control novedoso para el desarrollo del trabajo de investigación.

1.9.2. Etapa experimental

Consiste en validar el análisis teórico, mediante simulaciones numéricas y pruebas experimentales en el prototipo desarrollado en el laboratorio. El cual está constituido por un inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles. Dichas pruebas consistirán en medir la eficiencia del sistema con los parámetros clásicos de distorsión armónica, potencia de salida, etc.

1.10. Estado del arte

La revisión del estado del arte tiene como meta verificar qué tipo de soluciones se han reportado hasta ahora y el alcance de las mismas, enfocadas al uso de inversores multinivel y leyes de control sobre el mismo para mejorar su eficiencia. Se buscó en la base de datos de la IEEE usando de palabras clave "Multilevel inverter".

En una segunda búsqueda utilizando la misma base de datos, se utilizaron como criterios de búsqueda las palabras "grid connected three phase NPC inverter". Los resultados de la revisión del estado del arte se resumen a continuación:

- *Design and control of a Grid-Connected three-phase 3 level NPC inverter for building integrated Photovoltaic Systems.* [16]. Este artículo presenta el diseño y control de un inversor NPC trifásico de tres niveles alimentado por paneles solares. El control se realiza en un marco de referencia de coordenadas dq , para después regresar a un marco de referencia de coordenadas abc y generar el patrón de conmutación para el encendido y apagado de los interruptores de potencia.

- *Modulation Strategy for Multiphase Neutral Point Clamped Converters* [17]. En este artículo se presenta una nueva estrategia de modulación para inversores NPC, siendo capaz de remover las bajas frecuencias para cualquier punto de operación y para cualquier carga. Las pruebas se realizaron en un inversor de tres fases y en uno de cuatro fases.

- *Control Strategy reducing input impedance in two-stage three-phase 3L-NPC Photovoltaic inverter.* [18]. Este artículo se basa en un modelo de señal pequeña, revelando que una baja impedancia en entrada y una admitancia suavizada de salida, incrementa la efectividad de la ley de control y reduce la distorsión armónica total. Para controlar el panel se utiliza un convertidor CD-CD y para el inversor multinivel la modulación espacio vectorial.

- *Voltage droop control of dual active bridge for integrating battery energy storage to utility grid.* [19]. Este trabajo propone un método de caída de voltaje para calcular el flujo de potencia bidireccional CD-CD asociado con un puente activo dual. La dinámica del controlador propuesto varía el ángulo de fase entre los voltajes. Es un control de lazo abierto, sencillo de implementar y limita también el voltaje en los capacitores.

- *Modelling design and control of grid connected converter for high altitude wind power application* [20]. Este artículo se utiliza un inversor NPC de tres niveles y un convertidor CD-CD, seguido de un convertidor trifásico de dos niveles. Para controlar realiza una transformación de coordenadas a dq y el ángulo se obtiene a través de un algoritmo de fijación de fase, para finalmente utilizar modulación del espacio vectorial.

- *NPC based dual active bridge topology for integrating battery energy storage to utility grid* [21]. Este artículo muestra una nueva topología para puente activo dual, para integrar un banco de baterías a la red eléctrica. Se utiliza un convertidor bidireccional DC-DC con un convertidor NPC trifásico de tres niveles. El control del inversor es a través de la transformada dq y controlador de histéresis para la corriente, el cual generará los pulsos para el inversor.

- *A three-phase three-level NPC inverter based grid-connected photovoltaic system with active power filtering* [22]. Este trabajo muestra un inversor NPC trifásico de tres niveles con paneles fotovoltaicos con función de filtro activo, en el que el control está basado en un cuadro de referencia síncrono y banda de histéresis.

- *A 7 level single DC source cascaded H-bridge Multilevel Inverter with a modified DTC Scheme for Induction Motor-based electric Vehicle Propulsion.* [23]. En este artículo, se muestra un nuevo esquema de inversores multinivel puente H en cascada para vehículos eléctricos donde cada fase del inversor puede ser implementada con una sola fuente de CD. Este esquema mantiene el voltaje de los capacitores y produce una salida de voltaje cercana a ser sinusoidal. El control se hace mediante el encendido y apagado de los interruptores de potencia.

La revisión de la literatura demuestra las tendencias de usar los inversores para conectar fuentes de energía renovables, en su mayoría paneles fotovoltaicos, el control más común que se utiliza es el sistema de coordenadas dq , con variantes de control de histéresis, el ángulo necesario lo obtienen con topologías clásicas de algoritmos de fijación de fase en cuadro síncrono.

1.11. Justificación.

En los últimos años, se han buscado alternativas para generar energía eléctrica sin depender tanto de los combustibles fósiles, siendo éstas las energías renovables. El inversor multinivel se viene utilizando como enlace para las energías renovables debido a su capacidad de transformar energía de corriente directa en corriente alterna, con un voltaje y frecuencia deseados por el usuario.

Además se busca que no solamente se genere energía, sino que se pueda inyectar a la red eléctrica, y así no solamente tener sistemas aislados, sino contribuir a la generación de energía y esa contribución pueda ser remunerada.

Por eso es necesario además de una estrategia PWM para la generación de los disparos para los dispositivos de conmutación, tener una ley de control, para mantener los parámetros del sistema y lograr la sincronización entre el voltaje de la red eléctrica y el voltaje generado por el inversor multinivel.

1.12. Aportaciones

Las principales aportaciones obtenidas con el trabajo de investigación, se enfocan en desarrollar un controlador para sincronizar la energía generada por el inversor NPC trifásico de tres niveles y la red eléctrica, además de mantener un nivel constante en el voltaje de los capacitores que conforman el inversor. Entre ellas destacan:

- La obtención del modelo matemático que describe la dinámica del sistema y después transformarlo a través de matrices equivalentes (Transformada de Clarke y Park) para propósitos de control.
- Desarrollar un algoritmo de fijación de fase trifásico para la obtención del ángulo de referencia útil en la transformada de Park. El algoritmo desarrollado debe de ser robusto ante problemas en la red eléctrica como bajas de corriente, cambios de frecuencia, distorsión de la señal, y obtener adecuadamente el ángulo de fase, la frecuencia y la amplitud de la señal tanto de corriente como de voltaje trifásico.
- En base al modelo matemático transformado en coordenadas dq , se aplican controladores clásicos proporcional integral, para mantener la componente d en un valor constante y que la componente q tienda a cero.
- La implementación de una modulación de ancho de pulso de cambio de frecuencia óptima, para inyección de tercer armónico y balancear la corriente [24]

Capítulo 2: Colectores solares

En este capítulo se analizará y se obtendrá el modelo matemático para un colector solar de disco parabólico, el cual tiene las características de ser modular y eficiente. La forma de concentrar el calor y aprovecharlo mediante un motor Stirling, el cual hace que se comporte aproximadamente como una máquina de Carnot.

2. Colectores solares

2.1. Colector solar de disco parabólico.

Los concentradores solares de disco parabólico como el de la figura 2.1, representan el método más efectivo para convertir energía solar en electricidad, alcanzando valores de hasta 25% en aplicaciones prácticas [25]. Son unidades individuales con un generador de motor montado en el punto focal del reflector. La unidad de generador de motor puede ser un motor Stirling o incorporar una turbina de gas de tamaño pequeño [6]. Por razones económicas (alto riesgo tecnológico y alto riesgo de inversión), la capacidad de cada disco unitario está restringida a unos 25 KW. El rendimiento energético pico generado por una configuración de este tipo ha sido 29.4% en 1984 en EE.UU. a una temperatura de ciclo de 720°C y una eficiencia del motor Stirling del 41% [26].



Figura 2.1: *Colector solar de disco parabólico*

Hay diferentes proyectos para colectores solares de disco parabólico, entre los que destacan los realizados en España con Distal I, Distal II y EuroDish [27], todos ellos ubicados en la plataforma solar de Almería. En donde se busca la reducción de componentes, mejoras del motor, nuevos materiales, etc.

Debido a sus ventajas respecto a otros colectores solares, como modularidad, tamaño, eficiencia, capacidad de concentración, se escogió para éste trabajo, por lo que se analizará más a detalle para obtener su modelo matemático y eficiencia.

2.2. El ciclo Stirling

El motor Stirling es un motor de combustión externa que emplea el ciclo termodinámico del mismo nombre [28], que presenta ciertas ventajas:

- El aporte energético puede ser a través de la radiación solar recogida por el colector y concentrada en el foco.
- Es un ciclo de alto rendimiento térmico.

El motor Stirling incorpora un alternador, por lo que puede hacer la conversión de energía térmica a energía eléctrica, en donde el rango óptimo estaría en el orden de los KW para poder competir con los sistemas comerciales de generación de energía eléctrica a través de fuentes de energías renovables, como lo son eólico y fotovoltaico.

Además, el motor Stirling funciona bajo un ciclo termodinámico cerrado, y una de las partes más importantes del motor es el regenerador, el cual es un medio poroso que divide al motor en zona caliente y zona fría. Según la disposición de los pistones, maneja tres tipos diferentes de configuraciones: alfa, beta y gamma [29]-[32].

2.3. Modelado matemático del colector solar disco parabólico

2.3.1. Modelo matemático del colector solar

Primeramente se analiza la energía total q_S a la entrada del concentrador, la cual viene dada por las ecuaciones:

$$q_S = IA_0, \quad (2.1)$$

$$q_S = I\pi R^2, \quad (2.2)$$

en donde I es la irradiancia que llega al colector, A_0 es el área de apertura del colector. Si los rayos del Sol llegan en forma de radiación solar directa, es decir paralelos al eje del concentrador, entonces tenemos:

$$q = IA_0\alpha\rho, \quad (2.3)$$

$$q = I\pi R^2\alpha\rho. \quad (2.4)$$

Teniendo que $\alpha\rho$ es el producto entre la absorptividad y reflectividad del colector. La potencia concentrada del colector C , se expresa como:

$$C = \frac{q}{IA_H}, \quad (2.5)$$

$$C = \frac{q}{I\pi r^2}, \quad (2.6)$$

teniendo que A_H es el área del plato absorbedor. Si sustituimos la ecuación 2.3 en la ecuación 2.5, tenemos:

$$C = \frac{A_0}{A_H} \alpha \rho. \quad (2.7)$$

La energía útil colectada viene dada por la siguiente ecuación:

$$q_{en} = q - q_{RH} - q_{CH}, \quad (2.8)$$

en donde q_{en} , es la energía total concentrada, q_{RH} representa las pérdidas por radiación y q_{CH} son las pérdidas por convección.

A su vez las pérdidas por radiación vienen dadas por la siguiente fórmula:

$$q_{RH} = \epsilon \sigma A_H (T_H^4 - T_{cielo}^4), \quad (2.9)$$

teniendo que ϵ es la permitividad del plato absorbedor, σ es la constante de Stefan-Boltzman ($5,667 \times 10^{-8} W/m^2$), T_H es la temperatura del plato. La temperatura del cielo viene dada por $T_{cielo} = 0,0552 T_A^{1,5}$, en donde T_A es la temperatura del medio ambiente, por lo que, sustituyendo se tiene:

$$q_{RH} = \epsilon \sigma A_H (T_H^4 - 9,2845 \times 10^{-6} T_A^6), \quad (2.10)$$

por otro lado, la pérdida por convección es:

$$q_{CH} = h_H A_H (T_H - T_A), \quad (2.11)$$

donde se tiene que h_H es el coeficiente de convección para la transferencia de calor.

Sustituyendo las ecuaciones 2.10 y 2.11 en 2.8, se obtiene:

$$q_{en} = I A_H C - \epsilon \sigma A_H (T_H^4 - 9,2845 \times 10^{-6} T_A^6) - h_H A_H (T_H - T_A). \quad (2.12)$$

Finalmente la eficiencia del colector se obtiene dividiendo la energía útil colectada entre la energía total de entrada, como se muestra a continuación:

$$E_C = \frac{q_{en}}{q_S} = , \\ = \frac{I A_H C - \epsilon \sigma A_H (T_H^4 - 9,2845 \times 10^{-6} T_A^6) - h_H A_H (T_H - T_A)}{I A_0}. \quad (2.13)$$

2.3.2. Modelo matemático del motor Stirling

Trabaja teóricamente bajo un ciclo que tiene el mismo nombre. El fluido a utilizar es compresible, como aire, hidrógeno, helio, que al momento de trabajar en un ciclo cerrado, no emite contaminantes. Es de combustión externa por lo que las fuentes de

calor pueden ser combustión de biomasa o energía solar. El límite térmico dependerá del material con el que se construye y el fluido de trabajo debe combinar alta presurización y baja viscosidad para reducir el flujo requerido por el motor [31].

El motor Stirling es considerado un motor cercano al tipo Carnot, pero tiene una eficiencia menor ya que es endoversible, es decir, el proceso de transferencia de calor es considerado únicamente un proceso irreversible; por lo que la eficiencia viene dada por la fórmula de Malmo, la cual es:

$$E_{st} = K_S \left(1 - \frac{T_C}{T_H} \right), \quad (2.14)$$

en donde K_S es el coeficiente Stirling que van de 0.55 a 0.88, T_C es la temperatura fría y T_H es la temperatura caliente [32].

2.3.3. Eficiencia total

Se utiliza la eficiencia del colector solar y la eficiencia del motor Stirling, para poder conocer la eficiencia total del sistema, la cual se obtiene haciendo la multiplicación de las ecuaciones 2.13 y 2.14, obteniendo lo siguiente:

$$E = E_{st} E_c. \quad (2.15)$$

2.4. Resultados por simulación del Colector Solar EuroDish

Para poder validar el modelo matemático del colector solar, se descargó la base de datos para un día de otoño en San Luis Potosí del año 2015; obteniendo de ahí los valores de irradiancia y temperatura por hora. Además se buscó la hoja de datos del colector solar de disco parabólico EuroDish [33], para obtener las dimensiones y potencia generada.

En la figura 2.2 se aprecia la gráfica para la irradiancia por hora, obtenida en un día de otoño. De la misma manera se muestra en la figura 2.3 la temperatura por hora para el mismo día.

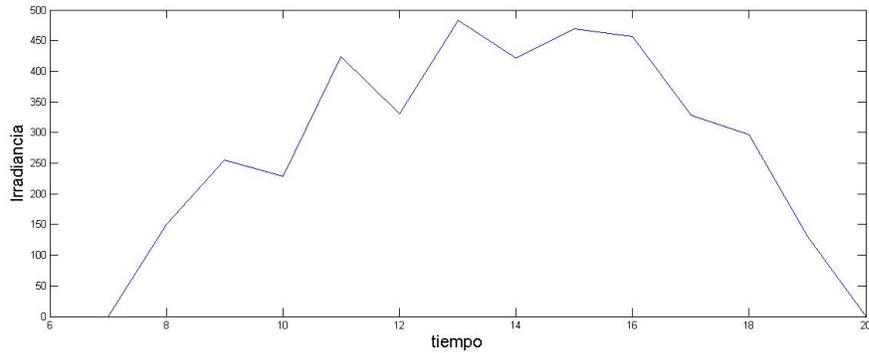


Figura 2.2: *Irradiancia por hora en un día de otoño.*

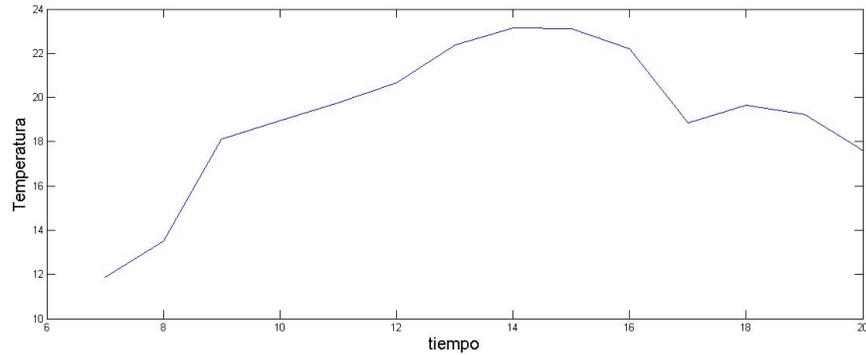


Figura 2.3: *tempreatura por hora en un día de otoño.*

Con los datos obtenidos de la hoja de datos de EuroDish y simulando las ecuaciones previamente descritas para el colector solar en Matlab 2011a, se obtiene la curva para la energía de entrada q en la figura 2.4. También se muestra la energía total concentrada en la figura 2.5.

Teniendo los datos registrados, la eficiencia del colector fue del 93%. Tomando en consideración una constante Stirling de 0.55, una T_C de 450 °C y la temperatura a la que llega el Helio de 650 °C registrada en la hoja de datos; el motor Stirling tiene una eficiencia del 16%, con la ecuación 2.14. Finalmente la eficiencia total del colector resulta de la ecuación 2.15, con un 14.88%.

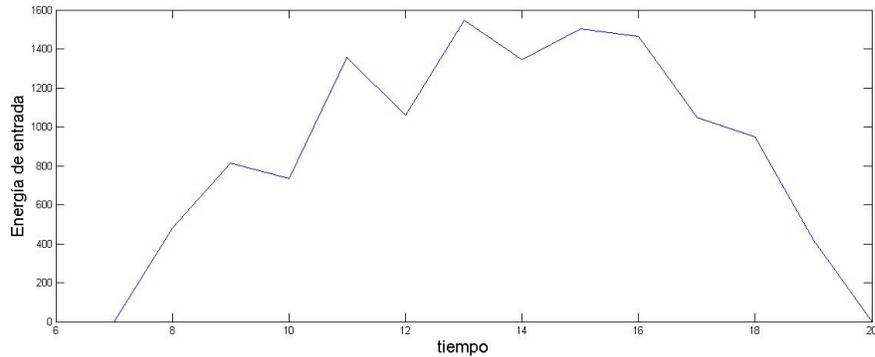


Figura 2.4: *Energía total de entrada.*

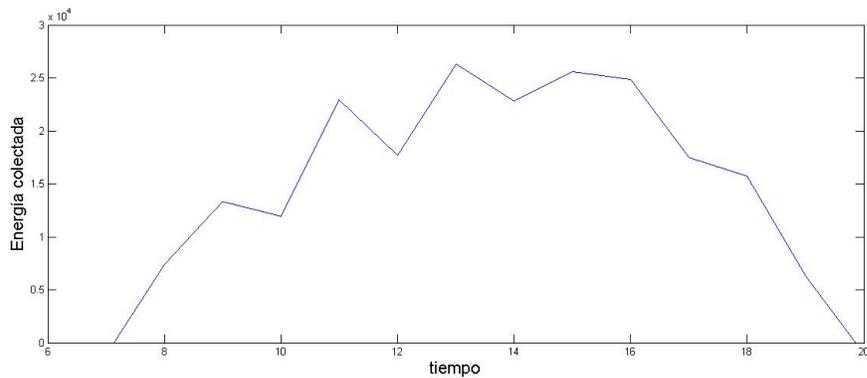


Figura 2.5: *Energía total concentrada.*

Se realiza la suma de la energía total concentrada en un día de otoño, obteniéndose un total de 30,758 W, que al momento de multiplicarlo por la eficiencia del sistema se obtiene una potencia neta de salida de 6.5 kW, lo cual es congruente con la hoja de especificaciones de EuroDish que va de 5-25 kW. En la tabla 2.1 se puede apreciar la temperatura, irradiancia y potencia colectada por hora.

2.4.1. Enlace con el convertidor NPC trifásico

El colector solar de disco parabólico Euro-Dish tiene un voltaje de salida trifásico, según la hoja de especificaciones; ese voltaje deberá de suministrar energía al capacitor del inversor NPC trifásico de tres niveles, denominado como v_C . Para esto es necesario que primero pase por una etapa de rectificación, como la que se muestra en la figura 2.6, en donde v_{C1} , v_{C2} y v_{C3} , representan los voltajes de salida del colector solar.

Finalmente se muestra la forma de onda de salida junto al voltaje trifásico de entrada, simulado en simulink de Matlab en la figura 2.7, para el esquemático del rectificador trifásico.

Hora	Temperatura (°C)	Irradiancia (W)	Potencia colectada (W)
7:00	11.8	0	0
8:00	13.5	150.16	115.6
9:00	18.1	254.5	1950.4
10:00	18.9	229	1746.4
11:00	19.7	424.1	3307.9
12:00	20.6	331	2562.5
13:00	22.3	483	3778.7
14:00	23.1	420.6	3380.0
15:00	23.1	469.3	3669.4
16:00	22.2	456.6	3568.0
17:00	18.8	327.5	2534.5
18:00	19.6	296.6	2287.8
19:00	19.2	130.3	957.0
20:00	17.5	0	0
Total:		3973.0	30758.74
Potencia generada:			6579.3

Tabla 2.1: Datos para evaluar desempeño del colector solar.

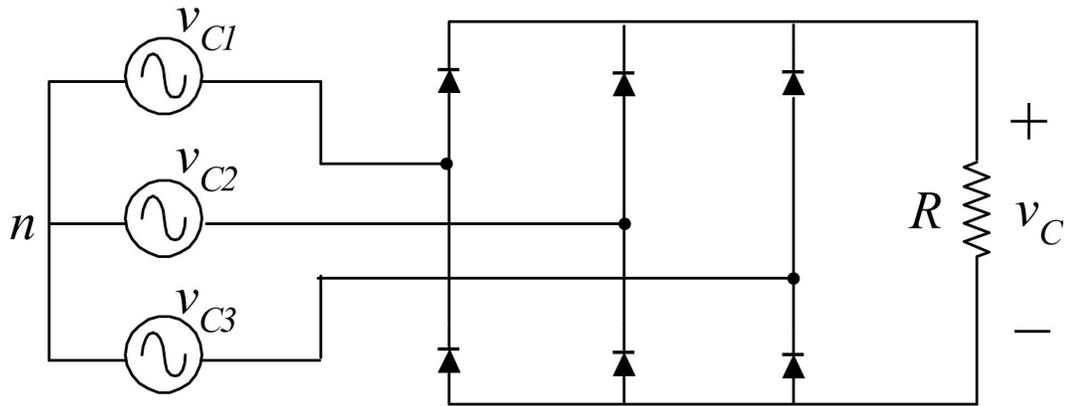


Figura 2.6: Rectificador trifásico.

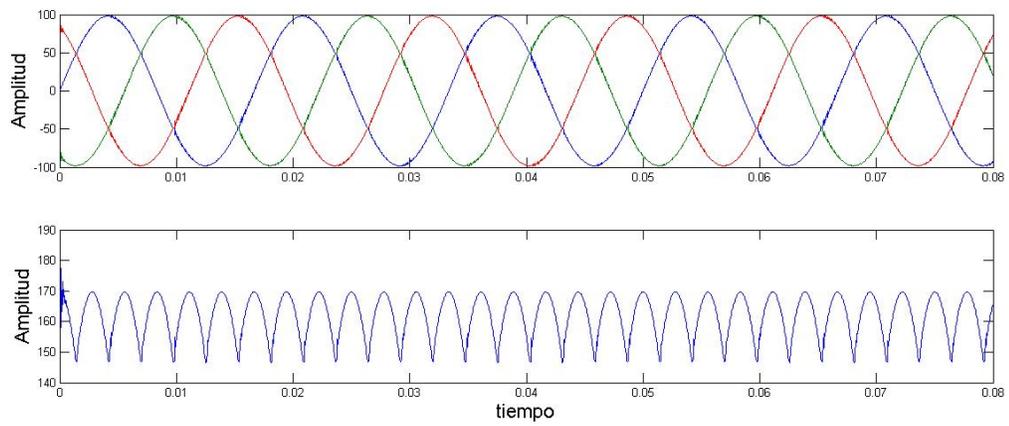


Figura 2.7: *Forma de onda de rectificador trifásico.*

Capítulo 3: Inversor NPC trifásico de tres niveles

En este capítulo se obtiene el modelado matemático del inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles mediante leyes de Kirchhoff, su espacio de estados, para posteriormente realizar transformaciones mediante matrices equivalentes de Clarke y de Park para propósitos de control.

3. Inversor NPC trifásico de tres niveles

Como se vio anteriormente, dentro de las topologías de convertidores multinivel, la de NPC es sin lugar a dudas una de las más utilizadas y más estudiadas. Teniendo diversas ventajas como:

- El número de capacitores requeridos es reducido en comparación con otras topologías multinivel, lo cual es interesante dado que es uno de los componentes de más costo dentro del inversor.
- Puede conectarse directamente a un bus de CD, sin necesidad de capacitores adicionales.
- No requiere transformadores.
- Cambia de un estado a otro con el accionamiento de cada switch.

Sin embargo presenta ciertas desventajas, como las que se mencionan a continuación:

- Los diodos deben de escogerse de acuerdo a la corriente nominal del inversor, lo cual debe de considerarse seriamente en el diseño del inversor.
- En el caso de topologías de más de tres niveles, requiere que los diodos soporten diferentes voltajes de acuerdo a su posición en el inversor.
- Es necesario que los voltajes de los capacitores permanezcan balanceados, este requerimiento complica la ley de control. Se dificulta el balance conforme incrementa el número de niveles del inversor.

Para llevar a cabo estos requerimientos, se propone obtener el modelo matemático del inversor que permita utilizar las más adecuadas estrategias de control.

3.1. Obtención del modelo matemático del inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles.

El esquema de inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles que se va a utilizar, se muestra en la figura 3.1, para propósitos de control, se realiza la aproximación de considerar en lugar de dos capacitores, solamente uno como se muestra en la figura 3.2; en la figura 3.3 se aprecia el modelo equivalente con interruptores ideales.

