



UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN NICOLÁS DE HIDALGO

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO DE LA FACULTAD DE
INGENIERÍA ELÉCTRICA

**METODOLOGÍA NEWTON APLICADA AL ANÁLISIS
DE ARMÓNICOS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO EN
REDES ELÉCTRICAS CON FUENTES
FOTOVOLTAICAS**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica

PRESENTA:

Ingeniero Eléctrico
Julio César Godínez Delgado

DIRECTOR DE TESIS:

Dr. J. Aurelio Medina Ríos

Morelia, Michoacán, Febrero 2019

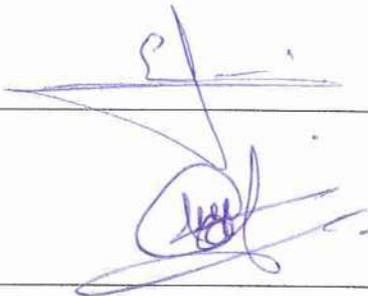




METODOLOGÍA NEWTON APLICADA AL ANÁLISIS DE ARMÓNICOS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO EN REDES ELÉCTRICAS CON FUENTES FOTOVOLTAICAS

Los Miembros del Jurado de Examen de Grado aprueban la Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica de *Julio Cesar Godínez Delgado*

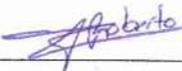
Dra. Elisa Espinosa Juárez
Presidente del Jurado



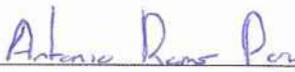
Dr. J. Aurelio Medina Rios
Director de Tesis



Dr. Roberto Tapia Sánchez
Vocal



Dr. Antonio Ramos Paz
Vocal



Dr. Fernando Martínez Cárdenas
Revisor Externo (Instituto Tecnológico de Morelia)



Dr. Roberto Tapia Sánchez
*Jefe de la División de Estudios de Posgrado
de la Facultad de Ingeniería Eléctrica. UMSNH.
(Por reconocimiento de firmas)*



Con toda mi dedicación y profesionalismo

Agradecimientos

- Es difícil que exista una forma de agradecer toda una vida de lucha, sacrificio y esfuerzo constante. Compartir este logro es el resultado de todo su amor, apoyo incondicional, enseñanzas y valores que siempre llevaré conmigo, de la misma manera en que ustedes siempre están en mi corazón, tienen mi agradecimiento a todas y cada una de las personas que tuve la fortuna de conocer y que gracias a ellas me facilitaron las cosas.
- A Dios por ser mi principal guía, por brindarme fe, salud, esperanza y sobre todo la fuerza para caminar y poder aprender. A mi santa madre Lourdes por haber formado en mí un hombre de provecho y estar siempre a mi lado y a mi padre Leopoldo por su compañía.
- A mi hermano Leopoldo y su hijo Luis Eduardo, mi hermana Cinthya y sus hijos Inés, Alejandro y Alexis por su cariño y compañía.
- En especial a una hermosa mujer que me ha acompañado en momentos importantes, a ti Mary Villalobos.
- Mis amigos y compañeros de generación de la maestría Monserrat, Rubén, Charly, Didier, Córdova, Huerta, Víctor Télles, Víctor, Josué, Juan y Ernesto, a Juan Verduzco, Larby, Leonel, Efraín, Iván, Martín y Chucho, también a todos aquellos que no mencione que no dejan de ser importantes.
- Al profesor investigador Dr. J. Aurelio Medina Ríos siendo una persona honorable, sencilla y honesta, quien me apoyo de manera amplia en mi trabajo de tesis, además que me ha impulsado y motivado a superarme para seguir en la investigación.
- Al Dr. Rafael Cisneros Magaña por ser una persona humilde, sencilla y amplia de conocimiento de investigación que me apoyo durante la elaboración de mi trabajo de

tesis de maestría.

- A los profesores Investigadores del Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica al Dr. Juan Anzures Marín y el Dr. J. Jesús Rico Melgoza, a quienes tengo el honor de conocer, a los Dr. Roberto Tapia Sánchez, Dr. Antonio Ramos Paz, Dra. Elisa Espinosa Juárez y el Dr. Fernando Martínez Cárdenas (ITM), por su tiempo brindado en la revisión de este trabajo de tesis.
- El Apoyo económico de CONACYT que brindan a profesionistas para seguir preparándose académicamente ya que actualmente el desarrollo requiere de estar más preparados.
- Todo el personal del posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica incluyendo profesores, personal administrativo y de apoyo.

“La gota abre la piedra, no por su fuerza sino por su constancia.”

(Ovidio)

Resumen

Existen diferentes metodologías para encontrar la solución en estado estacionario periódico de sistemas eléctricos en el dominio del tiempo. Se debe tener en cuenta que cuando aumenta el orden de los sistemas, aumenta la dificultad de obtener analíticamente su respuesta en estado estacionario periódico, por ello se utilizan y desarrollan métodos numéricos para su análisis, los cuales están basados en un proceso de integración numérica que resuelve sistemas de ecuaciones diferenciales que representan el estado dinámico de un sistema eléctrico. En esta tesis se realizará el modelado y análisis de microrredes eléctricas con sistemas fotovoltaicos en modo de operación conectado a la red eléctrica, la microrred cuenta con un conjunto de elementos que son representados y modelados.

En esta tesis se presenta una metodología basada en la representación de cada elemento de la microrred con equivalentes Norton basados en circuitos acompañantes. Este método de solución permite analizar sistemas de gran escala aplicando técnicas de dispersidad. Las ecuaciones algebraicas resultantes son obtenidas mediante análisis nodal (método generalizado).

Esta aplicación permite hacer el análisis del comportamiento dinámico y estudios de estado estacionario periódico así como el análisis de calidad de la energía evaluando la cantidad de distorsión armónica total e individual que se tiene en cada sistema estudiado. Se modela el esquema de control asociado con la operación del sistema fotovoltaico. Existe un punto de operación de máxima potencia, por lo tanto, para obtener la máxima eficiencia, es necesario ajustar continuamente los niveles de voltaje y corriente y garantizar su máxima potencia. Se analizan diferentes casos de estudios; los resultados son validados y comparados con la respuesta obtenida con los simuladores PSCAD/EMTDC® y Matlab/Simulink®.

Finalmente, se aportan las conclusiones generales de esta investigación, basados en los resultados y experiencia desarrollada. Tomando como referencia el alcance logrado en la investigación reportada en ésta tesis, se sugieren vertientes de investigación asociadas en el campo de investigación tratado en ésta tesis

Palabras clave. Microrred, equivalente Norton, estado estacionario periódico, integración numérica, armónico, distorsión armónica total.

Abstract

There are different methodologies to find the periodic steady state solution of power systems in time domain. It should be taken into account that when the order of the networks increases, the difficulty to obtain the analytical periodic steady state response increases; therefore, the use and development of numerical methods are needed. These are based on a process of numerical integration to solve the set of differential equations representing the dynamic operation of the power network. This thesis is centered on the modeling and analysis of microgrids with photovoltaic systems connected to the power network. The microgrid components are represented and modeled.

In this thesis a methodology based on the representation of each component of the microgrid through Norton equivalents based on companion circuits. This solution method allows the analysis of large scale networks using sparse techniques. The resulting algebraic equations are obtained through nodal analysis (generalized method).

This of the power network in terms of application allows the analysis the dynamic and steady state operation and power quality adverse effects, such as the total and individual harmonic distortion. The control scheme associated with the photovoltaic system. There is a maximum power operation point, therefore, to achieve the maximum efficiency, it is required to continuously adjust the voltage and current levels to guarantee its maximum power. Several case studies are analyzed; the results are compared and validated against the obtained response with the PSCAD/EMTDC® and Matlab/Simulink® simulators.

Based on the results and achieved experience during the development of this investigation general conclusions are drawn. Taking as a reference the developed investigation reported in this thesis, follow-up research is suggested

Keywords. Microgrid, Norton equivalent, periodic steady state, numerical integration, harmonic, total harmonic distortion.

Contenido

Dedicatoria	III
Agradecimientos	V
Resumen	VII
Abstract	IX
Contenido	XI
Lista de Figuras	XV
Lista de Tablas	XIX
Lista de Símbolos	XXI
Lista de Acrónimos y Abreviaciones	XXIII
1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Antecedentes	2
1.2.1. Microrredes de Generación	3
1.2.1.1. Sistemas Fotovoltaicos Interconectados con la Red Eléctrica	4
1.3. Justificación	5
1.4. Objetivos	6
1.4.1. Objetivo principal	6
1.4.2. Objetivos particulares	6
1.5. Metodología	7
1.6. Descripción de Capítulos	7
2. Modelo del Sistema Fotovoltaico	9
2.1. Introducción	9
2.2. Sistema Fotovoltaico	9
2.2.1. Modelo de Componentes	10
2.2.1.1. Panel Fotovoltaico	10
2.2.1.1.1. Equivalente de Thévenin del Panel Fotovoltaico.	12
2.2.1.2. Convertidor Boost	14
2.2.1.3. Inversor Monofásico	16
2.3. Modelo Conmutado	19
2.4. Modelo Promediado	21
2.5. Sistema de Control del SFV	23
2.5.1. Seguimiento de Punto de Máxima Potencia (MPPT)	24

2.5.1.1. Conductancia Incremental	24
2.5.2. Control PI del Convertidor Boost	26
2.5.3. Control del Inversor Monofásico	28
2.6. Conclusiones	30
3. Aplicación de Técnicas Numéricas Avanzadas	31
3.1. Introducción	31
3.2. Formulación Basada en Circuitos Acompañantes	32
3.2.1. Solución General de la Metodología	34
3.3. Acercamiento Rápido al Estado Estacionario Periódico	35
3.4. Proceso de Solución Aplicando Técnicas Numéricas Avanzadas	37
3.5. Conclusiones	39
4. Modelado de Microrredes Eléctricas con Fuentes Fotovoltaicas	41
4.1. Introducción	41
4.2. Formulación modelo conmutado-sistema fotovoltaico	42
4.3. Formulación modelo promediado-sistema fotovoltaico	45
4.4. Sistema de Control	49
4.4.1. Control del Convertidor Boost	49
4.4.2. Control del Inversor Unipolar Monofásico	51
4.4.3. Control del SFV	55
4.5. Representación Mediante Equivalentes Norton de la Red Eléctrica de 14 Nodos	57
4.6. Integración del SFV a la Red Eléctrica de 14 nodos	63
4.7. Conclusiones	65
5. Casos de Estudio	67
5.1. Introducción	67
5.2. Caso de estudio 1: Comparación Cuantitativa de Modelos Fotovoltaicos	68
5.3. Caso de estudio 2: Sistema de Control del Convertidor e Inversor Monofásico.	72
5.4. Caso de estudio 3: Solución de Redes Eléctricas Aplicando Equivalentes Norton	81
5.5. Caso de estudio 4: SFV Conectado a la Red Eléctrica de 14 nodos	86
5.6. Conclusiones	91
6. Conclusiones Generales y Trabajos Futuros	93
6.1. Propuestas Para Trabajos Futuros de Investigación	94
A. Métodos Numéricos	97
A.1. Introducción	97
A.1.1. Runge-Kutta	97
A.1.2. Regla del Trapecio	99
B. Diferenciación Numérica	101
C. Parámetros de los Casos de Estudio	105
C.0.1. Caso de Estudio 1 y 2	105
C.0.2. Caso de Estudio 3 y 4	108

D. Factorización LU	111
D.1. Introducción	111
D.1.1. Descomposición LU	111
E. Transformada de Fourier	113
E.1. Introducción	113
E.1.1. Transformada Discreta de Fourier	113
E.1.2. Transformada Discreta de Fourier Inversa	114
F. Diagrama en PSCAD/EMTDC Caso de Estudio 1	115
G. Diagrama en Simulink para el Caso de Estudio 2	117
H. Diagrama en PSCAD/EMTDC para el Caso de Estudio 3 y 4	119
Referencias	123

Lista de Figuras

1.1. SFV conectado al sistema externo (red eléctrica de CA).	5
2.1. Componentes del SFV monofásico conectado a una microrred de CA.	10
2.2. Circuito equivalente de un arreglo PV.	11
2.3. Curvas: a)V-I y b)V-P	12
2.4. a)Equivalente de Norton, b)Equivalente de Thévenin	12
2.5. Convertidor Boost.	14
2.6. Ancho de pulso, valores distintos del ciclo de trabajo (D_1).	15
2.7. Inversor Unipolar Monofásico.	16
2.8. Generación de ancho de pulso.	17
2.9. Función de switcheo S_a	18
2.10. Señal ancho de pulso, salida de voltaje CA.	18
2.11. Señal de salida promedio	19
2.12. Etapas de control del SFV: a)Etapa de CD-CD y b)Etapa de CD-CA.	23
2.13. PV con MPPT conectado a un convertidor CD-CD.	24
2.14. Seguimiento de Punto de Máxima Potencia.	25
2.15. Operación del algoritmo conductancia incremental para MPPT.	26
2.16. Control PI en lazo abierto para seguimiento de voltaje de referencia.	27
2.17. Control PI de un convertidor Boost con voltaje de seguimiento.	27
2.18. Diagrama de bloques en lazo cerrado, control PI y función de transferencia del sistema modelado.	28
2.19. Etapa de control del inversor monofásico unipolar.	29
2.20. Diagrama de bloques del PLL.	29
2.21. Estrategia de control.	30
3.1. Desarrollo de la solución en Δt discretos.	32
3.2. Solución de red con fuentes de voltaje [Watson y Arrillaga, 2003].	35
3.3. Plano y Mapa poicare, [García, 1998].	36
3.4. Órbita del vector de estado x [Semlyen y Medina, 1995].	37
3.5. Diagrama de flujo del proceso de solución de redes eléctricas aplicando técnicas numéricas avanzadas.	38
4.1. Circuito del SFV monofásico conectado a la red eléctrica.	42
4.2. Circuito del SFV con funciones de switcheo $S_{1,2}$ y S_i	44

4.3. Modelo promediado del SFV conectado a una microrred.	45
4.4. Circuito modo 1.	46
4.5. Circuito Modo 2.	47
4.6. Circuito básico de un convertidor Boost con carga (R_{carga}).	49
4.7. Primera etapa de control (CD-CD).	51
4.8. Circuito equivalente de un inversor unipolar monofásico conectado a una microrred de CA.	52
4.9. Diagrama de bloques de la estrategia de control de corriente.	53
4.10. Segunda etapa de control (CD-CA).	54
4.11. Diagrama de bloques, sistema de control del SFV.	55
4.12. SFV con etapas de control.	56
4.13. Caso de estudio, sistema de 14 nodos (IEEE).	57
4.14. Impedancia Equivalente de línea corta.	58
4.15. línea de transmisión media, Modelo π	58
4.16. Reducción de componentes, red de 14 nodos (IEEE).	59
4.17. Análisis de equivalentes Norton en el nodo 14 (IEEE).	60
4.18. SFV conectado a la red eléctrica de 14 nodos.	63
4.19. Integración del SFV al nodo 12 (Red eléctrica de la IEEE de 14 nodos). . .	64
4.20. Integración del SFV con etapas de control con PCC en el nodo 12.	65
5.1. Forma de onda de I_{pcc} , modelo conmutado, promediado y PSCAD/EMTDC®.	69
5.2. Aplicación de DN, modelo conmutado y promediado de la variable I_{pcc}	70
5.3. $THDi$, variable I_{pcc}	71
5.4. $THDv$, variable V_{pcc}	71
5.5. Voltaje de salida del convertidor ($V_{salida} = V_C$).	72
5.6. Niveles de voltaje de salida del convertidor Boost aplicando MPPT.	73
5.7. Voltaje de seguimiento del convertidor Boost con control PI.	73
5.8. Voltaje de salida del convertidor con MPPT y control PI.	74
5.9. Comparación de señales de corriente de salida I_{pcc}	75
5.10. Comparación de voltaje de CD V_C , inversor controlado y no controlado.	75
5.11. Corriente de salida de CA, I_{pcc}	76
5.12. Variables del SFV para baja corriente: a) Voltaje de CD capacitor de enlace V_{ce} , b) Corriente inductor I_L , c) Voltaje de CD del capacitor V_c y d) Corriente de CA I_{pcc}	77
5.13. Variables del SFV para alta corriente: a) Voltaje de CD capacitor de enlace V_{ce} , b) Corriente inductor I_L , c) Voltaje de CD del capacitor V_c y d) Corriente de CA I_{pcc}	79
5.14. Distorsión armónica total, $THDi$	80
5.15. Distorsión armónica total, $THDv$	80
5.16. Nodo 12, a) Corriente $L - T$ y b) Voltaje de $L - T$, (pu).	82
5.17. Nodo 13, a) Corriente $L - T$ y b) Voltaje de $L - T$, (pu).	82
5.18. Corriente, nodo 12 I_{L12}	83
5.19. Voltaje, nodo 12 V_{L12}	83
5.20. Nodo 12, a) Transitorio, corriente I_{12} y voltaje V_{12} y b) Estado estacionario periódico, corriente I_{12} y Voltaje V_{12}	85

5.21. Nodo 13, a) Transitorio, corriente I_{13} y voltaje V_{13} y b) Estado estacionario periódico, corriente I_{13} y Voltaje V_{13} .	85
5.22. Forma de onda I_{pcc} .	87
5.23. Forma de onda V_{pcc} .	87
5.24. Orden armónico, variable I_{pcc} , SFV conectado al nodo 12.	88
5.25. Orden armónico, variable V_{pcc} , SFV conectado al nodo 12.	88
5.26. Orden armónico, variable I_{pcc} , SFV controlado.	89
5.27. Orden armónico, variable V_{pcc} , SFV controlado.	89
5.28. Orden armónico, variable I_{pcc} , SFV controlado-nodo 12.	90
5.29. Orden armónico, variable V_{pcc} , SFV controlado-nodo 12.	90
A.1. a) Curva y b) Recta que aproxima.	99
F.1. Diagrama del SFV conectado a la red eléctrica en PSCAD/EMTDC®.	116
G.1. SFV con etapas de control en MATLAB/SIMULINK®.	118
H.1. Diagrama de la red de 14 nodos en PSCAD/EMTDC®.	120
H.2. SFV conectado a la Red de 14 nodos del IEEE en PSCAD/EMTDC®.	121

Lista de Tablas

2.1. Características relativas de interruptores controlables.	14
3.1. Representación de elementos R, L y C en equivalentes Norton.	33
4.1. Entradas al Sistema, modelo conmutado.	43
4.2. Variantes del sistema, modelo promediado.	45
4.3. Límites permisibles de armónicos individuales de corriente.	64
5.1. Comparación cuantitativa entre modelo conmutado y promediado.	69
5.2. Comparación entre modelos conmutado y promediado en el PCC.	71
5.3. Medición de armónicos individuales.	71
5.4. Resultados obtenidos del voltaje del convertidor Boost.	74
5.5. Niveles de control de corriente I_{pcc}	76
5.6. Valores de baja corriente I_{pcc} en PCC aplicando la estrategia de control. . .	78
5.7. Condiciones de Prueba Estándar, control de alta corriente de I_{pcc}	79
5.8. Medición de la Distorsión Armónico Total, I_{pcc} y V_{pcc}	80
5.9. Errores de convergencia del sistema eléctrico de la IEEE de 14 nodos. . . .	81
5.10. Corrientes y voltajes del sistema de 14 nodos (IEEE) en valores pu y reales.	84
5.11. Errores de convergencia del sistema eléctrico de la IEEE de 14 nodos. . . .	86
5.12. Resultados, caso de estudio 4 variable I_{pcc}	87
5.13. Propagación de armónicos de la variable I_{pcc}	88
5.14. Propagación de armónicos de la variable V_{pcc}	88
5.15. Resultados, caso de estudio 4 variable I_{pcc} , caso controlado.	90
5.16. Propagación de armónicos de la variable V_{pcc} caso controlado.	90
C.1. Parámetros de los Casos de Estudio 1 y 2.	106
C.2. Parámetros de los Casos de Estudio 3 y 4, red de la IEEE de 14 nodos . . .	108
C.3. Valores base y físicos.	110

Lista de Símbolos

B_{base}	Suceptancia Base.
C	Capacitancia.
C_i	Matriz de Iteración.
C_{base}	Capacitancia Base.
D_1	Ciclo de Trabajo del Convertidor.
D_2	Ciclo de Trabajo del Inversor.
f	Ecuación Diferencial.
f_o	Frecuencia del Sistema de Corriente Alterna.
f_s	Frecuencia de Conmutación.
F_{si}	Frecuencia de Switcheo del Inversor
f_{base}	Frecuencia Base.
G	Matriz de Conductancias.
$G(s)$	Función de Transferencia.
i_{km}	Corriente en la Rama $k - m$.
J	Matriz Jacobiana.
$I_{Historia}$	Corriente de Historia Pasada.
I_o	Corriente de Saturación del Diodo.
I_{cc}	Corriente de Corto Circuito.
I_{fr}	Corriente Controlada en el Inductor de CA .
I_g	Corriente Generada por la Luz.
I_{mpp}	Corriente en el Punto de Máxima de Potencia.
$I_{basef-n}$	Corriente Base Fase-Neutro.
$I_{base,pico}$	Corriente Base Pico.
k	Constante de Boltzmann.
k_p	Ganancia de Proporcional.
k_i	Ganancia Integral.
k_f	Ganancia de Compensación.
k_{cr}	Ganancia Critica.
L	Inductancia.
L_{base}	Inductancia Base.
pu	Valor en por Unidad.
R	Resistencia (ohm).
R_p	Resistencia Paralelo en el Panel (ohm).
R_s	Resistencia Serie en el Panel (ohm).