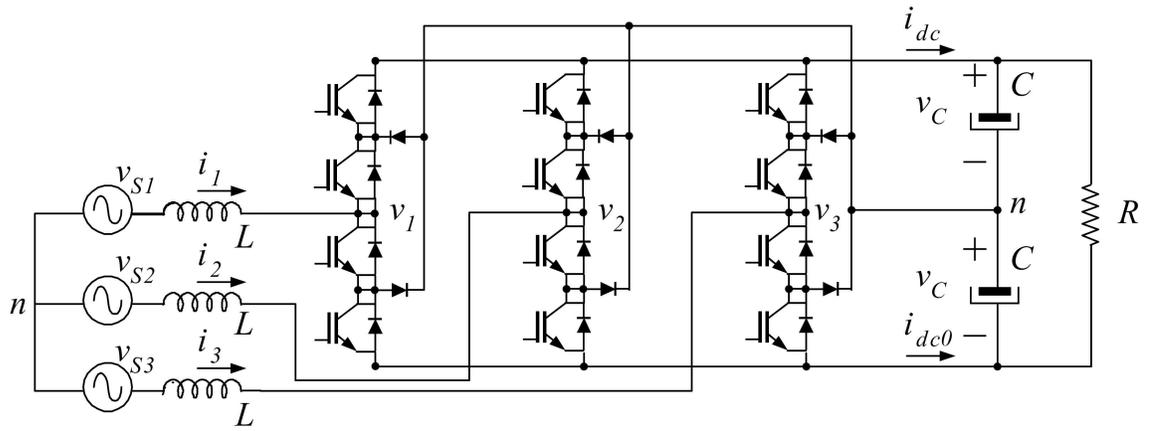


Figura 3.1: Esquemático del inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles.

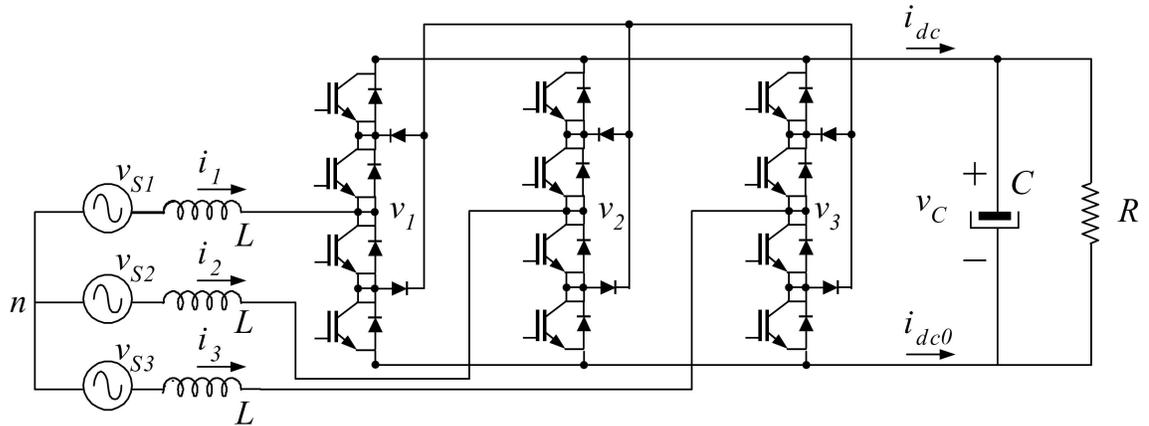


Figura 3.2: Esquemático del inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles con aproximación.

El proceso de modelado matemático se divide en dos etapas. En la primera, se obtiene la expresión para la dinámica de la corriente en el inductor, y en la segunda, la

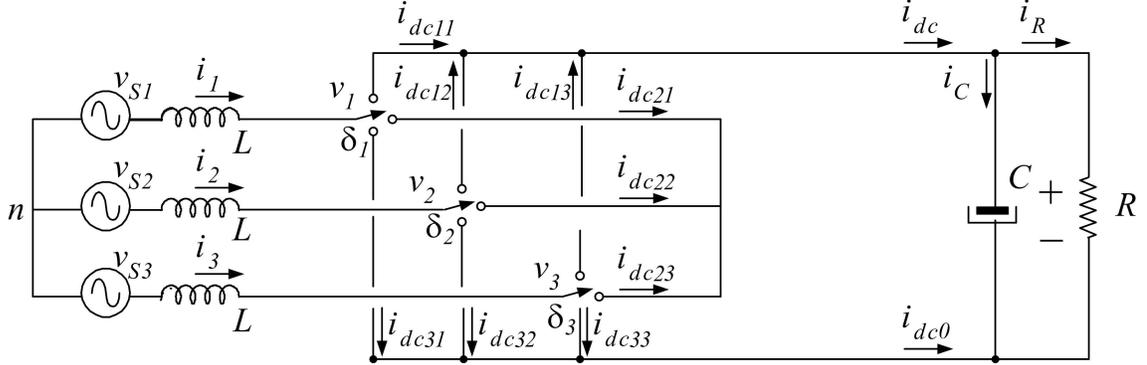


Figura 3.3: Esquemático del inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles con interruptores ideales.

expresión que describe la dinámica del voltaje en los capacitores.

3.1.1. Dinámica de la corriente en los inductores

Entonces mediante la aplicación de las leyes de Kirchhoff, obtenemos el siguiente sistema de ecuaciones

$$v_{S1} = L \frac{d_{i1}}{dt} + v_1 + v_{0n}, \quad (3.1)$$

$$v_{S2} = L \frac{d_{i2}}{dt} + v_2 + v_{0n}, \quad (3.2)$$

$$v_{S3} = L \frac{d_{i3}}{dt} + v_3 + v_{0n}, \quad (3.3)$$

en donde v_{S1} , v_{S2} y v_{S3} representan los voltajes de la fuente referenciados al punto n ; i_1 , i_2 e i_3 , son las corrientes en los inductores; v_{0n} es el voltaje del punto 0 al punto n ; y finalmente L , C y R son la inductancia, el capacitor y la resistencia de carga, respectivamente.

Dado que el voltaje trifásico se encuentra balanceado, se puede asumir entonces que:

$$v_{S1} + v_{S2} + v_{S3} = 0 \quad (3.4)$$

$$, i_1 + i_2 + i_3 = 0. \quad (3.5)$$

Si se suman las ecuaciones 3.1, 3.2 y 3.3 se obtiene:

$$v_{0n} = -\frac{1}{3} (v_1 + v_2 + v_3). \quad (3.6)$$

Al momento de sustituir la relación de la ecuación 3.6, en las ecuaciones 3.1, 3.2 y 3.3 se obtiene el siguiente espacio de estados:

$$\begin{bmatrix} v_{S1} \\ v_{S2} \\ v_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L \frac{di_1}{dt} \\ L \frac{di_2}{dt} \\ L \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

El voltaje en los interruptores referenciado a 0 v_i ($i \in 1, 2, 3$), se define en término de las posiciones de los interruptores δ_i , en donde $\delta_i \in [-1, 0, 1]$. Por lo que los voltajes en función de las posiciones de los interruptores queda como a continuación se muestra:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{v_C}{2} \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \delta_3 \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

3.1.2. Dinámica del voltaje en los capacitores.

Utilizando leyes de Kirchhoff para la corriente en el diagrama descrito por la figura 3.2, se obtienen las siguientes relaciones:

$$i_{dc} = i_C + i_R \quad (3.9)$$

$$, i_{dc0} = -i_C - i_R, \quad (3.10)$$

en donde i_{dc} e i_{dc0} , representan las corrientes en los puntos de conexión de los capacitores de la parte superior, e inferior respectivamente; $i_C = C\dot{v}_C$ es la corriente que circula por el capacitor; $i_R = (v_C/R)$ es la corriente que pasa por la resistencia.

De las ecuaciones 3.9 y 3.10, se obtienen la siguiente expresión:

$$2i_C = i_{dc} - i_{dc0} - 2i_R. \quad (3.11)$$

Las corrientes i_{dc} , e i_{dc0} , son aproximadas mediante funciones cuadráticas.

Corriente i_{dc} .

Primero se establece la relación entre cada corriente de salida i_{dc1k} con las tres posiciones posibles de los interruptores δ_k , para $k \in 1, 2, 3$. Entonces, por cada k , por lo que se propone una función cuadrática para relacionar i_{dc1k} y δ_k , la cual se muestra en la figura 3.4.

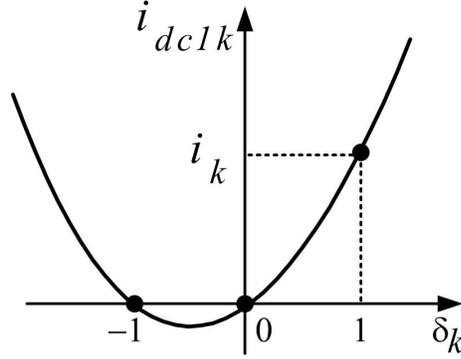


Figura 3.4: Función cuadrática para la corriente i_{dc1}

La ecuación para la k -ésima función cuadrática es:

$$i_{dc,k} = (\delta_k + 1) \frac{\delta_k i_k}{2}, \quad (3.12)$$

y dado que $i_{dc} = \sum_{k \in 1,2,3} i_{dc1k}$, se obtiene la siguiente ecuación:

$$i_{dc} = (\delta_1 + 1) \frac{\delta_1 i_1}{2} + (\delta_2 + 1) \frac{\delta_2 i_2}{2} + (\delta_3 + 1) \frac{\delta_3 i_3}{2}. \quad (3.13)$$

Corriente i_{dc0}

El caso para i_{dc0} es muy similar al obtenido para i_{dc} . La función cuadrática para la distribución de los puntos se muestra en la figura 3.5; y la función que relaciona la corriente i_{dc3k} y δ_k es:

$$i_{dc0k} = (\delta_k - 1) \frac{\delta_k i_k}{2}. \quad (3.14)$$

Y de la expresión $i_{dc0} = \sum_{k \in 1,2,3} i_{dc3k}$, se obtiene la siguiente ecuación:

$$i_{dc0} = (\delta_1 - 1) \frac{\delta_1 i_1}{2} + (\delta_2 - 1) \frac{\delta_2 i_2}{2} + (\delta_3 - 1) \frac{\delta_3 i_3}{2}. \quad (3.15)$$

Sustituyendo las ecuaciones 3.12 y 3.14 en la ecuación 3.11, se obtiene lo siguiente:

$$2C\dot{v}_C = i_{dc} - i_{dc0} - 2i_R = , = \delta_1 i_1 + \delta_2 i_2 + \delta_3 i_3 - \frac{2v_C}{R}. \quad (3.16)$$

Finalmente el modelo matemático completo que describe a la figura 3.2 está dado

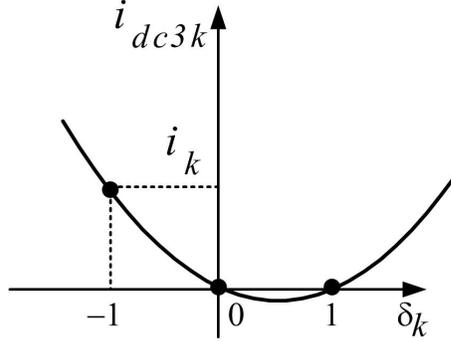


Figura 3.5: Función cuadrática para la corriente i_{dc3}

por:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_1}{dt} \\ L \frac{di_2}{dt} \\ L \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{S1} \\ v_{S2} \\ v_{S3} \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{v_C}{2} \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \delta_3 \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

$$2C \frac{dv_C}{dt} = [\delta_1 \quad \delta_2 \quad \delta_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{2v_C}{R}. \quad (3.19)$$

El sistema de ecuaciones, puede ser representado en una forma más condensada, como se muestra a continuación:

$$L \frac{di_{123}}{dt} = -\frac{1}{3} B v_{123} + v_{S123}, \quad (3.20)$$

$$v_{123} = \frac{v_C}{2} \delta_{123}, \quad (3.21)$$

$$2C \dot{v}_C = \delta_{123}^\top i_{123} - \frac{2v_C}{R}. \quad (3.22)$$

En donde $i_{123} = [i_1 \quad i_2 \quad i_3]^\top$, $v_{S123} = [v_{S1} \quad v_{S2} \quad v_{S3}]^\top$, $v_{123} = [v_1 \quad v_2 \quad v_3]^\top$, $\delta_{123} = [\delta_1 \quad \delta_2 \quad \delta_3]^\top$, y además:

$$B = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Con lo que queda claro que las variables de interés son las corrientes en los inductores, además del voltaje en el capacitor.

3.2. Transformación similar

Dos matrices A y B de $n \times n$ son similares si existe una matriz $n \times n$ no singular, P , tal que:

$$B = P^{-1}AP, \quad (3.24)$$

en donde la matriz B es la transformación semejante. La matriz de transformación P , puede ser obtenida escribiendo los n vectores propios de A en forma de columna [34].

Las matrices semejantes comparten varias propiedades, entre las que encontramos:

- Poseen el mismo rango.
- Tienen el mismo determinante.
- Contienen los mismos valores propios.
- Comparten el mismo polinomio característico y el mismo polinomio mínimo.

Para propósitos de control se propone realizar transformaciones semejantes, en donde primeramente se realiza una transformada de Clarke, para posteriormente aplicar la transformada de Park al modelo matemático obtenido para el inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles.

3.3. Transformada de Clarke

Una transformación de Clarke transforma un sistema no ortogonal a un sistema ortogonal, pudiendo pasar de un sistema de tres vectores a un sistema de dos vectores $\alpha\beta$ como se muestra en la figura 3.6, con valor numérico diferente de cero, ya que la tercera componente es cero [35].

Los vectores que originalmente estaban en coordenadas abc , se transforman en coordenadas $\alpha\beta\gamma$ de acuerdo a:

$$\begin{aligned} i_{\alpha\beta\gamma} &= T i_{123} & , & & v_{S\alpha\beta\gamma} &= T v_{S123} \\ \delta_{\alpha\beta\gamma} &= T \delta_{123} & , & & v_{\alpha\beta\gamma} &= T v_{123} \end{aligned} \quad (3.25)$$

en donde se usa la transformada de Clarke T , que se define como a continuación se

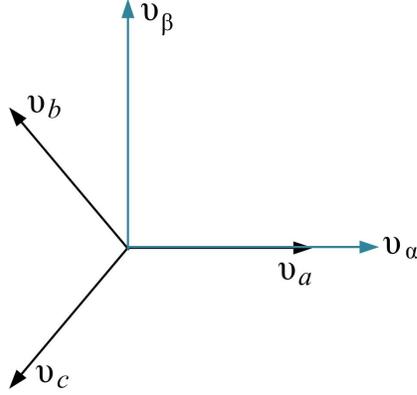


Figura 3.6: Transformada de Clarke en vectores.

muestra:

$$T \triangleq \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

En donde $T^{-1} = \frac{1}{2}T^T$, $TT^{-1} = I_3$, teniendo que I_3 es la matriz identidad de 3×3 .

Para propósitos de control se considera el modelo promediado, teniendo que las entradas de control δ_1 , δ_2 y δ_3 representan señales continuas en el rango $[-1, 1]$, tomando en cuenta que en la implementación, los interruptores tendrán una alta frecuencia de conmutación, gracias a una adecuada estrategia de modulación.

Dinámica de la corriente en los inductores.

Se aplica la transformación de Clarke definida en 3.26, en la ecuación 3.17, obteniendo lo siguiente:

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = -v_{\alpha\beta} + v_{S\alpha\beta}. \quad (3.27)$$

Utilizando el hecho de que $v_{123} = T^{-1}v_{\alpha\beta}$, $TBT^{-1} = \text{diagonal}\{3, 3, 0\}$, que el sistema se encuentra balanceado y que la componente $\gamma = 0$.

Tomando $v_{\alpha\beta\gamma} = Tv_{123}$, se obtiene la siguiente expresión:

$$v_{\alpha\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} v_1 - \frac{v_2+v_3}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}(v_2 - v_3) \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

Aplicando la transformada de Clarke a la ecuación 3.18, se obtiene:

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\delta_1 - \frac{\delta_2 + \delta_3}{2} \right) \\ \delta_2 - \delta_3 \end{bmatrix} \frac{v_C}{2}. \quad (3.29)$$

Además utilizando $\delta_{123} = T^{-1}\delta_{\alpha\beta\gamma}$, nos lleva a las siguientes definiciones:

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\delta_\gamma}{\sqrt{2}} + \delta_\alpha \right), \\ \delta_2 &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\delta_\gamma}{\sqrt{2}} - \frac{\delta_\alpha}{2} + \frac{\sqrt{3}\delta_\beta}{2} \right), \\ \delta_3 &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\delta_\gamma}{\sqrt{2}} - \frac{\delta_\alpha}{2} - \frac{\sqrt{3}\delta_\beta}{2} \right). \end{aligned} \quad (3.30)$$

Aplicando las definiciones anteriores en la ecuación 3.29 y reacomodando, finalmente tenemos:

$$v_{\alpha\beta} = \frac{v_C}{2} \delta_{\alpha\beta}. \quad (3.31)$$

Voltaje en el capacitor.

Aplicando la transformación al voltaje en el capacitor (ecuación 3.19), se obtiene:

$$2C\dot{v}_C = \frac{1}{2} \delta_{\alpha\beta}^\top i_{\alpha\beta} - \frac{2}{R} v_C. \quad (3.32)$$

Finalmente el modelo matemático completo del inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles en coordenadas $\alpha\beta$ se muestra a continuación:

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = -v_{\alpha\beta} + v_{S\alpha\beta}, \quad (3.33)$$

$$v_{\alpha\beta} = \frac{v_C}{2} \delta_{\alpha\beta}, \quad (3.34)$$

$$2C\dot{v}_C = \frac{1}{2} \delta_{\alpha\beta}^\top i_{\alpha\beta} - \frac{2}{R} v_C. \quad (3.35)$$

El resultado de la transformada de Clarke sobre el modelo matemático se muestra en la figura 3.7.

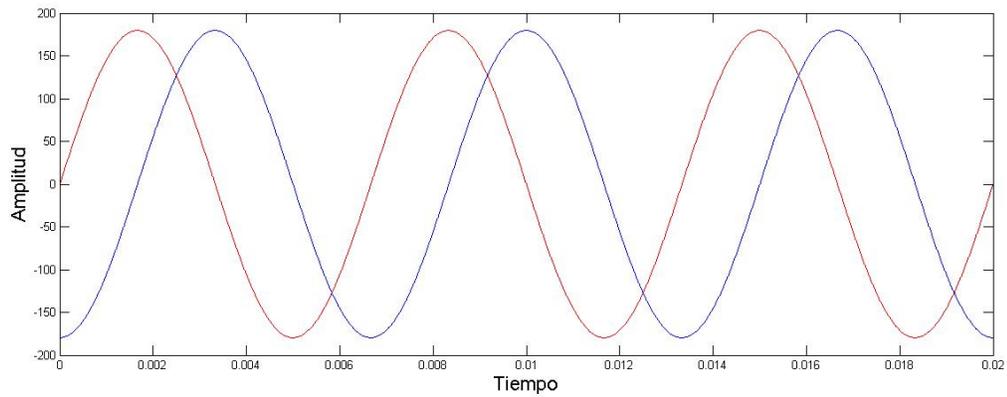


Figura 3.7: Resultado obtenido en coordenadas $\alpha\beta$ del modelo original.

3.4. Transformada de Park

La transformada de Park es también una transformación equivalente propuesta en el año de 1929 por R. H. Park. Es un cambio del sistema trifásico estacionario, a un sistema coordenado giratorio sobre los ejes $dq0$, como se muestra en la figura 3.8. Esta transformación viene dada en dos pasos [36]:

- Se transforma del sistema trifásico estacionario a un sistema de dos vectores estacionario ($\alpha\beta$ o de Clarke).
- Una transformación del sistema de Clarke a un sistema giratorio $dq0$, que rota con un ángulo θ .

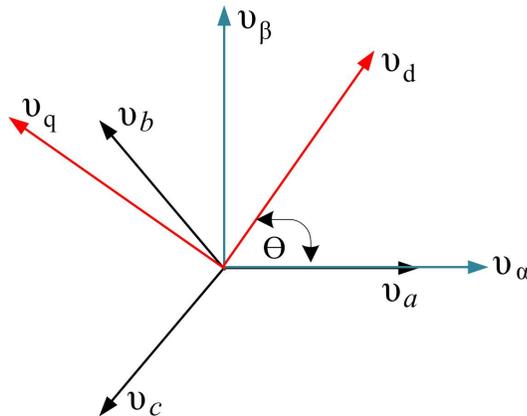


Figura 3.8: Transformada de Park en vectores.

La transformada de Park viene dada por:

$$P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{cos}(\theta) & \text{cos}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.36)$$

Y la transformada inversa por:

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} \text{sin}(\theta) & \text{cos}(\theta) & 1 \\ \text{sin}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta) - \frac{2\pi}{3} & 1 \\ \text{sin}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.37)$$

Los vectores que estaban originalmente en coordenadas abc , se transforman al sistema de coordenadas dq , de acuerdo a:

$$\begin{aligned} i_{dq} &= P i_{123} & , & & v_{Sdq} &= P v_{S123} \\ \delta_{dq} &= P \delta_{123} & , & & v_{dq} &= P v_{123} \end{aligned}. \quad (3.38)$$

Dinámica de la corriente en los inductores.

Se aplica directamente la transformada de Park en la ecuación 3.17, para obtener:

$$L \frac{dP_{123}}{dt} = -P \frac{1}{3} B P^{-1} v_{dq} + P v_{S123}. \quad (3.39)$$

Haciendo las operaciones necesarias, se obtiene:

$$L \frac{di_{dq}}{dt} = -v_{dq} + v_{Sdq}. \quad (3.40)$$

De la relación $v_{dq} = P v_{123}$, se obtiene la siguiente ecuación:

$$v_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} v_1 \text{sen}(\theta) + v_2 \text{sin}(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_3 \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ v_1 \text{cos}(\theta) + v_2 \text{cos}(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_3 \text{cos}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (3.41)$$

Aplicando la ecuación 3.36 en la ecuación 3.18, se obtiene:

$$v_{dq} = \begin{bmatrix} \delta_1 \text{sen}(\theta) + \delta_2 \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \delta_3 \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \delta_1 \text{cos}(\theta) + \delta_2 \text{cos}(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \delta_3 \text{cos}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \frac{v_C}{3}. \quad (3.42)$$

Utilizando también $\delta_{123} = P^{-1} \delta_{dq}$, se obtienen las expresiones:

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \delta_d \text{sen}(\theta) + \delta_q \text{cos}(\theta) + \delta_0, \\ \delta_2 &= \delta_d \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \delta_q \text{cos}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \delta_0, \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$\delta_3 = \delta_d \text{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + \delta_q \text{cos} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + \delta_0.$$

Aplicando las definiciones de las ecuaciones 3.43 en la ecuación 3.42, el vector de voltaje dq queda como a continuación se muestra:

$$v_{dq} = \frac{v_C}{3} \delta_d \delta_q. \quad (3.44)$$

Suma del voltaje en los capacitores.

Aplicando la transformación en la ecuación 3.19, nos lleva a lo siguiente:

$$2C\dot{v}_C = \delta_{dq}^\top i_{dq} - \frac{2}{R} v_C. \quad (3.45)$$

Finalmente el modelo matemático completo en coordenadas dq para el inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles, se muestra a continuación:

$$L \frac{di_{dq}}{dt} = -v_{dq} + v_{Sdq}, \quad (3.46)$$

$$v_{dq} = \frac{v_C}{3} \delta_d \delta_q, \quad (3.47)$$

$$C\dot{v}_C = \delta_{dq}^\top i_{dq} - \frac{2}{R} v_C. \quad (3.48)$$

El resultado de la transformada de Park sobre el modelo matemático se aprecia en la figura 3.9.

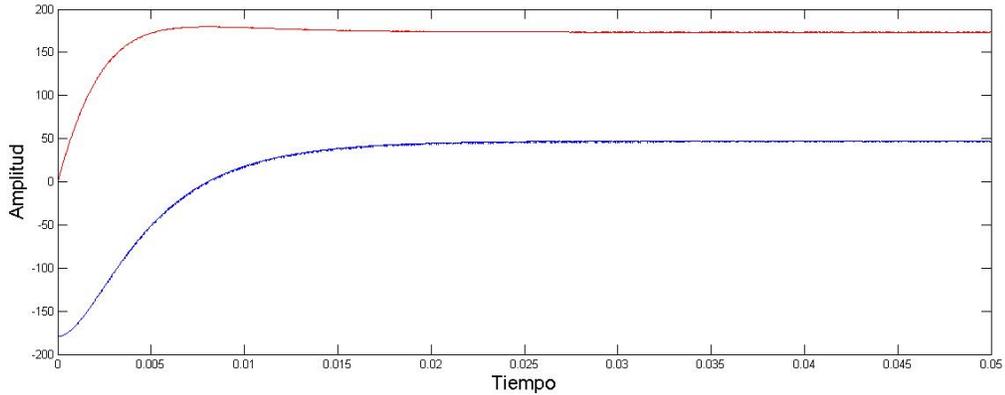


Figura 3.9: Resultado en coordenadas dq del modelo original.

Capítulo 4: Algoritmo de fijación de fase.

En este capítulo se proponen algoritmos de fijación de fase, que es un lazo de control que genera una señal de voltaje CA que se encuentra limitada en fase con respecto a una señal de entrada, en donde el lazo de realimentación realiza una comparación entre la señal de entrada y la señal de salida, modificando la frecuencia de salida. Esto con el objeto de fijar y obtener información de la señal de entrada como el ángulo de fase, frecuencia y amplitud. Se propone un algoritmo de fijación monofásico y en base a ese algoritmo se hace la extensión a su versión en trifásico.