R_{th}	Resistencia Thévenin (ohm).
t	Tiempo
T	Tiempo de Muestreo.
T_{cr}	Tiempo Critico.
T_e	Temperatura ($^{\circ}C$).
T_{on}	Tiempo de Encendido del Convertidor.
T_s	Periodo de Conmutación.
σ	Factor de Idealidad del Diodo.
N_s	Numero de Módulos en Serie.
N_p	Numero de Módulos en Paralelo.
m	Numero de Módulos Fotovoltaico.
m_a	Índice de Modulación.
P_{base3f}	Potencia Activa Base Fase-Fase.
P_{basef}	Potencia Activa Base Fase-Neutro.
q	Carga del electrón.
v_k	Voltaje en el Nodo k .
v_m	Voltaje en el Nodo m .
V_{ca}	Voltaje de Circuito Abierto.
$V_{control}$	Voltaje de Control.
$V_{entrada}$	Voltaje de Entrada del Convertidor.
V_{mpp}	Voltaje en el Punto de Máxima de Potencia.
$V_{referencia}$	Voltaje de Referencia Deseado.
V_{salida}	Voltaje de Salida del Convertidor (V_d).
V_{th}	Voltaje de Thévenin.
$V_{triangular}$	Voltaje Señal Triangular.
V_T	Voltaje Térmico del Diodo.
$V_{base3f-f}$	Voltaje Base Fase-Fase.
$V_{basef-n}$	Voltaje Base Fase-Neutro.
$V_{basepico}$	Voltaje Base Pico.
ω_{base}	Frecuencia Angular Base.
u	Variable de Entrada
x	Variable de Estado.
y	Variable de Salida.
Z	Impedancia.
Z_{base}	Impedancia Base.
Δt	Paso de Tiempo Discreto.
Δx	Perturbación Secuencial.
Φ	Matriz de Transición de Estado .

Lista de Acrónimos y Abreviaciones

CA	Corriente Alterna.
ca	Circuito Abierto.
CD	Corriente Directa.
cc	Corto Circuito.
DN	Diferenciación Numérica.
EDOs	Ecuaciones Diferenciales Ordinarias.
EQN	Equivalente Norton.
FB	Fuerza Bruta.
IEEE	Instituto de Ingenieros en Electricidad y Electrónica.
IGBT	Transistor Bipolar de Puerta Aislada.
TDFI	Transformada Discreta de Fourier Inversa.
<i>THD</i>	Distorsión Armónica Total.
TDF	Transformada Discreta de Fourier.
FV	Fotovoltaico.
NCC	Número de Ciclos Completos.
NIS	Sustitucion de Integración Numérica.
MCC	Modo de Conducción Continua.
MPPT	Seguimiento de Punto de Máxima Potencia.
MATLAB	Laboratorio de Matrices.
LCK	Ley de Corrientes de Kirchhoff.
LVK	Ley de Voltajes de Kirchhoff.
<i>LU</i>	Superior-Inferior.
PI	Proporcional-Integral.
PLL	Lazo de Seguimiento de Fase.
PV	Panel Fotovoltaico.
PWM	Modulación de Ancho de Pulso.
PCC	Punto de Conexión Común.
PSCAD	Diseño Asistido por Computadora de Sistemas Eléctricos de Potencia.
EMTDC	Programa de Transitorios Electromagnéticos Incluyendo CD.
SFV	Sistema Fotovoltaico.
SPWM	Modulación de Ancho de Pulso Sinusoidal

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

La integración de recursos de energía renovables (RES) como la energía eólica y fotovoltaica en pequeñas y grandes escalas, ha llevado a una variación en la producción de energía eléctrica [Osorio, 2019], por lo que las microrredes y las tecnologías de generación distribuida se proponen desde diversos foros como unas de las soluciones más prometedoras a los actuales problemas de los sistemas eléctricos y como una forma de avance de países en vías de desarrollo. Debido a lo anterior el mercado fotovoltaico mundial ha tenido un fuerte crecimiento durante los últimos años como consecuencia de las políticas de promoción implementadas por diversos países, que han impulsado la instalación de sistemas fotovoltaicos conectados a la red de distribución eléctrica. Esta integración permitirá la disminución en el consumo de combustibles fósiles para la generación de energía eléctrica [Duran, 2016].

Por otra parte, en mayor o menor grado, los distintos componentes de la red eléctrica pueden ser considerados como fuentes generadoras de corrientes armónicas, importantes en la calidad de la energía. Uno de muchos ejemplos, tratados es la integración de sistemas fotovoltaicos (microrredes de generación), los cuales utilizan dispositivos de conmutación [Watson y Arrillaga, 2003], por lo que potencialmente pueden inyectar una gran cantidad de armónicos a la red eléctrica y por lo tanto, contribuir a una mala calidad de la energía.

Lo anterior hace evidente que el problema no es solamente integrar fuentes de

generación de energías renovables a la red eléctrica sino determinar su ubicación óptima; es decir, en qué nodos de la red deben colocarse [Fernández y Gómez, 2019].

1.2. Antecedentes

Actualmente el marco regulatorio en el sector energético, permite la interconexión de energías renovables en la red eléctrica, lo que permite una generación y consumo de energías más limpias sin la quema de combustibles fósiles, por ello se ha impulsado que incremente la integración de fuentes renovables de energía en un lapso no mayor al año 2032 [SENER, 2018].

Estrechamente ligada con el análisis de la operación de los sistemas de generación fotovoltaicos está la medición de armónicos que son inyectados en los puntos de acoplamiento en que están conectados al sistema externo (red eléctrica de CA). Los SFV están constituidos por dispositivos semiconductores que ocasionan la distorsión de la forma de onda de voltaje/corriente, dependiendo de sus frecuencias de switcheo [Tian y Mau, 2013]. Este es un efecto adverso de la calidad de la energía ampliamente documentado [Watson y Arrillaga, 2003]. Su impacto se ha incrementado como resultado del uso de dispositivos del tipo inversor CD-CA. Los problemas de armónicos, definidos como componentes indeseables de una forma de onda, donde sus frecuencias son múltiplos de la fundamental [González y Méndez, 2018], se han reportado como una preocupación muy importante en los sistemas de distribución de energía eléctrica. Por lo tanto, la compensación armónica en microrredes es un tema de interés actual a nivel mundial. Se ha propuesto el diseño de filtros con el propósito de ayudar a mitigar este efecto.

Para la conexión a la red de SFV se requiere que el sistema externo tenga seguridad y estabilidad [Arif, 2008]. La solución periódica en estado estacionario bajo condiciones de distorsión armónica en el dominio del tiempo que requieren ser eficientes, es conveniente aplicar metodologías avanzadas, precisas y eficientes, basadas en las técnicas mostradas a continuación para su solución en el dominio del tiempo:

- Métodos numéricos convencionales (FB). Los más conocidos son: Euler, Euler Mejorado, Runge Kutta (4to orden) y la Regla Trapezoidal [Chapra, 2007].

- Aplicación de Equivalentes Norton (EQN) [Watson y Arrillaga, 2003].
- Métodos de acercamiento rápido al estado estacionario periódico. El método de Diferenciación Numérica (DN) [Semlyen y Medina, 1995].

Análisis de armónicos en el dominio del tiempo [Acha y Madrigal, 2001] y algunas técnicas mitigación [González y Méndez, 2018].

- Transformada Discreta de Fourier (TDF).
- Transformada Discreta de Fourier Inversa (TDFI).
- Distorsión Armónica Total (THD)

1.2.1. Microrredes de Generación

Generalmente las redes de distribución han sido diseñadas para el traslado de la energía en un solo sentido. Esta situación preveía un sistema basado en grandes centrales de generación usualmente alejadas de los centros de consumo y una potente red eléctrica que transporta la energía a largas distancias hasta los usuarios finales. En el transcurso de los últimos años, se ha incrementado notablemente la cantidad de potencia procedente de fuentes renovables, tal como las de fuentes fotovoltaicas, cuya disponibilidad depende principalmente de la radicación solar y temperatura.

Una microrred eléctrica es un sistema de suministro de energía que consiste en cargas, fuentes de generación distribuidas y equipos de almacenamiento, que funcionan como un sistema integrado y pueden operar conectados al sistema eléctrico o de forma aislada, con capacidad para operar de forma independiente al presentarse una interrupción mínima del servicio eléctrico. Están conformadas por fuentes de generación eléctrica que aprovechan recursos renovables [Yoo, 2013].

La generación de energía eléctrica a partir de fuentes renovables, tales como las fuentes eólicas y solares, presentan problemas de continuidad de servicio debido a su naturaleza variable, ya que éstas dependen principalmente del estado climático para generar energía [Abella, 2017]. En el caso de la generación fotovoltaica, el ángulo de incidencia de los

rayos del sol sobre los paneles es un factor que influye en la cantidad de energía que se puede generar (efecto sombra), también la época del año, nivel de radiación solar y temperatura.

Las aplicaciones se clasifican en dos modos de operación:

- Aisladas del sistema externo (autónomas). Se utilizan para cubrir una determinada demanda eléctrica en lugares que están fuera del alcance de la red eléctrica (aislados).
- Conectadas al sistema externo (red eléctrica). Son las que están integrados en el sistema externo y contribuyen aportando potencia en un punto de acoplamiento común, pero tienen el efecto de inyectar armónicos a la red.

Finalmente, los SFV se integran a las microrredes y estas son de baja potencia. Por otro lado, los sistemas presentan sistemas de control como: control PI, redes neuronales, modos deslizantes, por mencionar algunos, estos permiten modificar su dinámica [Garraoui R. y Barambones, 2013]. En el caso del control que se aplica en el SFV la primera etapa es de convertir CD-CD y la segunda de inversión CD-CA, por lo tanto, es importante tener en claro el propósito del control. Estos sistemas son generadores de armónicos en su etapa de inversión de CD-CA [Zhang y Lei, 2014], pero el propósito del control también es disminuir ese efecto por medio de la modulación de ancho de pulso del inversor [Rashid, 1995] y tener más control en la inversión de voltaje de CD-CA. En el capítulo siguiente se describen los componentes que conforman en SFV.

1.2.1.1. Sistemas Fotovoltaicos Interconectados con la Red Eléctrica

Bajo condiciones normales de operación, una microrred estaría conectada a la red de distribución eléctrica según se muestra en la Figura 1.1. Está constituida por la parte principal desde el arreglo fotovoltaico, seguido de un convertidor CD-CD, el inversor unipolar monofásico, un filtro pasivo que finalmente está conectado a la red de CA. Puede observarse cada una de las etapas de conversión que la constituyen [Mirez, 2017].

En esta situación no es necesario que toda la energía demandada por las cargas sea producida por los generadores de la microrred, ya que el desfase entre generación y consumo es cubierto con la energía que fluye a través del punto de conexión. La composición real de

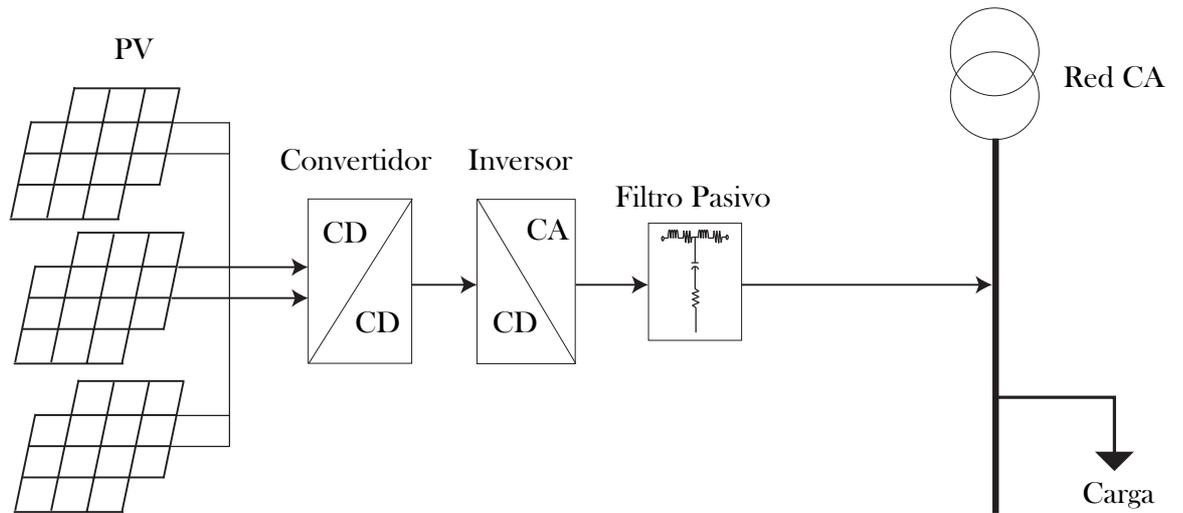


Figura 1.1: SFV conectado al sistema externo (red eléctrica de CA).

una microrred puede ser vista como un pequeño generador o como una carga, en función de si la generación es mayor o menor que la energía demandada por las cargas conectadas.

1.3. Justificación

El alto nivel de incorporación de microrredes de generación con fuentes fotovoltaicas hace indispensable el analizar de manera sistemática su impacto sobre los sistemas eléctricos. Los sistemas fotovoltaicos (SFV) utilizan convertidores de potencia para transformar la energía eléctrica recibida por el panel solar proveniente del recurso natural.

La frecuencia operativa de los convertidores produce distorsión de las formas de onda de la corriente (armónicos de corriente) [Pérez, 2015]. A su vez, dependiendo de la robustez y las características eléctricas del punto de interconexión pueden distorsionar a la forma de onda de voltaje (armónicos de voltaje) que afectarán de manera adversa la calidad de la energía.

En el análisis de microrredes eléctricas con fuentes fotovoltaicas de generación se requiere la aplicación de metodologías numéricas y computacionales avanzadas para realizar análisis más profundos que permitan conocer su comportamiento dinámico, así como el efecto que ocasiona la inyección de armónicos debido a la presencia de cargas no lineales

(conexión de dispositivos basados en electrónica de potencia) y fuentes fotovoltaicas.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo principal

- Desarrollar una metodología Newton para análisis de armónicos en el dominio del tiempo de microrredes y redes eléctricas con fuentes fotovoltaicas de generación, basada en circuitos acompañantes y acercamiento rápido al estado estacionario periódico.

1.4.2. Objetivos particulares

- Comparar dos metodologías que están basadas en modelo conmutado y promediado en el dominio del tiempo aplicando técnicas numéricas convencionales y de acercamiento rápido al estado estacionario para analizar cuál de las dos metodologías tiene una mejor eficiencia y precisión en la representación de sistemas que dependan de funciones de switcheo.
- Aplicar etapa de control en el SFV comenzando por la extracción del MPPT del arreglo fotovoltaico, en seguida incorporar un control PI en la etapa de conversión de CD-CD para modificar el ciclo de trabajo de acuerdo a los valores de salida del MPPT. En la última etapa se controla el voltaje y la corriente del inversor CD-CA y con esto poder modificar la modulación de ancho de pulso.
- Aplicar la metodología desarrollada para solución en estado estacionario periódico en el dominio del tiempo de microrredes eléctricas con fuentes fotovoltaicas de generación. En esta se representa cada elemento de la microrred mediante equivalentes Norton (circuitos acompañantes). El proceso de solución se realiza de manera eficiente aplicando técnicas de aceleración al estado estacionario periódico.
- Validar los diferentes casos de estudio de las metodologías aplicadas, mediante los simuladores PSCAD/EMTDC® y MatLab/Simulink®.

1.5. Metodología

La metodología seguida para la elaboración de esta tesis es la siguiente:

Planteamiento de la investigación. Actualmente la generación con fuentes renovables de energía eléctrica, ha sido objeto de estudio, ya que estas tienen el objetivo de suministrar energía generada a la red y por ende estas son sujetas a ser suministradoras de mala calidad de la energía.

Desarrollo de la investigación. Desarrollo e implementación de una metodología capaz de simular redes eléctricas con integración de fuentes de generación fotovoltaicas en el dominio del tiempo.

Validación de la investigación. Validación de los diferentes casos de estudio presentados en esta tesis, por los simuladores PSCAD/EMTDC® y MatLab/Simulink®.

Conclusiones. La aplicación de la metodología propuesta en cada caso de estudio, contribuirá en el estudio y análisis para la mitigación de fenómenos adversos a la calidad de la energía.

1.6. Descripción de Capítulos

A continuación, se presenta el contenido de cada capítulo de este trabajo de tesis:

El Capítulo 1 describe de manera concisa los antecedentes asociados con la investigación reportada en esta tesis, su justificación, objetivos generales y particulares, la metodología seguida y el contenido de los capítulos.

El Capítulo 2 describe los diferentes componentes que constituyen el SFV, incluyendo el MPPT del arreglo fotovoltaico para garantizar su máxima entrega de potencia, la etapa de control del convertidor teniendo como referencia el voltaje entregado por el MPPT y la etapa de control del inversor unipolar monofásico.

El Capítulo 3 trata sobre las técnicas numéricas y computacionales utilizadas que permiten conocer el comportamiento en estado estacionario periódico del sistema eléctrico

de 14 nodos (IEEE) de manera rápida.

El Capítulo 4 describe el modo de operación del SFV con conexión al sistema externo, y su análisis mediante varios casos de estudio. se compara su operación sin sistemas de control en el SFV, con modelo conmutado y promediado, respectivamente, se analiza el efecto de la aplicación de las etapas de control en cada sección del SFV, así como de distorsión armónica en el sistema de prueba de 14 nodos del IEEE.

El Capítulo 5 detalla la aplicación de las metodologías que se proponen para realizar los casos de estudio en el dominio del tiempo de microrredes y redes eléctricas con fuentes fotovoltaicas de generación.

El Capítulo 6 presenta las conclusiones generales a las que el autor de esta tesis ha llegado como resultado de la realización de esta investigación. En base a la experiencia adquirida, se sugieren trabajos de investigación futuros en el mismo campo de investigación.

Capítulo 2

Modelo del Sistema Fotovoltaico

2.1. Introducción

En este capítulo, se desarrollan dos modelos dinámicos monofásicos del sistema de generación fotovoltaico. Se consideran los modelos, en diferentes etapas de conversión de la energía como el panel solar, convertidor de potencia de CD-CD, inversor de potencia CD-CA y el filtro. Dichos modelos permitirán la representación de su operación dinámica en el dominio del tiempo. También se considera el modelo conmutado que depende de funciones de switcheo (PWM) [Mohan y Robbins, 1995] y el modelo promediado depende únicamente de obtener el promedio de las variables de estado.

También se abordará el diseño de las etapas de control del SFV, que permitan en primera instancia el aprovechamiento máximo de la potencia de salida del panel solar [Garraoui R. y Barambones, 2013], en el convertidor Boost obtener control de voltaje a la salida y garantizar un voltaje deseado. Por último, se requiere controlar el voltaje y corriente de CA a la salida del inversor, de tal manera que se pueda controlar la potencia activa de salida del inversor.

2.2. Sistema Fotovoltaico

La energía solar fotovoltaica es una de las fuentes renovables que ha tenido desarrollo ha tenido en los últimos años [Taoufikl y Lassad, 2017]. Estas microrredes de generación

fotovoltaica presentan desventajas, una de ellas es la intermitencia a lo largo del día. Sin embargo, el recurso solar es uno de los más abundantes en la naturaleza y en ocasiones, es la opción más viable para proveer de electricidad a regiones sin acceso a la red eléctrica [Labouret y Viloz, 2010]. En particular, para su adecuada operación, es necesario contar con convertidores electrónicos que regulen con precisión los niveles de energía generada y que la distribuyan a sus cargas, cumpliendo con la amplitud y frecuencia establecidas, y cumpliendo con los niveles de distorsión armónica total permisibles, de acuerdo a la norma establecida IEEE Std 519-1992 [ANSI, 1992].

2.2.1. Modelo de Componentes

La Figura 2.1 muestra cada módulo que forma parte del sistema de generación fotovoltaico monofásico [Rodríguez, 2014]. Contiene un arreglo fotovoltaico, un enlace de condensador, un convertidor de CD-CD, un convertidor de CD-CA, un filtro pasivo en el punto común de acoplamiento conectado a la red externa.

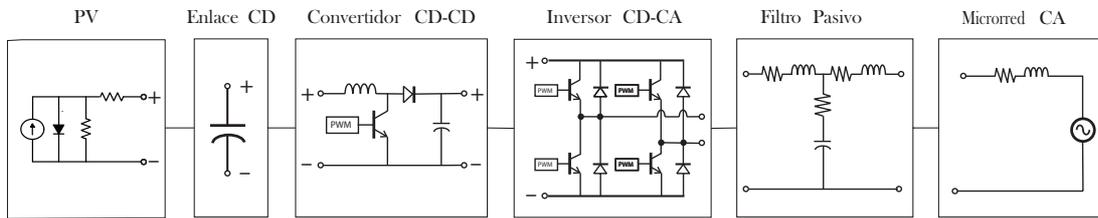


Figura 2.1: Componentes del SFV monofásico conectado a una microrred de CA.

2.2.1.1. Panel Fotovoltaico

El modelo eléctrico de una célula solar se muestra en la Figura 2.2 donde I_g , I_D , representan la corriente que es producida por la radiación, R_p y R_s , son las resistencias serie y paralelo, respectivamente [Taoufikl y Lassad, 2017], [Lumbreras y Roca, 2009].

Como el voltaje y la corriente de salida de una sola celda son muy pequeñas, una gran cantidad de celdas están conectadas en serie con una combinación de celdas conectadas en paralelo, para producir matrices fotovoltaicas o módulos de mayor voltaje y potencia [S. Chowdhury y Crossley, 2009]. La mayoría de los arreglos fotovoltaicos son sistemas que

maximizan la potencia de salida de los módulos al cambiar el punto de operación con respecto de la irradiación solar.

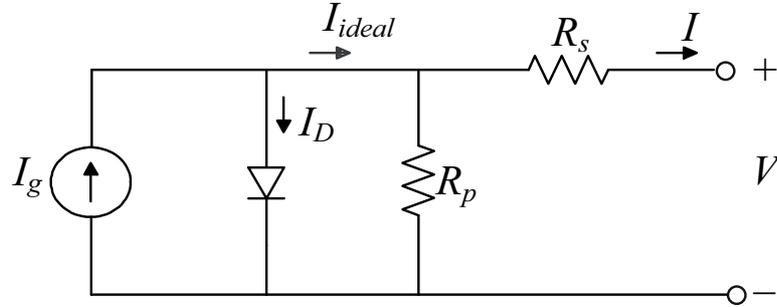


Figura 2.2: Circuito equivalente de un arreglo PV.