4. Algoritmo de fijación de fase

4.1. Algoritmo de fijación de fase basado en un observador adaptable.

En general, un algoritmo de fijación de fase (PLL por sus siglas en inglés), es un sistema de control que genera una señal de CA, que generalmente es una señal senoidal que proviene de un oscilador, el cual es comparado con una señal de referencia para fijar tanto la frecuencia, como la fase. El esquema general se muestra en la figura 4.1.

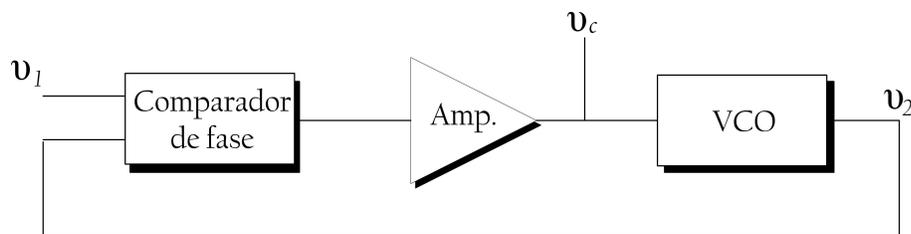


Figura 4.1: *Diagrama general de un PLL.*

En un PLL se produce una señal proporcional entre v_1 y v_2 a la salida del comparador de fase, y v_2 proviene de un oscilador controlado por voltaje (VCO por sus siglas en inglés). La entrada del VCO proviene de la señal de salida amplificada del comparador de fase y un voltaje v_C . Finalmente el VCO produce una salida lineal variable respecto a v_C .

El PLL es un componente fundamental para muchas áreas de procesamiento de señales en sistemas de comunicación, instrumentación, control automático, electrónica de potencia y máquinas eléctricas [37]. La mayoría de las aplicaciones de electrónica de potencia demandan sincronización con la red eléctrica, respecto al ángulo de fase de la red [38]-[43]. La detección de la fase, amplitud y frecuencia de la red eléctrica, son de vital importancia para el control de sistemas distribuidos y de almacenamiento, sistemas de transmisión flexible de CA, condicionadores de potencia de línea, fuentes ininterrumpibles de voltaje [44]-[45], y otros equipos condicionadores de potencia.

Diversos algoritmos para la detección del ángulo de fase y la frecuencia se han propuesto para sincronizar la salida de un PLL con la componente fundamental del voltaje monofásico de la red [46]-[50]. No importando el algoritmo utilizado, los objetivos a cumplir es que la amplitud y la fase deben de ser calculados de una manera

rápida y precisa, aun si el voltaje de la red eléctrica se encuentra distorsionado.

En este capítulo se presenta un esquema de PLL, que estima la frecuencia angular del voltaje de la red eléctrica, además de obtener una versión más limpia de ese voltaje de entrada. El esquema propuesto entrega los estimados de la frecuencia angular y la derivada respecto al tiempo del voltaje, que son señales útiles en diversas aplicaciones.

4.1.1. Modelo matemático del PLL basado en un observador adaptable.

El PLL propuesto considera a la señal de entrada como un oscilador armónico que tiene la forma:

$$\dot{v}_S = -\omega_0 \phi, \quad (4.1)$$

$$\dot{\phi} = v_S. \quad (4.2)$$

En donde ω_0 representa la frecuencia angular, v_S es una señal variante en el tiempo y ϕ es una señal auxiliar que está en cuadratura respecto a v_S . Para propósitos de control, es más conveniente definir $\psi = \phi/\omega_0$ y $\theta = \omega_0^2$, quedando las ecuaciones como a continuación se muestran:

$$\dot{v}_S = -\theta \psi, \quad (4.3)$$

$$\dot{\psi} = v_S. \quad (4.4)$$

El objetivo consiste en diseñar un estimador de estados para las variables v_S y ψ , basándose en las ecuaciones 4.3 y 4.4, además de una ley adaptable para reconstruir θ . El estimador propuesto consiste en una copia del modelo descrito por las ecuaciones 4.3 y 4.4, y además se añade un término de amortiguamiento, de la siguiente manera:

$$\dot{\hat{v}}_S = -\hat{\theta} \hat{\psi} + \lambda \tilde{v}_S, \quad (4.5)$$

$$\dot{\hat{\psi}} = \hat{v}_S. \quad (4.6)$$

En donde $\tilde{v} = v_S - \hat{v}_S$, \hat{v}_S , $\hat{\theta}$ y $\hat{\psi}$ son los estimados de v , θ y ψ , respectivamente; y λ es un parámetro de diseño positivo que es utilizado para introducir el amortiguamiento deseado.

Siguiendo una aproximación de Lyapunov [51]-[52], se propone una ley adaptable para reconstruir θ de la ecuación 4.5. Para esto se propone una función cuadrática

de energía [53], de la siguiente forma:

$$V = \frac{\tilde{v}_S^2}{2} + \frac{\tilde{\psi}^2}{2} + \frac{\tilde{\theta}^2}{2\gamma}. \quad (4.7)$$

En donde $\tilde{\psi} = \psi - \hat{\psi}$, $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$, y $\gamma > 0$, es la ganancia adaptable. La derivada respecto al tiempo de las trayectorias del modelo de error, se hacen negativas semi-definidas proponiendo la siguiente ley adaptable:

$$\dot{\hat{\theta}} = -\gamma v_S \hat{\psi}, \quad (4.8)$$

$$\hat{\omega}_0 = \sqrt{\hat{\theta}}. \quad (4.9)$$

Con lo cual se obtiene:

$$\dot{V} = -\lambda \tilde{v}_S^2. \quad (4.10)$$

La estabilidad y convergencia del estudio del esquema propuesto puede ser completada utilizando argumentos de Barbalat [54]-[56], o utilizando las propiedades de las señales como a continuación se muestra: de la ley adaptable propuesta, todas las señales de error están limitadas, esto es $\tilde{v} \in L_\infty$, $\tilde{\psi} \in L_\infty$, $\tilde{\theta} \in L_\infty$, de manera similar, todos sus estimados también se encuentran limitados, es decir, $\hat{v}_S \in L_\infty$, $\hat{\psi} \in L_\infty$, $\hat{\theta} \in L_\infty$. Esto implica que las derivadas respecto al tiempo del error, están limitadas también, esto es, $\dot{\tilde{v}}_S \in L_\infty$ (o en su caso $\dot{\hat{v}}_S \in L_\infty$). Como $\dot{\tilde{v}}_S$ es continua y limitada, y además basados en el hecho de que $\tilde{v}_S \in L_2 \cap L_\infty$, entonces $\tilde{v}_S \rightarrow 0$ y $\dot{\tilde{v}}_S \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$. Esto implica que $\dot{\tilde{\psi}} \rightarrow 0$ y $\dot{\tilde{\theta}} \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$, y esto provoca que $\tilde{\psi}$ y $\tilde{\theta}$ tiendan a valores constantes. Considerando $\tilde{v}_S \equiv 0$, entonces del modelo de error, $\theta \tilde{\psi} = \tilde{\theta} \hat{\psi}$, sin embargo, $\tilde{\theta} \hat{\psi}$ es una señal periódica variante en el tiempo, y entonces el único punto para el que $\tilde{\theta} \hat{\psi}$ es constante, es en $\tilde{\theta} \hat{\psi} = 0$ y también $\theta \tilde{\psi} = 0$, por lo que $\tilde{\psi} = 0$ y $\hat{\psi} = \psi$, y si $\psi \neq 0$, entonces $\tilde{\theta} = 0$.

En resumen, el PLL propuesto consiste en un estimador de las ecuaciones 4.3 y 4.4, al que se le agrega una ley adaptable de las ecuaciones 4.8 y 4.9. El diagrama de bloques del algoritmo propuesto se muestra en la figura 4.2.

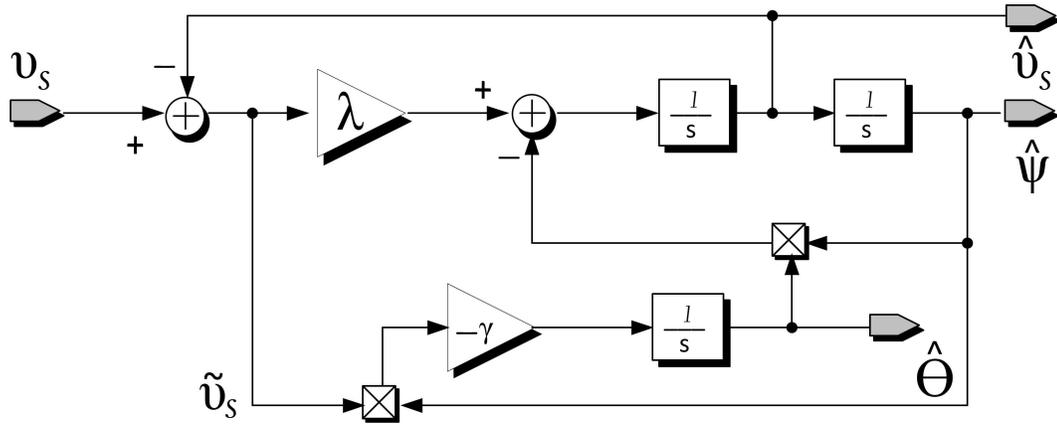


Figura 4.2: Diagrama a bloques del PLL propuesto.

4.1.2. Resultados numéricos

Para poder validar el algoritmo propuesto, se realizaron pruebas en PSCAD 3.0, teniendo como fuente de entrada una señal sinusoidal de 1V de amplitud, cambiando la frecuencia de 120Hz a 60Hz, el resultado se muestra en la figura 4.3, en donde el voltaje de entrada y el voltaje equivalente se muestran en la misma gráfica.

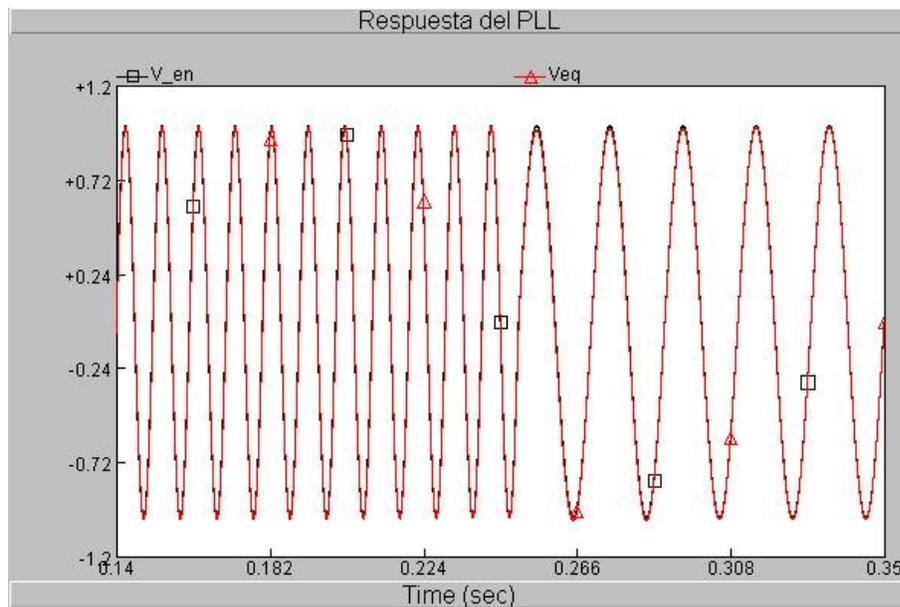


Figura 4.3: Respuesta del PLL ante cambio de frecuencia en señal sinusoidal.

Enseguida, la entrada se cambia por una señal cuadrada a 50 % de ciclo de trabajo a 1V de amplitud con una frecuencia de 100Hz, para probar la eficiencia del PLL con otra señal que no sea sinusoidal, en la figura 4.4.

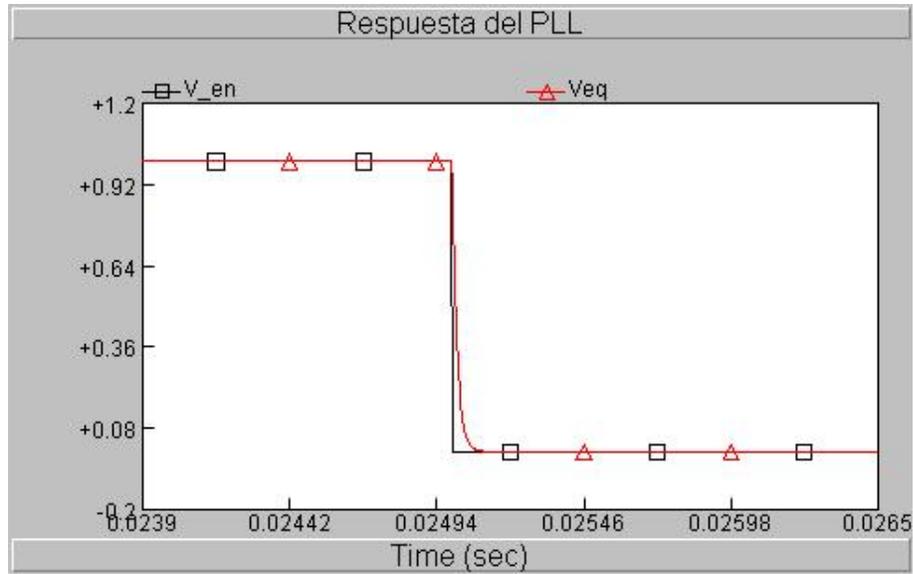


Figura 4.4: *Respuesta del PLL con señal cuadrada de entrada.*

Una vez implementado en PSCAD, se realizaron pruebas en Simulink de Matlab 2011a, en diagrama de bloques, utilizando una señal sinusoidal de 1V de amplitud que cambia de frecuencia de 120Hz a 60Hz, teniendo la señal de entrada y la señal de salida en la misma gráfica, como se aprecia en la figura 4.5.

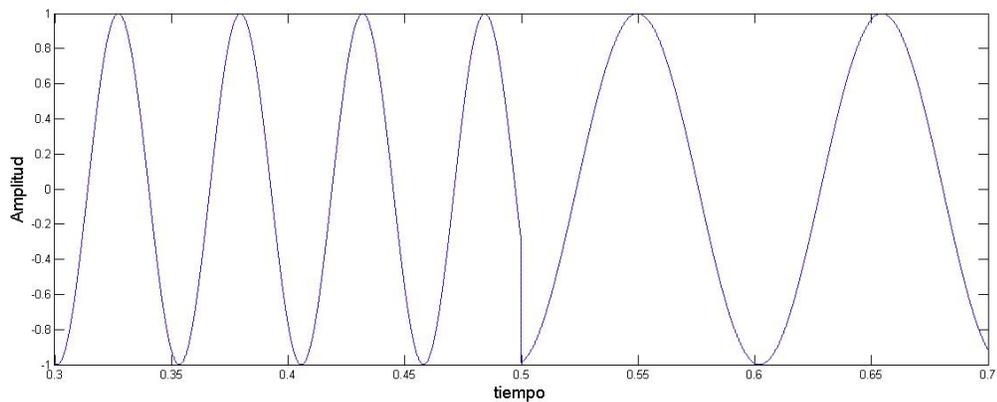


Figura 4.5: *Respuesta del PLL en Matlab con cambio de frecuencia.*

Posteriormente, se realizaron pruebas realizando un cambio abrupto de señal, primero triangular de 1V de amplitud y cambia a señal cuadrada de 1V de amplitud al 50 % de ciclo de trabajo, como se aprecia en la figura 4.6.

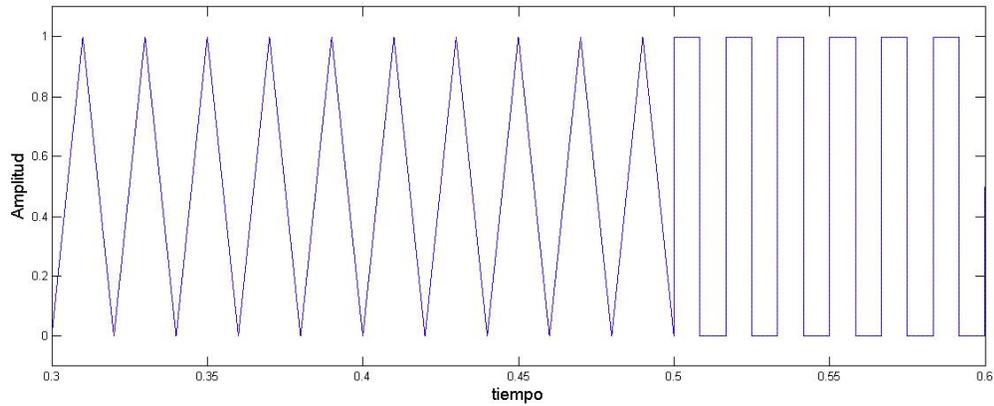


Figura 4.6: *Respuesta del PLL en Matlab con cambio de señal.*

El algoritmo PLL puede ser implementado también a través de amplificadores operacionales, utilizando configuraciones de sumador inversor, integrador inversor, exponencial y logarítmico, como se muestra en la figura 4.7, en donde el bloque de multiplicador consiste en la suma de dos configuraciones logarítmicas, para posteriormente pasar por una configuración exponencial, realizando así la multiplicación de las señales. Se llevaron a cabo simulaciones en MULTISIM para probar el funcionamiento a través de amplificadores operacionales, en la figura 4.8, se muestra el cambio de frecuencia de 60Hz a 150Hz con una señal sinusoidal de 1V de amplitud.

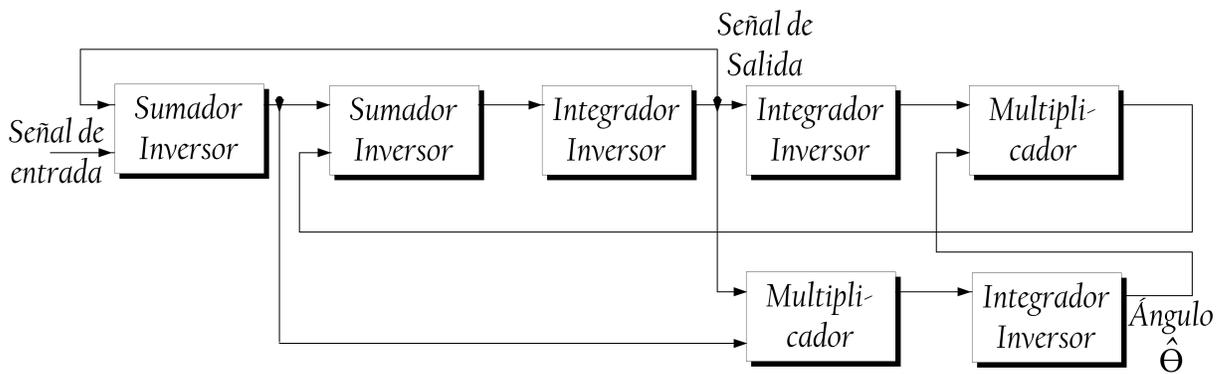


Figura 4.7: *Esquema con amplificadores operacionales.*

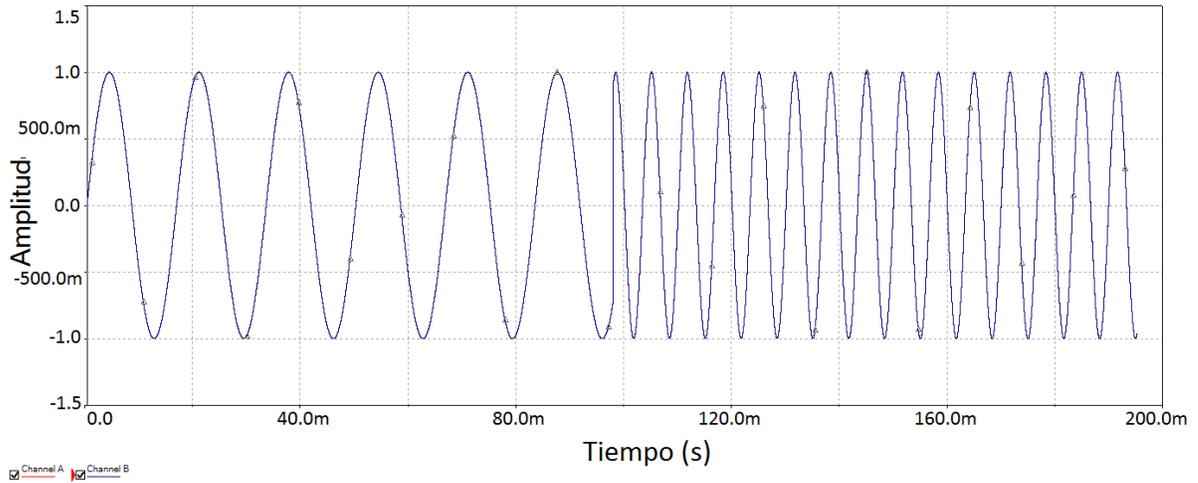


Figura 4.8: Respuesta PLL en MULTISIM con cambio de frecuencia en señal sinusoidal.

Enseguida, en la figura 4.9 se muestra el voltaje de entrada contra el voltaje de salida, cuando la entrada es una señal senoidal de 60Hz de frecuencia con 1V de amplitud.

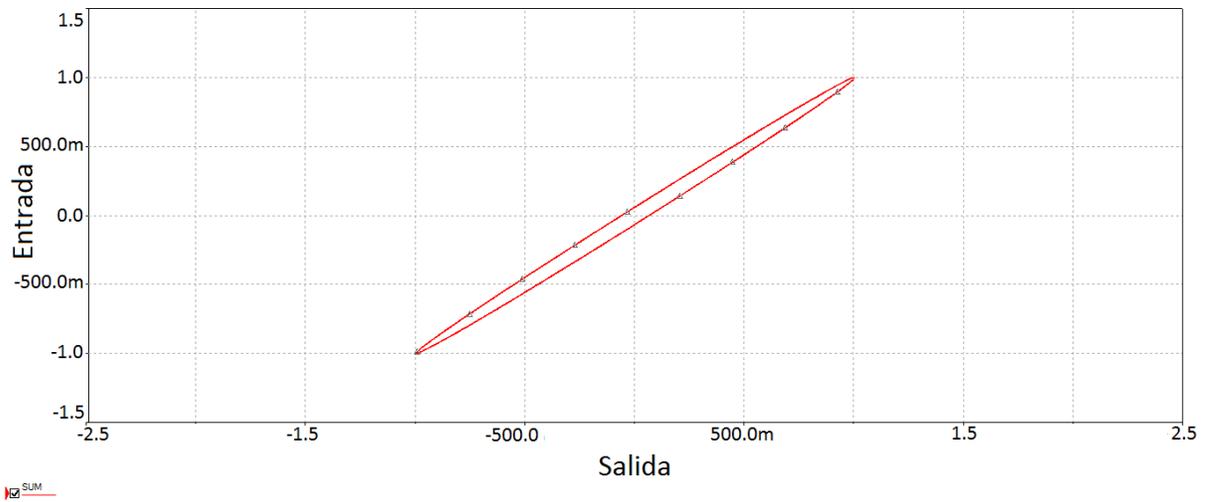


Figura 4.9: Respuesta PLL en MULTISIM entrada contra salida.

4.1.3. Resultados experimentales.

El PLL propuesto fue implementado físicamente a través de amplificadores operacionales, resistencias, capacitores y diodos. Como señal de entrada se utilizó un generador de funciones Rigol, además de un osciloscopio Rigol en el que se grafica la señal de

entrada contra la señal de salida como se muestra en la figura 4.10, teniendo como señal de entrada una sinusoidal de 1V de amplitud que cambia de 120Hz a 60Hz.

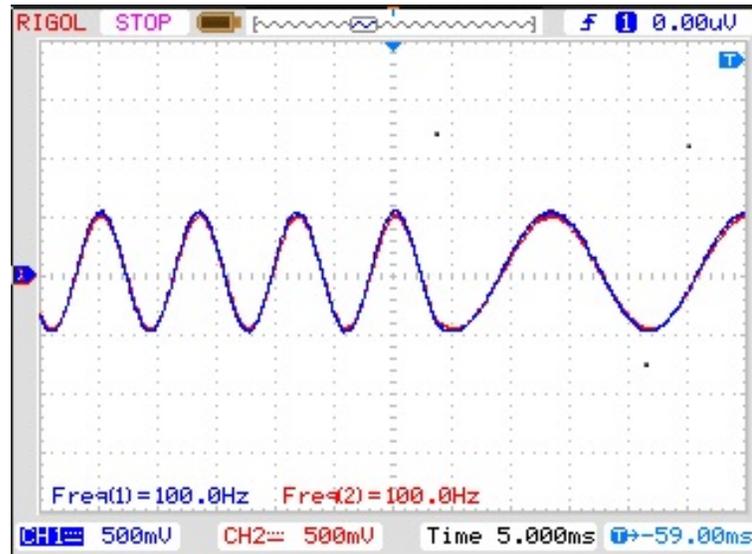


Figura 4.10: Respuesta PLL ante cambio de frecuencia.

En la figura 4.11 se muestra un cambio de señal, cuando la entrada pasa de una señal sinusoidal de 60Hz con 1V de amplitud, a una señal cuadrada de 50 % de ciclo de trabajo a la misma frecuencia con amplitud de -1V a 1V.