El circuito de la Figura 2.2 está representado por:

$$I = I_g - I_0 \left(e^{\frac{V + IR_s}{\sigma V_T}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.1)$$

En (2.1), I_0 denota la corriente de saturación del diodo, σ es el factor de idealidad del diodo y V_T representa el voltaje térmico del diodo, el cual es calculado con:

$$V_T = \left(\frac{N_s k T}{q} \right) \quad (2.2)$$

donde k representa la constante de Boltzmann ($1.3806503 \times 10^{-21} J/^\circ k$), T corresponde a la temperatura absoluta (grados Kelvin), N_s es el número de celdas conectadas en serie en el módulo y q es la carga de un electrón ($1.60217646 \times 10^{-19} C$) [Morales, 2009].

En las Figuras 2.3a y 2.3b, se muestra el voltaje (V) en función de la corriente (I) y el voltaje (V) en función de la potencia (P), respectivamente, V_{mpp} e I_{mpp} son el voltaje y la corriente en el punto de máxima potencia (MPP), donde las curvas dependerán del rendimiento de los módulos fotovoltaicos.

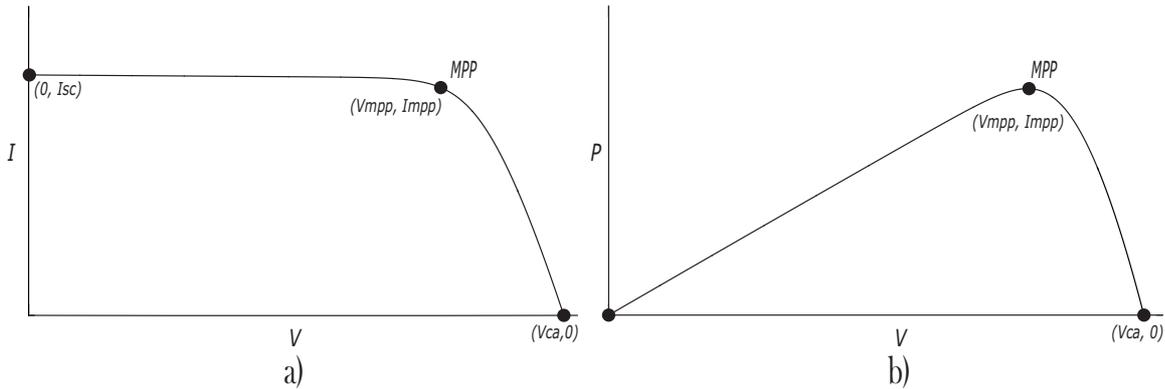


Figura 2.3: Curvas: a)V-I y b)V-P

2.2.1.1.1. Equivalente de Thévenin del Panel Fotovoltaico. Existen dos técnicas que simplificarán en gran medida el análisis de muchos circuitos eléctricos lineales, considerando que se desea obtener corriente o voltaje o en su defecto hacer una transformación de una respecto de la otra. Para estudios de simulación en el dominio del tiempo se requiere de realizar la transformación equivalente de Norton mostrada en la Figura 2.4a, a un equivalente de Thévenin de la Figura 2.4b, inicialmente de un equivalente de Norton [Hayt y Durbin, 2012], obtenido del modelo del panel fotovoltaico.

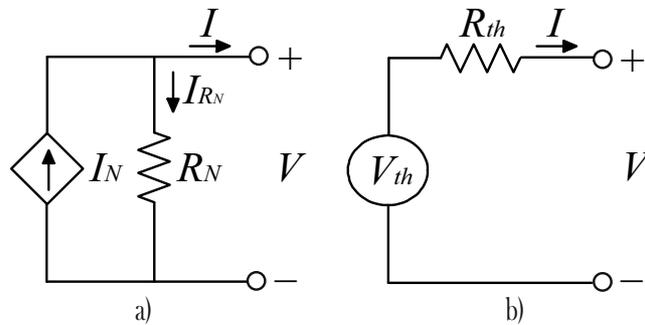


Figura 2.4: a)Equivalente de Norton, b)Equivalente de Thévenin

El cálculo del equivalente de Thévenin del panel fotovoltaico se obtiene de los siguientes pasos [Morales, 2009], [Keyhani, 2011]:

- **Paso 1.** El número de celdas fotovoltaicas conectadas en serie (N_s), en paralelo (N_p) y el número de módulos fotovoltaicos (m), son proporcionales a V_{ca} e I_{cc} para calcular

los parámetros característicos, es decir:

$$V_{ca} = N_s V_{ca}^m \quad (2.3)$$

$$V_{mpp} = N_s V_{mpp}^m \quad (2.4)$$

$$I_{cc} = N_p I_{cc}^m \quad (2.5)$$

$$I_{mpp} = N_p I_{mpp}^m \quad (2.6)$$

- **Paso 2.** Se considera que la corriente I_g del modelo adoptado es igual a la máxima corriente de corto circuito (I_{cc}) generada posible. Esto permite calcular I_o como:

$$I_o = \frac{I_{cc}}{\frac{V_{ca}}{e\sigma V_T} - 1} \quad (2.7)$$

- **Paso 3.** El funcionamiento de la matriz del panel fotovoltaico funciona en el punto máximo de potencia que depende de la irradiación solar de G (valor estándar $G = 1000$ W/m^2 y $T = 25^\circ C$), se obtiene:

$$I_{mpp} = I_g - I_o \left(e^{\left(\frac{V_{mpp} + I_{mpp} R_s}{\sigma V_T} \right)} - 1 \right) - \frac{V_{mpp} + I_{mpp} R_s}{R_p} \quad (2.8)$$

- **Paso 4.** Se calcula el voltaje equivalente de Thévenin, como:

$$V_{th} = R_p \left[I_g - I_o \left(e^{\left(\frac{V_{mpp} + I_{mpp} R_s}{\sigma V_T} \right)} - 1 \right) \right] \quad (2.9)$$

Posteriormente se obtiene la resistencia equivalente de Thévenin R_{th} :

$$R_{th} = R_p + R_s \quad (2.10)$$

Finalmente una vez obtenido el equivalente de Thévenin de la matriz del panel fotovoltaico dado por (2.9), se pueden calcular los parámetros de disparo de los dispositivos electrónicos que se encuentren conectados entre sí.

2.2.1.2. Convertidor Boost

En las aplicaciones de conversión de CD-CD que requieren de un amplio rango de voltajes de entrada y salida, las topologías de convertidores convencionales operan en base al ciclo de trabajo dado [Maksimovic, 1991], lo que limita la operación a bajas frecuencias de conmutación, debido al tiempo mínimo de encendido del interruptor del transistor. En estos dispositivos se requiere que los niveles de voltaje y corriente sean constantes.

En la Tabla 2.1 se muestra una comparación de algunas Características de los interruptores controlables [Mohan y Robbins, 1995].

Tabla 2.1: Características relativas de interruptores controlables.

Dispositivo	Capacidad de Potencia	Velocidad de Conmutación	Rango (KHz)
GTO	Alto	Lento	0.1-1
BJT/MD	Medio	Medio	1-10
IGBT	Medio	Medio	10-100
MOSFET	Bajo	Rápido	100-1000

Las partes principales de un convertidor Boost son el inductor, un transistor tipo IGBT, un diodo rectificador y un condensador. En la Figura 2.5 se presenta su conexión eléctrica.

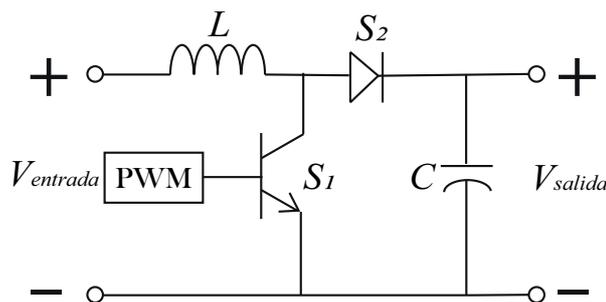


Figura 2.5: Convertidor Boost.

En la Ecuación (2.11), se muestra el ciclo de trabajo (D_1), el periodo de conmutación T_s definido como el inverso de la frecuencia de conmutación f_s , por lo que se tiene

como una variable constante conocida [Mohan y Robbins, 1995], T_{on} es el tiempo en el que S_1 permanece encendido dentro de un periodo de conmutación; el tiempo de conducción de S_2 complementa el tiempo de conducción de S_1 , ver Figura 2.6.

$$D_1 = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.11)$$

La Figura 2.6 muestra diferentes señales de ancho de pulso con diferentes valores de ciclo de trabajo D_1 , los valores mostrados son: 10 %, 50 % y 90 %, para cada valor el ancho de la señal en el momento en modo *on*. También la relación del voltaje de entrada con respecto del voltaje de salida da como resultado (2.12).

$$\frac{V_{entrada}}{V_{salida}} = \frac{1}{1 - D_1} \quad (2.12)$$

Despejando la variable D_1 resulta:

$$D_1 = 1 - \frac{V_{entrada}}{V_{salida}} \quad (2.13)$$

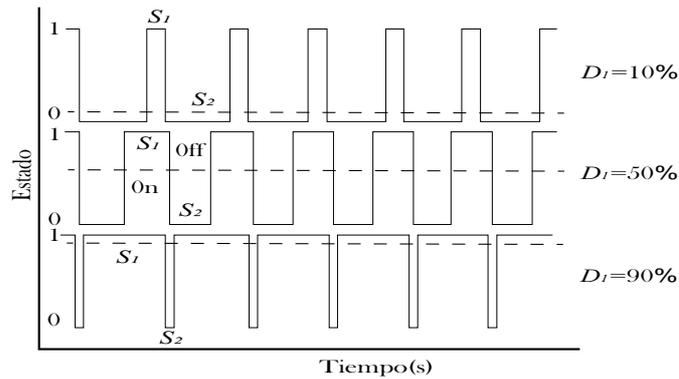


Figura 2.6: Ancho de pulso, valores distintos del ciclo de trabajo (D_1).

Este convertidor Boost es el que se usa para extraer el punto máximo de potencia del arreglo fotovoltaico y quien ajusta dinámicamente el ciclo de trabajo con una técnica o algoritmo MPPT como P&O ó conductancia incremental entre muchas otras.

2.2.1.3. Inversor Monofásico

La conversión de energía de CD a CA se realiza mediante un inversor de fuente de voltaje [Mohan y Robbins, 1995]. En la Figura 2.7 se presenta un inversor unipolar monofásico clásico.

Los modos en que pueden trabajar los inversores son el caso autónomo y el conectado a la red externa [Olorunfemi, 2000]. El primero modo funciona automáticamente, sin necesidad de estar conectado a ninguna red externa, de forma que se permita la transformación de CD a CA cuando del lado de CA están las cargas que se alimentan. Los paneles están del lado de CD y son los que generan energía a partir de la radiación solar. El segundo modo está conectado a una fuente alterna del exterior como carga, que impone la frecuencia en el lado de CA [Maksimovic, 1991].

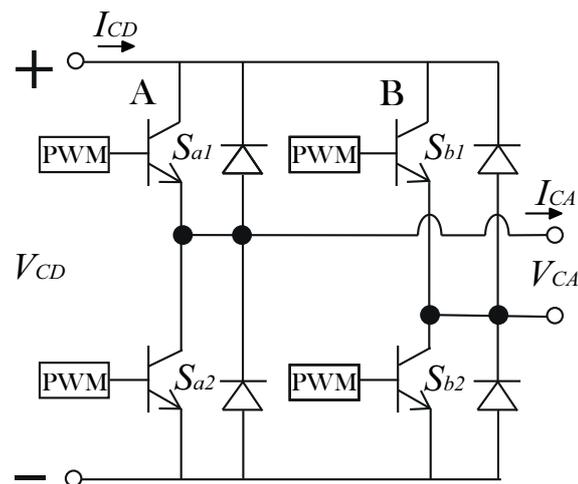


Figura 2.7: Inversor Unipolar Monofásico.

El inversor monofásico de puente completo alimentado con una fuente se controla mediante técnicas SPWM, para este caso se menciona el Métodos A y B [Olorunfemi, 2000]:

- **Metodo A.** Para la técnica de conmutación SPWM de voltaje unipolar, los puntos de conexión del inversor se controlan por separado, comparando una forma de onda triangular contra una forma de onda senoidal, según se muestra en la Figura 2.8, 2.9 y 2.10, respectivamente. En (2.14) y (2.15) se muestra la relación del switcheo del

inversor en el módulo A y B de la Figura 2.7, que depende de ciertas condiciones; esto permite obtener el ancho de pulso PWM, según se muestra en la Figura 2.10.

$$\begin{aligned} +V_{control} > V_{triangular} & V_A = V_d \\ +V_{control} < V_{triangular} & V_A = 0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} -V_{control} > V_{triangular} & V_B = V_d \\ -V_{control} < V_{triangular} & V_B = 0 \end{aligned} \quad (2.15)$$

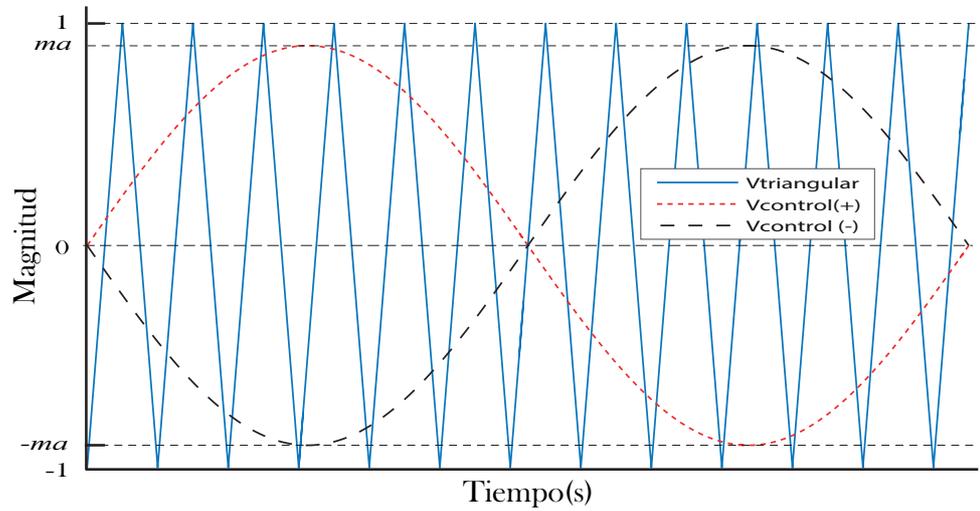


Figura 2.8: Generación de ancho de pulso.

La frecuencia de la función de control es la misma que la fundamental del voltaje de salida del inversor y de la carga conectada.

Manteniendo constante el pico de la forma de onda triangular ($V_{triangular}$), la variación del valor pico de la señal de control ($V_{control}$) ajusta el índice de modulación (m_a), lo que resulta en la variación de la componente del voltaje, por lo que el voltaje de salida del inversor varía linealmente con el m_a . La relación de los voltajes de $V_{control}$ y $V_{triangular}$ representan la modulación de ancho de pulso, según se muestra cómo:

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{triangular}} \quad (2.16)$$

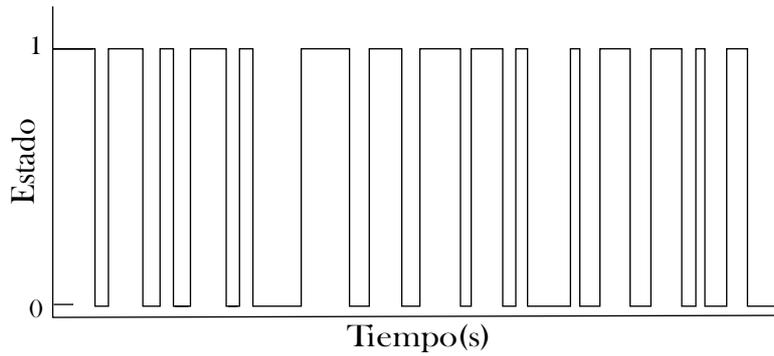


Figura 2.9: Función de conmutación S_a .

El voltaje de salida del inversor se muestra en la Figura 2.10. Esta señal de corriente alterna a la salida del inversor se ve afectada debido a los armónicos que se generan por las funciones de conmutación que ocurren en el inversor.

Se puede mitigar dichos fenómenos eléctricos mediante filtros o con sistemas de control desarrollados capaces de identificarlos. Están asociados con respecto a la modulación de frecuencia; es decir:

$$m_f = \frac{f_s}{f_o} \quad (2.17)$$

donde f_s es la frecuencia de conmutación y f_o es la frecuencia del sistema de corriente alterna.

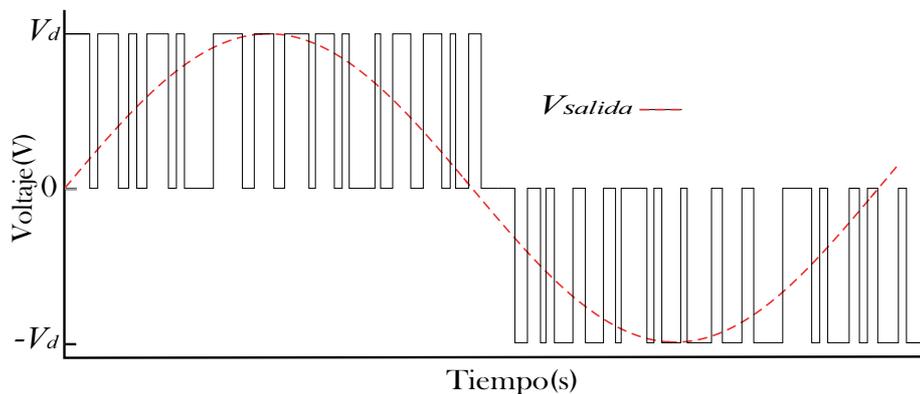


Figura 2.10: Señal ancho de pulso, salida de voltaje CA.

- **Metodo B.** La segunda técnica de modulación se muestra en la Figura 2.11; es también conocida como señal de salida promedio, obtenida en (2.18). En este caso, la magnitud del voltaje de salida tiene cualquier valor o cero, cuando la señal de control es positiva mayor o menor que la señal triangular, respectivamente [Olorunfemi, 2000].

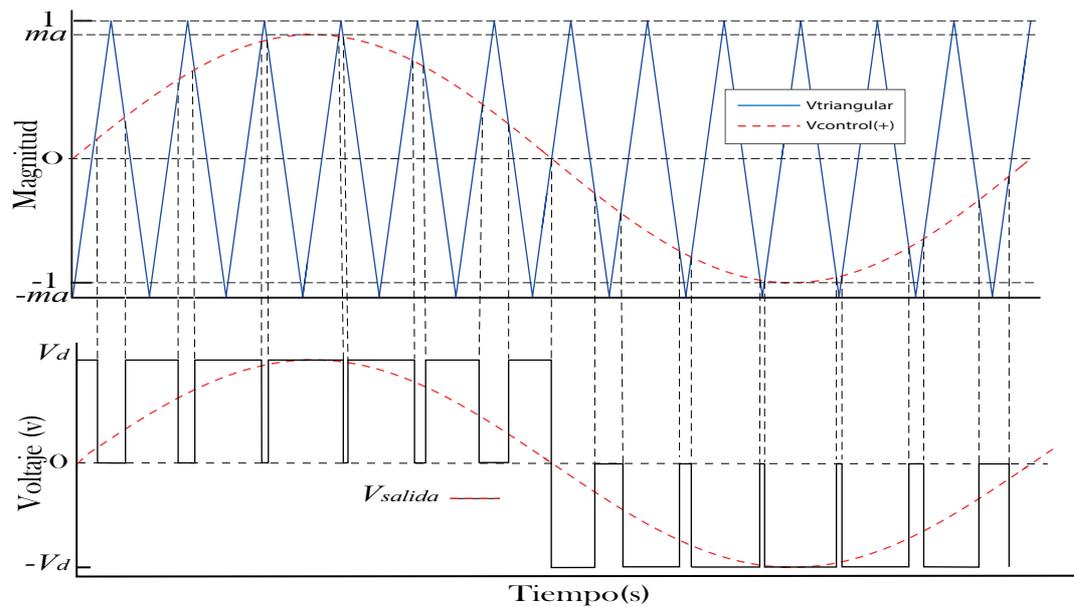


Figura 2.11: Señal de salida promedio

$$V_{salida} = 0.5 \left(m_a + \frac{V_{control}}{V_{triangular}} \right) V_d \quad (2.18)$$

Además de mencionar dos métodos de modulación para generar el ancho de pulso en el inversor monofásico, también se presentan otras técnicas avanzadas de modulación de ancho de pulso en [Rashid, 1995].

2.3. Modelo Conmutado

El modelo conmutado es utilizado para representar sistemas eléctricos en el dominio del tiempo, en donde los elementos semiconductores son modelados como interruptores ideales y estos son representados mediante variables de estado [Castillo, 2008]. Las Ecuaciones Diferenciales Ordinarias (EDOs), se obtienen a partir de la aplicación de la ley de

corrientes (LCK) y de voltajes de Kirchhoff (LVK) [Hayt y Durbin, 2012] utilizando la formulación de mallas y nodos, notaciones de las leyes de carga y de conservación de la energía, respectivamente. Este método depende de la formulación y solución de ecuaciones integro-diferenciales que describen el sistema eléctrico, en la que cada uno de sus términos es de primer orden en la variable dependiente [Guillén, 2007]. La forma general se representa por el conjunto de EDOs de acuerdo a la siguiente notación:

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (2.19)$$

$$y = g(x, u, t) \quad (2.20)$$

donde

- x : Variable de estado.
- y : Variable de salida.
- f : Ecuación diferencial.
- g : Ecuación algebraica.
- u : Variable de entrada
- t : Tiempo

Existen relaciones entre las variables de salida y entrada; toman la forma de EDOs. La representación general de las EDOs se da mediante (2.21) y (2.22) [Ogata, 2002], en donde \dot{x} es un vector de estado y u es un vector de entrada [Castillo, 2008].