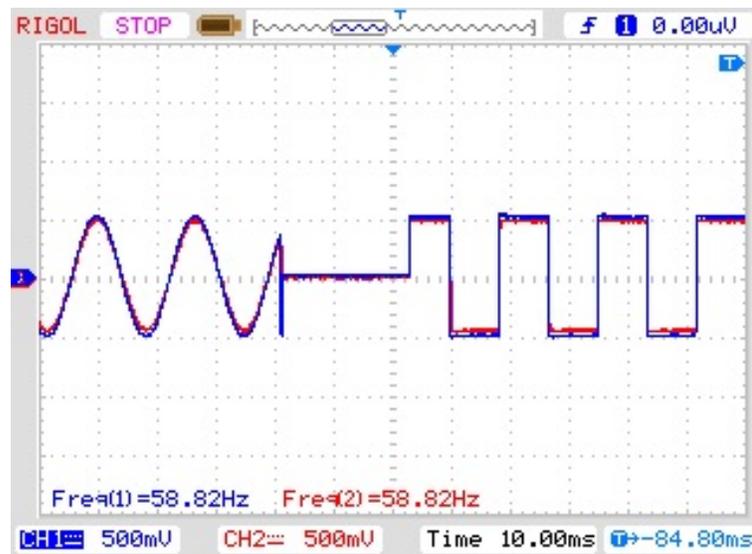


Figura 4.11: Respuesta PLL ante cambio de señal sinusoidal a señal cuadrada.

Enseguida en la figura 4.12, se aprecia el funcionamiento del PLL cuando la señal de entrada es una señal sinusoidal de 100mV de amplitud con 20mV de ruido, con lo que se demuestra la capacidad del algoritmo de seguir la señal y limpiarla.

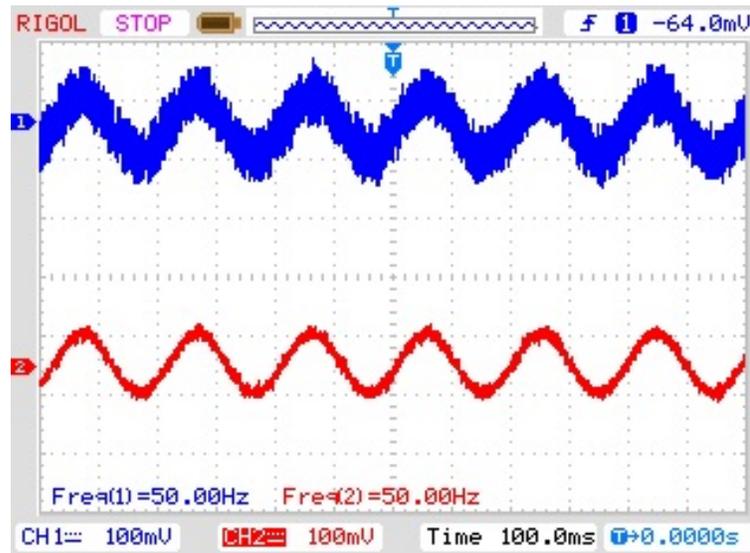


Figura 4.12: Respuesta PLL cuando la entrada está contaminada con ruido.

Finalmente, en la figura 4.13 se observa la gráfica XY de la entrada contra la salida, cuando la entrada es una señal sinusoidal a 60Hz de frecuencia con 1V de amplitud, con lo que se muestra la similitud entre ambas señales.

4.2. Algoritmo de fijación de fase basado en marco de referencia fijo.

Una vez estudiado e implementado el algoritmo de fijación de fase basado en un observador adaptable, se propone a pasar a un algoritmo trifásico. Un aspecto crucial en el control de sistemas trifásicos conectados a red, es la detección de la frecuencia fundamental en secuencia positiva de la red eléctrica bajo condiciones de desbalance y distorsión de la señal. La magnitud y el ángulo de la fuente de voltaje es usado para la sincronización de las señales de salida de un inversor, cálculos de flujo de potencia o para la transformación de variables de estado en marcos de referencia cambiantes [57]-[59].

La técnica más utilizada para detección de la frecuencia en secuencia positiva es el PLL trifásico convencional basado en un marco de referencia síncrono (SRF-PLL por sus siglas en inglés). En este PLL el vector de voltaje es transformado del marco de referencia natural a un marco de referencia giratorio usando combinaciones de transformadas de Clarke y de Park. La posición angular de este marco de referencia es

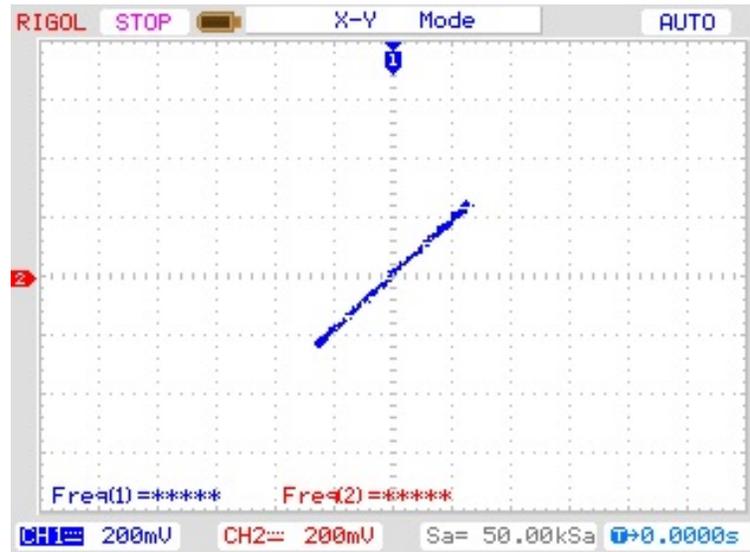


Figura 4.13: Retrato fase del PLL de entrada contra salida.

controlado por un lazo de realimentación que regula el componente q de la secuencia positiva del voltaje a cero. Por lo tanto, en estado estable, el componente detectado d muestra la amplitud del vector de voltaje, mientras que el ángulo de fase es determinado por el lazo de realimentación. Bajo condiciones ideales, por ejemplo, que no exista distorsión armónica, un gran ancho de banda del lazo de realimentación del SFR-PLL conlleva una detección precisa del ángulo de fase y amplitud del vector de voltaje de la red eléctrica. En el caso de que el voltaje de la red esté distorsionado, se puede reducir el lazo de realimentación para rechazar y cancelar los efectos de los armónicos en la salida, sin embargo, esa reducción del ancho de banda no es una solución aceptable. El problema de calcular la componente fundamental se vuelve más difícil en presencia de desbalance en los voltajes de la red.

A continuación se presenta un algoritmo PLL que es capaz de estimar la frecuencia angular, y las secuencias tanto positiva como negativa del componente fundamental de un voltaje trifásico desbalanceado. Esas secuencias están en coordenadas de marco de referencia fijo (FRF-PLL por sus siglas en inglés). De hecho, no se necesita transformación en un marco de referencia síncrono, como en la mayoría de los esquemas de PLL. El diseño del FRF-PLL está basado en una completa descripción de la fuente de voltaje, teniendo las secuencias positiva y negativa en coordenadas estacionarias y considerando la frecuencia angular como desconocida. Se pretende que el algoritmo propuesto funcione correctamente bajo condiciones de desbalance, que sea robusto ante cambios de frecuencia, siendo rápido y preciso. Además el esquema es robusto ante distorsión armónica.

La idea detrás del diseño consiste en:

- Proponer un modelo que reproduzca de forma precisa la evolución de un sistema trifásico desbalanceado. Para este propósito se consideran las secuencias positiva y negativa de la señal trifásica. La mayoría de los trabajos reportados consideran solamente la secuencia positiva. En otras palabras, se basan en la descripción del modelo de un voltaje de línea trifásico $\dot{v}_{\alpha\beta} = J\omega v_{\alpha\beta}$, que mantiene solamente el caso balanceado. El PLL propuesto, introduce una nueva variable auxiliar $\phi_{\alpha\beta}$, que permite describir un sistema trifásico desbalanceado en su totalidad.
- Basados en el modelo propuesto, un estimador de estados se usa para reconstruir ambas secuencias (positiva y negativa), de la señal trifásica. El estimador de estados se diseña como una copia del modelo más un amortiguamiento.
- El estimador de estados envuelve una frecuencia angular, por lo que se propone una ley adaptable para reconstruir esa frecuencia angular.

La estabilidad y convergencia del algoritmo FRF-PLL propuesto sigue una aproximación de Lyapunov, sin necesidad de utilizar linealización.

4.2.1. Modelado del voltaje de red en condiciones de desbalance.

La señal trifásica original en coordenadas $v_{123} = [v_1 \ v_2 \ v_3]^T$, se transforma en un sistema de coordenadas $\alpha\beta$, utilizando la transformada de Clarke que a continuación se muestra:

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Se prefiere ésta transformada de Clarke no normalizada dado que $v_\alpha = v_1$, preservando la amplitud y el ángulo iguales entre ambas señales. Sin embargo, el algoritmo no está restringido a esta transformación.

Se asume que el voltaje de la red eléctrica tiene solamente el componente fundamental, y como se considera el caso desbalanceado, el sistema trifásico es descrito entonces como la suma de las secuencias positiva y negativa como sigue:

$$v_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta}^p + v_{\alpha\beta}^n = e^{J\theta} v_{dq}^p + e^{-J\theta} v_{dq}^n, \quad (4.12)$$

$$e^{J\theta} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sen\theta \\ -\sen\theta & \cos\theta \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

En donde $v_{dq}^p = [v_d^p \ v_q^p]^\top$ y $v_{dq}^n = [v_d^n \ v_q^n]^\top$ son los fasores de las secuencias positiva y negativa del componente fundamental de $v_{\alpha\beta}$.

Basados en la ecuación 4.12, se obtiene lo siguiente:

$$\dot{v}_{\alpha\beta} = J\omega e^{J\theta} v_{dq}^p - J\omega e^{-J\theta} v_{dq}^n = J\omega(v_{\alpha\beta}^p - v_{\alpha\beta}^n). \quad (4.15)$$

Teniendo que ω representa la frecuencia angular y se usa además que $\dot{\theta} = \omega$. Por propósitos de control, es más conveniente definir $\varphi \triangleq v_{\alpha\beta}^p - v_{\alpha\beta}^n$, por lo cual $\dot{v}_{\alpha\beta} = J\omega\varphi_{\alpha\beta}$. Cabe denotar que $\dot{\varphi}_{\alpha\beta} = J\omega e^{J\theta} v_{dq}^p + J\omega e^{-J\theta} v_{dq}^n = J\omega(v_{\alpha\beta}^p + v_{\alpha\beta}^n)$. Entonces el modelo que describe completamente el generador de señal $v_{\alpha\beta}$, viene dado por:

$$\dot{v}_{\alpha\beta} = J\omega\varphi_{\alpha\beta}, \quad (4.16)$$

$$\dot{\varphi}_{\alpha\beta} = J\omega v_{\alpha\beta}. \quad (4.17)$$

Cabe denotar que la variable auxiliar $\varphi_{\alpha\beta}$, permite una completa descripción del sistema en el caso de desbalance.

En el caso balanceado, la descripción se reduce a $\dot{v}_{\alpha\beta} = J\omega v_{\alpha\beta}$, la cual es la expresión más utilizada.

Utilizando la ecuación 4.12 y la definición de $\varphi_{\alpha\beta}$, es posible establecer la siguiente relación:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha\beta} \\ \varphi_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_2 & I_2 \\ I_2 & -I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta}^p \\ v_{\alpha\beta}^n \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

En donde I_2 es la matriz de identidad de 2×2 .

El parámetro ω aparece en las ecuaciones 4.16 y 4.17, lo cual puede complicar su cálculo, por lo que se propone la siguiente transformación de variable:

$$\psi_{\alpha\beta} = \varphi_{\alpha\beta}/\omega. \quad (4.19)$$

Sustituyendo en las ecuaciones 4.16 y 4.17, y además utilizando $\sigma \triangleq \omega^2$ nos lleva a lo siguiente:

$$\dot{v}_{\alpha\beta} = J\sigma\psi_{\alpha\beta}, \quad (4.20)$$

$$\dot{\psi}_{\alpha\beta} = Jv_{\alpha\beta}. \quad (4.21)$$

4.2.2. Descripción del algoritmo FRF-PLL

El objetivo consiste en diseñar un estimador de estados para las variables $v_{\alpha\beta}$ y $\psi_{\alpha\beta}$ basándose en las ecuaciones 4.20 y 4.21, además de incorporar una ley adaptable para reconstruir ω , con lo cual se puede obtener las secuencias positiva y negativa de la red eléctrica además de la frecuencia angular.

Estimador del voltaje de la red eléctrica.

Un estimador de las variables de estado $v_{\alpha\beta}$ y $\psi_{\alpha\beta}$, permite obtener la secuencia positiva de la componente fundamental, esto de acuerdo a $v_{\alpha\beta}^p = \frac{1}{2}(v_{\alpha\beta} + \varphi_{\alpha\beta})$ y utilizando la ecuación 4.19. El estimador propuesto, consiste en una copia del modelo descrito en las ecuaciones 4.20 y 4.21 más un término de amortiguamiento, esto es:

$$\dot{\hat{v}}_{\alpha\beta} = J\hat{\sigma}\hat{\psi}_{\alpha\beta} + \lambda\tilde{v}_{\alpha\beta}, \quad (4.22)$$

$$\dot{\hat{\psi}}_{\alpha\beta} = J\hat{v}_{\alpha\beta}. \quad (4.23)$$

En donde se utiliza que $\tilde{v}_{\alpha\beta} \triangleq v_{\alpha\beta} - \hat{v}_{\alpha\beta}$, $\hat{v}_{\alpha\beta}$ y $\hat{\psi}_{\alpha\beta}$ representan los estimados de $v_{\alpha\beta}$ y $\psi_{\alpha\beta}$ respectivamente; $\hat{\sigma}$ es el estimado de σ y λ es un parámetro de diseño positivo utilizado para introducir el amortiguamiento deseado.

Estimación de la frecuencia angular.

Siguiendo una aproximación de Lyapunov, se propone una ley adaptable para reconstruir $\hat{\sigma}$ de la ecuación 4.22. Para este propósito, se propone la siguiente función cuadrática de Lyapunov de almacenamiento:

$$W = \frac{\tilde{v}_{\alpha\beta}^T \tilde{v}_{\alpha\beta}}{2} + \frac{\sigma \tilde{\psi}_{\alpha\beta}^T \tilde{\psi}_{\alpha\beta}}{2} + \frac{\tilde{\sigma}^2}{2\gamma}. \quad (4.24)$$

Teniendo que $\hat{\psi}_{\alpha\beta} \triangleq \psi_{\alpha\beta} - \hat{\psi}_{\alpha\beta}$, $\tilde{\sigma} \triangleq \sigma - \hat{\sigma}$ y $\gamma > 0$ como la ganancia adaptable. Se hace la derivada respecto al tiempo sobre las trayectorias de error, y para que sea negativa semidefinida se propone la ley adaptable:

$$\dot{\hat{\sigma}} = \gamma \tilde{v}_{\alpha\beta}^T J \hat{\psi}_{\alpha\beta}, \quad (4.25)$$

$$\hat{\omega} = \sqrt{\hat{\sigma}}. \quad (4.26)$$

Con lo que se obtiene:

$$\dot{W} = -\lambda \tilde{v}_{\alpha\beta}^T \tilde{v}_{\alpha\beta}. \quad (4.27)$$

El estudio de convergencia y estabilidad del esquema propuesto puede ser completado utilizando argumentos de Lasalle [60]-[62], o utilizando las propiedades de las señales como a continuación se enuncia: de la ley adaptable que se propone, todas las señales se encuentran acotadas, por ejemplo $\tilde{v}_{\alpha\beta} \in L_\infty$, $\tilde{\psi}_{\alpha\beta} \in L_\infty$, $\tilde{\sigma} \in L_\infty$, de manera similar, todos sus equivalentes están limitados, esto es, $\hat{v}_{\alpha\beta} \in L_\infty$, $\hat{\psi}_{\alpha\beta} \in L_\infty$ y $\hat{\sigma} \in L_\infty$. Esto implica que sus derivadas respecto al tiempo, se encuentran también acotadas, es decir, $\dot{\tilde{v}}_{\alpha\beta} \in L_\infty$. Como $\tilde{v}_{\alpha\beta}$, es continua y acotada, y basándonos en que $\tilde{v}_{\alpha\beta} \in L_2 \cap L_\infty$, entonces $\tilde{v}_{\alpha\beta} \rightarrow 0$ y $\dot{\tilde{v}}_{\alpha\beta} \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$. Esto conlleva a que en su momento $\dot{\tilde{\psi}}_{\alpha\beta} \rightarrow 0$ y $\dot{\tilde{\sigma}} \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$ y entonces $\tilde{\psi}_{\alpha\beta}$ y $\tilde{\sigma}$ tienden a ser valores constantes. Considerando $\tilde{v}_{\alpha\beta} \equiv 0$, entonces del modelo de error, $\sigma\tilde{\psi}_{\alpha\beta} = \tilde{\sigma}\hat{\psi}_{\alpha\beta}$, sin embargo, $\tilde{\sigma}\hat{\psi}_{\alpha\beta}$ es un vector giratorio mientras que el producto $\sigma\tilde{\psi}_{\alpha\beta}$ es constante, por lo tanto, la única posibilidad es que $\tilde{\sigma} \rightarrow 0$ y $\tilde{\psi}_{\alpha\beta} \rightarrow 0$. Como no se involucra ningún proceso de linealización, la estabilidad y la convergencia son globales, sin embargo, no es del todo cierto, ya que depende de las limitaciones físicas al construirlo.

Estimación de las secuencias positiva y negativa de la red eléctrica.

Las secuencias positiva y negativa que provienen del estimador descrito en las ecuaciones 4.22 y 4.23, y de la ley adaptable de las ecuaciones 4.25 y 4.26, se reconstruyen de la siguiente manera:

$$\hat{v}_{\alpha\beta}^p = \frac{1}{2}(\hat{v}_{\alpha\beta} + \hat{\omega}\hat{\psi}_{\alpha\beta}), \quad (4.28)$$

$$\hat{v}_{\alpha\beta}^n = \frac{1}{2}(\hat{v}_{\alpha\beta} - \hat{\omega}\hat{\psi}_{\alpha\beta}). \quad (4.29)$$

El algoritmo FRF-PLL propuesto se conecta como se muestra en la figura 4.14, y el diagrama de bloques se observa en la figura 4.15.

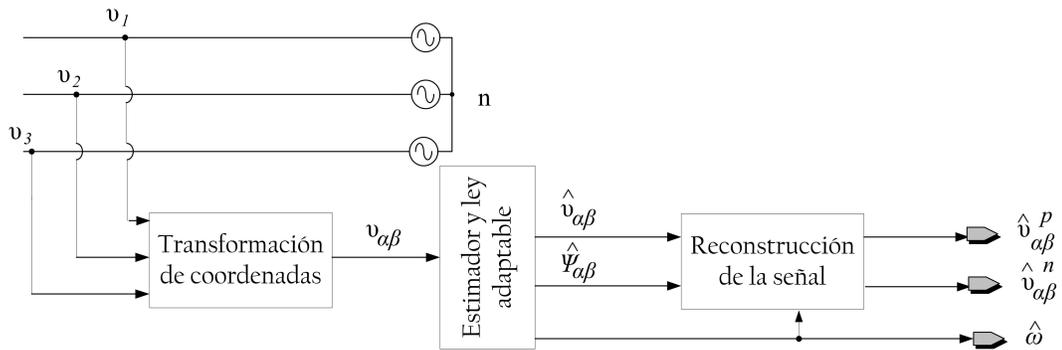


Figura 4.14: Conexión del FRF-PLL con la red eléctrica.

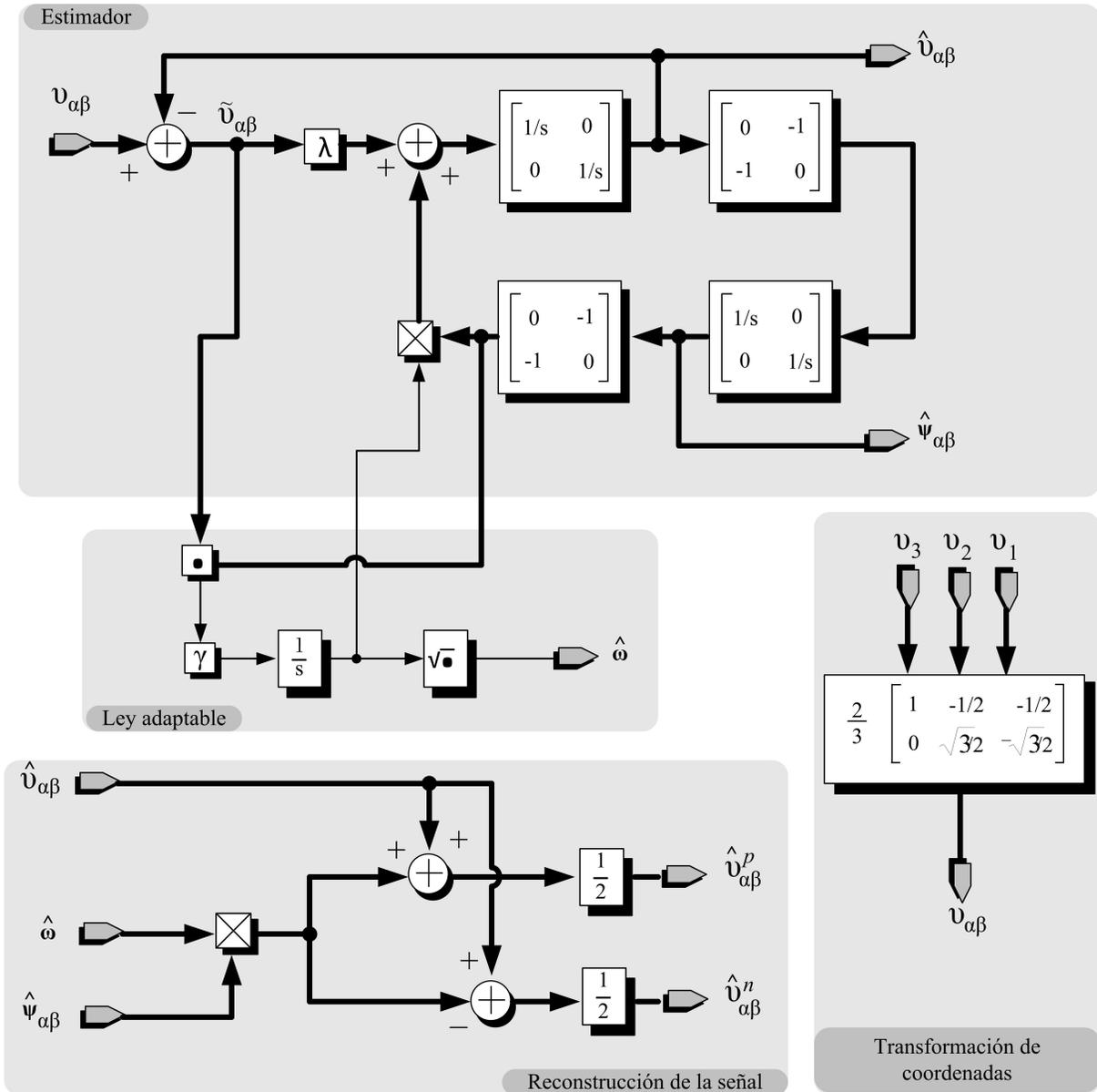


Figura 4.15: Diagrama de bloques del FRF-PLL.