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.21)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (2.22)$$

La descripción del modelo se realiza a partir de la relación de conexión que existe entre los elementos de energía para cada modo de conmutación, el termino D que se muestra en la Ecuación 2.22 es igual a cero, ya que la salida no depende del estado de la variable y . En (2.23) se describe el funcionamiento de un conmutador dinámico para la configuración *on* ($u = 1$).

$$\dot{x}(t) = A_1x + B_1u \quad \text{para} \quad (0 \leq t \leq t_{on}) \quad (2.23)$$

y para *off* ($u = 0$) se tiene que:

$$\dot{x}(t) = A_2x + B_2u \quad \text{para} \quad (t_{on} \leq t \leq T_s) \quad (2.24)$$

La unica salida es y está dada por:

$$y(t) = C_1x(t) \quad \text{para} \quad (0 \leq t \leq t_{on}) \quad (2.25)$$

$$y(t) = C_2x(t) \quad \text{para} \quad (t_{on} \leq t \leq T_s) \quad (2.26)$$

Por lo tanto, la conmutación pasa de *on* a *off* y de nueva cuenta a *on* en un tiempo T_s (periodo de conmutación).

La aplicación de la metodología a sistemas de conmutación con elementos electrónicos (transistor, diodo rectificador, etc) [Rashid, 1995] resulta muy atractiva, ya que las conexiones de estos elementos representan diferentes modos de operación que dependen de las funciones de switcheo [Mohan y Robbins, 1995].

2.4. Modelo Promediado

El modelo conmutado puede ser aproximado a un modelo promediado, cuando el periodo de conmutación es constante y menor a las constantes de tiempo en cada modo de operación, por lo que permite encontrar un modelo continuo que esté aproximado al valor de las variables en cada periodo T_s , véase en la Ecuación (2.11), [Montenegro, 2015]. En Modo de Conducción Continuo (MCC), el sistema presenta dos estados dados por el interruptor: el primero es cuando la variable u_t toma el valor de 1 (intervalo *on*) y el segundo toma el valor de 0 (intervalo *off*).

Las ecuaciones en cada uno de los estados son:

$$\dot{x}(t) = A_{on}x(t) + B_{on} \quad (2.27)$$

$$\dot{x}(t) = A_{off}x(t) + B_{off} \quad (2.28)$$

donde

$$B_{on} : B_1 u_1(t).$$

$$B_{off} : B_2 u_2(t).$$

Como T_s representa un ciclo completo, la ecuación que se obtiene por la concatenación de (2.21) y (2.22) está dada por:

$$\dot{x}(t) = (A_{on}x(t) + B_{on})u(t) + (A_{off}x(t) + B_{off})(1 - u(t)) \quad (2.29)$$

se factorizan términos iguales como $x(t)$ y $u(t)$, obteniéndose la Ecuación (2.30), la cual describe un ciclo completo.

$$\dot{x}(t) = (A_{on} - A_{off})x(t)u(t) + A_{off}x(t) + (B_{on}x(t) - B_{off})u(t) + B_{off} \quad (2.30)$$

Por lo tanto, el sistema funciona dependiendo de la variable $u(t)$, conmutando de un estado *on* ($u(t) = 1$) a un estado *off* ($u(t) = 0$). Aunque (2.27) y (2.28) son lineales, el sistema es no lineal a causa de las conmutaciones. Por lo tanto, el modelo conmutado dificulta el análisis del sistema debido a que las conmutaciones son un reto para estudiarlas en conjunto y llegar a una solución del sistema en determinado tiempo [Montenegro, 2015]. Las ecuaciones obtenidas en los dos intervalos de tiempo en (2.27) y (2.28) se sustituyen en (2.29) y (2.30) [Montenegro, 2015], tomando en cuenta que u es la entrada del sistema, por lo que es igual a D_1 y D_2 que es el ciclo de trabajo del convertidor Boost y del inversor monofásico respectivamente (ver Tabla 4.1). Para el modelo promediado se tiene, [Mohan y Robbins, 1995]:

$$D_2 = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_{control}}{V_{triangular}} \right) \quad (2.31)$$

La ecuación para $\dot{x}(t)$ se obtiene de (2.30):

$$\dot{x}(t) = (A_{on}x(t) + B_{on})D + (A_{off}x(t) + B_{off})(1 - D) \quad (2.32)$$

desarrollando (2.32) se obtiene:

$$\dot{x}(t) = (A_{on}D - A_{off}(1 - D))x(t) + (B_{on}D + B_{off}(1 - D)) \quad (2.33)$$

2.5. Sistema de Control del SFV

En las secciones 4.2 y 4.3 se desarrollan los modelos (conmutado y promediado) del sistema del SFV conectado a la red eléctrica (véase la Sección 2.3 de este capítulo). Para el análisis en estado estacionario, se determina la dinámica del sistema y se realizan estudios de armónicos en el dominio del tiempo. Se debe tener en cuenta que los sistemas eléctricos pueden presentar problemas de estabilidad, lo que hace necesario considerar dos etapas de control, tal como se muestra en la Figura 2.12, con lo que se garantiza una continuidad y máxima potencia al sistema conectado [Garraoui R. y Barambones, 2013].

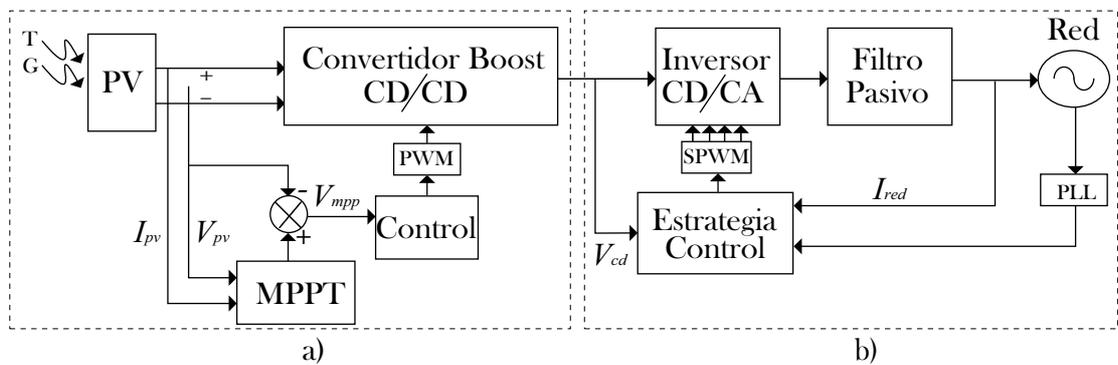


Figura 2.12: Etapas de control del SFV: a) Etapa de CD-CD y b) Etapa de CD-CA.

La primer etapa de control se muestra en la Figura 2.12a. Se obtiene el MPPT del panel solar y se utiliza un controlador PI para el control del voltaje de salida (conectada una carga) [Rashid, 1995]. La segunda etapa de control se muestra en la Figura 2.12b. El inversor es indispensable en un SFV (inversor unipolar monofásico), por lo tanto, es necesario convertir valores de CD en CA. En esta etapa se controla la corriente de salida de CA, considerando que depende respectivamente del V_{mpp} (valor de CD), primeramente del panel solar, seguido de la etapa de control del convertidor Boost como se muestra en la Figura 2.12a [Tina y Celsa, 2015].

A continuación se realiza el desarrollo de estas dos etapas de control y se describen los modelos respectivamente.

2.5.1. Seguimiento de Punto de Máxima Potencia (MPPT)

La eficiencia de los SFV depende de las condiciones climáticas. El seguimiento del punto de máxima potencia se convierte en una solución integral para mantener la máxima producción de potencia, según se muestra en la Figura 2.13 [Keyhani, 2011]. Este punto de máxima potencia tiene una variación no lineal debido al cambio con la irradiación solar y la temperatura. Este documento presenta un método de obtención de máximo punto de potencia basado en el enfoque de conductancia incremental, que proporciona un buen rendimiento en el seguimiento de la salida de energía [Radhia y Mouna, 2013]. La Ecuación (2.34) representa el punto más alto del MPPT, según se muestra en la Figura 2.14.

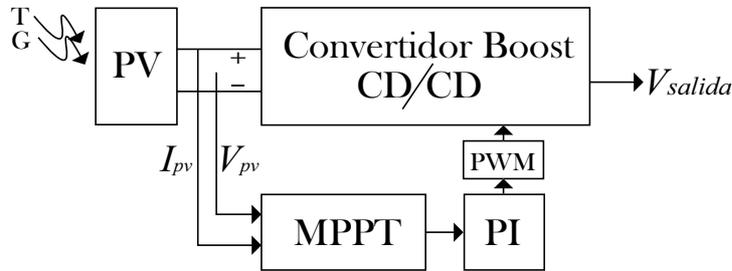


Figura 2.13: PV con MPPT conectado a un convertidor CD-CD.

Para obtener la máxima eficiencia, es necesario ajustar la carga del módulo fotovoltaico, tal que el punto de operación coincida con el máximo punto del panel fotovoltaico. Lo anterior se resuelve interconectando un convertidor Boost (CD-CD), que continuamente ajusta los niveles de voltaje, corriente y desajustes de la fuente conectada a una carga [Rodríguez, 2014].

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (2.34)$$

2.5.1.1. Conductancia Incremental

Este método se basa en el hecho de que la pendiente de la curva característica del panel es igual a cero en el MPP. Es positiva a la izquierda y negativa a la derecha (véase Figura 2.14), según indica en (2.35) a (2.37) [Hussein, 1995].

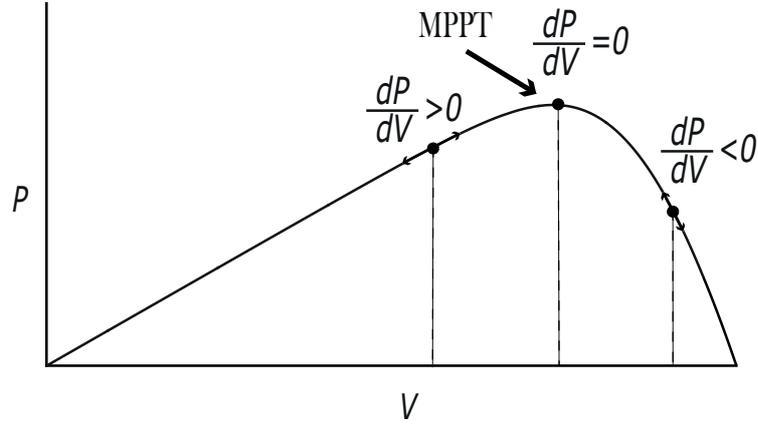


Figura 2.14: Seguimiento de Punto de Máxima Potencia.

$$\frac{dP}{dV} = 0 ; \text{ en el MPPT} \quad (2.35)$$

$$\frac{dP}{dV} > 0 ; \text{ a la izquierda del MPPT} \quad (2.36)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0 ; \text{ a la derecha del MPPT} \quad (2.37)$$

Estas relaciones se pueden escribir en términos de la corriente y el voltaje cómo:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I \frac{dV}{dV} + V \frac{dI}{dV} = I + \frac{dI}{dV} \quad (2.38)$$

por lo tanto, la Ecuacion (2.38) se puede escribir de la siguiente manera:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} ; \text{ en el MPPT} \quad (2.39)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V} ; \text{ a la izquierda del MPPT} \quad (2.40)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V} ; \text{ a la derecha del MPPT} \quad (2.41)$$

El MPP puede rastrearse comparando la conductancia instantánea $\frac{I}{V}$ con la conductancia incremental $\frac{\Delta I}{\Delta V}$, según el procedimiento mostrado por el diagrama de flujo de la Figura 2.15, $V_{inicial}$ es el voltaje de referencia del panel fotovoltaico al que está obligado a operar.

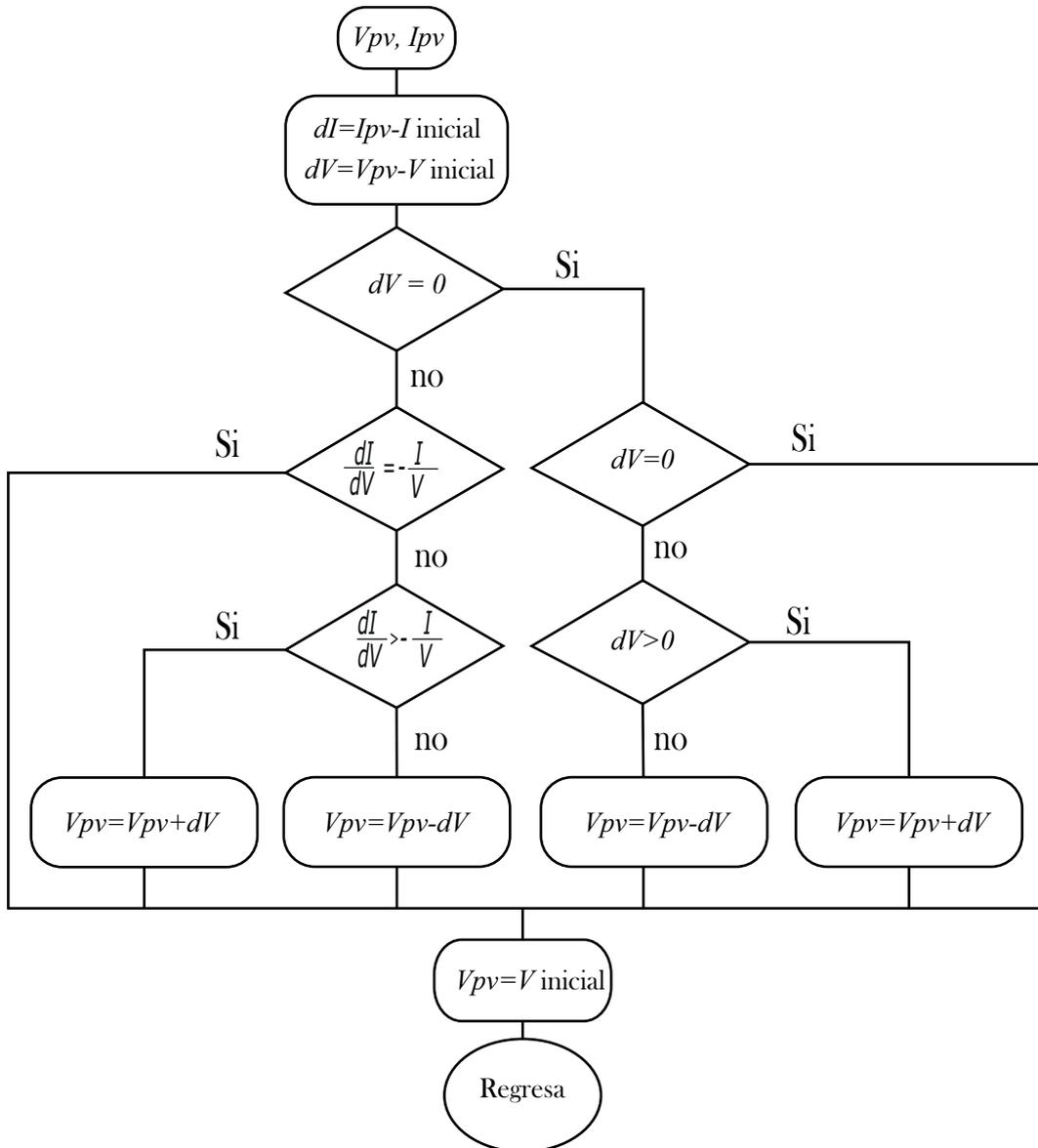


Figura 2.15: Operación del algoritmo conductancia incremental para MPPT.

2.5.2. Control PI del Convertidor Boost

El objetivo del control en lazo cerrado en convertidores Boost (CD-CD) es mantener regulada la componente del voltaje de salida (V_{salida}) respecto de un valor de voltaje de referencia deseada en estado estable ($V_{referencia}$), según se muestra en la Figura 2.16. Sin embargo, el error obtenido de la Ecuación (2.42) debe ser minimizado por los ajustes de las

ganancias del controlador PI [Ogata, 2002].

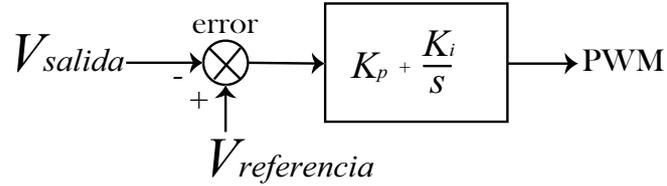


Figura 2.16: Control PI en lazo abierto para seguimiento de voltaje de referencia.

$$error = (V_{referencia} - V_{salida}) \quad (2.42)$$

El control debe seguir ciertas condiciones para que el ciclo de trabajo esté cambiando de acuerdo a los valores de entrada y los valores de salida (carga conectada). El ciclo de trabajo se encuentra en los rangos de $(0 < D_1 < 1)$ [Candelas, 2014]. La Ecuación (2.43) generaliza la acción de control mediante la función de transferencia, en donde la sintonización del control PI requiere obtener los valores de K_P y K_i por la regla de Ziegler-Nichols, para sintonizar los controladores PI [Ogata, 2002] y mantener la estabilidad del sistema [Farid, 2010].

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.43)$$

En la Figura 2.17 se muestra las partes principales del control de voltaje del convertidor Boost con voltaje de seguimiento de referencia.

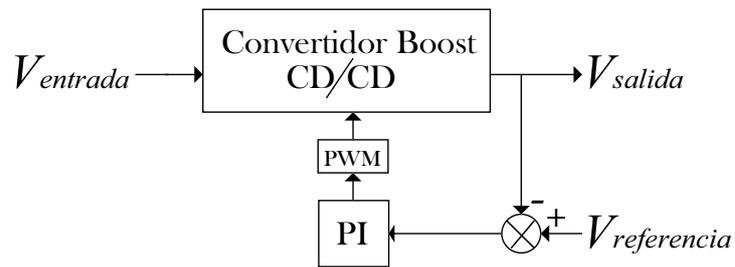


Figura 2.17: Control PI de un convertidor Boost con voltaje de seguimiento.

La función de transferencia $G(s)$ del sistema, está dada por:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (2.44)$$

donde las matrices A, B, C y D están asociadas a partir del modelo obtenido del sistema en variables de estado. Para obtener las ganancias del control PI, se tiene el sistema en lazo cerrado de la Figura 2.18.

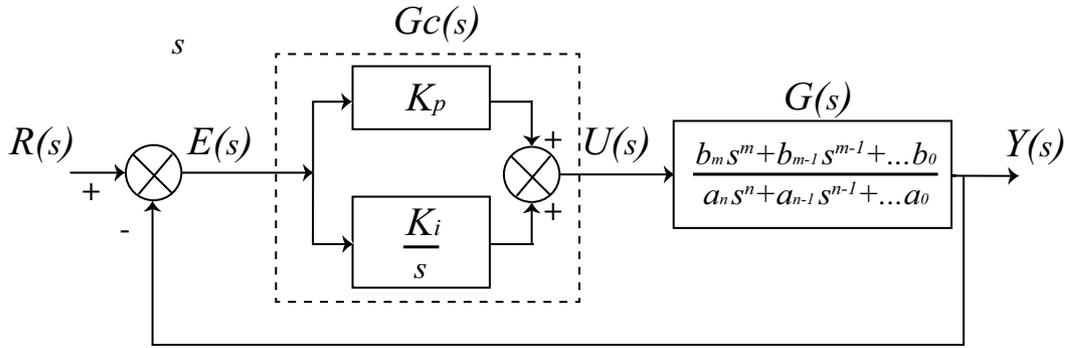


Figura 2.18: Diagrama de bloques en lazo cerrado, control PI y función de transferencia del sistema modelado.

De la Figura 2.18, se obtiene (2.45) aplicando reducción de bloques [Ogata, 2002].

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G(s)}{1 + G_c(s)G(s)} \quad (2.45)$$

donde el polinomio característico está dado por:

$$1 + G_c(s)G(s) = 0 \quad (2.46)$$

se realiza el criterio de Routh-Hurwitz de (2.46) para obtener la región en la cual el sistema es estable [Ogata, 2002].

2.5.3. Control del Inversor Monofásico

El principal objetivo de un inversor unipolar monofásico es convertir el voltaje de entrada CD a un valor de voltaje de CA (Figura 2.19), con magnitud y frecuencia conocidas. La parte principal del inversor monofásico es el SPWM, de tal manera que se puede controlar voltajes y corrientes [Rashid, 1995]. El controlador PI se ha utilizado principalmente en el campo de la electrónica de potencia, ya que maneja una alta frecuencia de conmutación, lo que permite hacer que la señal de realimentación se acerque lo más posible a la señal de referencia [Farid, 2010].

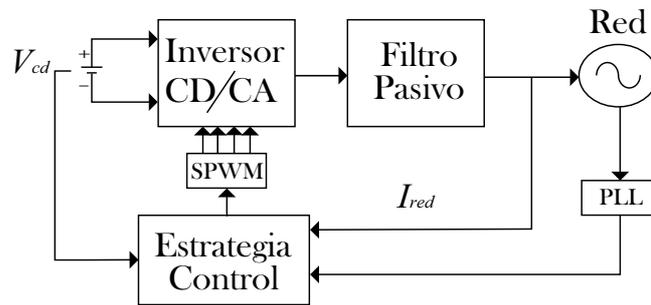


Figura 2.19: Etapa de control del inversor monofásico unipolar.

Esta etapa de control que se muestra en la Figura 2.19, considera la modificación de SPWM del inversor monofásico CD-CA para controlar las señales de salida de voltaje y corriente. Los elementos como el PLL y la estrategia de control se describen a continuación:

PLL. Para sincronizar la salida del inversor con la red, es necesario sincronizar la corriente de salida del inversor y la frecuencia de voltaje [Zhang y Lei, 2014]. La precisión del PLL de la Figura 2.20 es muy baja, la forma de onda del voltaje se ve afectada fácilmente por el contenido armónico de la carga.

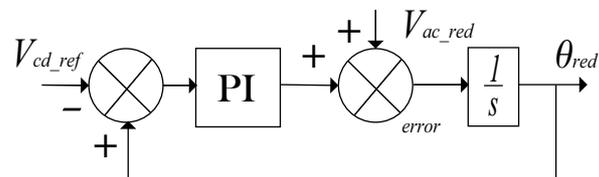


Figura 2.20: Diagrama de bloques del PLL.

Es fácil visualizar inicialmente como un circuito electrónico consiste en un oscilador de frecuencia variable y un detector de fase. El oscilador genera una señal periódica y el detector de fase compara la fase de esa señal con la fase de la señal periódica de entrada, ajustando el oscilador para mantener las fases coincidentes. El retorno de la señal de salida hacia la señal de entrada para comparación se denomina lazo de realimentación, ya que la salida se realimenta hacia la entrada en forma de un lazo.

Estrategia de Control. La etapa CD-CD puede hacer que CD-CA tenga una entrada más alta y ser propicia para obtener una alta eficiencia de inversión en el control de la corriente a la salida del inversor. La Figura 2.21 muestra la estructura interna en que está basada la estrategia de control que se aplicó al SFV en la etapa de conversión de CD a CA [Shigong y Hui, 2010].

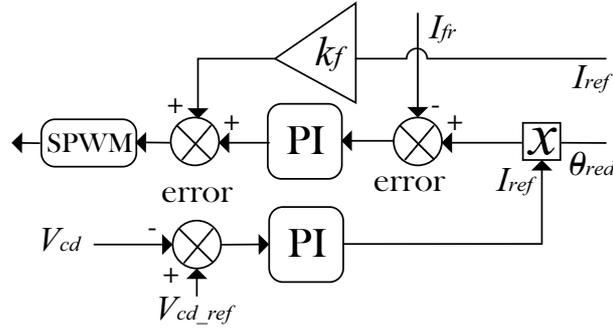


Figura 2.21: Estrategia de control.

2.6. Conclusiones

El desarrollo de este capítulo se describieron las partes principales y funcionamiento principal de los elementos que componen un SFV sin etapa de control. Después de haber descrito su funcionamiento se hace alusión a aplicar etapas de control en el SFV. Por lo tanto, la aplicación de control en el SFV permitirá la modificación del PWM y SPWM, respectivamente en el convertidor e inversor monofásico para obtener un mejor control en las señales de salida deseadas.

Por último, se realizó el análisis del sistema de generación fotovoltaica con sistema de control en dos etapas. La primera etapa consiste en el máximo aprovechamiento del panel solar y controlar el ciclo de trabajo en el convertidor Boost, dependiendo de la irradiación y temperatura. La segunda etapa se enfocó en el control de la corriente y voltaje del inversor, considerando el voltaje que proviene del convertidor CD-CD, el cual debe regular la salida del inversor CD-CA con la ayuda de elementos como el PLL, que ayuda a sincronizar el sistema en frecuencia con el de la red. En los capítulos siguientes se presentarán diversas soluciones así como cuatro casos de estudio de los modelos descritos.

Capítulo 3

Aplicación de Técnicas Numéricas Avanzadas

3.1. Introducción

La complejidad en el análisis y solución en estado estacionario de redes eléctricas mediante métodos analíticos se incrementa en proporción directa al tamaño de la red eléctrica. Para resolver éste problema, se han desarrollado métodos numéricos de solución, basados a su vez en métodos numéricos de integración de ecuaciones diferenciales que representan la dinámica de la red eléctrica a resolver y que son adecuados para su programación y solución computacional eficiente, en particular en redes de gran escala.

Para el caso en particular de esta metodología, se requiere hacer uso de metodologías especializadas de solución, tal como la basada en equivalentes Norton (circuitos acompañantes), la cual, a diferencia de los modelos donde se obtienen ecuaciones diferenciales [Hale, 1969], permite modelar cualquier sistema mediante ecuaciones diferenciales (discretizadas), que pueden ser consideradas como ecuaciones algebraicas [Watson y Arrillaga, 2003]. El proceso de solución en el dominio del tiempo se realiza de manera eficiente mediante métodos Newton de acercamiento rápido estacionario periódico [Semlyen y Medina, 1995]. En las siguientes secciones se describen de manera concisa cada una de las metodologías mencionadas.

3.2. Formulación Basada en Circuitos Acompañantes

El método basado en modelos acompañantes o también llamados equivalentes Norton (EQN) [Hayt y Durbin, 2012], consiste en la sustitución de una fórmula de integración numérica [Mathews, 2000] en una ecuación diferencial [Watson y Arrillaga, 2003], de tal manera que se tienen ecuaciones discretas. Esta metodología es de aplicación general a la representación de la operación dinámica de redes eléctricas de pequeña y gran escala; para estudios en estado estacionario y transitorio, respectivamente. Su uso se ha estandarizado y forma parte de simuladores digitales ampliamente aceptados por la industria de potencia, tal como PSCAD/EMTDC® [Manitoba, 1986]. La sustitución de integración numérica (NIS-Numerical Integrator Substitution) [Dommel, 1969]. Es esencial una representación numérica de las ecuaciones diferenciales ordinarias, resueltas para intervalos discretos de tiempo (factor de paso), como se muestra en la Figura 3.1. Esta metodología es simple, numéricamente estable y lo suficientemente precisa para su aplicación en la solución de redes eléctricas prácticas. Sin embargo, se ha reportado que su principal desventaja es la de producir oscilaciones numéricas asociadas a la solución numérica utilizando la regla trapezoidal, pero es rápida e incondicionalmente estable [Perkins y Dommel, 1995]. Por ejemplo; filtra corrientes de alta frecuencia a la inductancia conectada a fuente de voltaje, también amplifica los voltajes de alta frecuencia a través de inductancias, en situaciones donde las corrientes son forzadas a través de las inductancias [Perkins y Dommel, 1995].

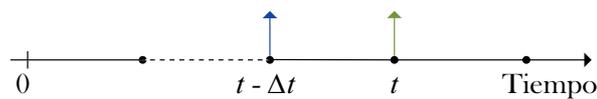


Figura 3.1: Desarrollo de la solución en Δt discretos.

Observe de la Figura 3.1, que el estado desconocido del sistema en t está determinado por el estado anterior en $t = t - \Delta t$. Se considera que Δt es muy pequeño, lo que permite aproximar las ecuaciones diferenciales a ecuaciones de diferencias. La idea general es utilizar métodos numéricos aplicados directamente en el dominio del tiempo en circuitos básicos constituidos por elementos R , L y C ; esto se conoce como discretización de los elementos R, L y C , según se muestra en la Tabla 3.1 [Sluis, 2001] y [Watson y Arrillaga, 2003].

Tabla 3.1: Representación de elementos R, L y C en equivalentes Norton.

		<ul style="list-style-type: none"> • $i_{km}(t) = \frac{1}{R} (v_k(t) - v_m(t))$
		<ul style="list-style-type: none"> • $R_L = \frac{2L}{\Delta t}$ • $I_{Historia}(t - \Delta t) = i_{km}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2L} \{v_k(t - \Delta t) - v_m(t - \Delta t)\}$ • $i_{km}(t) = I_{Historia}(t - \Delta t) + \frac{1}{R_L} \{v_k(t) - v_m(t)\}$
		<ul style="list-style-type: none"> • $R_c = \frac{\Delta t}{2C}$ • $I_{Historia}(t - \Delta t) = -i_{km}(t - \Delta t) - \frac{2C}{\Delta t} \{v_k(t - \Delta t) - v_m(t - \Delta t)\}$ • $i_{km}(t) = I_{Historia}(t - \Delta t) + \frac{1}{R_c} (v_k(t) - v_m(t))$
		<ul style="list-style-type: none"> • $I_{RLC,Historia}(t - \Delta t) = \frac{\left(\frac{2L}{\Delta t} I_{L,Historia} + \frac{\Delta t}{2C} I_{C,Historia}\right)}{\left(R + \frac{2L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{2C}\right)}$

Se debe de tomar en cuenta que la representación de fuentes de voltaje también se representarán mediante equivalentes Norton. En la Sección 2.2.1.1.1 se detalla la transformación de equivalente Thévenin a equivalente Norton [Hayt y Durbin, 2012].

3.2.1. Solución General de la Metodología

La necesidad de análisis y de problemas de transitorios electromagnéticos se ha incrementado en los últimos años [Martinez, 2000] y [Chan, 2001]. Para una red con n nodos [Medina *et al.*, 2013], cuya forma general es:

$$[G]v(t) = i(t) + I_{Historia} \quad (3.1)$$

donde:

- $[G]$: Matriz de conductancias.
- $v(t)$: Vector de voltaje nodal.
- $i(t)$: Vector de fuentes de corriente externas.
- $I_{Historia}$: Vector de fuentes que representan terminos de la historia pasada.

La conversión de fuentes de voltaje a equivalentes Norton requiere cierta impedancia en serie, es decir, una fuente de voltaje ideal no puede representarse utilizando este simple método de conductancia. Un enfoque más general es dividir la Ecuación (3.2) [Dommel y Meyer, 1974].

$$\begin{bmatrix} [G_{UU}] & [G_{UK}] \\ [G_{KU}] & [G_{KK}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_U(t) \\ v_K(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_U(t) \\ i_K(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_U Historia \\ I_K Historia \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_U \\ I_K \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Si la red contiene fuentes de voltaje conectadas a tierra, entonces (3.2) se puede dividir en la parte U con voltajes desconocidos, y la parte K con voltajes conocidos. La Figura 3.2 muestra el esquema de solución representativo. Los voltajes desconocidos se encuentran desde:

$$[G_{UU}] v_U(t) = i_U(t) + I_U Historia - [G_{UK}] v_K(t) = V_U \quad (3.3)$$

La corriente en las fuentes de voltaje se calcula mediante:

$$[G_{KU}] v_U(t) + [G_{KK}] v_K(t) - I_{KHistoria} = i_K(t) \quad (3.4)$$

La formulación triangular de (3.3) calcula $v_U(t)$ y posteriormente recalcula la variable i_K en (3.4) [Perkins y Dommel, 1995].

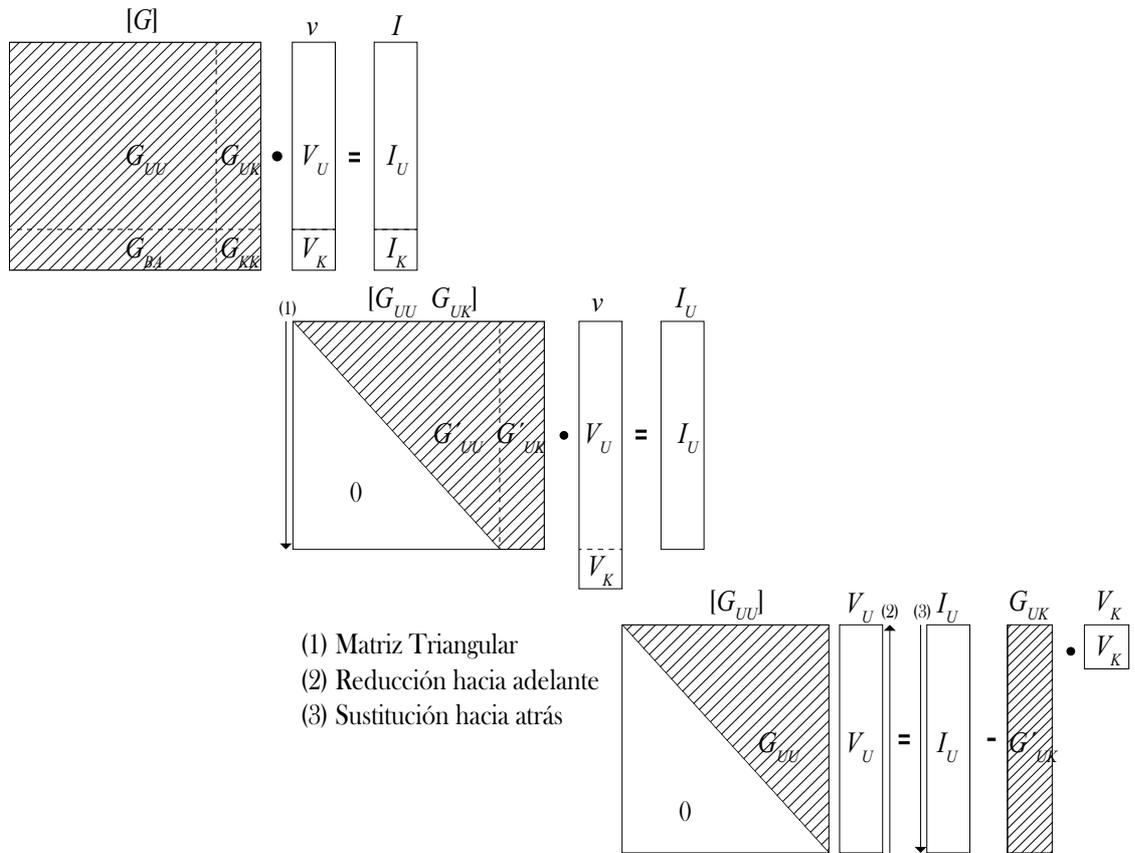


Figura 3.2: Solución de red con fuentes de voltaje [Watson y Arrillaga, 2003].

3.3. Acercamiento Rápido al Estado Estacionario Periódico

A lo largo de los años los métodos numéricos convencionales (Métodos de fuerza bruta) Euler, Runge Kutta de 4to orden y la Regla Trapezoidal (Apéndice A) [Mathews, 2000]

han sido utilizadas para la solución numérica de sistemas no lineales en el dominio de tiempo, representados por ecuaciones diferenciales ordinarias. Estos métodos pueden requerir de un esfuerzo de cómputo considerable, ser lentos y converger con dificultad a la solución [Parker y Chua, 1989].

Existen técnicas que ayudan a determinar la solución de manera precisa y alcanzar la convergencia en tiempos mucho más cortos [Aprille y Trick, 1972] y [Medina *et al.*, 2013]. Si la evolución convencional en el dominio del tiempo de una variable de estado periódica se refiere a otra variable de estado del mismo tipo o a una variable periódica entonces su comportamiento dinámico quedará descrito por una órbita.

Teóricamente, en un tiempo infinito la órbita se acercará en sí misma, conocida como ciclo limite [Parker y Chua, 1989]. Un hiperplano imaginario, identificado como plano Poincaré [Parker y Chua, 1989], corta perpendicularmente las orbitas transitorias de la variable de estado, según se muestra en la Figura 3.3.

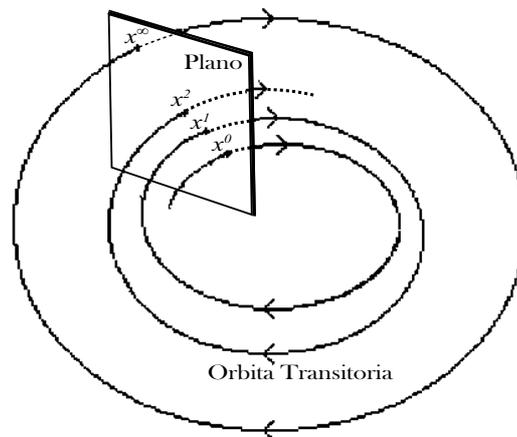


Figura 3.3: Plano y Mapa poincare, [García, 1998].

En [Semlyen y Medina, 1995] se introducen tres métodos Newton de acercamiento rápido al ciclo limite [Parker y Chua, 1989] (estado estacionario periódico) en el dominio del tiempo en redes eléctricas no lineales. En esta investigación se utiliza el identificado como Diferenciación Numérica (DN), debido a su eficiencia y simplicidad de formulación (el desarrollo principal de este método se muestra en el Apéndice B).

Aplicando una perturbación a la trayectoria original de x^i se obtiene $x^i + \Delta x^i$, donde el ciclo comprendido entre x^i y x^{i+1} se denomina "Ciclo Base" [Semlyen y Medina, 1995], lo anterior se muestra en la Figura 3.4.

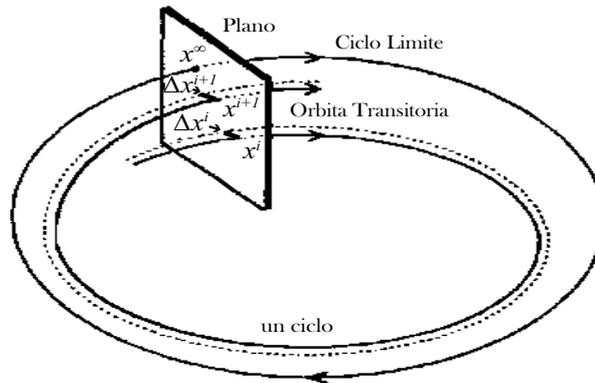


Figura 3.4: Órbita del vector de estado x [Semlyen y Medina, 1995].

3.4. Proceso de Solución Aplicando Técnicas Numéricas Avanzadas

La Figura 3.5 representa el proceso general para encontrar la solución de estado estable estacionario periódico en redes eléctricas, aplicando la metodología EQN y acercamiento rápido a la solución por DN, la cual depende inicialmente de la construcción de la matriz de conductancias que depende de la conectividad de sus nodos (debe de ser simétrica en valor numérico y real), esta matriz se resuelve mediante descomposición LU para evitar el cálculo de la matriz inversa. Como ya se mencionó anteriormente la forma de solución permite encontrar voltajes (variables del sistema igual el número de nodos).

El proceso de solución comienza en un tiempo en específico de inicio y termina en un tiempo dependiendo del criterio de convergencia que se esté utilizando para encontrar la solución. Estos dos tiempos permiten determinar la cantidad de ciclos que se calculan dependiendo del paso de tiempo solución, este tiempo es conocido como paso de tiempo discreto (permanece fijo) durante el proceso de solución.

3.5. Conclusiones

Las técnicas numéricas descritas en este capítulo tienen el propósito de facilitar los cálculos para sistemas de EDOs de pequeña y gran escala cualquiera que sea el caso.

Para el caso de la metodología basada en circuitos acompañantes, aplicada a la representación de redes eléctricas. La solución en el tiempo está basada en sistemas de ecuaciones diferenciales discretas, es decir, depende únicamente de la solución de sistemas de ecuaciones algebraicas. Para la solución de esta metodología se hace incapié que la matriz formada por la conectividad de cada una de las variables se debe de descomponer en la forma LU para reducir el tiempo de cálculo.

Una vez representada la red eléctrica mediante la metodología de circuitos acompañantes en el dominio del tiempo, se procede a aplicar el método DN de extrapolación al ciclo límite para obtener de manera eficiente su solución periódica en estado estacionario.

Capítulo 4

Modelado de Microrredes Eléctricas con Fuentes Fotovoltaicas

4.1. Introducción

El modelado y representación en espacio de estado de redes y microrredes eléctricas convencionales y con fuentes renovables de energía integradas permiten, en el dominio del tiempo, su análisis bajo condiciones de operación en estado estacionario y estado transitorio, respectivamente.

La investigación reportada en esta tesis se orienta en particular a la determinación del estado estacionario periódico bajo condiciones de distorsión armónica de microrredes y redes eléctricas con integración de sistemas de generación FV. El análisis se realiza en el dominio del tiempo, considerando el modelado particular de los componentes de la microrred eléctrica, sus controles asociados y su representación en el marco de referencia de espacio de estado. En las subsecciones siguientes se detalla el proceso de modelado de componentes que conformen una microrred eléctrica con un SFV de generación. Se hace énfasis particular en el modelado de su esquema de control.

Lo anterior debido a que las ecuaciones del SFV requieren considerar de manera

particular los elementos de conmutación del convertidor elevador de CD-CD e inversor unipolar monofásico de CD-CA.

4.2. Formulación modelo conmutado-sistema fotovoltaico

El interruptor activo (S_1) es directamente controlado con una señal de control externa (técnica PWM en convertidor CD-CD). El interruptor pasivo (S_2) es indirectamente controlado por el estado activo del convertidor y a su vez el estado activo o inactivo del inversor monofásico unipolar (puente completo) es controlado por una señal externa que permite cambiar el estado de conexión del arreglo del inversor [Guillén, 2007].

El circuito de la Figura 4.1 tiene como partes principales las funciones de switcheo del convertidor e inversor monofásico respectivamente. La relación de cada una está descrita por (4.1) y (4.2). En la etapa de CD-AC del inversor monofásico es entre señales senoidales; una positiva (+) y otra señal negativa (-) (o desfasada 180° respecto de la positiva) para obtener la modulación de ancho de pulso [Rashid, 1995].

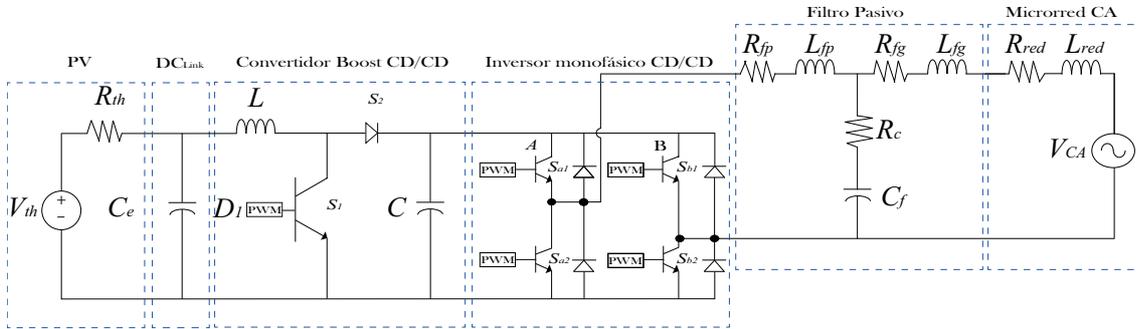


Figura 4.1: Circuito del SFV monofásico conectado a la red eléctrica.