4.2.3. Sintonización del algoritmo FRF-PLL.

Como primera aproximación para sintonizar los parámetros λ y γ , se considera que el sistema se encuentra balanceado, es decir $\psi_{\alpha\beta} \approx v_{\alpha\beta}$, como $\varphi \approx \psi_{\alpha\beta}/\omega$, entonces se puede asumir que $\hat{\varphi}_{\alpha\beta} \approx \hat{\psi}_{\alpha\beta}/\omega$. Por otro lado, se considera $\hat{\psi} \approx \omega\hat{\omega}$, con lo cual se obtiene el siguiente sistema:

$$\dot{\hat{v}}_{\alpha\beta} = J\hat{\omega}\hat{v}_{\alpha\beta} + \lambda\hat{v}_{\alpha\beta}, \quad (4.30)$$

$$\dot{\hat{\omega}} = \frac{\gamma}{\omega^2} v_{\alpha\beta}^\top J \hat{v}_{\alpha\beta}. \quad (4.31)$$

El cual representa la versión balanceada del estimador propuesto. Enseguida se considera una transformación de coordenadas utilizando $x_1 = v_{\alpha\beta}^\top J \hat{v}_{\alpha\beta}$, $x_2 = v_{\alpha\beta}^\top \hat{v}_{\alpha\beta}$ y $x_3 = \omega - \hat{\omega}$, para obtener lo siguiente:

$$\dot{x}_1 = -x_3x_2 - \lambda x_1, \quad (4.32)$$

$$\dot{x}_2 = x_3x_1 - \lambda x_2 + \lambda |v_{\alpha\beta}|^2, \quad (4.33)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{\gamma}{\omega^2} x_1. \quad (4.34)$$

En donde $|v_{\alpha\beta}|$ es una constante que representa la amplitud de la señal de voltaje de la fuente. Haciendo linealización del sistema descrito por las ecuaciones 4.32-4.34 alrededor del punto de equilibrio $[\bar{x}_1 \ \bar{x}_2 \ \bar{x}_3] = [0 \ |v_{\alpha\beta}|^2 \ 0]$, nos lleva al siguiente sistema de ecuaciones LTI (lineal invariante en el tiempo, por sus siglas en inglés):

$$\dot{x}_1 = -|v_{\alpha\beta}|^2 x_3 - \lambda x_1, \quad (4.35)$$

$$\dot{\tilde{x}}_2 = -\lambda \tilde{x}_2, \quad (4.36)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{\gamma}{\omega^2} x_1. \quad (4.37)$$

Notar que la ecuación 4.36 es un subsistema estable de primer orden desacoplado del sistema de segundo orden conformado por las ecuaciones 4.35 y 4.37. Una primera aproximación para sintonizar los parámetros λ y γ es basarse en el ancho de banda deseado ω_{BW} para la frecuencia de salida de un sistema de segundo orden. Para facilitar el diseño, se considera un rango de amortiguamiento de $1/\sqrt{2}$, fuera de esto, el ancho de banda es igual a la frecuencia natural de oscilación del sistema de segundo orden. Como el algoritmo involucra el cálculo de proyecciones entre vectores de señales sinusoidales, produciendo principalmente un armónico de segundo orden, entonces el ancho de banda debe de ser menor a $2\omega_0$, en donde ω_0 es el valor nominal de la frecuencia angular del voltaje de la red eléctrica. Es común en la práctica el seleccionar el ancho de banda entre $1/2$ a $1/10$ de dicha frecuencia, esto es $\omega_0/5 \leq \omega_{BW} \leq \omega_0/2$. Usando estas consideraciones, los parámetros pueden ser sintonizados de acuerdo a:

$$\lambda \approx \sqrt{2}\omega_{BW}, \quad (4.38)$$

$$\gamma \approx \left(\frac{\omega_0 \omega_{BW}}{|v_{\alpha\beta}|} \right)^2. \quad (4.39)$$

4.2.4. Resultados numéricos del FRF-PLL.

El algoritmo FRF-PLL fue implementado en Simulink de Matlab 2011a, teniendo las siguientes consideraciones, teniendo una $\lambda = 300$, y una $\gamma = 1,98 \times 10^5$, que corresponde aproximadamente a un ancho de banda de 24Hz ($\omega_{BW} = 150rad/s$), considerando una frecuencia nominal de 60Hz ($\omega_0 = 377rad/s$); la fuente es de $127V_{RMS}$ de amplitud, a una frecuencia de 60Hz. En la figura 4.16 se muestra de arriba a abajo, el voltaje de la red eléctrica, el voltaje estimado y el ángulo estimado durante el encendido.

Enseguida, en la figura 4.17 se muestra la respuesta del algoritmo cuando el voltaje

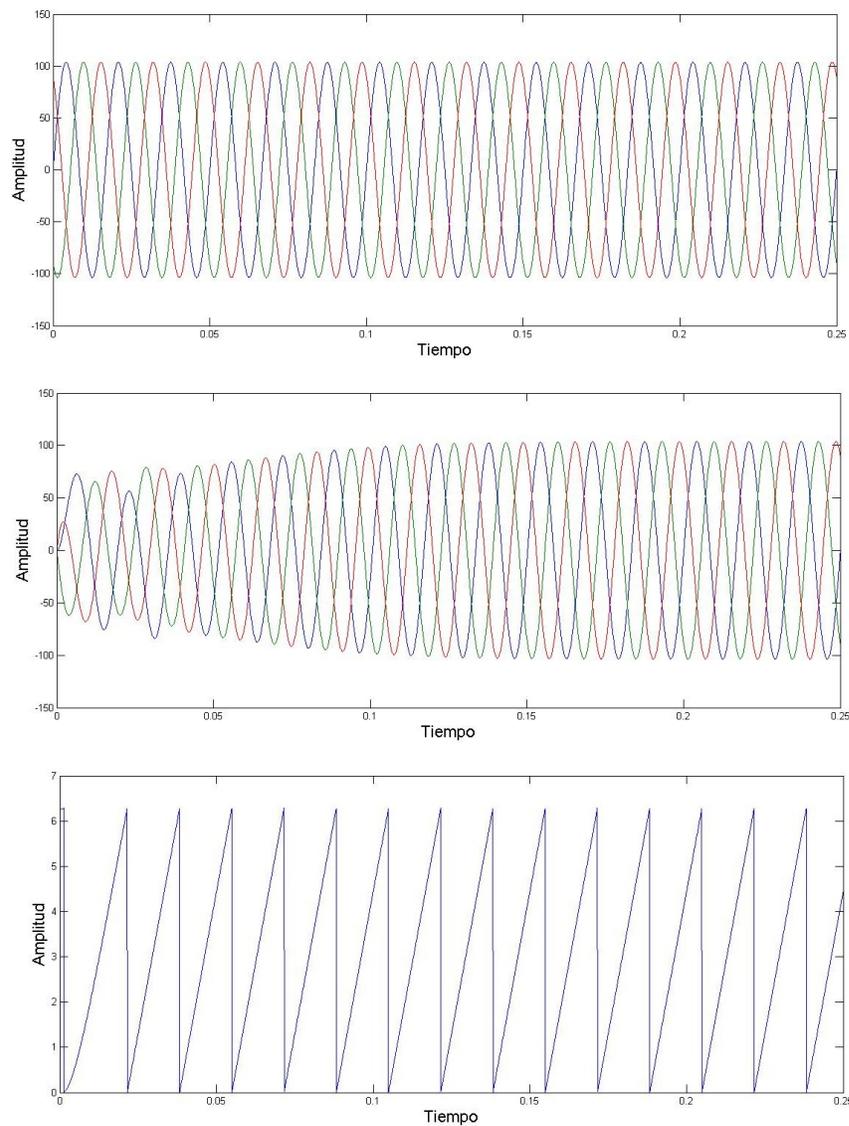


Figura 4.16: Respuesta del FRF-PLL durante el encendido.

se encuentra desbalanceado en una de la fases, apreciándose que la estimación del ángulo permanece intacta. De arriba hacia abajo se aprecia el voltaje de la red, el voltaje estimado por el algoritmo y el ángulo estimado

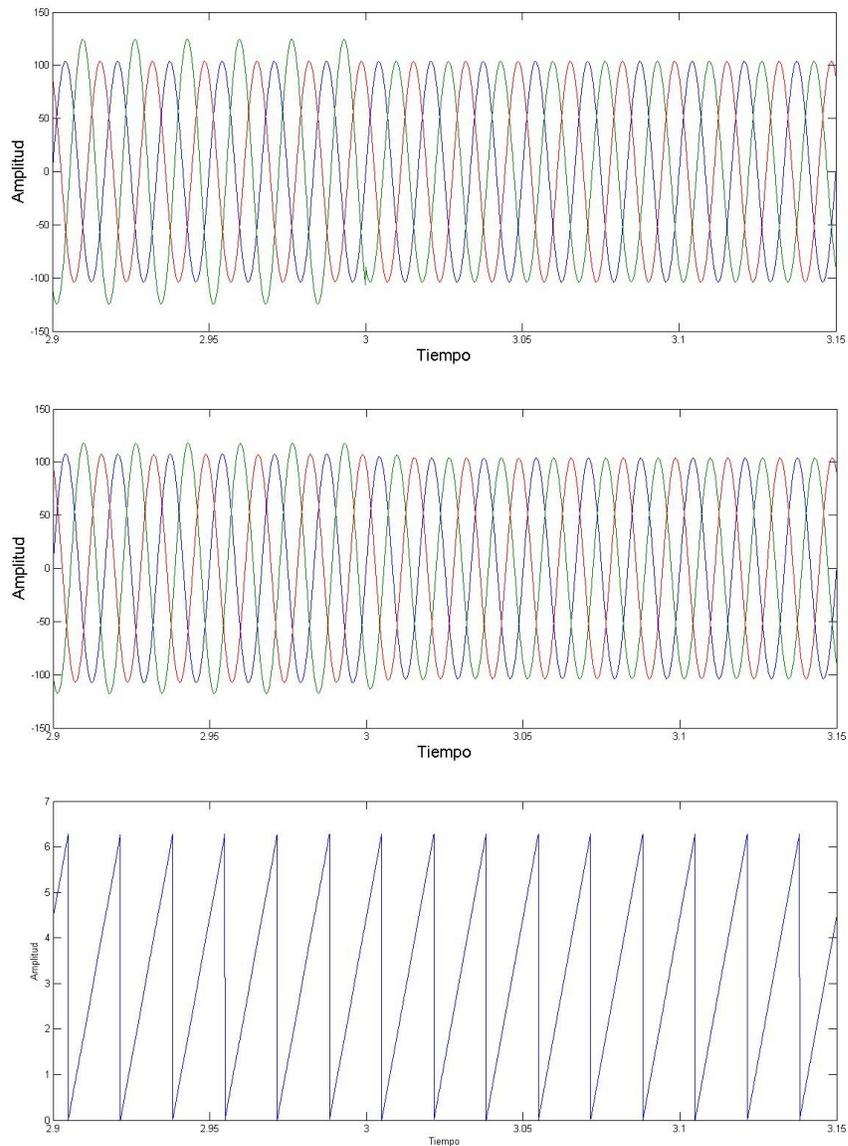


Figura 4.17: Respuesta del FRF-PLL ante desbalance en la red eléctrica.

Capítulo 5: Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

En este capítulo se muestra la implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles, en donde se busca que además de tener un algoritmo de modulación adecuado, que cumpla con requerimientos para su funcionamiento a través de una ley de control. Los objetivos principales a lograr son: sincronización de energía generada por el inversor y la red eléctrica y balance del voltaje en los capacitores que conforman el inversor.

5. Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

Para un correcto funcionamiento de un inversor multinivel, es necesaria una técnica de modulación adecuada que se combina con una ley de control, para garantizar el nivel de voltaje en los capacitores, además de la sincronización con la red eléctrica.

5.1. Algoritmos de modulación trifásicos.

Existen en la actualidad una gran diversidad de técnicas de modulación utilizadas en inversores multinivel trifásicos; una de ellas deriva sus bases en el área de telecomunicaciones, que es la PWM [63]. A partir de ella se han propuesto varios algoritmos de modulación, pretendiendo mejorar algunas partes del proceso, como lo es: pérdidas por conmutación, eficiencia de conversión, menor cantidad de contenido armónico en la señal de salida, por mencionar algunos. Es de gran importancia el bajo contenido armónico, debido a los efectos indeseables que puede ocasionar como distorsión en la onda sinusoidal, bajo factor de potencia, incrementos de pérdidas, vibración en motores y reducción de vida útil de motores. En 1964, Schöning propone el algoritmo SPWM (modulación de ancho de pulso sinusoidal, por sus siglas en inglés), con lo que se inicia el desarrollo de PWM's modernos.

Las técnicas de modulación PWM están basadas en la relación volt por segundo, que indica que el tren de pulsos generado está determinado por la amplitud de voltaje y frecuencia deseada a la salida del inversor.

Existen dos enfoques para la implementación PWM, que son:

- Modulación PWM basada en portadora.
- Modulación PWM basada en vectores espaciales.

5.1.1. Modulación CB-PWM (Modulación de ancho de pulso basada en portadora, por sus siglas en inglés).

Consiste en comparar en amplitud una señal portadora de alta frecuencia y una señal moduladora o de referencia, la cual es de baja frecuencia. La señal portadora generalmente es periódica y la frecuencia es determinada por pérdidas por conmutación, velocidad de encendido y apagado de los dispositivos semiconductores que conforman el inversor, etc; teniendo como forma más común la señal triangular. Por su parte, la

Capítulo 5: Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

señal moduladora contiene la información de amplitud, frecuencia y fase deseadas, de la señal de salida, generalmente es una señal senoidal.

Entre los diversos tipos de algoritmos CB-PWM's podemos encontrar:

- SPWM. Las señales moduladoras son un conjunto trifásico sinusoidal balanceado encargado de configurar la amplitud, frecuencia y fase de la señal de salida del inversor. Es una técnica simple que garantiza resultados, en todas las condiciones de trabajo, como sobremodulación, y presenta un buen desempeño armónico.
- PWM con inyección de señales de secuencia cero. En aplicaciones balanceadas de encendido de motores trifásicos de CA, el punto neutro de la carga se encuentra aislado con respecto al punto medio del bus de CD, por lo que es posible inyectar una señal entre esos dos puntos sin afectar los voltajes y las corrientes de línea a la salida del inversor; ésta señal inyectada es la señal de secuencia cero que modifica las características de desempeño de la modulación. Dentro de este tipo de modulación podemos destacar dos grupos de algoritmos:
 1. Algoritmos PWM continuos (CPWM). Se caracterizan porque en cada ciclo las señales moduladora y portadora se intersectan por lo menos una vez, hacen parte de esta clasificación los SPWM's, el algoritmo de vectores espaciales basado en portadoras (CB-SVPWM) y algoritmo de inyección de tercer armónico (THIPWM).
 2. Algoritmos PWM discontinuos (DPWM). Su criterio de optimización son las pérdidas por conmutación asociadas a los interruptores, que se ve reflejado en la magnitud que emplean para la generación de señales de secuencia cero, a diferencia de los CPWM's, los DPWM's generan conmutaciones solamente en $2/3$ del ciclo de la señal moduladora.

5.1.2. Modulación PWM basada en vectores espaciales (SV-PWM).

Con la mejora de los microcontroladores, demanda en desempeño, generalización de las transformaciones de Clarke y de Park, se logró implementar el algoritmo SV-PWM, en donde se utiliza un vector de referencia del conjunto trifásico, el cual se obtiene realizando una transformación de Clarke.

Un vector espacial de voltajes puede ser representado por voltajes instantáneos de fase, entonces el objetivo es aproximar el vector espacial de voltaje de referencia mediante la combinación óptima de los vectores espaciales del inversor. Esta aproximación se logra en un contexto de promedios a lo largo de un período de conmutación y su optimización requiere:

- Mínima desviación estándar del vector generado.
- Mínimo rizado en las corrientes del inversor.
- Frecuencia de conmutación constante.
- Mínimas pérdidas por conmutación del inversor.

5.1.3. Modulación star-center.

Dentro de los diversos algoritmos de modulación que se tienen, se optó por los CPWM's, los cuales tienen las siguientes consideraciones [64]:

- El valor máximo del índice de modulación en la zona lineal difiere en un rango de hasta el 15 % de acuerdo al algoritmo PWM, por lo que la eficiencia puede ser mejorada con una correcta selección de algoritmo.
- Entre los algoritmos continuos discretos, el SPWM es el de menor eficiencia debido a su limitado rango de modulación lineal.
- Los algoritmos THIPWM tienen un buen desempeño armónico, sin embargo, es opacado por sus requerimientos de implementación.
- El algoritmo CB-SVPWM permite la máxima utilización del bus de CD y en baja modulación presenta buen desempeño armónico.

El algoritmo a implementar es una modulación star-center con multiportadoras, la cual inyecta el tercer armónico y se implementa de la siguiente manera:

$$m_0(t) = - \left[\max_{k=A,B,C} \{m_k(t)\} + \min_{k=A,B,C} \{m_k(t)\} \right] / 2 \quad (5.1)$$

Por lo tanto, la señal moduladora será el promedio del máximo y el mínimo de la señal trifásica con signo negativo, con lo que se tiene la forma de onda que se presenta en la figura 5.1 para una de las fases, en color azul el voltaje de fase y en color rojo la señal moduladora obtenida.

En la figura 5.2 se aprecia la señal moduladora contra las señales portadoras en cambio de nivel, con las que se realizará la comparación en amplitud y así obtener los disparos para los dispositivos semiconductores de potencia.

Capítulo 5: Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

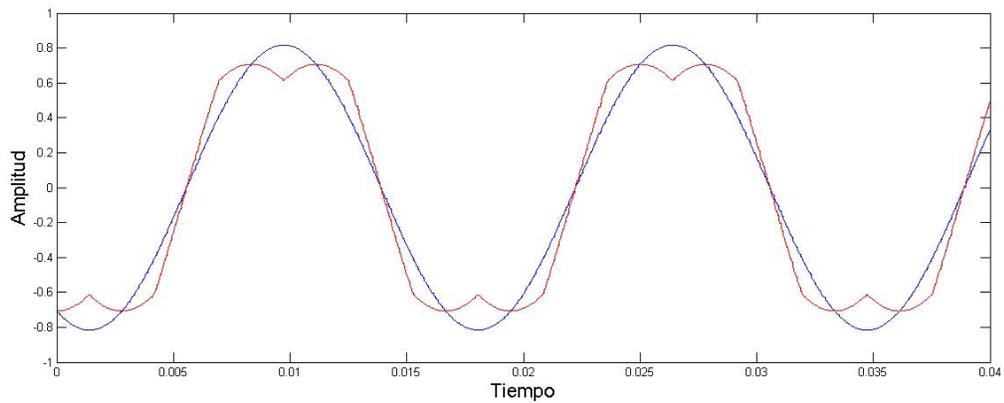


Figura 5.1: Voltaje de fase y señal moduladora obtenida.

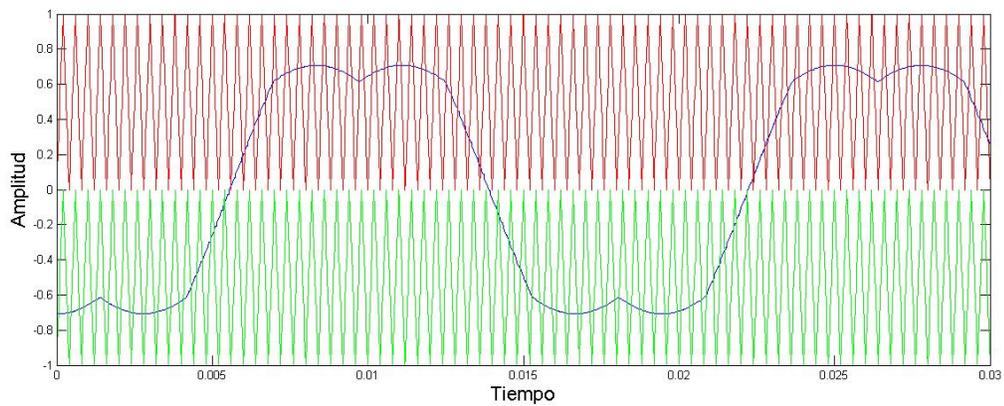


Figura 5.2: Señal moduladora y portadoras.

Enseguida, en la figura 5.3 se muestra el tren de pulsos generados en color verde y la señal moduladora en color azul.

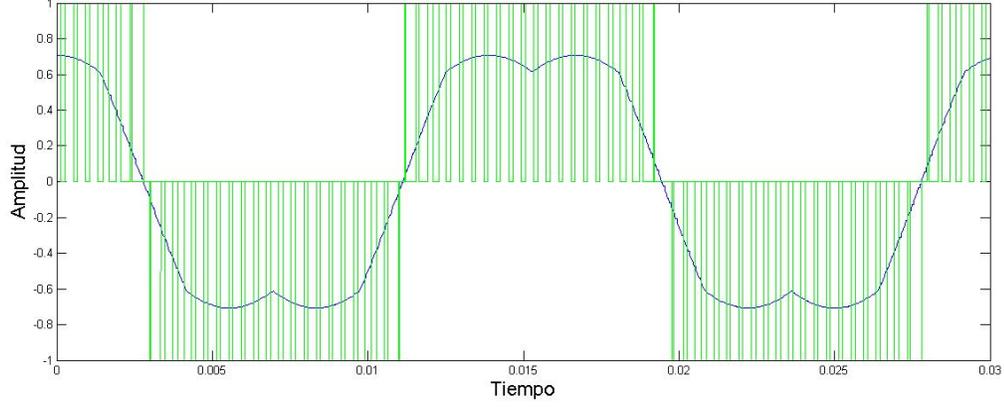


Figura 5.3: Señal moduladora y disparos.

5.2. Controlador para NPC trifásico de tres niveles.

Primeramente se presenta el modelo descrito en el capítulo 3 en coordenadas dq , sobre el que se aplicará el control:

$$L \frac{di_{dq}}{dt} = -v_{dq} + v_{Sdq} \quad (5.2)$$

$$v_{dq} = \frac{v_C}{3} \delta_d \delta_q \quad (5.3)$$

$$2C\dot{v}_C = \delta_{dq}^\top i_{dq} - \frac{2}{R} v_C \quad (5.4)$$

En donde se sustituye la ecuación 5.3 en la ecuación 5.2 para tener el modelo condensado:

$$L \frac{di_{dq}}{dt} = -\frac{v_C}{3} \delta_d \delta_q + v_{Sdq} \quad (5.5)$$

$$2C\dot{v}_C = \delta_{dq}^\top i_{dq} - \frac{2}{R} v_C \quad (5.6)$$

Para poder simplificar la notación, se consideran las siguientes transformaciones:

$$\begin{aligned} x_1 &= i_d, & x_2 &= i_q, & x_3 &= v_C \\ u_1 &= \delta_d, & u_2 &= \delta_q, \end{aligned}$$

Capítulo 5: Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

Por lo que el modelo reescrito queda como:

$$L\dot{x}_{12} = -\frac{x_3}{3}u_{12} + v_{Sdq} \quad (5.7)$$

$$C\dot{x}_3 = u_{12}^\top x_{12} - \frac{2}{R}x_3 \quad (5.8)$$

Los objetivos del controlador son los siguientes:

- El voltaje de los capacitores debe de llegar a un nivel de referencia deseado v_d , para garantizar la cantidad de energía suficiente en el equipo.
- La componente d resultante de la transformación de Park en la corriente se lleva a un valor de referencia.
- La componente q que proviene de la transformación de Park en corriente se lleva a un valor 0.
- El voltaje de la red eléctrica y la corriente proveniente del inversor deben de estar sincronizados.

5.2.1. Lazo de control para el voltaje en el capacitor.

Para llevar el voltaje del capacitor a un nivel constante, se tiene $\tilde{z} = v_d - v_C$, como a continuación se muestra:

$$2C\dot{x}_3 = u_{12}^\top x_{12} - \frac{2}{R}\tilde{z} \quad (5.9)$$

Se propone una nueva variable de control γ_{ac} , la cual es una variable resultante del lazo de control proporcional-integral de voltaje en el capacitor, que servirá para regular los lazos de corriente, y tiene la siguiente forma:

$$\gamma_{ac} = -k_{p1}\tilde{z} - k_{i1} \int \tilde{z} dt \quad (5.10)$$

5.2.2. Lazo de control para la dinámica de las corrientes.

Primeramente, se separa la ecuación 5.7 en su componente d y su componente q como a continuación se muestra:

$$L\dot{x}_1 = -\frac{v_C}{3}u_1 + v_{Sd} \quad (5.11)$$

Capítulo 5: Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

$$L\dot{x}_2 = -\frac{v_C}{3}u_2 + v_{Sq} \quad (5.12)$$

Para la componente d se busca que llegue a un nivel de referencia, en donde u_1 es una entrada de control que se reescribe de la siguiente manera:

$$u_1 = \frac{v_C}{\gamma_{ac}} \left(\frac{1}{x_3} \right) \tilde{x}_1 \quad (5.13)$$

En donde se propone un lazo de control PI, que viene dado por la variable de control g como a continuación se muestra:

$$g = -k_{p2}\tilde{x}_1 - k_{i2} \int \tilde{x}_1 dt \quad (5.14)$$

Teniendo que:

$$\tilde{x}_1 = x_1 - \gamma_{ac}v_{Sd} \quad (5.15)$$

Enseguida, para la componente q el objetivo es llevarla a un nivel de referencia 0, por lo que la entrada de control u_2 se reescribe de acuerdo a:

$$u_2 = -\frac{v_C}{\gamma_{ac}} \left(\frac{1}{x_3} \right) \tilde{x}_2 \quad (5.16)$$

Por lo que se propone una ley de control PI de la forma:

$$\chi = -k_{p3}\tilde{x}_2 - k_{i3} \int \tilde{x}_2 dt \quad (5.17)$$

Teniendo que:

$$\tilde{x}_2 = 0 - x_2 \quad (5.18)$$

A continuación se presenta el diagrama de bloques del controlador propuesto:

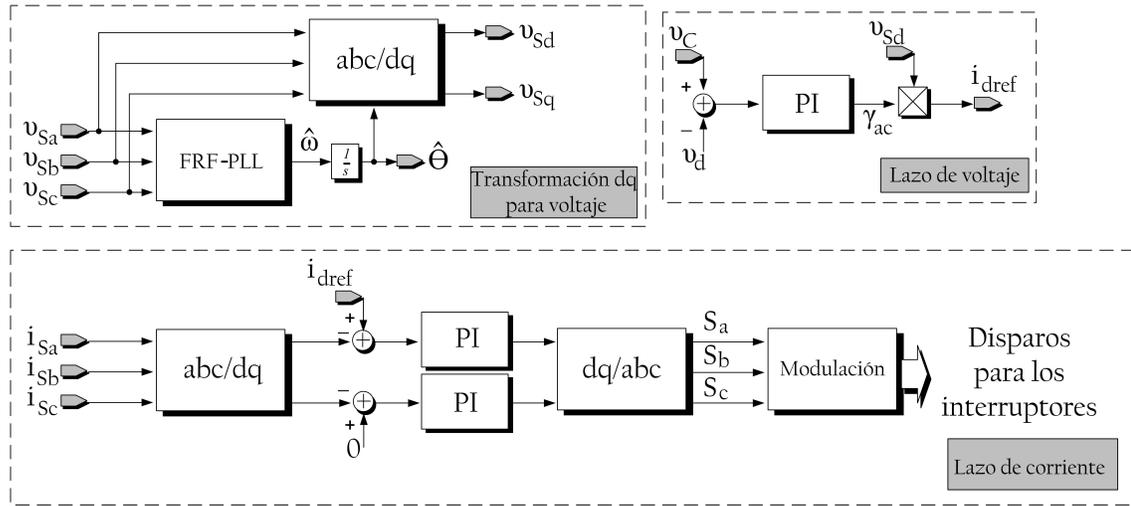


Figura 5.4: Diagrama de bloques del controlador propuesto.

5.3. Etapa experimental.

Se implementa la modulación NPC star center en Simulink de Matlab, realizando lo descrito por la ecuación 5.1, la comparación se realiza en código en Matlab function block. Para poder realizar código en Simulink, es necesario descargar de Mathworks los programas SDK 7.1 y Visual C 2010, después de instalar ambos programas hay que teclear en ventana de comandos *mex -setup*, localizar los compiladores instalados y seleccionar Microsoft Visual C++ 2010 Express. Quedando el subsistema como se muestra en la figura 5.5, los subsistemas que aparecen como rama 1, rama 2 y rama 3 son códigos de Matlab function block que se detallan en el apéndice A1.

En la figura 5.6 se muestra el inversor NPC trifásico de tres niveles simulado, con conexión a una fuente trifásica de $127V_{RMS}$ de fase a fase con una frecuencia de 60Hz, donde los disparos provienen del bloque de modulación, la inductancia se fijó a $3mH$, la capacitancia a $2200\mu F$ y la resistencia a $10K\Omega$.

Capítulo 5: Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

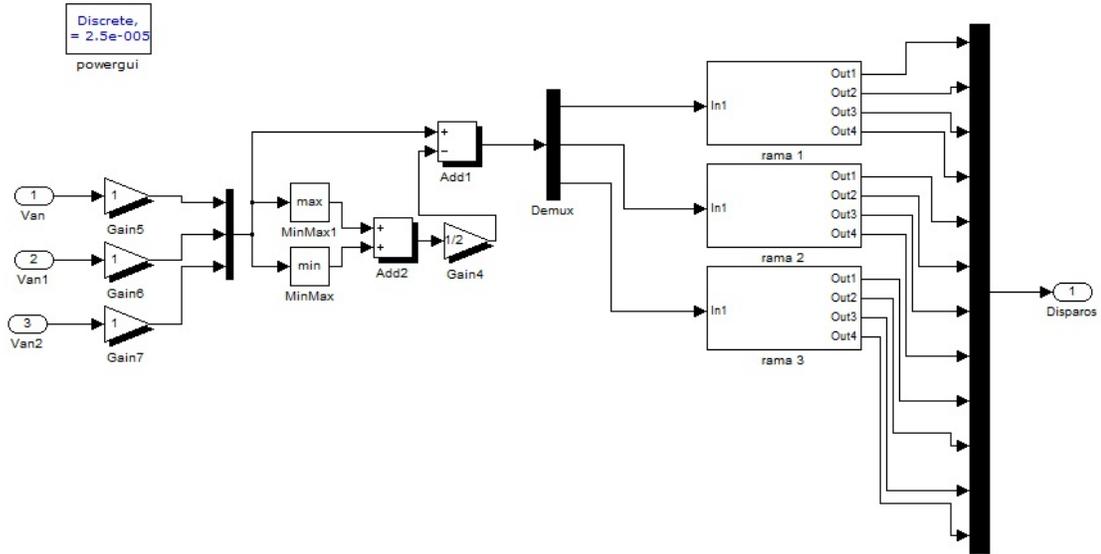


Figura 5.5: *Bloque de modulación.*

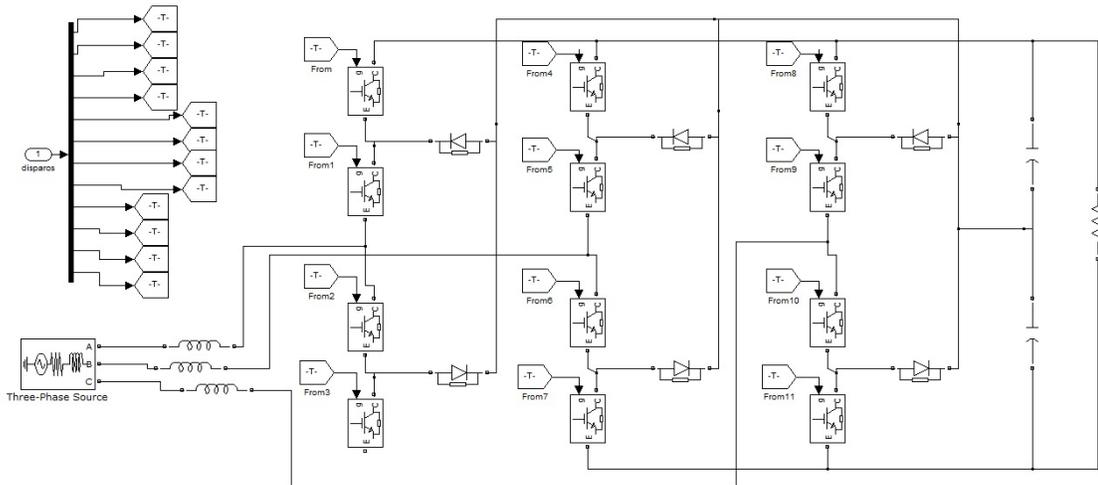


Figura 5.6: *Inversor NPC trifásico de tres niveles.*

Enseguida, en la figura 5.7 se muestra el diagrama completo que se implementó en Simulink, en donde el PLL se detallará en el apéndice A2, las transformaciones de Park en el apéndice A3 y la transformación inversa en el apéndice A4. Se implementan los tres lazos de control descritos en la sección anterior, regulando el voltaje en los capacitores y la corriente de la fuente, la cual se reconstruye y otorga la señal de referencia que sirve como moduladora en el bloque de modulación.

Capítulo 5: Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

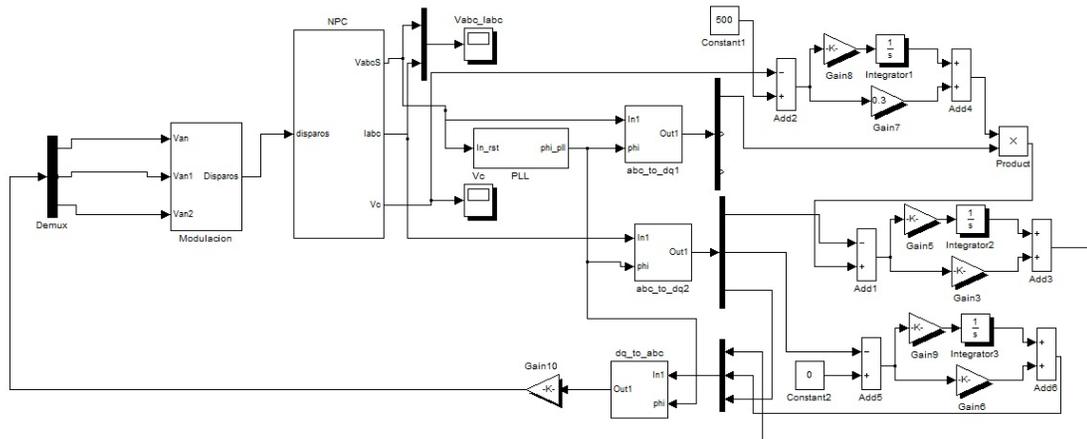


Figura 5.7: *Inversor NPC trifásico de tres niveles implementado en Simulink.*

En la figura 5.8, se observa el voltaje de los capacitores en el nivel de referencia, el cual fue fijado a 120V.

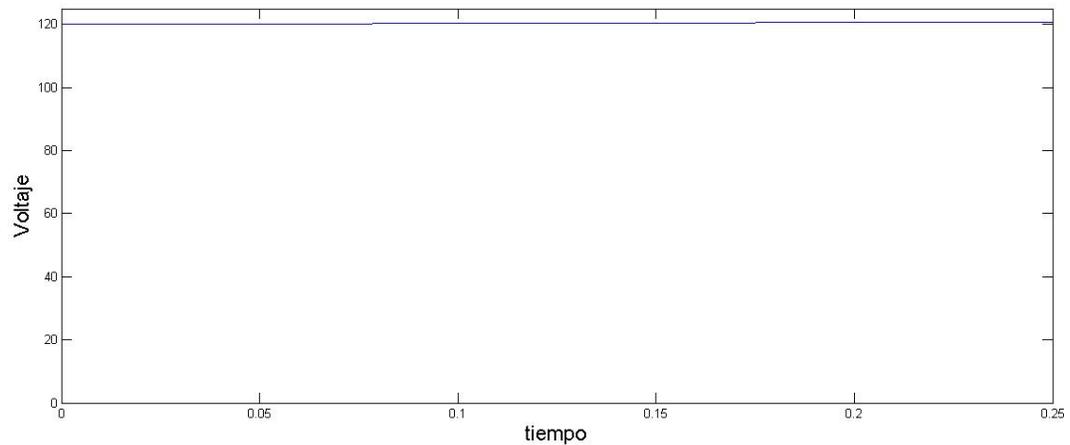


Figura 5.8: *Voltaje de los capacitores a 120V de carga.*

Enseguida en la figura 5.9, se muestra la salida del lazo de control para la corriente i_d , en donde se aprecia un sobretiro y llega al nivel de referencia deseado.

Posteriormente, la salida del lazo de control para la corriente i_q , se aprecia en la figura 5.10, a un nivel aproximado de cero.

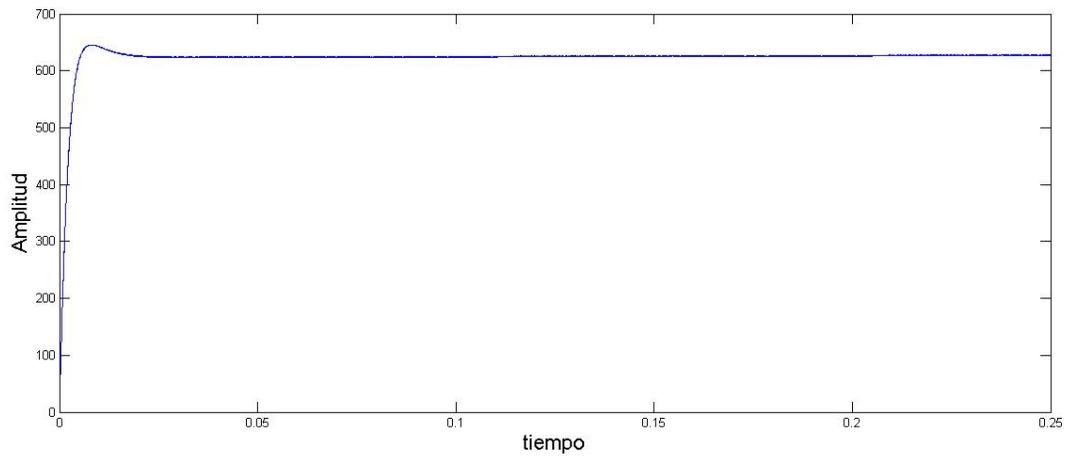


Figura 5.9: Salida del lazo de corriente i_d .

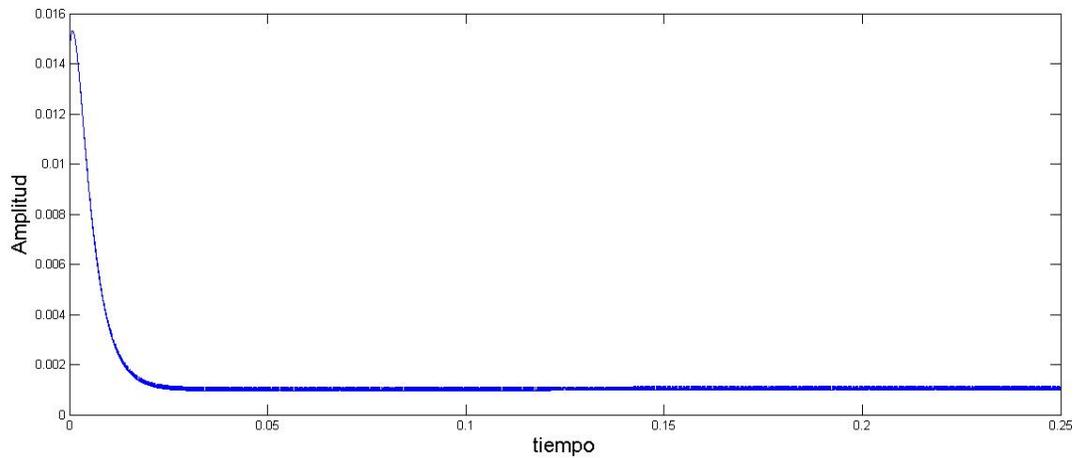


Figura 5.10: Salida del lazo de corriente i_q .

A continuación en la figura 5.11 se muestra las señales de corriente reconstruidas a la salida del bloque de transformada inversa de Park, las cuales servirán como referencia en la etapa de modulación.

Enseguida se aprecia en la figura 5.12, el voltaje de la red en sincronía con la corriente de la fuente.

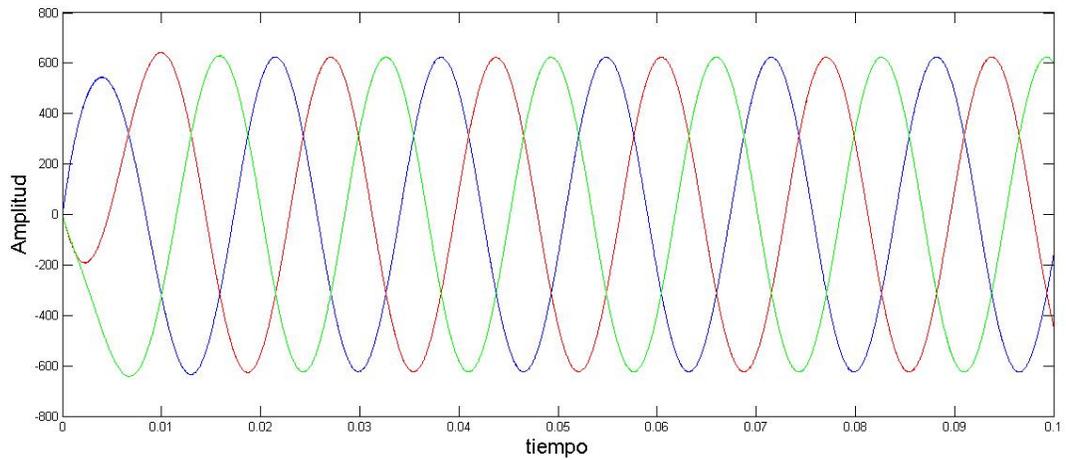


Figura 5.11: *Señales de corriente reconstruidas.*

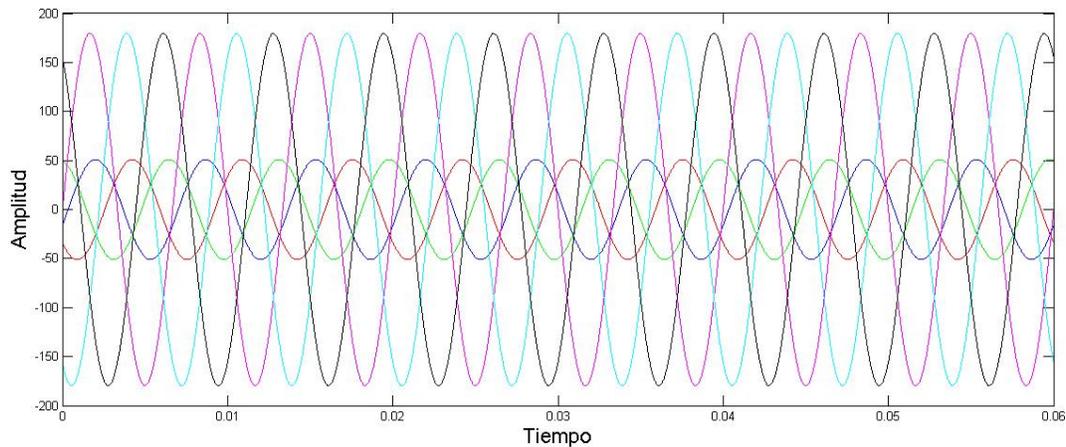


Figura 5.12: *Voltaje y corriente en sincronía.*

Una vez teniendo los resultados simulados, se procede con la parte experimental, para la cual consta de etapas:

- Etapa de control. Se realiza la programación de la ley de control, la toma de voltajes y corrientes, además del proceso de cambio de variables con matrices equivalentes; en un sistema como Arduino DUE o DSP2812 de Texas Instrument.
- Etapa de acondicionamiento de señales. Las señales que provienen del control hacia la etapa de potencia, se acondicionan con optoacopladores, dando así aislamiento galvánico. Otro acondicionamiento es de la toma de las señales de voltaje y corriente, las cuales se hace con sensores de efecto Hall, además de pasar por

Capítulo 5: Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

amplificadores operacionales y un offset para tener valores entre 0 y 3.3V que es lo permitido por la etapa de control.

- Etapa de potencia. Es donde se encuentran los dispositivos semiconductores de potencia a utilizar: diodos y transistores.

5.3.1. Acoplamiento de señales.

Para poder mandar los disparos proporcionados por la etapa de control hacia la etapa de potencia, es necesario acondicionar las señales, además de proporcionar aislamiento galvánico. Para éste propósito se desarrollan las placas descritas en los apéndices B1 y B2, teniendo la placa de doce fuentes de poder de 12 V, una por cada señal de disparo y otra placa con el arreglo de optoacopladores. El optoacoplador a utilizar es el H11L1M que tiene las siguientes características principales:

- Alta velocidad hasta el rango de 1MHz.
- Incorpora salida Schmitt trigger.
- Voltaje de entrada de 3 a 16V.
- Voltaje de salida de 0 a 16V

El diagrama de conexión del optoacoplador es el que se aprecia en la figura 5.13.

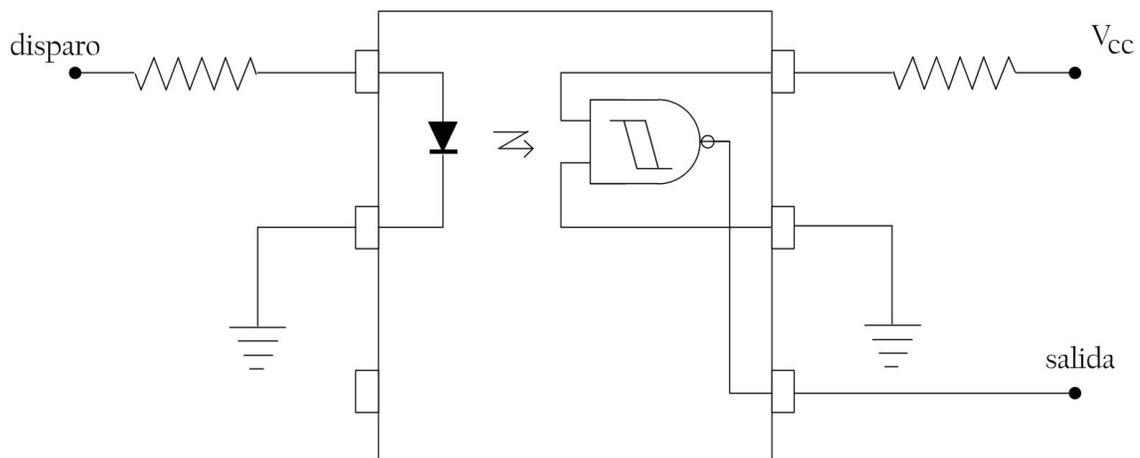


Figura 5.13: Diagrama de conexión del optoacoplador.

Los dispositivos semiconductores a utilizar son MOSFET IRFP27N60K que se encienden a partir de 10V. La respuesta de uno de los disparos que accionan el MOSFET se muestra en la figura 5.14.

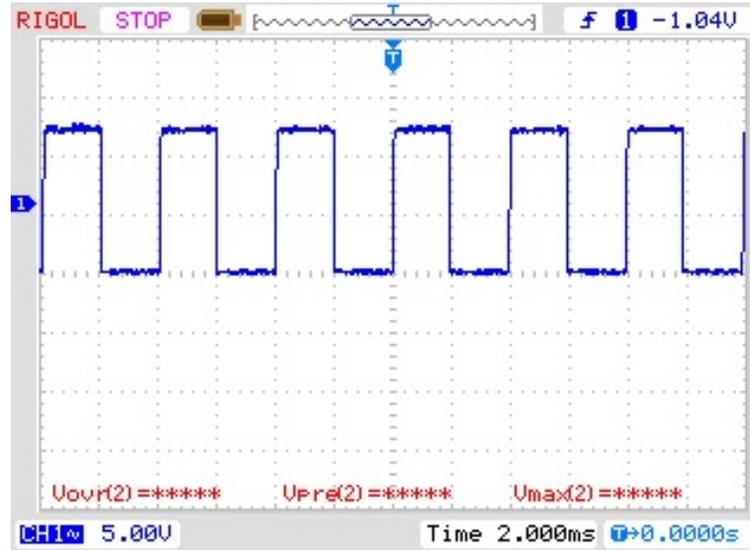


Figura 5.14: Disparo a la salida del optoacoplador.

5.3.2. Etapa de potencia y de control.

El prototipo de pruebas fue diseñado para ser capaz de trabajar con cargas de hasta 3.6 kW de potencia. Bajo estas características se escogieron los componentes necesarios para su implementación, además se llevaron a cabo simulaciones numéricas para que correspondieran con los valores reales.

Para escoger los valores de capacitancia e inductancia se realizó el cálculo teórico necesario y posteriormente las simulaciones en MATLAB2011a. Se escogió una frecuencia de conmutación de 15 kHz, permitiendo tener un rango relativamente alto de conmutación y al mismo tiempo, el tamaño de la bobina no sea muy grande, quedando el valor de 3 mH. Los valores de los capacitores se diseñaron a 2200 μ F a 200 V.

En base a las especificaciones del sistema, se seleccionan los dispositivos semiconductores, dejando un margen de operación superior a las características del equipo. De esta manera, se seleccionan los elementos pasivos y se realiza un estudio sobre las condiciones de funcionamiento nominal y máximo para los elementos de disipación y acomodo de dispositivos, cabe denotar que se trata de un prototipo de pruebas en el que se busca funcionalidad, teniendo fácil acceso a mediciones de interconexión y calibración del sistema. El PCB desarrollado se especifica en el apéndice B3.

De esta forma el listado de componentes que se requieren para el NPC trifásico de tres niveles es el siguiente:

Capítulo 5: Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

Cantidad	Descripción
12	MOSFET IRF640
6	Diodos ultrarápidos RURP3060
1	Resistencia de 10 k Ω a 10 W
2	Capacitor UNITED CHEMI-CON 2200 μ F a 200 V
3	Bobina de 3 mH

Tabla 5.1: Componentes para el NPC trifásico.

Para el prototipo son necesarias las siguientes medidas:

- 3 medidas de tensión en alterna
- 3 medidas de corriente en alterna
- 2 medidas de tensión en continua

Por lo que se realiza una placa de adquisición de señales, que es necesaria como interfaz entre los sensores y la placa de control. En el caso de voltaje se utiliza el sensor LV-25P y para corriente el ACS712, para el caso de voltaje los sensores necesitan acondicionamiento, ya que Arduino DUE acepta voltajes de 0 a 3.3 V. El acondicionamiento del sensor de corriente no es necesario, ya que viene listo para conectarse. Los PCB's desarrollados se detallan en el apéndice B4.

En la figura 5.15 se muestra el esquemático para la conexión de las medidas en alterna.

En la figura 5.16, se ilustra el esquemático para la adaptación del sensor LV-25P de tensión en continua.

5.3.3. Resultados experimentales.

Se programa la ley de control desarrollada para la tarjeta de desarrollo Arduino DUE, en conjunto con las transformaciones equivalentes de Clarke y de Park, además de la implementación del FRF-PLL. El programa completo se detalla en el apéndice B5.

En la figura 5.17 se puede apreciar el voltaje trifásico acondicionado por la tarjeta de adquisición de señales, antes de la etapa de control.

Capítulo 5: Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

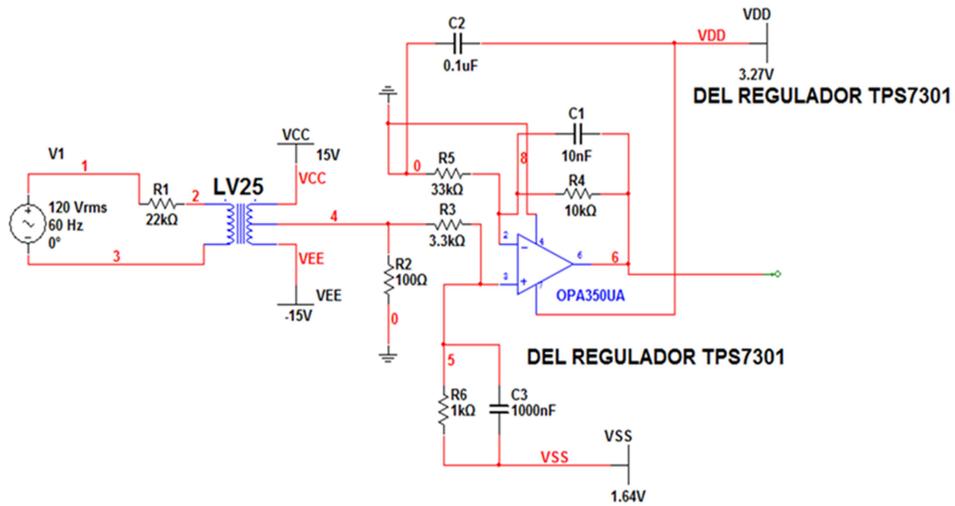


Figura 5.15: Adaptación del sensor de voltaje en alterna.