Donde V_{th} y R_{th} se calculan con (2.9) y (2.10) para el valor estandar $G = 1000$ W/m^2 y $T = 25^\circ C$, respectivamente, D_1 es el ciclo de trabajo mostrado en la Tabla 4.1, C_e , L , C , L_{fp} , C_f y L_{fg} son variables de estado, S_1 y S_2 representadas por $S_{1,2}$ son funciones de switcheo del transistor y diodo respectivamente. Los términos S_{a1} , S_{a2} , S_{b1} y S_{b2} representados por S_i en (4.2) y (4.3) son las funciones de switcheo del inversor monofásico, donde $S_{1,2}$ depende de la condición de (4.1).

$$\begin{aligned}
& \mathbf{if} \\
& S_1 = on, S_2 = off \\
& \mathbf{else} \\
& S_1 = off, S_2 = on \\
& \mathbf{end}
\end{aligned} \tag{4.1}$$

y para S_i en (4.2) y (4.3), [Rashid, 1995]:

$$\begin{aligned}
& \mathbf{if} +V_{control} > V_{triangular} & \mathbf{if} -V_{control} < V_{triangular} \\
& S_{a1} = on, S_{a2} = off & S_{b1} = on, S_{b2} = off \\
& \mathbf{else} & \mathbf{else} \\
& S_{a1} = off, S_{a2} = on & S_{b1} = off, S_{b2} = on \\
& \mathbf{end} & \mathbf{end}
\end{aligned} \tag{4.2}$$

$$S_i = S_{a1} - S_{b1} \tag{4.3}$$

Tabla 4.1: Entradas al Sistema, modelo conmutado.

VARIABLES	ENTRADAS
D	Ciclo de Trabajo
$S_{1,2}$	PWM Convertidor Boost
S_i	SPWM Inversor Unipolar Monofasico
u	D_1, S_i
	V_{th}, V_{CA}

El equivalente de un sistema fotovoltaico conectado a la red se muestra en la Figura 4.2, donde el conjunto fotovoltaico ha sido reemplazado por el equivalente de Thevenin correspondiente, según detalla en la Sección 2.2.1.1.1.

Realizando el análisis correspondiente, la representación en el espacio de estado del sistema fotovoltaico conectado a la red se expresa mediante la ecuación matricial (4.4).

Considere el circuito de la Figura 4.2.

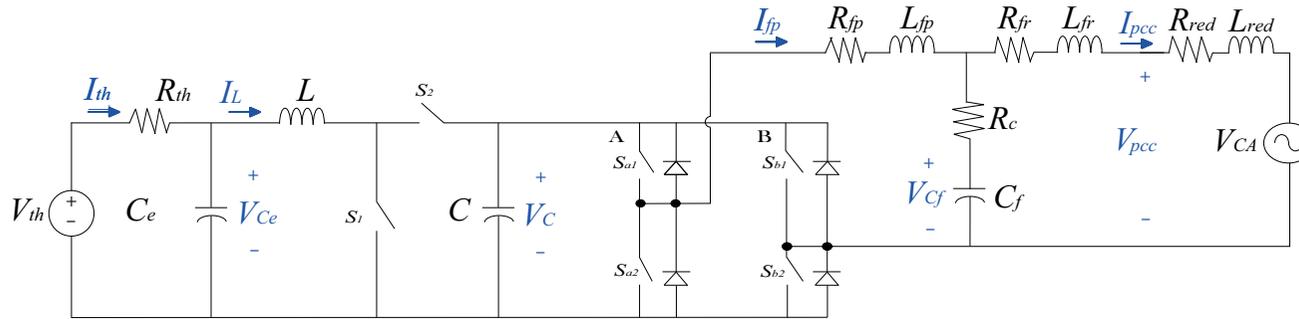


Figura 4.2: Circuito del SFV con funciones de switcheo $S_{1,2}$ y S_i .

A partir del circuito de la Figura 4.2 se obtiene el modelo conmutado en variables de estado de la forma $\dot{x} = Ax + Bu$, obteniendo 6 variables de estado, el cual tiene la forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C_e} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_C \\ \dot{I}_{f_p} \\ \dot{V}_{c_f} \\ \dot{I}_{p_{cc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_e R_{th}} & -\frac{1}{C_e} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & -\frac{1}{L} S_{1,2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} S_{1,2} & 0 & -\frac{1}{C} S_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{f_p}} S_i & -\frac{R_{f_p} + R_{c_f}}{L_{f_p}} & -\frac{1}{L_{f_p}} & \frac{R_c}{L_{f_p}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_c}{L_{f_r} + L_{red}} & \frac{1}{L_{f_r} + L_{red}} & -\frac{(R_c + R_{f_g} + R_{red})}{L_{f_r} + L_{red}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C_e} \\ I_L \\ V_C \\ I_{f_p} \\ V_{c_f} \\ I_{p_{cc}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_e R_{th}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{f_r} + L_{red}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{th} \\ V_{CA} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

La función de conmutación S_i se obtiene mediante el esquema SPWM para el inversor, mientras que $S_{1,2}$ se obtiene en función del ciclo trabajo para el convertidor Boost; $S_{1,2}$ toma valores en el rango de 0 a 1, en donde el valor de 0 representa que está en modo *off* y 1 en el modo *on*.

El primer intervalo de tiempo se muestra en la Figura 4.4. Este análisis considera 6 variables de estado debido a la acción de los dispositivos que actúan como interruptores, según se observa en la Tabla 4.2 cuando está en modo 1.

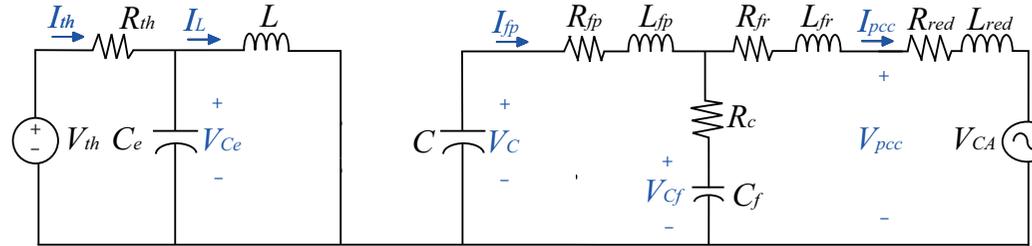


Figura 4.4: Circuito modo 1.

La representación en espacio de estado de las ecuaciones resultantes del circuito de la Figura 4.4 es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C_e} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_c \\ \dot{I}_{fp} \\ \dot{V}_{cf} \\ \dot{I}_{pcc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_e} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_{fp}} & -\frac{R_{fp} + R_{cf}}{L_{fp}} & -\frac{1}{L_{fp}} & \frac{R_c}{L_{fp}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_c}{L_{fr} + L_{red}} & \frac{1}{L_{fr} + L_{red}} & -\frac{(R_c + R_{fg} + R_{red})}{L_{fr} + L_{red}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C_e} \\ I_L \\ V_c \\ I_{fp} \\ V_{cf} \\ I_{pcc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_e R_{th}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{fr} + L_{red}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{th} \\ V_{CA} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

En forma compacta:

$$\dot{x}(t) = A_{on}x(t) + B_{on}u(t) \quad (4.6)$$

El segundo intervalo de tiempo se muestra en la Figura 4.5. Este análisis considera 6 variables de estado al igual que el modo 1, pero con diferente configuración, según se observa en la Tabla 4.2 cuando está en modo 2.

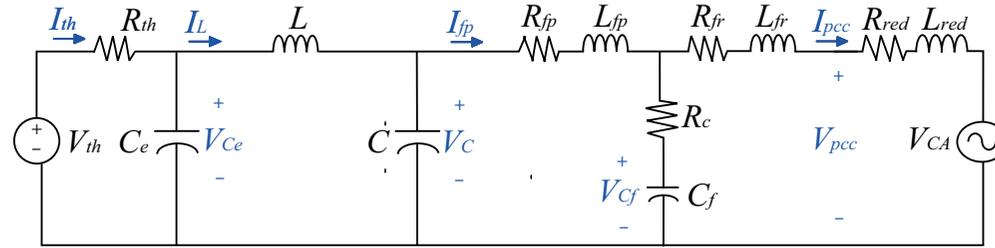


Figura 4.5: Circuito Modo 2.

La representación en espacio de estado de las ecuaciones resultan del circuito de la Figura 4.5 es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C_e} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_c \\ \dot{I}_{f_p} \\ \dot{V}_{c_f} \\ \dot{I}_{p_{cc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_e} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{R_{fp} + R_{cf}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{fp}} & -\frac{1}{L_{fp}} & -\frac{1}{L_{fp}} & \frac{R_c}{L_{fp}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_c}{L_{fr} + L_{red}} & \frac{1}{L_{fr} + L_{red}} & -\frac{(R_c + R_{fg} + R_{red})}{L_{fr} + L_{red}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C_e} \\ I_L \\ V_c \\ I_{f_p} \\ V_{c_f} \\ I_{p_{cc}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_e R_{th}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{fr} + L_{red}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{th} \\ V_{CA} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Cuya representación compacta es:

$$\dot{x}(t) = A_{off}x(t) + B_{off}u(t) \quad (4.8)$$

Sustituyendo (4.5) y (4.7), en la Ecuación (2.33), obtenemos 6 variables de estado, resultado de unificar los modos 1 y 2; donde las señales PWM del convertidor e inversor están basadas en la relación de D_1 y D_2 , según se muestra como:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{Ce} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_c \\ \dot{I}_{fp} \\ \dot{V}_{cf} \\ \dot{I}_{pcc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_e} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & \frac{(D_1 - 1)}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(1 - D_1)}{C} & 0 & -\frac{(2D_2 - 1)}{C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{(2D_2 - 1)}{L_{fp}} & -\frac{C}{R_{fp} + R_{cf}} & -\frac{1}{L_{fp}} & \frac{R_c}{L_{fp}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_c}{L_{fr} + L_{red}} & \frac{1}{L_{fr} + L_{red}} & -\frac{(R_c + R_{fg} + R_{red})}{L_{fr} + L_{red}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ce} \\ I_L \\ V_c \\ I_{fp} \\ V_{cf} \\ I_{pcc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_e R_{th}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{fr} + L_{red}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{th} \\ V_{CA} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Su representación compacta es la siguiente:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (4.10)$$

La variable D_1 es el ciclo de trabajo en el convertidor CD-CD, mientras que D_2 es la modulación de ancho de pulso en amplitud del inversor unipolar monofásico. El primero es un valor constante especificado, en el rango de 0 a 1, el segundo se obtiene en función de un promedio de una señal triangular y una senoidal (véase la Sección 2.2.3).

4.4. Sistema de Control

En las subsecciones siguientes se considera el diseño de controles del SFV. El control del convertidor considera la obtención MPPT del panel solar, el control PI para controlar un voltaje de referencia deseado y el control del inversor monofásico considera las características necesarias que permitan, a partir de una fuente de CD, controlar un voltaje de CA mediante los SPWM. Por último, se unen ambos controles para su análisis, según se muestra en la Figura 4.12.

4.4.1. Control del Convertidor Boost

El modelado de un convertidor CD-CD tipo Boost en el MCC, así como el diseño de su lazo de control cerrado, es un sistema que emula la generación fotovoltaica mediante paneles solares en el contexto de microrredes. El objetivo es utilizar el convertidor Boost para elevar y regular el voltaje generado por el panel solar para un determinado voltaje de CD a la entrada, de manera que este sirva como voltaje de entrada a un inversor monofásico tipo puente completo, para su posterior conexión con la red eléctrica, o bien, para su operación en modo aislado alimentando una carga.

Para propósitos de diseñar la ley de control mediante un PI se requiere determinar las ganancias que compensarán los valores de salida deseados.

Considere el circuito de la Figura 4.6:

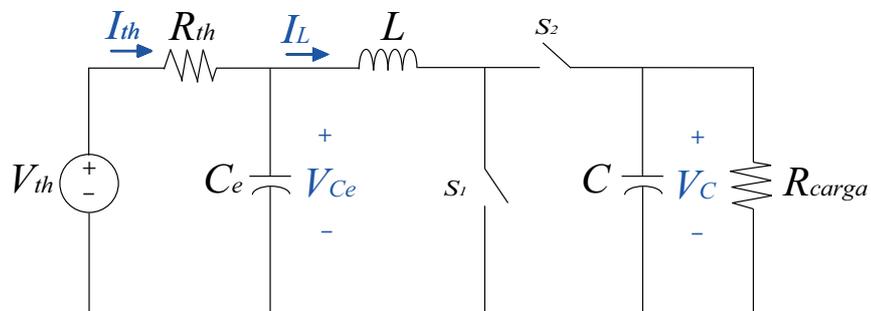


Figura 4.6: Circuito básico de un convertidor Boost con carga (R_{carga}).

Las ecuaciones obtenidas en modelo promediado (3 variables de estado), permite obtener la ecuación matricial (4.11), donde D_1 es el ciclo de trabajo:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{Ce} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_e} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & \frac{D_1 - 1}{L_1} \\ 0 & -\frac{1 - D_1}{C} & -\frac{1}{R_{load}C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ce} \\ I_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_e R_{th}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{th}] \quad (4.11)$$

Las matrices A,B,C y D tienen la forma:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_e} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & \frac{D_1 - 1}{L_1} \\ 0 & -\frac{1 - D_1}{C} & -\frac{1}{R_{load}C} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_e R_{th}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; C = [1 \ 0 \ 0]; D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Por lo tanto, de (4.12) se definen tres funciones de transferencia:

$$G_1(s) = \frac{(R_{load} - D_1 R_{load} + (C^2 L + C^2 D_1 L)s + CLR_{load}s^2)V_{th}}{CLR_{load}R_{th}C_e} \quad (4.13)$$

$$G_2(s) = \frac{(C^2 + C^2 D_1 + CR_{load})V_{th}s}{CLR_{load}R_{th}C_e} \quad (4.14)$$

$$G_3(s) = \frac{R_{load}V_{th}}{(s^3 - H_1 s^2 - H_2 s + H_3)CLR_{load}R_{th}C_e} \quad (4.15)$$

donde:

$$H_1 = \frac{(C^2 D_1 L R_{th} C_1 + C^2 L R_{th} C_1)}{CLR_{load}R_{th}C_1} \quad (4.16)$$

$$H_2 = \frac{(-D_1 R_{load} R_{th} C_1 - R_{load} R_{th} C_1 - R_{load} R_{th} C)}{CLR_{load}R_{th}C_1} \quad (4.17)$$

$$H_3 = \frac{D_1 R_{th} C^2 + R_{th} C^2}{CLR_{load}R_{th}C_1} \quad (4.18)$$

Estas funciones representan el efecto de los cambios del ciclo de trabajo D_1 , con respecto al voltaje de salida de $G_1(s)$ y los cambios del voltaje de entrada (perturbación) con respecto al voltaje de salida $G_2(s)$ y $G_3(s)$.

La función de transferencia $T(s)$ está definida por:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G_1(s)}{1 + G_c(s)G_1(s)} \quad (4.19)$$

donde $G_c(s)$ está definida por (2.43). Se obtiene el polinomio característico:

$$0 = 1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)(s^3 - H_1s^2 - H_2s + H_3) \quad (4.20)$$

Desarrollando (4.20) y aplicando el análisis de Routh-Hurwitz [Ogata, 2002], se obtiene la región en donde el sistema es estable para las ganancias K_p y K_i (Apéndice C). Finalmente, en la Figura 4.7 se complementa la aplicación del MPPT y la etapa de control con un PI.

Esta etapa tiene la señal de control obtenida mediante la comparación del voltaje de salida del convertidor con un voltaje de referencia V_{Ce} , utilizando un comparador de error, tal como se muestra en la Figura 4.7.

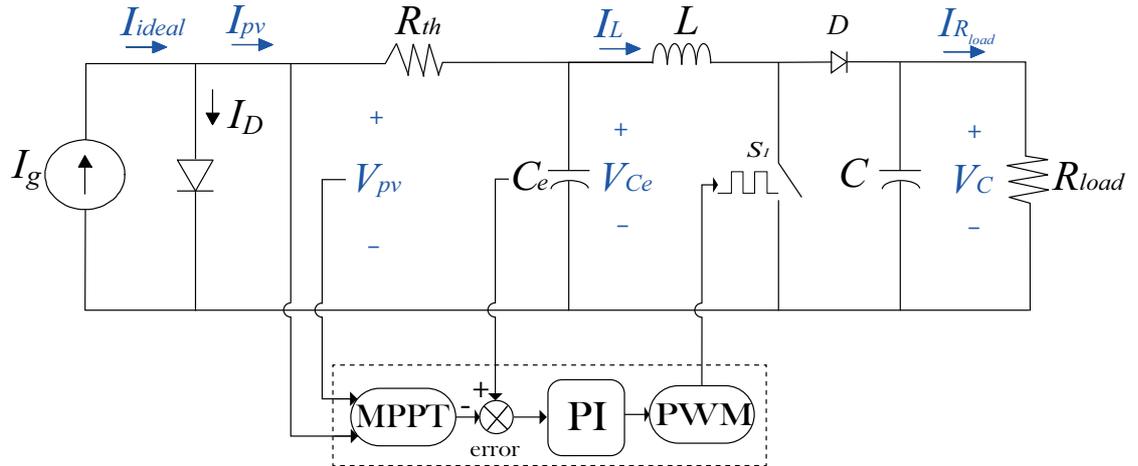


Figura 4.7: Primera etapa de control (CD-CD).

4.4.2. Control del Inversor Unipolar Monofásico

Realizando un proceso similar al del convertidor Boost, se obtiene el modelo promedio del inversor monofásico de la Figura 4.8, que es alimentado por una fuente de CD. La salida del inversor está conectada a un filtro, que reduce el ruido en las señales de voltaje y corriente. Este tiene una conexión de acoplamiento común con una fuente de CA (red),

de tal manera que el modelo del circuito se obtiene aplicando la formulación desarrollada en la Sección 2.2.3.

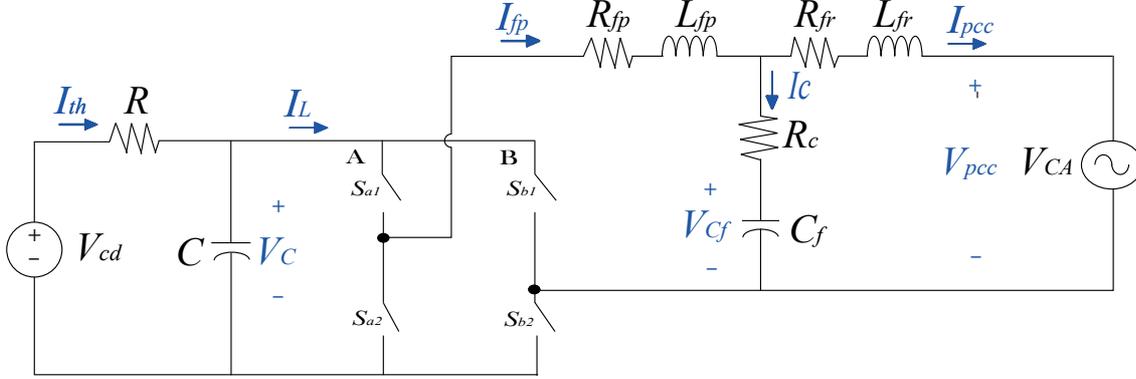


Figura 4.8: Circuito equivalente de un inversor unipolar monofásico conectado a una microrred de CA.

Las ecuaciones obtenidas en modelo promediado aplicando la metodología de la Sección 2.2.3 (4 variables de estado) quedan incluidas en (4.21), donde D_2 permite obtener la entrada de los interruptores ideales A y B de la Figura 4.8.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_C \\ \dot{I}_{fp} \\ \dot{V}_{cf} \\ \dot{I}_{pcc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{2D_2 - 1}{C} & 0 & 0 \\ \frac{2D_2 - 1}{L_{fp}} & -\frac{R_{fp} + R_c}{L_{fp}} & -\frac{1}{L_{fp}} & \frac{R_c}{L_{fp}} \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{R_c}{L_{fr}} & \frac{1}{L_{fr}} & -\frac{R_c + R_{fr}}{L_{fr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C \\ I_{fp} \\ V_{cf} \\ I_{pcc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{th}C} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{fr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{th} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

A partir de la Ecuación matricial (4.21) se obtiene la función de transferencia, para este caso se obtienen 4 funciones de transferencia. A partir del modelo del circuito de la Figura 4.8 se contempla la estrategia de control en la etapa de inversión de CD-CA [Shigong y Hui, 2010].

La corriente de salida del inductor L_{fr} de la Figura 4.8 se determina como:

$$I_{fr} = L_{fr} \frac{di_{fr}}{dt} = D_2 V_C - V_{CA} \quad (4.22)$$

donde:

- I_{fr} : Corriente en el Inductor de CA.
- D_2 : Indice de modulación (SPWM) del Inversor.
- V_C : Voltaje de CD.
- V_{CA} : Voltaje de CA (red).

Cuando la frecuencia de conmutación del inversor unipolar monofásico (puente H) es mucho mayor que la frecuencia de la red e ignora el efecto no lineal sobre el tiempo *off* de los interruptores del inversor, la corriente de salida I_{fr} puede controlarse mediante D_2 .

La Figura 4.9 muestra la estructura de control en lazo cerrado del circuito interno.

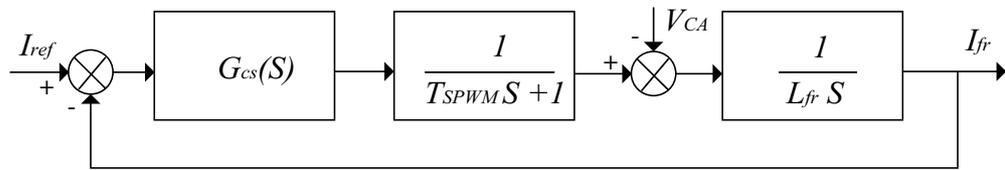


Figura 4.9: Diagrama de bloques de la estrategia de control de corriente.

Por lo tanto, la función de transferencia de lazo cerrado de la corriente interna del circuito de la Figura 4.10 se puede calcular de la siguiente expresión:

$$G(s) = \frac{G_{cs}}{(T_{SPWM}L_{fr}s^2 + L_{fr}s)} \quad (4.23)$$

donde

- I_{ref} : Corriente de referencia de salida.
- $G_{cs}(s)$: Controlador de lazo cerrado de la corriente de salida interna.
- T_{SPWM} : Indice de modulación del SPWM.
- V_{CA} : Voltaje de CA (red).

La estrategia de control de corriente en lazo cerrado es compensada mediante el control PI, el cual permite obtener un error de salida en la Ecuación (4.24) y la de voltaje en la Ecuación (4.25), mediante la comparación del V_{ref} (voltaje de referencia) y V_C (voltaje

del capacitor) de la Figura 4.10.

$$\text{error}(I) = (I_{fr} - I_{ref}) \text{sen}\theta \quad (4.24)$$

Las ganancias del PI_1 (K_{p1} y K_{i1}) y del PI_2 (K_{p2} y K_{i2}), son obtenidas a partir del polinomio característico de la función de transferencia por el criterio de Routh-Hurwitz del sistema de la Figura 4.8, encontrando la región donde el sistema es estable. Estas ganancias se obtienen como se menciona en la Sección 4.4.1 (los parámetros de las ganancias del PI_1 y PI_2 se muestran en el Apéndice C).

Existe un valor límite de la ganancia K_p . Al variar esta ganancia se puede identificar que el sistema no produzca oscilaciones muy grandes. La ganancia K_i tiene como objetivo disminuir y eliminar el error en estado estacionario provocado por la ganancia proporcional K_p .

$$\text{error}(V_{CD}) = (V_{ref} - V_C) \quad (4.25)$$

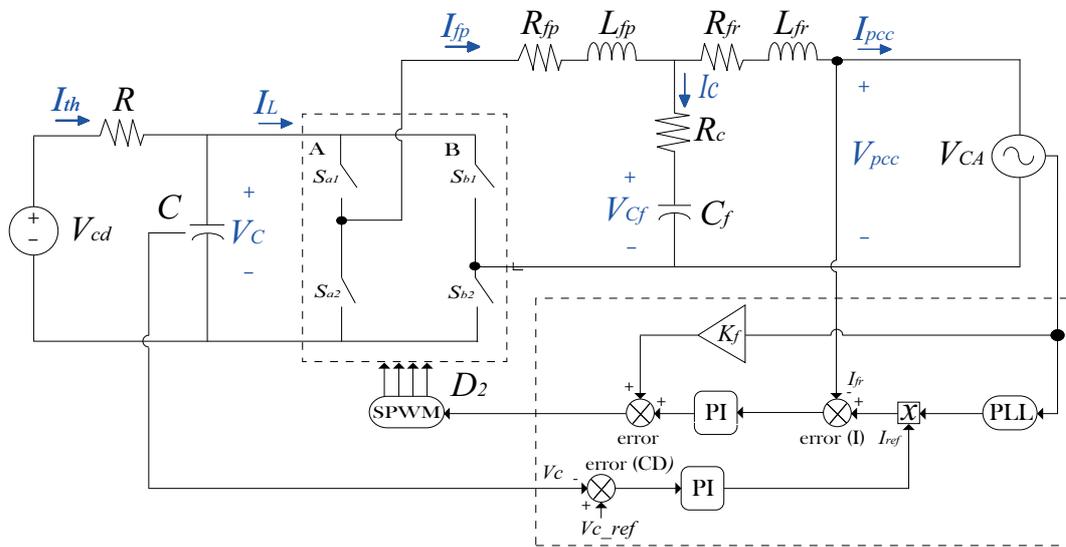


Figura 4.10: Segunda etapa de control (CD-CA).

Por último, el PLL (descrito en la Sección 2.5.3), es necesario para sincronizar la corriente de salida del inversor y la frecuencia de voltaje [Zhang y Lei, 2014].

4.4.3. Control del SFV

Es posible conjuntar las dos etapas de control que se muestran en las Figuras 4.7 y 4.10; es decir, la etapa de control del convertidor obteniendo el MPPT, así como el seguimiento de voltaje de referencia y la etapa del inversor para controlar la corriente y el voltaje respecto de la conversión de voltaje de CD a CA. El voltaje de referencia de CD en la segunda etapa de control dependerá según sea el caso si se requiere incrementar o disminuir el valor de la corriente de salida. En este contexto, en la Sección 5.2.2 se muestran los resultados obtenidos en el simulador Matlab/Simulink®.

La Figura 4.11 muestra la estructura general del SFV mediante diagrama de bloques, desde su etapa de extrayendo el MPPT, así como en la etapa del convertidor CD-CD, siguiendo un voltaje de referencia y comparándolo con el voltaje del panel solar, dando como resultado el ciclo de trabajo que se requiere para obtener un voltaje de CD.

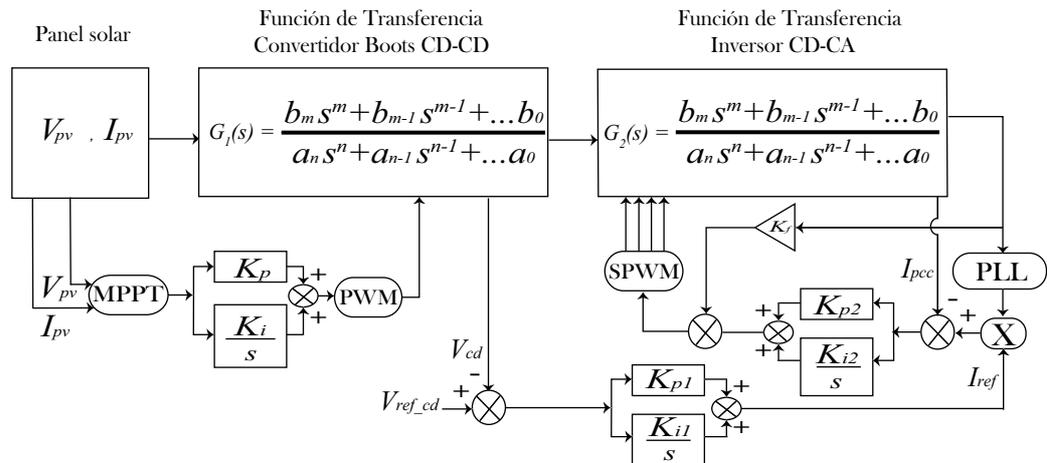


Figura 4.11: Diagrama de bloques, sistema de control del SFV.

También, en la etapa de control del inversor unipolar monofásico se desea que la modulación ancho de pulso sea controlada por medio de la corriente de salida del filtro que está conectada con la red de CA. El control de la corriente requiere en primera estancia la sincronización del sistema fotovoltaico con la red para tener el seguimiento de variables que modularán el ancho de pulso en el proceso de inversión de CD a CA.

La Figura 4.12 muestra el circuito del SFV con dos etapas de control.

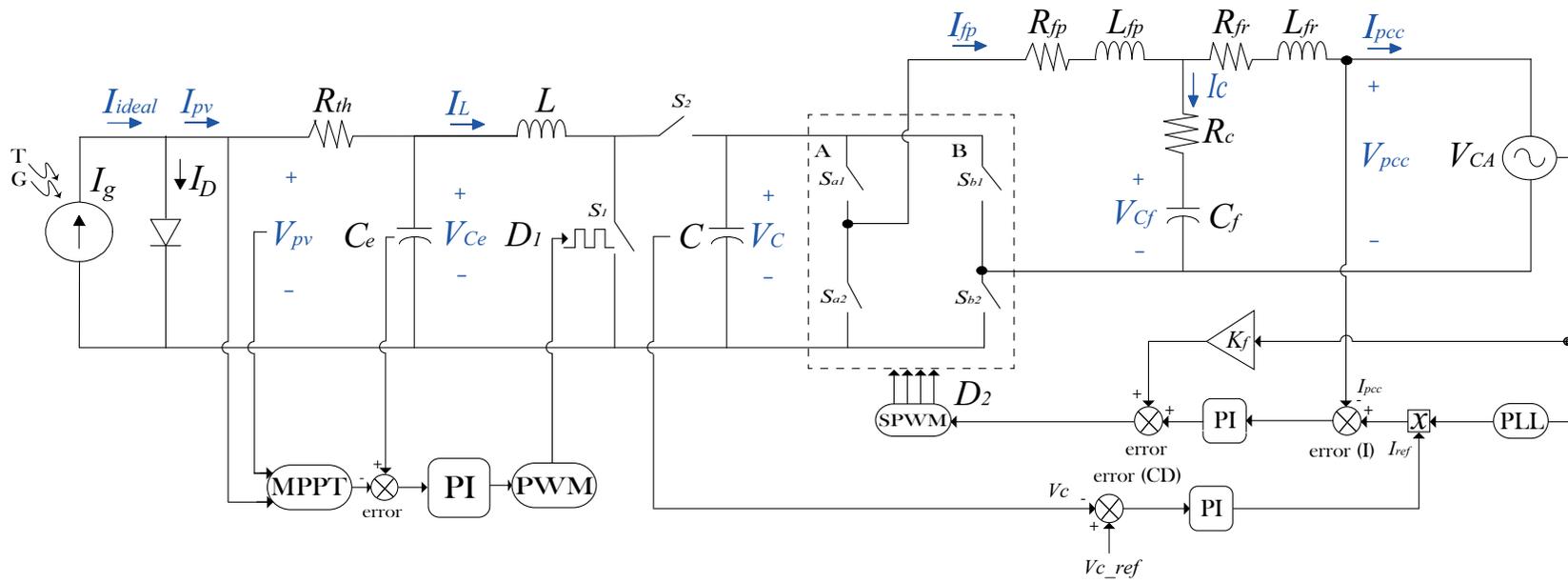


Figura 4.12: SFV con etapas de control.

4.5. Representación Mediante Equivalentes Norton de la Red Eléctrica de 14 Nodos

La representación de la red eléctrica de la IEEE de 14 nodos, representa una parte del sistema eléctrico de los Estados Unidos (medio oeste de los EE. UU.). A partir de febrero de 1962, el cual cuenta con 14 nodos, 5 generadores (2 generadores síncronos y 3 condensadores síncronos) y 11 cargas, según se muestra en la Figura 4.13.

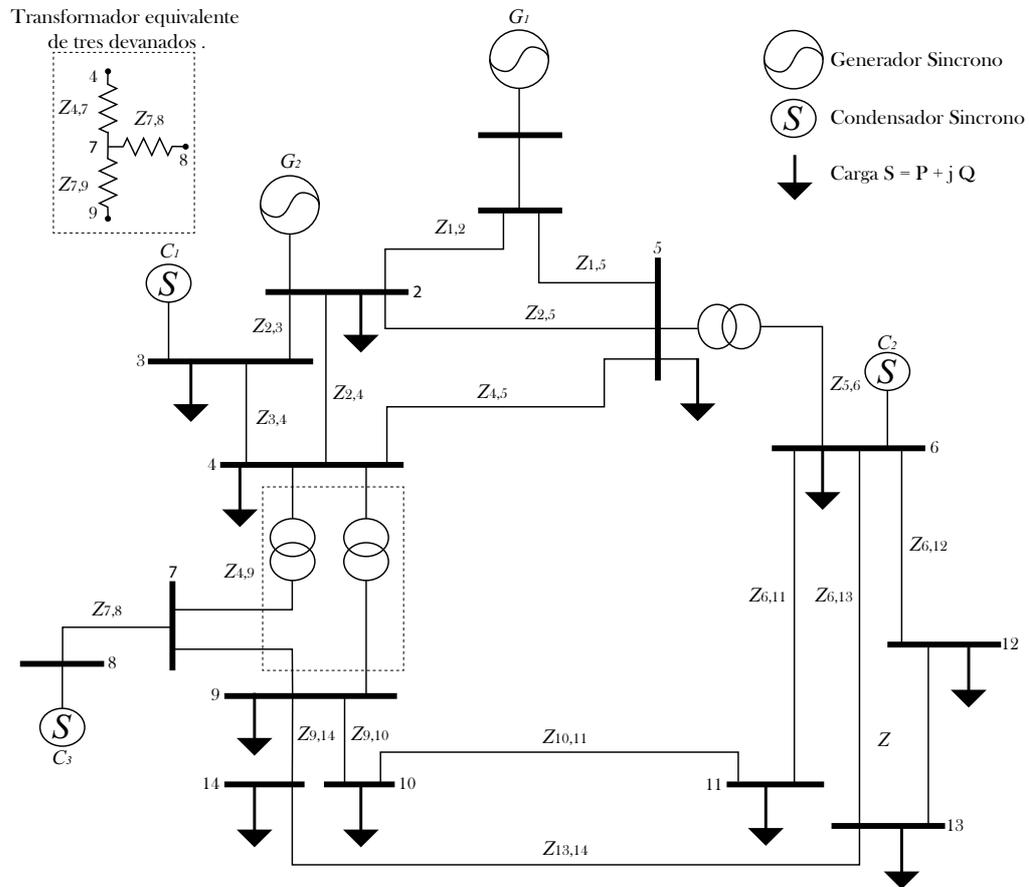


Figura 4.13: Caso de estudio, sistema de 14 nodos (IEEE).

las líneas de transmisión están representadas por un modelo equivalente con parámetros de circuito apropiados en una base por fase. Los voltajes terminales se expresan de fase a neutro, la corriente por fase; por lo tanto, el sistema trifásico se reduce a un sistema monofásico equivalente balanceado.

En principio y por simplicidad, para el caso de estudio con el sistema del IEEE de 14 nodos, reportado en el Capítulo 5, las líneas de transmisión se representan mediante su equivalente pi para líneas cortas y medias [Saadat, 1999].

El modelo de la línea corta es válido para una longitud menor a 80 km con capacitancia despreciable. El circuito se resuelve como un sencillo circuito serie de CA. Como no existen ramas en paralelo debido a que se desprecia el efecto capacitivo, la corriente, es la misma en ambos extremos de la línea, según se muestra en la Figura 4.14.

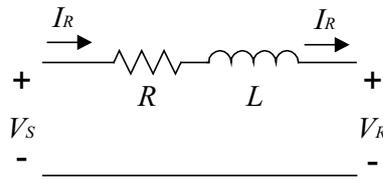


Figura 4.14: Impedancia Equivalente de línea corta.

Por lo tanto, la impedancia total de la línea está dada por:

$$Z = (R + j\omega L)\ell \quad (4.26)$$

donde

$(R + j\omega L)$: Impedancia en serie por unidad de longitud (Ω / m).

ℓ : Longitud de la línea (m).

V_S : Voltaje lado fuente.

V_R : Voltaje lado carga.

El modelo de la línea media (modelo π) de la Figura 4.15, está dada por: una longitud mayor que 80 km y menor que 240 km, sin despreciar el efecto capacitivo.

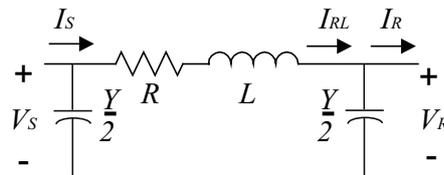


Figura 4.15: línea de transmisión media, Modelo π .

Por lo tanto, la admitancia capacitiva de la línea está dada por:

$$Y = (j\omega C)\ell \tag{4.27}$$

donde

$(j\omega C)$: Admitancia en paralelo por unidad de longitud (Ω / m).

Para facilitar el análisis de admitancia capacitiva se considera distribuida igualmente en ambos extremos de la línea de transmisión.

Para esta representación, se aplica la metodología de equivalentes Norton (circuitos acompañantes) que está basada en el método de solución que utiliza el PSCAD/EMTDC® [Manitoba, 1986]. La Figura 4.16 muestra el equivalente así como su reducción de elementos en el nodo 12.

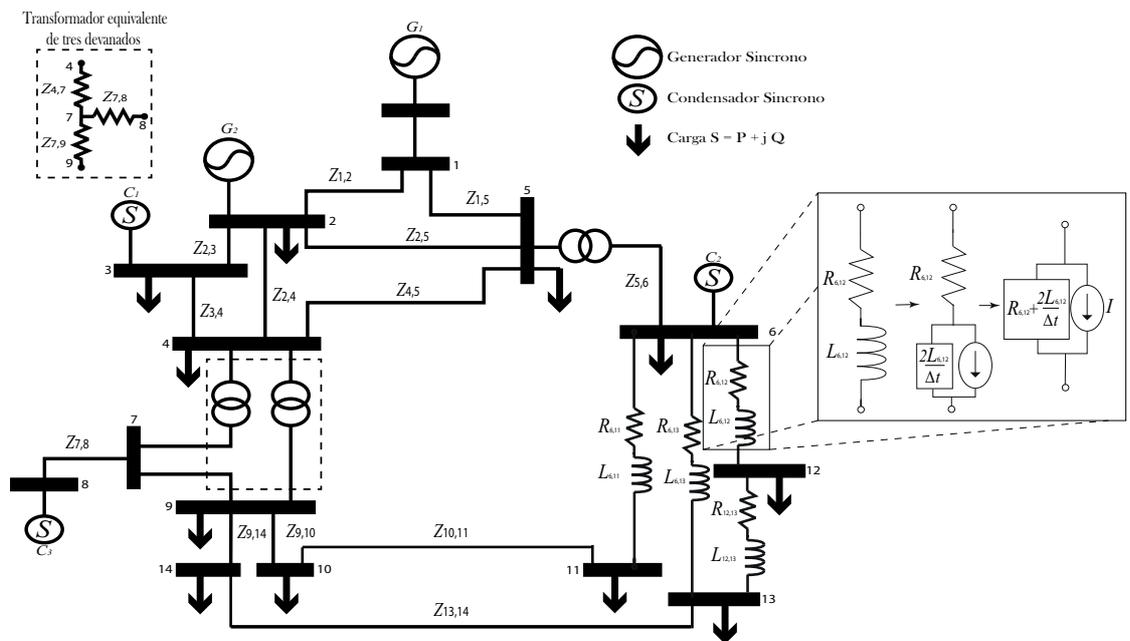


Figura 4.16: Reducción de componentes, red de 14 nodos (IEEE).

Con el propósito de ilustrar la metodología utilizada para la representación de la red eléctrica mediante equivalentes Norton en el dominio del tiempo, considere en particular los elementos incidentes al nodo 12 de la red eléctrica del IEEE de 14 nodos, según se muestra en la Figura 4.17.

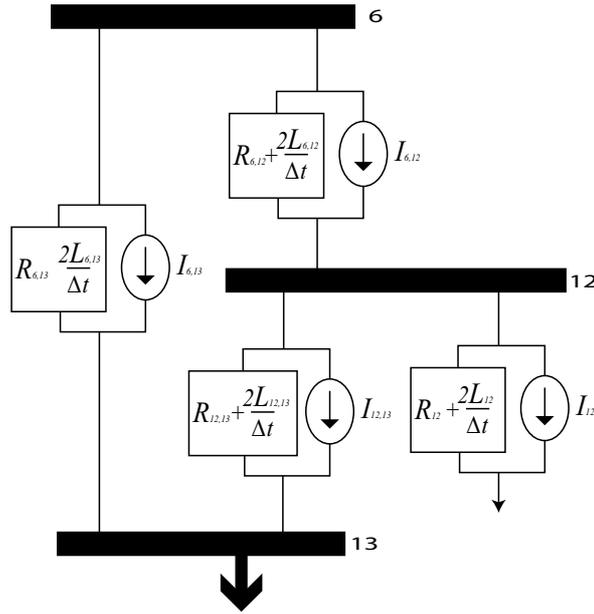


Figura 4.17: Análisis de equivalentes Norton en el nodo 14 (IEEE).

La Ecuación (4.28) muestra el equivalente del elemento $G_{12,12}$ de la matriz de conductancias en (4.30), respectivamente.

$$G_{12,12} = \frac{1}{R_{6,12}} + \frac{\Delta t}{2L_{6,12}} + \frac{1}{R_{12,13}} + \frac{\Delta t}{2L_{12,13}} + \frac{1}{R_{12}} + \frac{\Delta t}{2L_{12}} \quad (4.28)$$

Aplicando ley de corrientes de Kirchoff (LCK) en el nodo 12 se obtiene:

$$I_{6,12} = I_{12,13} + I_{12} \quad (4.29)$$

El número de variables para este sistema es 14, la matriz de conductancias de orden 14x14, que depende de la conectividad de la red eléctrica, según se muestra en la ecuación matricial (4.30). Esta ecuación matricial se resuelve mediante descomposición LU (Apéndice D) [Grossman, 2012]. La anterior evita calcular explícitamente la inversa de la matriz de conductancias y un esfuerzo de computo considerable, obteniéndose una mayor eficiencia en el proceso de solución. En el Apéndice E se reportan los parámetros del sistema de prueba.