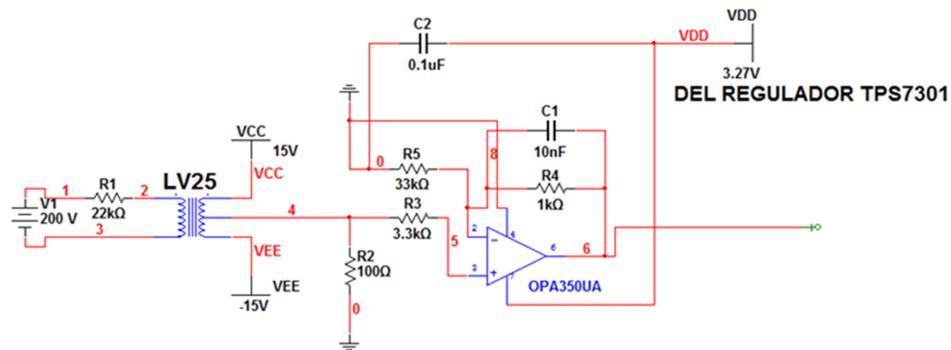


Figura 5.16: Adaptación del sensor de voltaje en continua.

Finalmente en la figura 5.18 se muestra la salida de control para las corrientes i_d e i_q , una estabilizada en un nivel de referencia y la otra en un valor de cero.

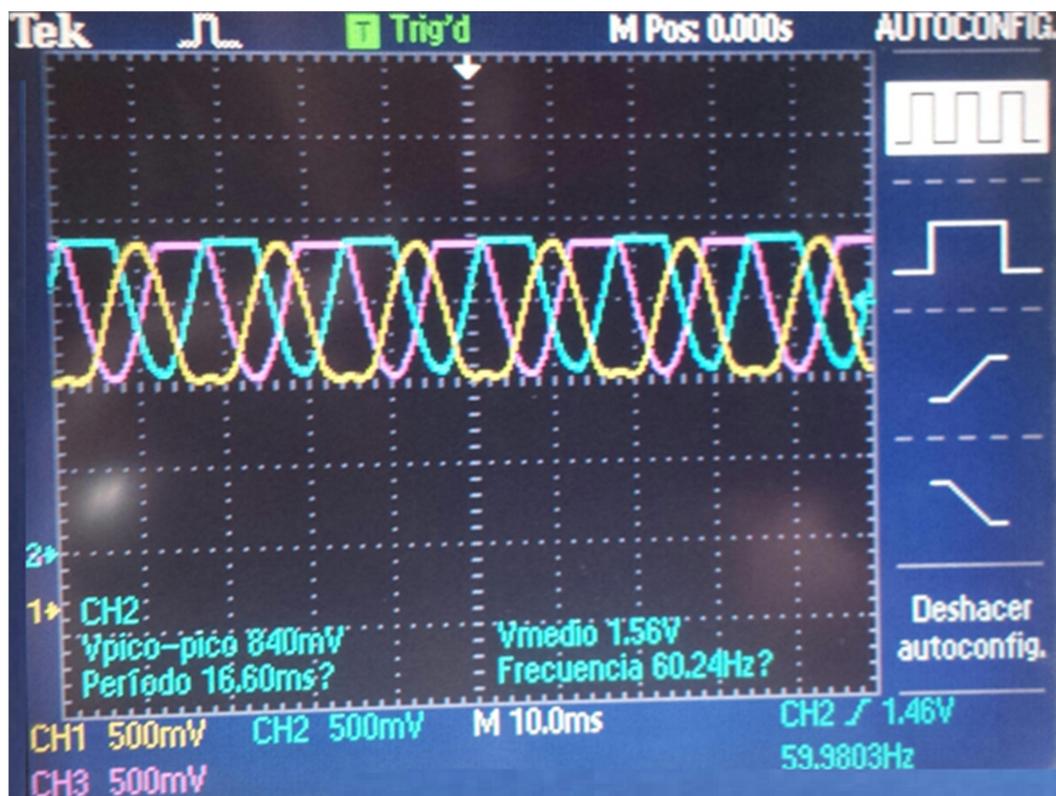


Figura 5.17: Voltaje de trifásica.

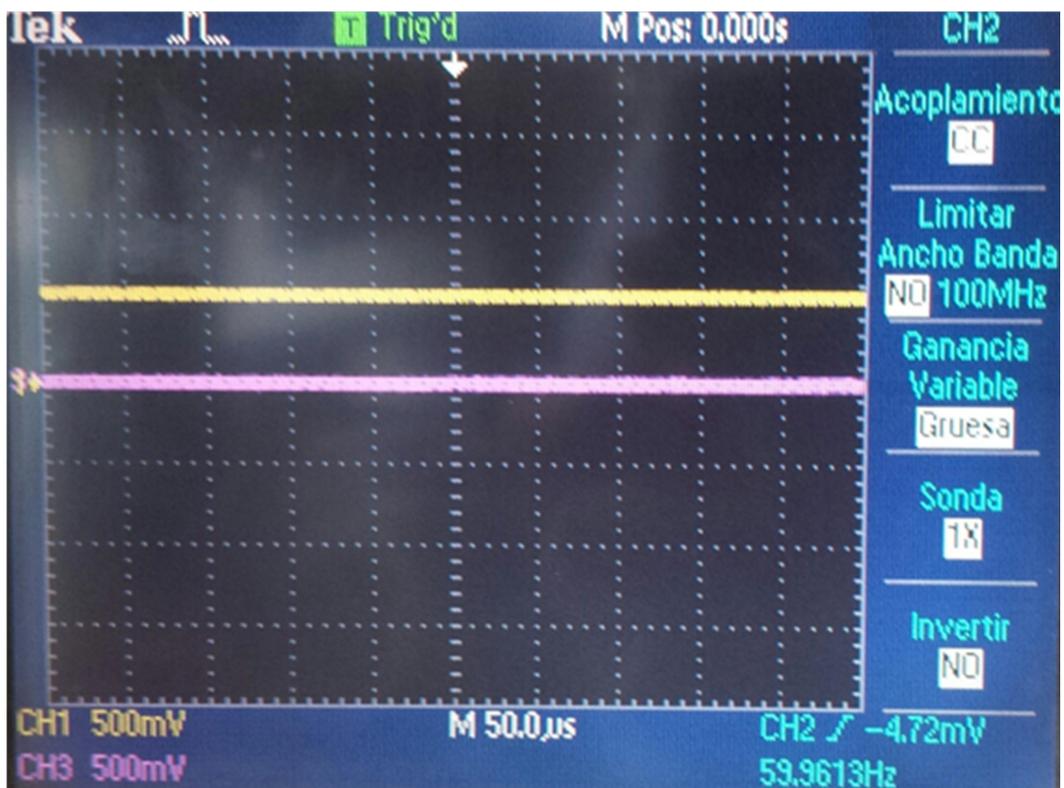


Figura 5.18: Respuesta de corriente i_{dq} .

Capítulo 6: Conclusiones

En este capítulo se realiza una recopilación de los aspectos más importantes que se obtuvieron durante el desarrollo del presente trabajo de tesis a través de una serie de puntos que representan el desempeño y características del sistema implementado. Además con base en los resultados y análisis desarrollados se proponen trabajos a futuro para ampliar y sustentar la investigación realizada.

6. Conclusiones

Este trabajo representa una contribución en el análisis de las propiedades del modelo matemático de un inversor multinivel NPC trifásico de tres niveles con conexión a red eléctrica con probable alimentación de colectores solares. Se desarrolló un PLL trifásico para la obtención del ángulo de fase, el cual sirve para cambiar el modelo a coordenadas dq , además se desarrolló una ley de control que trabaja en base a dicho modelo dq validándose con resultados experimentales.

6.1. Inversor NPC trifásico.

La tecnología multinivel con inversores NPC trifásicos han sido relevantes desde hace tiempo en aplicaciones de mediana y alta potencia, dadas a unas series de características que se mencionan a continuación:

- El número de capacitores es reducido, en comparación a otras topologías multinivel, con lo cual se pueden reducir costos.
- Es posible conectarlo de forma directa a un bus de CD, sin necesidad de utilizar capacitores adicionales.
- No requiere el uso de transformadores.
- Debido a los componentes que utiliza el control es más sencillo que en otras topologías.

6.2. Análisis matemático.

Los resultados del análisis del modelo matemático arrojan lo siguiente:

- Se puede realizar una aproximación para la topología del NPC trifásico de tres niveles, considerando un voltaje en los capacitores a balancear en lugar de dos.
- Realizando la transformada de Clarke, podemos representar la señal trifásica en dos señales ortogonales sin pérdida de información.

- Se puede simplificar el modelo matemático realizando la transformada de Park para dejar en términos de coordenadas dq y obteniendo de un sistema trifásico uno de dos señales constantes a controlar que se encuentran rotando respecto al ángulo de fase.

Cabe denotar que hasta este punto, los resultados fueron sin ley de control.

6.3. Modelado matemático del colector solar disco parabólico.

Se realizó el modelado matemático del colector solar disco parabólico, para obtener sus eficiencias combinadas, tanto del colector como de la generación de energía, tomando en consideración el uso de un motor Stirling. El modelo matemático fue validado a través de simulaciones numéricas, mediante la hoja de datos del colector solar EuroDish y la base de datos del servicio meteorológico nacional para un día de otoño, obteniéndose los siguientes resultados:

- La energía total colectada concuerda con las curvas para irradiancia y temperatura.
- El modelo utilizado considera las temperaturas tanto ambiente como del plato absorbedor, la absorptividad y reflectividad del mismo.
- Se muestra la relación entre la energía total de colectada y la energía total concentrada.
- Los cálculos de eficiencia concuerdan con los descritos en la hoja de datos, teniendo un rango de 5-25 kW, y obteniéndose en las simulaciones una potencia generada de 6.5 kW.

6.4. PLL monofásico y trifásico.

Se presentó primeramente el desarrollo de un PLL monofásico basado en un observador adaptable, que tiene el objetivo de estimar la frecuencia fundamental, el ángulo de fase y la amplitud de una señal de entrada. Basándose en el modelo del PLL monofásico, se realizó el FRF-PLL, con el objetivo de obtener el ángulo de fase de una señal trifásica, el cual es necesario para completar la transformación en coordenadas dq .

Los resultados del PLL monofásico fueron:

- Se realiza la estimación de la frecuencia fundamental, el ángulo de fase y amplitud de la señal de entrada.
- El proceso de diseño considera la señal de entrada como un oscilador armónico en donde se supone que solamente la señal $v_S(t)$ se encuentra disponible.
- Con el modelo propuesto, se diseña un estimador de estados para reconstruir una copia de la señal de entrada e incorporando un amortiguamiento.
- Se incorpora una ley adaptable para reconstruir la frecuencia angular.
- El sistema fue probado mediante simulaciones y resultados físicos, probando su capacidad de funcionar en cambios de frecuencia, cambios abruptos de señal e incluso filtrando una señal contaminada con ruido a la entrada del PLL.

En el caso del FRF-PLL, los resultados son los que a continuación se enuncian:

- Se realiza la estimación de la frecuencia fundamental y las secuencias tanto positiva como negativa de una señal trifásica desbalanceada.
- El proceso involucra la propuesta de un modelo que reproduce con exactitud la evolución de un sistema trifásico.
- Se diseña en base al modelo propuesto un estimador de estados con un amortiguamiento para reconstruir las secuencias positiva y negativa.
- Se incorpora una ley adaptable para reconstruir la frecuencia angular.
- El sistema fue probado mediante simulaciones, probando ser robusto ante cambios de frecuencia angular y distorsión armónica.

6.5. Modulación NPC star center.

Se optó por implementar una modulación NPC star center con multiportadoras, que incorpora el máximo y el mínimo de las tres señales trifásicas con signo negativo, entre

los resultados de utilizar este tipo de modulación podemos encontrar:

- Se inyecta el tercer armónico, con lo que el balance de las señales se vuelve más sencillo.
- Relativamente fácil de implementar, ya que involucra obtener el máximo y mínimo de la señal y compararlo con multi portadoras.
- Contiene bajo contenido armónico, por las propiedades de las portadoras.

6.6. Implementación del inversor NPC trifásico de tres niveles.

6.6.1. Desarrollo del controlador.

El controlador desarrollado se aplica para el modelo matemático en coordenadas dq , el cual fue diseñado para garantizar la sincronización de las energías de la red eléctrica y la energía generada por el inversor. Además se garantiza el balance del voltaje en los capacitores, para que llegue a un nivel de referencia. Los resultados arrojan lo siguiente:

- Debido a que se transforma el modelo matemático, las variables a controlar quedan más directas. Se expresa en coordenadas dq .
- Gracias a que el controlador está en coordenadas dq , se utiliza un PLL-FRF para obtener el ángulo de fase de la red eléctrica.
- Con el modelo transformado, los lazos de control se dividen en tres partes:
 - Lazo de control para el voltaje en el capacitor. Se utilizó un controlador PI para llevar el voltaje en los capacitores a un nivel de referencia deseado.
 - Lazo de control para la corriente d . Se llevó a la componente d mediante un controlador PI a un nivel de referencia constituido por la multiplicación de la componente d del voltaje de línea y la salida de control del lazo para el control del voltaje en el capacitor.
 - Lazo de control para la corriente q . Mediante un controlador PI , se fuerza a la componente d a que llegue a un nivel de referencia cero.

6.6.2. Resultados.

Se llevaron a cabo resultados por simulación y experimentales del NPC trifásico de tres niveles, verificando así el funcionamiento de la ley de control propuesta. Los principales logros se enuncian a continuación:

- Transformaciones equivalentes. Se logró la correcta implementación de las transformadas de Clarke y de Park tanto en scripts de Simulink de Matlab como en la plataforma Arduino, para esto fue necesario programar el FRF-PLL para la obtención del ángulo de fase.
- Voltaje en los capacitores. Se aprecia el voltaje en los capacitores llegando y estableciéndose en un nivel de referencia deseado.
- Lazo de control d . Se muestran resultados experimentales y por simulación de la componente d de la corriente trifásica manteniéndose en un nivel de referencia deseado.
- Lazo de control q . Se aprecian resultados por simulación y experimentales de la componente q de la corriente trifásica estableciéndose en un nivel de referencia de cero.
- Se logra hacer la reconstrucción de la señal trifásica que servirá como referencia para la modulación NPC star center.
- Se muestra la sincronización del voltaje trifásico de la red y de la corriente generada por el inversor, probando el correcto funcionamiento de la ley de control.

La ley de control es relativamente sencilla, ya que aprovecha las bondades del sistema transformado. Es crucial para el desarrollo del controlador un algoritmo de fijación adecuado que calcule el ángulo de fase y poder implementar la transformación equivalente de Park. Gracias a las componentes dq del voltaje trifásico y el ángulo de fase, es posible sincronizar el voltaje de la red eléctrica y la corriente generada por el inversor. Se puede implementar de forma relativamente sencilla en la plataforma Arduino DUE y sin tener la necesidad de una mayor capacidad de cómputo, teniendo una ley de control completa, eficiente y al mismo tiempo que no incremente el costo del prototipo.

6.7. Trabajo a futuro.

Existen diversas mejoras que se pueden implementar en el trabajo desarrollado, como las que a continuación se enuncian:

- Se puede mejorar la etapa de modulación de la señal al momento de utilizar una modulación más compleja como lo es la de espacio vectorial.
- En la etapa del controlador se puede proponer un control más robusto que un proporcional integral, como un controlador por modos deslizantes y mejorar la respuesta del sistema.
- Se propone desarrollar a futuro el análisis de la calidad de energía mostrando así la distorsión armónica, el factor de potencia, potencia compleja.
- Se puede utilizar de forma más compleja el inversor NPC trifásico de tres niveles, un ejemplo de ello sería a través de filtro activo.
- Usar un dispositivo más potente para aplicar la ley de control y así obtener resultados más eficientes.
- Mejorar el prototipo para propósito industrial con estándares de calidad.

6.8. Aportaciones.

6.8.1. Presentaciones en congresos.

Con el desarrollo del trabajo de tesis, se logró la participación en los siguientes congresos a nivel nacional:

1. R.C. Martínez-Montejano. “Controlador basado en el modelo matemático para un convertidor multinivel HB-5 usado como filtro activo”. Tercera Ecpoeléctri-k. 2012.
2. R.C. Martínez Montejano, I. Campos-Cantón. “Inversor monofásico de 5 niveles usado como filtro activo”. Concurso de Exhibición de Carteles de Proyectos de Investigación de Estudiantes de Posgrado de la UASLP. 2012.

3. R.C. Martínez-Montejano, R. Castillo-Meraz, I. Campos-Cantón. “Ley de control basada en el modelo matemático de un inversor monofásico de 5 niveles con interconexión a red”. Congreso de Computación y Electrónica, CONCyE. 2013.
4. R.C. Martínez-Montejano, R. Castillo-Meraz. I. Campos-Cantón. Expositor en proyecto en el Concurso de Enseñanza e Investigación 2013 “Fis. Candelario Pérez Rosales”. XIII Semana del IICO. 2013.
5. R.C. Martínez-Montejano. “Generalización de la ley de control basado en el modelo matemático para un convertidor puente H en cascada usado como filtro activo”. Taller de Circuitos y Sistemas, TASyS. 2015.
6. R. Castillo-Meraz, R.C. Martínez-Montejano, I. Campos-Cantón. “Medida Experimental y Modelado Matemático de Módulos Fotovoltaicos”. XI Semana Nacional de Ingeniería Electrónica SENIE. 2015.

6.8.2. Premios.

- R.C. Martínez-Montejano, I. Campos-Cantón. “Inversor monofásico de 5 niveles usado como filtro activo.”. Segundo lugar en el Concurso de Exhibición de Carteles de Proyectos de Investigación de Estudiantes de Posgrado de la UASLP. 2012.

6.8.3. Publicaciones.

- R. Castillo-Meraz, R.C. Martínez-Montejano, F. Delgado-Arandas, I. Campos-Cantón. “Sistema híbrido fotovoltaico-eólico para la generación de energía eléctrica”, Revista Académica de Investigación Tlatemoani, 2013.
- R. Castillo-Meraz, R.C. Martínez-Montejano, I. Campos-Cantón. “Transformación de energías limpias en corriente alterna”, Revista Universitarios Potosinos, 2013.
- R.C. Martínez-Montejano, R. Castillo-Meraz, R.E. Lozoya-Ponce, I. Campos-Cantón, M.F. Martínez-Montejano, R.O. Lozoya Ponce. “Phase Locked Loop based on adaptive observer”, International Review of Electrical Engineering (IREE), 2014.

- R.C. Martínez-Montejano, R. Castillo-Meraz, I. Campos-Cantón, M.F. Martínez-Montejano. “Generalization of a model based controller for the n-level cascaded H-bridge multilevel converter used as active shunt filter”, *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 2014.
- R. Castillo-Meraz, R.C. Martínez-Montejano, I. Campos-Cantón, M.F. Martínez-Montejano. “Modelado matemático de celdas solares fotovoltaicas”, *Revista Capital Intelectual*, 2015.
- R.C. Martínez-Montejano, R. Castillo-Meraz, P. Salas-Castro, I. Campos-Cantón, M.F. Martínez-Montejano. “Software based reconfiguration for the Cascaded H-Bridge multilevel converter”, *International Journal of Engineering Research and Science*, 2016.

Bibliografía

- [1] Instituto de Investigaciones Legislativas del Senado de la República, “Nuevas Energías Renovables: Una Alternativa Energética Sustentable para México”, Agosto 2004.
- [2] N. Arnell, E. Tomkins, N. Adger, K. Delaney, “Vulnerability to abrupt climate change in Europe Technical Report”, *Tyndall Centre for Climate Change Research, Norwich*, November 2005.
- [3] Energy Information Administration, Department of Energy, <http://www.eia.doe.gov/>, July 2013.
- [4] S. Zekai, “Solar Energy Fundamentals and Modeling Techniques”, In *Springer*, 2008.
- [5] M. Romero-Álvarez, “Energía Solar Termoeléctrica”, *Director de Plataforma Solar de Almería-CIEMAT*, 2001.
- [6] “Energía Solar de Concentración, Perspectiva Mundial 2009”, *Greenpeace, SolarPaces, ESTELA*, 2009.
- [7] Y. He, P. Liu, J. Liu, Z. Wang, “A design Method of Hybrid Cascade Multilevel Structure for Active Power Filter Application in Moderate-Voltage Grid”, *International Power Electronics Conference*, 2010.
- [8] J. Rodriguez, L.G. Franquelo, S. Kuoro, J.I. Leon, R. Portillo, M.A.M. Prats, M.A. Perez, “An enabling technology for high power applications”, *Proc. IEEE*, vol. 97, No. 11, pp. 1786-1817, 2009.
- [9] K. Gupta, M. Azad, “Topology for Multilevel Inverters to Attain Maximum Number of Levels from given DC Sources”, *IET Power Electronics*, vol. 5, 2012.
- [10] S. Khomfoi, M. Tolbert, “Multilevel Power Converters”, *Power Electronics Handbook*, Chapter 17, pp. 451-482, 2007.
- [11] N. Jamjanraj, A. Oonsinviali, “Review of Multilevel Converters/Inverters”, *International Review of Electrical Engineering IREE*, vol. 8, pp. 514-527, 2013.
- [12] M. Marchesoni, P. Tenca, “Diode-Clamped Multilevel Converters: A Practicable Way to Balance DC-Link Voltages”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, No. 4, August 2002.

- [13] J. Rodríguez, J.S. Lai, F.Z. Peng, “Multilevel Inverters: A survey of topologies, controls and applications”, *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, Vol 49, No. 4, pp 724-738, August 2002.
- [14] M. H. Rashid, “Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones”, 2a. Ed. Pearson Education, 1995.
- [15] J. Barrena, L. Marroyo, M. Vidal, J. Apraiz, “Individual voltaje balancing strategy for PWM cascaded H-bridge converter based STATCOM”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, , pp. 21-29, 2008
- [16] Y. Kim, H. Cha, B. Song, K.Y. Lee, “Design and control of a grid connected three-phase 3-level NPC inverter for building integrated photovoltaic systems”, *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)*, pp. 1-7, January 2012.
- [17] I. López, S. Ceballos, J. Pou, J. Zaragoza, J. Andreu, I. Kortabarria, V.G. Agelidis, “Modulation strategy for multiphase neutral point clamped converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, No. 2, pp. 928-941, 2016.
- [18] Z. Shen, K. Jin, “Control Strategy reducing input impedance in two-stage three-phase 3L-NPC Photovoltaic inverter”, *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, pp. 1311-1321, November 2014.
- [19] S.V. Karanki, D. Xu, “Voltage droop control of dual active bridge for integrating battery energy storage to utility grid”, *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2227-2232, September 2014.
- [20] J. Adhikari, A.K. Rathore, S.K. Panda, “Modellind design and control of grid connected converter for high altitude wind power application”, *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA)*, pp. 1775-1780, May 2014.
- [21] S.V. Karanki, D. Xu, “NPC based dual active bridge topology for integrating battery energy storage to utility grid”, *Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2014 IEEE 27th Canadian Conference on*, pp. 1-6, May 2014.
- [22] S. Sezen, A. Aktas, M. Ucar, E. Ozdemir, “A three-phase three-level NPC inverter based grid-conneted photovoltaic system with active power filtering”, *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, pp. 1331-1335, September 2014.
- [23] F. Khoucha, K. Marouani, M. Benbouzid, A. Kheloui, A Mamoune, “A 7 level single DC source cascaded H-bridge Multilevel Inverter with a modified DTC Scheme for Induction Motor-based electric Vehicle Propulsion”, *International Journal of Vehicular Technology*, pp. 1-10, 2013.

- [24] S. Khomfoi, L.M. Tolbert, “Multilevel Power Converters”, *Power Electronics Handbook, 2nd Edition, Elsevier*, ch. 31, 2007.
- [25] M.A. Sonderstrand, S.B. Lee, P. Chung, “Mini-Dish Based hybrid concentrated solar power (CSP) system for home use”, *IEEE 56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, pp. 689-692, August 2013.
- [26] G. Brakmann, R. Aringhoff, S. Teske, “Energía Solar Termoeléctrica 2020 pasos firmes contra el cambio climático”, *Greenpeace*, pp. 1-48, 2004.
- [27] D. Martínez-Plaza, “Informe bianual plataforma solar de Almería 2008-2009”, *Centro de Investigaciones Energéticas, Medioambientales y Tecnológicas (CIEMAT)*, pp. 1-177, 2009.
- [28] R.A. Serway, J.W. Jewett, “Física para ciencias e ingeniería”, *CENGAGE Learning*, ch. 20, pp. 532-542, vol. 1, 2008.
- [29] A. Varela-Souto, “Estudio y modelización de un motor Stirling”, *Trabajo final de grado, Universidad Politécnica de Catalunya*, pp. 1-87, June 2014.
- [30] P.R. Foster, “Innovative Rotatory Displacer Stirling Engine: Sustainable Power Generation for Private and Fleet Vehicle Application”, *The Journal of Technology Studies*, vol. 37, no. 2, 2011.
- [31] B. Kongtragool, S. Wongwises, “A review of solar-powered Stirling engines and low temperature differential Stirling engines”, *Renewable Energy*, no. 7, pp. 136-142, 2003.
- [32] B. Kontragool, S. Wongwises, “Optimum absorber temperature of a once-reflecting full conical concentrator of a low temperature differential Stirling engine”, *Renewable Energy*, no. 30, 2005.
- [33] S. Bergermann, “Euro-Dish system description”, *Schlaich Bergermann und Partner GbR Structural Consulting Engineers*, June 2001.
- [34] C.T. Chen, “Linear System Theory and Design”, *The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering*, 1999.
- [35] C. Montes-Chacón, S. Galcerán-Arellano, “Metodología para la docencia del control vectorial de la máquina síncrona de imanes permanentes”, *Trabajo final de carrera, Escuela Técnica Superior de Ingeniería Industrial de Barcelona*, March 2003.
- [36] F.M. González-Longatt, “Entendiendo la Transformación de Park”, *Universidad Nacional Experimental Politécnica de la Fuerza Armada Nacional de Venezuela*, June 2004.

-
- [37] M. Karimi-Ghartemani, "Linear and Pseudolinear Enhanced Phased-Locked Loop (EPLL) Structures", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1464-1474, March 2014.
- [38] S. A. Oliveira da Silva, V. D. Bacon, L. B. García-Campanhol, B. A. Angélico, "An Adaptive Phase-Locked Loop Algorithm for Single-Phase Utility Connected System", *Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1-10, September 2013.
- [39] L. Wang, Q. Jiang, L. Hong, C. Zhang, Y. Wei, "A novel Phase-Locked Loop Based on Frequency Detector and Initial Phase Angle Detector", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 28, no. 10, pp. 4538-4549, October 2013.
- [40] J. He, Y. W. Li, F. Bllabjerg, X. Wang, "Active Harmonic Filtering Using Current-Controlled Grid-Connected DG Units With Closed-Loop Power Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 642-653, February 2014.
- [41] K. J. Lee, J. P. Lee, D. S. Dong-Wook Yoo, H. J. Kim, "A novel Grid Synchronization PLL Method Based on Adaptive Low Pass Notch Filter for Grid-Connected PCS", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 292-301, January 2014.
- [42] L. Hadjidemetriou, E. Kyriakides, F. Blaabjerg, "An Adaptive Phase-Locked Loop Algorithm for Faster Fault Ride Thruh Performance of Interconnected Renewable Energy-Sources", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, September 2013.
- [43] Y. Park, S. K. Sul, W. C. Kim, H. Y. Lee, "Phase Locked Loop Based on an Observer for Grid Synchronization", *IEEE Transactions on Industry Applications*, March 2013.
- [44] M. Chichowlas, M. Malinowski, D. L. Szobczuk, M. P. Kazmierkowski, P. Rodríguez, J. Pou, "Active filtering function of three phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 2, pp. 410-419, April 2005.
- [45] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone and grid-connected mode", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 1323-1332, September 2004.
- [46] M. Karimi-Ghartamani, M. R. Iravani, "A Nonlinear Active Filter for Online Signal Analysis in Power Systems: Applications", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, no. 2, pp. 617-622, 2002.
- [47] S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. Cardoso-Filho, R. P. Campana, W. C. Boaventura, "Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-Phase Grid-connected systems", *Proceedings of 39th Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 2259-2263, 2004.

- [48] R. M. Santos-Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, A. F. Souza, “Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2923-2932, 2008.
- [49] S. A. O. Silva, A. Goedel, C. F. Nascimento, L. B. G. Campanhol, D. Paiao, “A comparative Analysis of p-PLL Algorithms for Single-Phase Utility Connected Systems”, *Proceedings 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009.
- [50] S. A. O. Silva, R. Novochadlo, R. A. Modesto, “Single Phase PLL Structure Using Modified p-q Theory for Utility Connected Systems”, *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4706-4711, 2008.
- [51] M. Hamouda, F. Fnaiech, K. Al-Haddad, “Modeling and Adaptive Control of Two-Stage Matrix Converters, International Review of Electrical Engineering”, *IEEE International Review of Electrical Engineering*, vol. 3, pp. 83-92, 2008.
- [52] M. Ovassaid, M. Moaroufi, M. Cherkaoui, “Decentralized Nonlinear Adaptive Control and Stability Analysis of Multimachine Power System”, *International Review of Electrical Engineering, IREE*, vol. 5, pp. 2754-2763, 2010.
- [53] Fang Shi, Jie Wang, “Hamilton Energy Theory based Coordinated Control of Generator Excitation and TCSC”, *International Review of Electrical Engineering, IREE*, vol. 7, pp. 3401-3407, 2012.
- [54] T.C. Lee, Z.P. Jiang, “Uniform Asymptotic Stability of Nonlinear Switched Systems With an Application to Mobile Robots”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, pp. 1235-1252, July 2008.
- [55] J.K. Hedrick, A. Girard, “Stability of Nonlinear Systems”, *Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications*, pp. 84-132, 2005.
- [56] G. Tao, “A Simple Alternative to the Barbalat Lemma”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, pp. 698, 1997.
- [57] J.G. Nielsen, M. Newman, H. Nielse, F. Blaabjerg, “Control and testing of a dynamic voltage restorer (DVR) at medium voltage level”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 806-813, May 2004.
- [58] M.H. Haque, “Power flow control and voltage stability limit: regulating transformer versus UPFC”, *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol.151, pp. 299-304, May 2004.
- [59] P. Mattavelli, “A loss-loop selective harmonic compensation for active filters”, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 37, no. 1, pp. 81-89, February 2001.

- [60] A. Arsie, C. Ebenbauer, “Refining LaSalle’s invariance principle”, *American Control Conference*, pp. 108-112, June 2009.
- [61] BYU Math, “LaSalle’s invariance principle: lecture 23”, *Brigham Young University*, pp. 1-5, October 1999.
- [62] P. Riedinger, M. Sigalotti, J. Daafouz, “On the algebraic characterization of invariant sets of switched linear systems”, *Automatica*, pp. 1-7, January 2010.
- [63] S. Capitaneau, “Graphical and algebraic synthesis for PWM methods”, *EPE*, vol. 11, no. 3, 2001.
- [64] G. Camacho, D. López, J. Díaz, C. Gaviria, “Caracterización de las técnicas de modulación pulse width modulation (PWM) aplicados a inversores trifásicos”, *Revista Epsilon*, no. 19, pp. 145-176, Diciembre 2012.

Apéndice A1

El programa por cada rama, es el mismo, se compara la señal proveniente de la suma del máximo y mínimo de la señal trifásica entre dos, en amplitud contra una señal portadora (triangular) en disposición de fase. En la figura 1, se muestra la conexión a bloques realizada en Simulink. El programa por cada rama se divide en dos secciones, una para la parte positiva y otra para la parte negativa. El código para la parte positiva se enuncia a continuación:

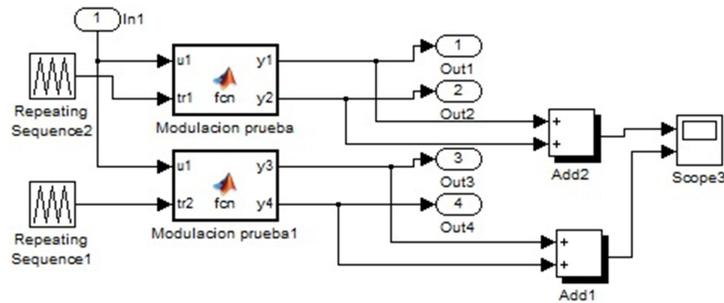


Figura 1: Diagrama a bloques en Simulink.

```
function [y1,y2] = fcn(u1,tr1)
y1=0;
y2=0;
if (tr1 >0.5)&&(u1>tr1)
y1 = 1; end
if(tr1>0)&&(tr1<0.5)&&(u1>tr1)
y2=1;
end
```

A continuación se ilustra el código para la parte negativa:

```
function [y3,y4] = fcn(u1,tr2)
y3=0;
y4=0;
if (tr2>-0.5)&&(u1<tr2)
y3 = 1;
end
if(tr2>-1)&&(tr2<-0.5)&&(u1<tr2)
y4=1;
end
```

Apéndice A2

El programa para implementar el FRF-PLL viene dado por el diagrama de bloques de la figura 1, en donde se hace primeramente una transformación a coordenadas $\alpha\beta$ de la siguiente manera:

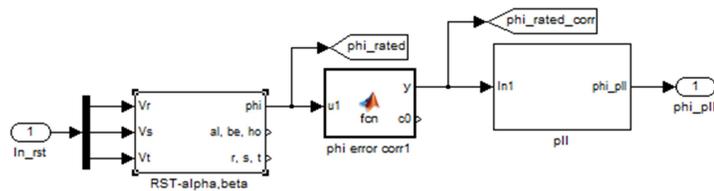


Figura 1: Diagrama a bloques en Simulink.

```
function [y_al, y_beta, y_ho] = fcn(x_r, x_s, x_t)
y_al = (2/3) * x_r - (1/3) * (x_s + x_t);
y_beta = (1/sqrt(3)) * (x_s - x_t);
y_ho = 0;
```

Enseguida, aparece un bloque que limita el ángulo obtenido, para minimizar el error, en donde el programa es el que a continuación se presenta:

```
function [y, c0] = fcn(u1)
c0=0;
if (u1 > 2*pi)
y = u1;
c0=1;
elseif (u1 < 0)
y = u1;
c0=2;
else
y=u1;
c0=3;
end
```

Finalmente, se presente el código utilizado en el bloque del PLL:

```
p_part = (corr_phi * 0,06)/250e - 6;
w_meas = p_part + Int2;
```

```
Int = 0,5 * (varant + w_meas);  
varant = w_meas;  
aux = p_part * 0,025;  
Int2 = 0,5 * (varant2 + aux);  
varant2 = aux;  
mod = Intphi_pll = mod;
```

Apéndice A3

Se utiliza primeramente el programa descrito en el apéndice 2, para poder calcular la señal en coordenadas $\alpha\beta$, teniendo esta transformación, se implementa el programa para cambiar a dq de la siguiente forma:

```
function[y_d,y_q,y_ho] = fcn(x_al,x_be,x_ho,teta)
y_d = x_al * cos(teta) + x_be * sin(teta);
y_q = -x_al * sin(teta) + x_be * cos(teta);
y_ho = x_ho;
```

Apéndice B1

Se muestra a continuación la placa desarrollada en PCB para las fuentes de alimentación:

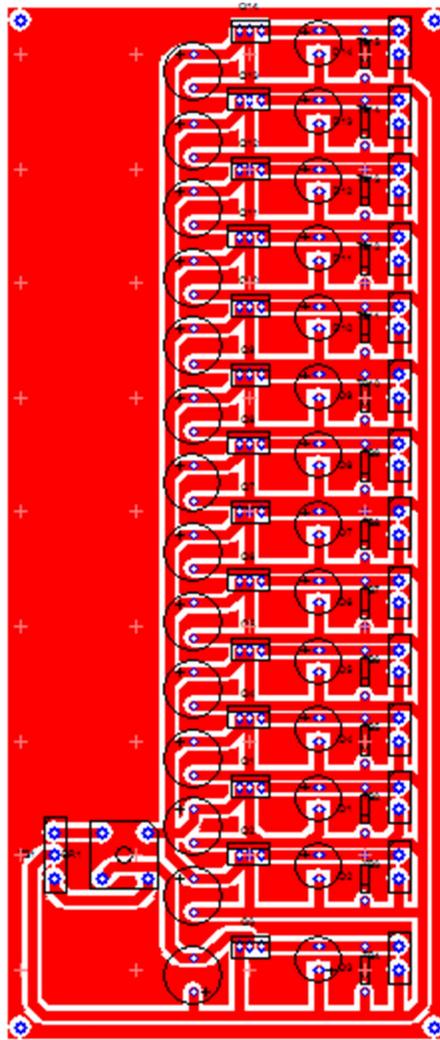


Figura 1: *PCB de fuentes de alimentación.*

Apéndice B2

Se muestra a continuación la placa de acondicionamiento de disparos:

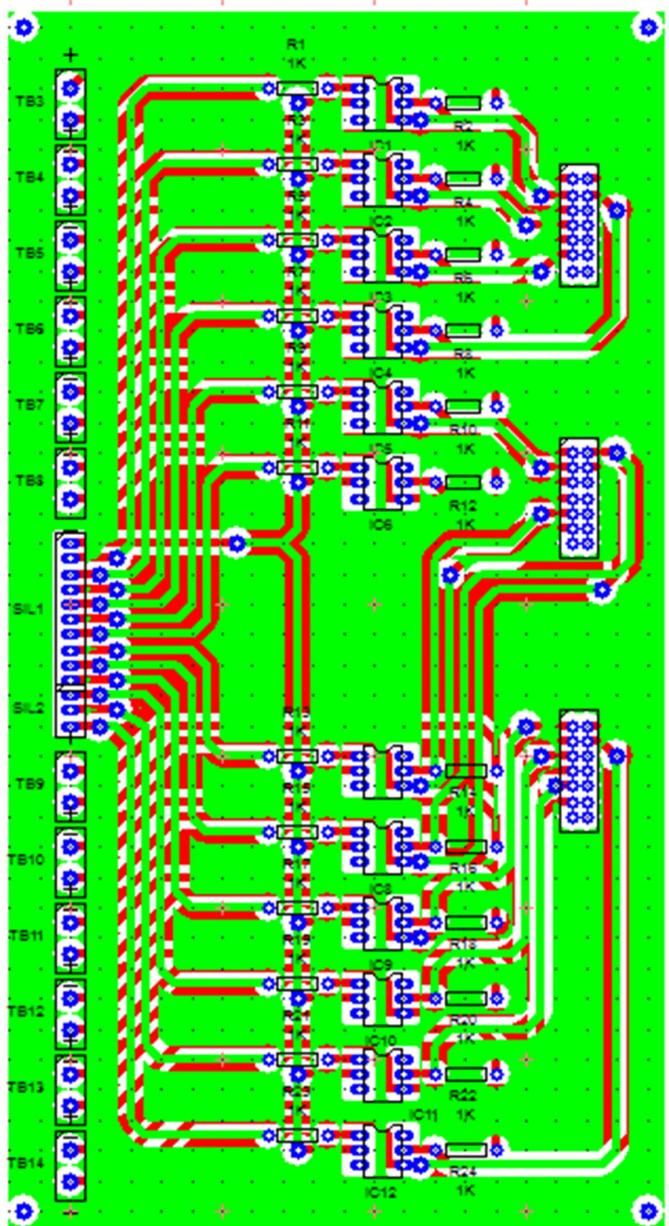


Figura 1: PCB de fuentes de alimentación.

Apéndice B3

Se muestra a continuación la placa de potencia:

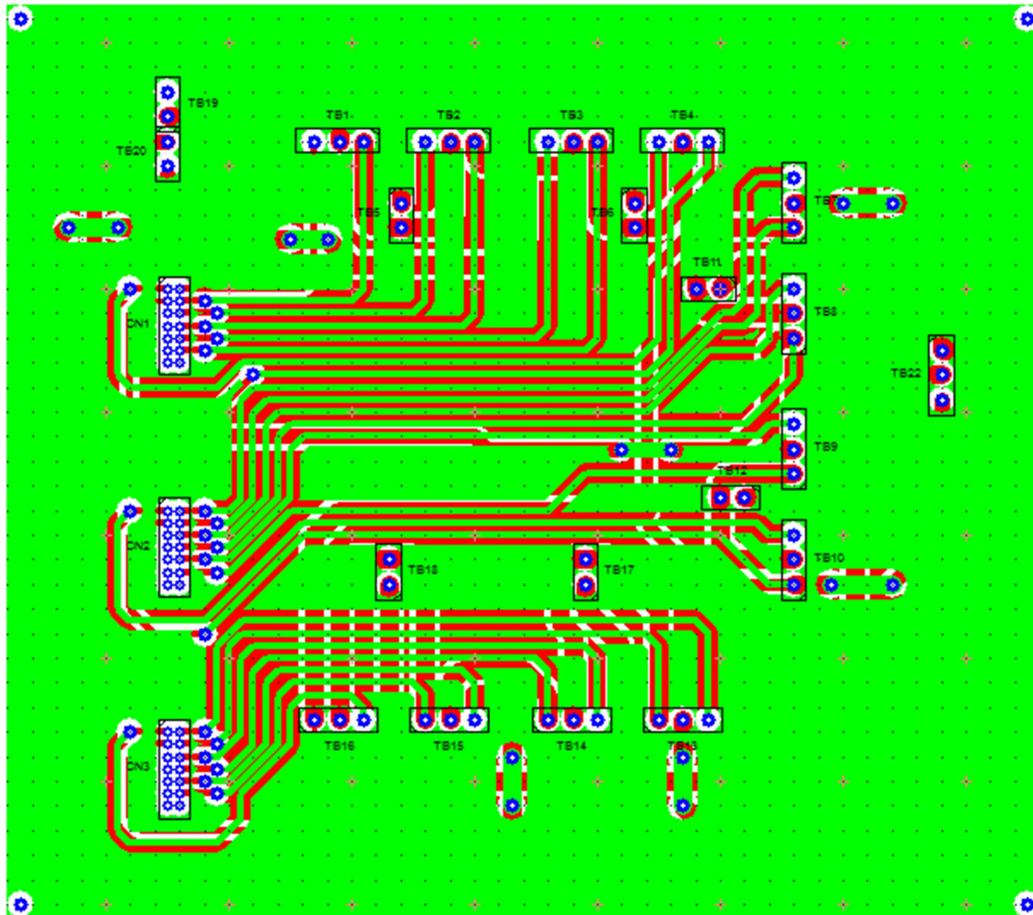


Figura 1: *PCB de placa de potencia.*

Apéndice B4

A continuación se muestra la placa de sensores de AC:

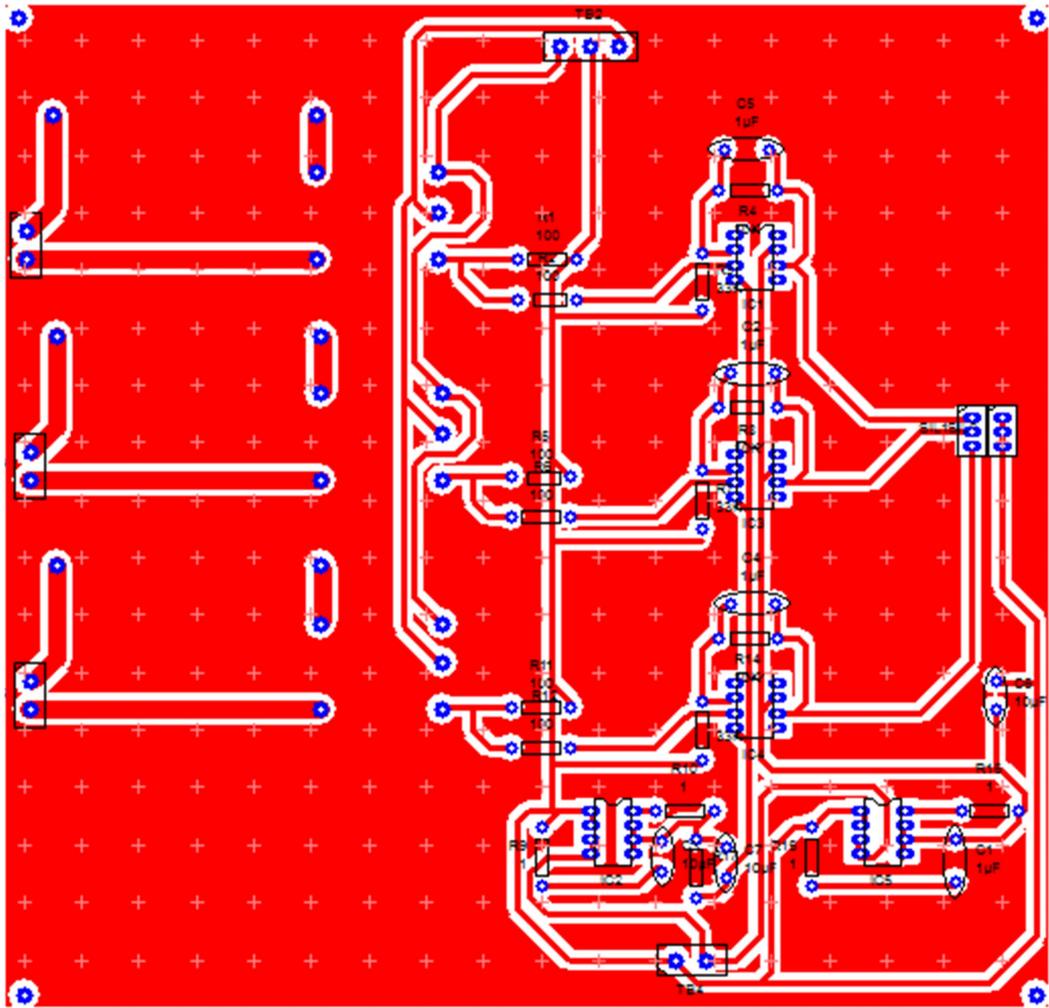


Figura 1: *PCB de placa sensores de AC.*

Enseguida se aprecia la placa de sensores de DC:

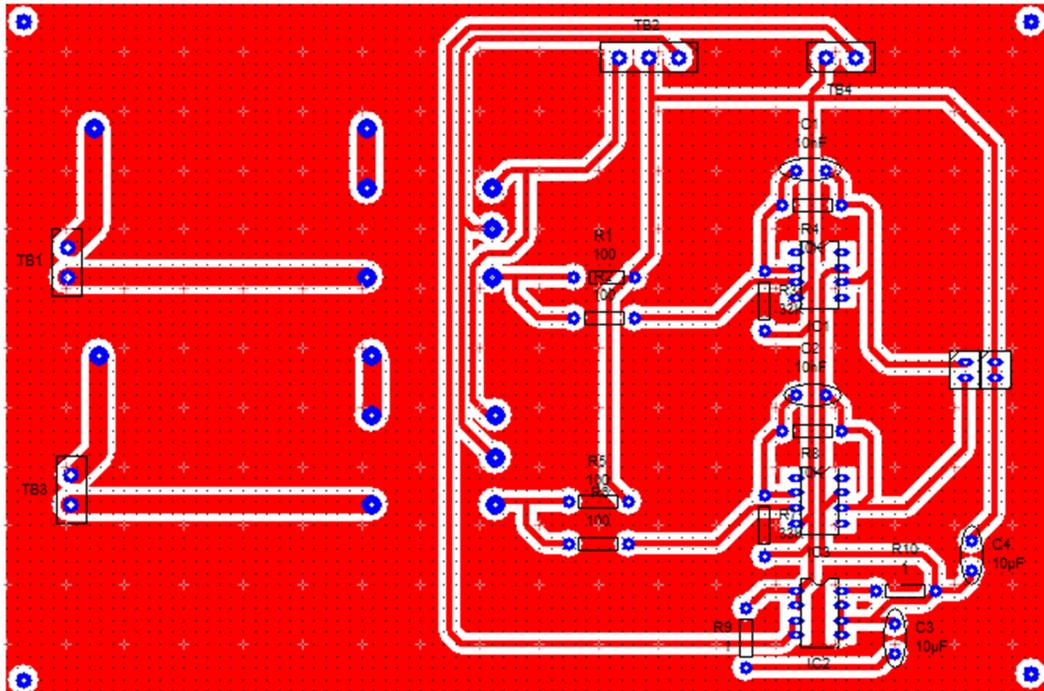


Figura 2: *PCB de placa sensores de DC.*

Apéndice B5

Se muestra a continuación el diagrama de flujo del programa utilizado:

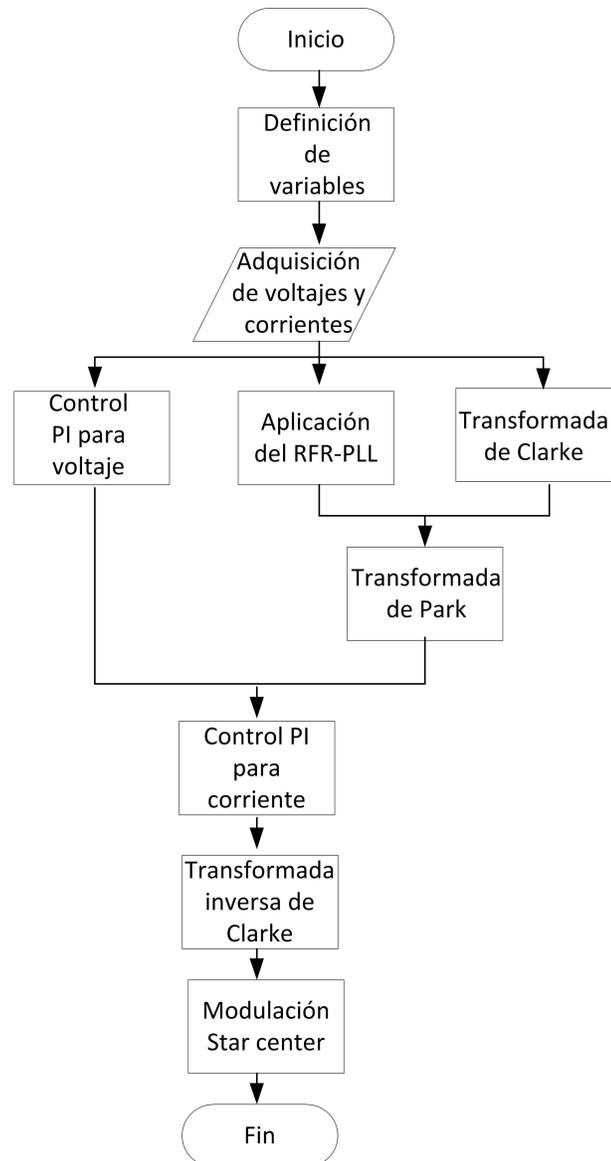


Figura 1: *Diagrama de flujo.*