La aplicación de técnicas de dispersidad (ordenamiento dinámico de la matriz de coeficientes y técnicas de factorización) así como la consideración de la simetría numérica (únicamente L o U se procesan) resultan en un proceso de solución computacional eficiente debido a su velocidad de ejecución y menores requerimientos de memoria [Brameller, 1976].

$$\begin{bmatrix}
 G_{1,1} & -G_{1,2} & 0 & 0 & -G_{1,5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -G_{2,1} & G_{2,2} & -G_{2,3} & -G_{2,4} & -G_{2,5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -G_{3,2} & G_{3,3} & -G_{3,4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -G_{4,2} & -G_{4,3} & G_{4,4} & -G_{4,5} & 0 & -G_{4,7} & 0 & -G_{4,9} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -G_{5,1} & -G_{5,2} & 0 & -G_{5,4} & G_{5,5} & -G_{5,6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{6,5} & G_{6,6} & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{6,11} & -G_{6,12} & -G_{6,13} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & -G_{7,4} & 0 & 0 & G_{7,7} & -G_{7,8} & -G_{7,9} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{8,7} & G_{8,8} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & -G_{9,4} & 0 & 0 & -G_{9,7} & 0 & G_{9,9} & -G_{9,10} & 0 & 0 & 0 & -G_{9,14} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{10,9} & G_{10,10} & -G_{10,11} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{11,6} & 0 & 0 & 0 & -G_{11,10} & -G_{11,11} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{12,6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G_{12,12} & -G_{12,13} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{13,6} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{13,12} & G_{13,13} & -G_{13,14} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -G_{14,9} & 0 & 0 & 0 & -G_{14,13} & G_{14,14}
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 V_1 \\
 V_2 \\
 V_3 \\
 V_4 \\
 V_5 \\
 \vdots \\
 V_{13} \\
 V_{14}
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 I_{G1} - I_{1,5} \\
 -I_{C1,2} - I_{C1,5} \\
 \\
 I_{G2} - I_{2,3} - I_{2,4} \\
 -I_{2,5} - I_{C2,1} - I_{C2,3} \\
 -I_{C2,4} - I_{C2,5} \\
 \\
 I_{2,3} - I_{3,4} - I_3 \\
 -I_{C3} - I_{C3,2} - I_{C3,4} \\
 \\
 I_{2,4} + I_{3,4} - I_{4,5} \\
 -I_{4,7} - I_{4,9} - I_4 \\
 -I_{C4,2} - I_{C4,3} - I_{C4,5} \\
 \\
 I_{1,5} + I_{2,5} + I_{4,5} \\
 -I_{5,6} - I_5 - I_{C5,1} \\
 -I_{C5,2} - I_{C5,4} \\
 \\
 \vdots \\
 \\
 I_{6,13} + I_{12,13} \\
 -I_{13,14} - I_{13} \\
 \\
 I_{9,14} + I_{13,14} - I_{14}
 \end{bmatrix}
 \tag{4.30}$$

Del análisis de la estructura de la matriz de conductancias en (4.31) del sistema IEEE de 14 nodos, se observa que es dispersa real y simétrica en valor numérico.

$$\begin{bmatrix}
 G_{1,1} & -\frac{1}{R_{1,2}} - \frac{\Delta t}{2L_{1,2}} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{1,5}} - \frac{\Delta t}{2L_{1,5}} & \dots & 0 & 0 \\
 -\frac{1}{R_{2,1}} - \frac{\Delta t}{2C_{2,1}} & G_{2,2} & -\frac{1}{R_{2,3}} - \frac{\Delta t}{2L_{2,3}} & -\frac{1}{R_{2,4}} - \frac{\Delta t}{2L_{2,4}} & -\frac{1}{R_{2,5}} - \frac{\Delta t}{2L_{2,5}} & \dots & 0 & 0 \\
 0 & -\frac{1}{R_{3,2}} - \frac{\Delta t}{2C_{3,2}} & G_{3,3} & -\frac{1}{R_{3,4}} - \frac{\Delta t}{2L_{3,4}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\
 0 & -\frac{1}{R_{4,2}} - \frac{\Delta t}{2C_{4,2}} & -\frac{1}{R_{4,3}} - \frac{\Delta t}{2L_{4,3}} & G_{4,4} & -\frac{1}{R_{4,5}} - \frac{\Delta t}{2L_{4,5}} & \dots & 0 & 0 \\
 -\frac{1}{R_{5,1}} - \frac{\Delta t}{2C_{5,1}} & -\frac{1}{R_{5,2}} - \frac{\Delta t}{2C_{5,2}} & 0 & -\frac{1}{R_{5,4}} - \frac{\Delta t}{2C_{5,4}} & G_{5,5} & \dots & 0 & 0 \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & G_{13,13} & -\frac{1}{R_{13,14}} - \frac{\Delta t}{2L_{13,14}} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\frac{1}{R_{14,13}} - \frac{\Delta t}{2L_{14,13}} & G_{14,14}
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 V_1 \\
 V_2 \\
 V_3 \\
 V_4 \\
 V_5 \\
 \vdots \\
 V_{13} \\
 V_{14}
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 I_{G1} - I_{1,5} \\
 -I_{C1,2} - I_{C1,5} \\
 I_{G2} - I_{2,3} - I_{2,4} \\
 -I_{2,5} - I_{C2,1} - I_{C2,3} \\
 -I_{C2,4} - I_{C2,5} \\
 I_{2,3} - I_{3,4} - I_3 \\
 -I_{C3} - I_{C3,2} - I_{C3,4} \\
 I_{2,4} + I_{3,4} - I_{4,5} \\
 -I_{4,7} - I_{4,9} - I_4 \\
 -I_{C4,2} - I_{C4,3} - I_{C4,5} \\
 I_{1,5} + I_{2,5} + I_{4,5} \\
 -I_{5,6} - I_5 - I_{C5,1} \\
 -I_{C5,2} - I_{C5,4} \\
 \vdots \\
 I_{6,13} + I_{12,13} \\
 -I_{13,14} - I_{13} \\
 I_{9,14} + I_{13,14} - I_{14}
 \end{bmatrix}
 \quad (4.31)$$

4.6. Integración del SFV a la Red Eléctrica de 14 nodos

El análisis de la integración de SFV permite determinar la propagación de armónicos en el PCC con la red eléctrica, así como potencialmente, otros fenómenos adversos de calidad de la energía. En la Figura 4.18, se muestra la conexión del SFV en el nodo 12 del sistema de prueba de la red eléctrica de la IEEE de 14 nodos. El impacto en la calidad de la energía de la distorsión armónica dependerá en particular del modo de operación del inversor (sistema de conversión de potencia) en el PCC entre el SFV y la red eléctrica.

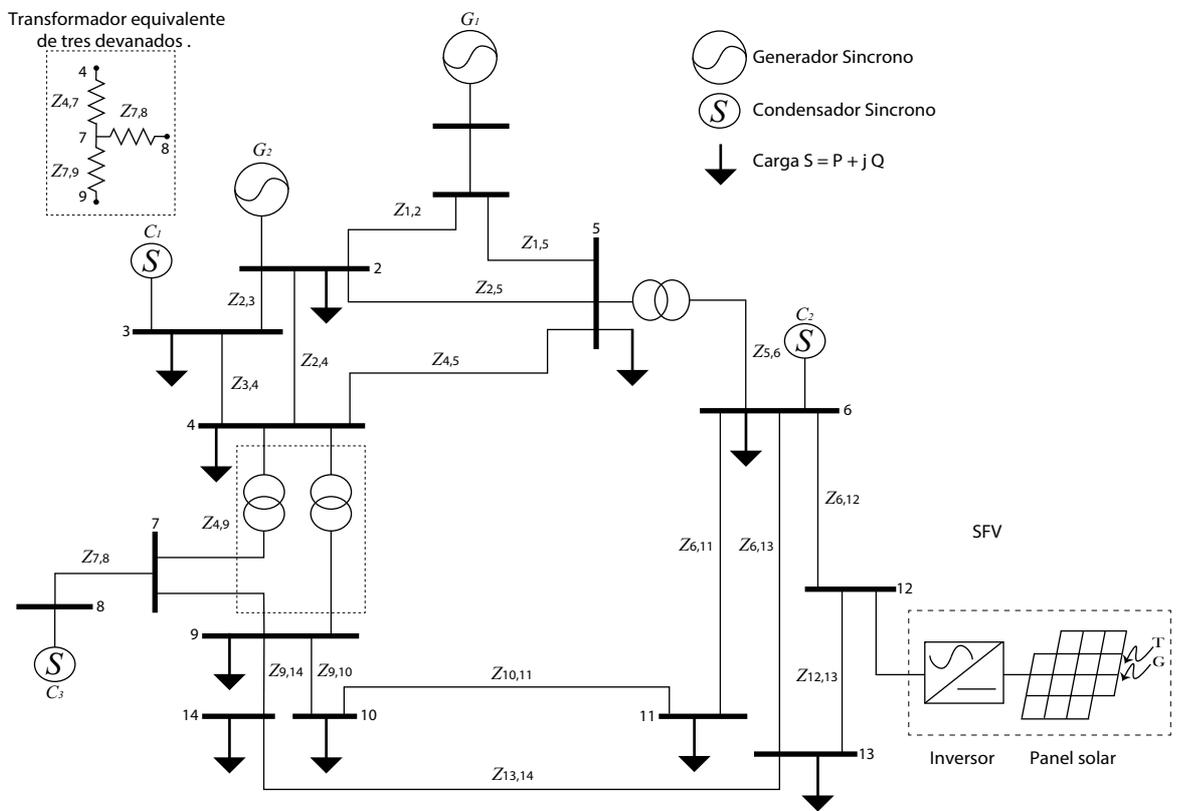


Figura 4.18: SFV conectado a la red eléctrica de 14 nodos.

La correcta integración del SFV a la red eléctrica de la IEEE de 14 nodos debe efectuarse considerando algunos factores como; corriente, voltaje, potencia, frecuencia, ángulo de fase y distorsión armónica. Estos deberán estar en constante revisión a lo largo de su operación en el PCC con la red eléctrica. Los SFV interconectados con la red no regulan el voltaje, inyectan corriente. La salida del SFV, debe conservar niveles bajos de

solamente una aproximación de un modelo, a comparación del modelo conmutado que es el más utilizado. La aplicación de sistemas de control en los sistemas de generación fotovoltaica permite representar de manera más precisa su comportamiento dinámico.

Se describió la metodología desarrollada, basada en equivalentes Norton, que permite realizar el análisis de redes de pequeña y gran escala por medio de análisis de incidencia nodal en el dominio del tiempo. Permite un análisis y solución eficiente en estado estacionario periódico en el dominio del tiempo.

La integración de fuentes renovables en la red eléctrica requiere de un modelo adecuado para representar de manera precisa su comportamiento dinámico, orientado en esta tesis a la adecuada predicción de distorsión armónica de microrredes eléctricas con sistemas fotovoltaicos. En estos se ha modelado su sistema de control así como su impacto en la propagación de armónicos en el PCC con la red eléctrica.

Capítulo 5

Casos de Estudio

5.1. Introducción

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos de la aplicación de la metodologías en el dominio del tiempo basadas en el modelo conmutado, promediado y EQN, respectivamente, para la solución en estado estacionario periódico de microrredes y redes eléctricas convencionales con la integración de fuentes renovables de energía. La realización de estos estudios permite conocer el comportamiento dinámico del sistema eléctrico e investigar la propagación de armónicos entre las unidades de generación y las cargas. Los casos de estudio están asociados con las microrredes y redes eléctricas modeladas en el Capítulo 4. Se realiza el análisis de armónicos, aplicando la Transformada Discreta de Fourier (Apéndice E) para estimar los armónicos individuales y la distorsión armónica total de las variables en el PCC, el efecto del sistema de control analizado y la solución numérica.

A continuación se describen brevemente los casos de estudio 1, 2, 3 y 4:

1. Se muestra la solución de estado estacionario periódico del SFV de la Figura 4.1, en modelo conmutado y promediado, ya que la formulación de cada uno depende de ciertas características. Por ejemplo; el modelo promediado no depende de funciones de switcheo.
2. Se realiza el diseño de control en cada etapa del SFV. En la PV se aplica el MPPT por medio de incremento de conductancia, en el convertidor CD-CD la aplicación de control PI sirve para el seguimiento de un valor de voltaje de referencia deseado y el

inversor CD-CA para el control de voltaje y corriente de CA. Se obtiene el modelo en variables de estado para determinar la función en lazo cerrado y determinar el ajuste de ganancias K_p y K_i [Ogata, 2002]. Las diferentes etapas de control del SFV se analizan de manera conjunta y se muestra una comparación entre los SFV de las Figuras 4.1 y 4.12, respectivamente.

3. Es un análisis de estado estacionario periódico aplicando la formulación equivalentes Norton (circuitos acompañantes) [Watson y Arrillaga, 2003], se considera un sistema balanceado (sistema monofásico).
4. Se analiza el comportamiento dinámico de la red eléctrica al integrar el SFV. Se analiza el efecto que se ocasiona al acoplar estos sistemas, ya que por lo general tienden a afectar al inyectar armónicos debido a la intermitencia que existe en la red eléctrica. Se realiza la comparación al integrar el SFV de las Figuras 4.1 y 4.12, en la red eléctrica de la IEEE de 14 nodos de la Figura 4.13.

En la aplicación del método DN, la solución en estado estacionario periódico se obtiene para un criterio de convergencia de 10^{-6} pu. Para el caso particular de esta tesis de fuentes FV, los estudios se realizan en valores nominales. Los resultados han sido validados con los obtenidos por los simuladores PSCAD/EMTDC® y Matlab/Simulink®, ampliamente aceptados por la industria de potencia.

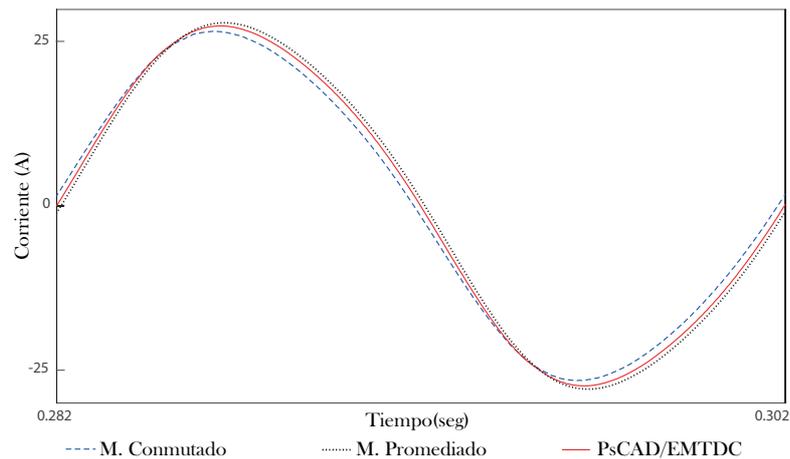
5.2. Caso de estudio 1: Comparación Cuantitativa de Modelos Fotovoltaicos

En este caso de estudio se presenta la comparación de los resultados obtenidos durante el proceso de convergencia al estado estacionario periódico del sistema de prueba de la Figura 4.1 considerando el sistema fotovoltaico en modelo conmutado y promediado, obteniendo 6 variables de estado de cada modelo, respectivamente. Los parámetros de la red eléctrica se muestra en el Apéndice C. La solución en el dominio del tiempo se obtuvo aplicando métodos de FB y DN. Se calcula la solución durante 7 ciclos iniciales (FB) más un ciclo base, previo a la aplicación de DN [Semlyen y Medina, 1995].

Tabla 5.1: Comparación cuantitativa entre modelo conmutado y promediado.

M. Conmutado			M. Promediado		
NCC	FB	DN	NCC	FB	DN
8	2.368956	2.368956	8	1.507907	1.507907
14	$1.853996e^{-01}$	$7.798207e^{-13}$	14	$7.206893e^{02}$	$1.023182e^{-12}$
⋮	⋮		⋮	⋮	
45	$6.021360e^{-07}$		41	$6.466351e^{-07}$	

Aplicando la solución de métodos numéricos de FB, se observa de la Tabla 5.1, que el modelo conmutado converge en 45 ciclos, mientras que el modelo promediado lo hace en 41 ciclos. Para ambos casos la cantidad de muestras es de 2^n puntos por ciclo (donde $n = 8, 9, 10, \dots, 17, \dots$), esto es 2^{17} , debido a la frecuencia de conmutación del convertidor e inversor de 10 y 25 KHz, respectivamente, [Nyquist y Shannon, 1949]. La Figura 5.1 muestra la forma de onda de la corriente I_{pcc} , del circuito de la Figura 4.2. Aplicando DN en el modelo conmutado y promediado, la solución converge en 14 ciclos para ambos modelos. En la Figura 5.2, se muestra el salto en 0.28 segundos para alcanzar la solución al estado estacionario periódico, el diagrama del modelo se muestra en el Apéndice F.

Figura 5.1: Forma de onda de I_{pcc} , modelo conmutado, promediado y PSCAD/EMTDC®.

De los resultados mostrados en la Figura 5.1 se observa que su coincidencia es

aceptable, siendo más cercana la solución obtenida con el modelo promediado con respecto a la de PSCAD/EMTDC®. De la Tabla 5.2 hay una coincidencia cercana entre los resultados obtenidos con modelo promediado (columna 3) y PSCAD/EMTDC® (columna 4).

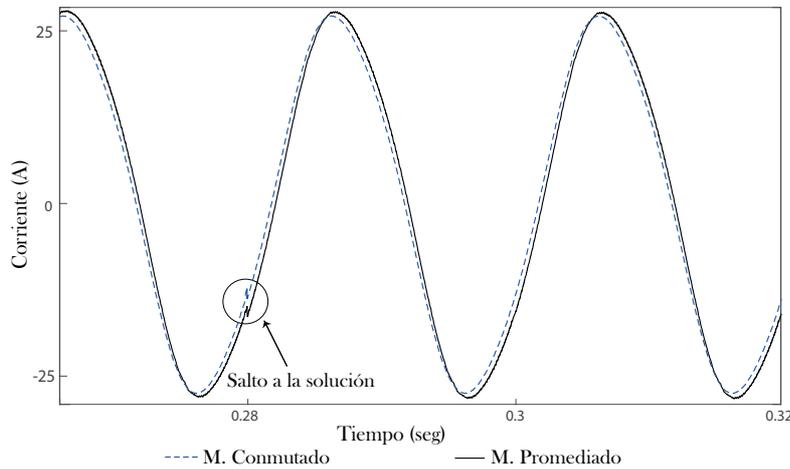


Figura 5.2: Aplicación de DN, modelo conmutado y promediado de la variable I_{pcc} .

En este caso, el error máximo es del 0.3 % para la comparación entre los resultados del modelo promediado y PSCAD/EMTDC®, mientras que la comparación del modelo conmutado y PSCAD/EMTDC® el error es de 1 %, finalizando que el modelo promediado es más cercano al valor obtenido por PSCAD/EMTDC®. En relación a los resultados obtenidos de contenido armónico mediante la aplicación de la TDF (Apéndice B), se observa en la Tabla 5.3 una buena coincidencia para los armónicos relevantes (3, 5 y 7), según se muestra en las Figuras 5.3 y 5.4. En particular, observe la alta incidencia para el 3er armónico de corriente, obtenido con el modelo conmutado y el de PSCAD/EMTDC®. El error entre ambos resultados es de 0.04 %.

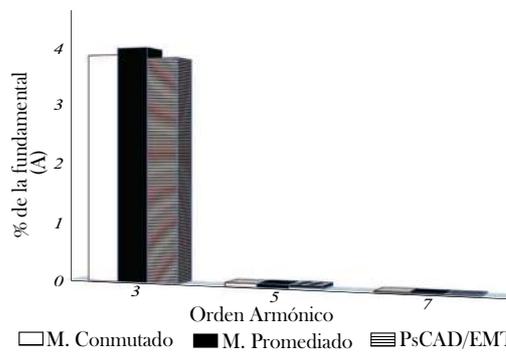
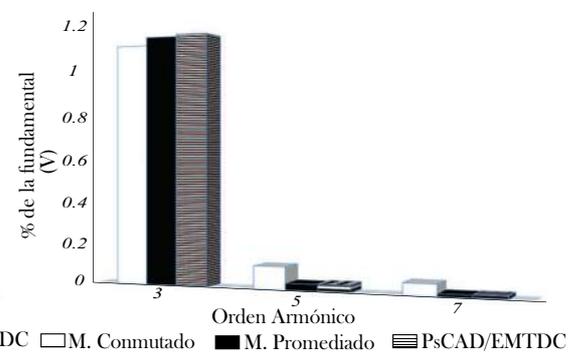
Se observa que ambos resultados obtenidos de la Tabla 5.2, cumplen con los valores de $THDi$ y $THDv$ que satisfacen la norma IEEE Std 519-1992, puesto que la norma establece como valores permisibles para $THDi$ y $THDv$ menores de 5 %, respectivamente. Con respecto a los armónicos individuales de corriente y voltaje, estos son menores a 4 % y 3 %, respectivamente [Blooming y Carnovale, 1988].

Tabla 5.2: Comparación entre modelos conmutado y promediado en el PCC.

Variabes	M. conmutado	M. promediado	PSCAD/EMTDC®
V_{pcc} V	380.711	372.674	373.657
I_{pcc} A	26.525	28.138	27.766
P_{activa} kW	4.57611	4.75191	4.70145
$S_{aparente}$ kVA	5.04918	5.24315	5.18747
FP	0.9063	0.9063	0.9063
THDi	3.973771 %	4.091852 %	3.9956 %
THDv	1.142535 %	1.132521 %	1.1498 %

Tabla 5.3: Medición de armónicos individuales.

Variable	Armónico	M. conmutado	M. Promediado	PSCAD/EMTDC®
I_{pcc}	3	3.972822	4.084328	3.933562
	5	0.062278	0.070038	0.072563
	7	0.023494	0.022184	0.019856
V_{pcc}	3	1.094501	1.132482	1.142301
	5	0.102659	0.030665	0.033365
	7	0.053285	0.013382	0.014235

Figura 5.3: THDi, variable I_{pcc} .Figura 5.4: THDv, variable V_{pcc} .

5.3. Caso de estudio 2: Sistema de Control del Convertidor e Inversor Monofásico.

Para el caso del circuito de la Figura 4.6, la solución en estado estacionario periódico mediante el método de FB es obtenida en 30 ciclos. La Figura 5.5 muestra la evolución en el tiempo desde su transitorio inicial hasta alcanzar su estado estacionario periódico en 0.6 segundos. En una ampliación de la respuesta obtenida con los tres métodos; modelo conmutado, promediado y PSCAD/EMTDC® en 0.5 segundos, se tiene buena coincidencia entre las respuestas, con un error de 0.01 %, lo que valida satisfactoriamente los métodos propuestos contra la respuesta de PSCAD/EMTDC®.

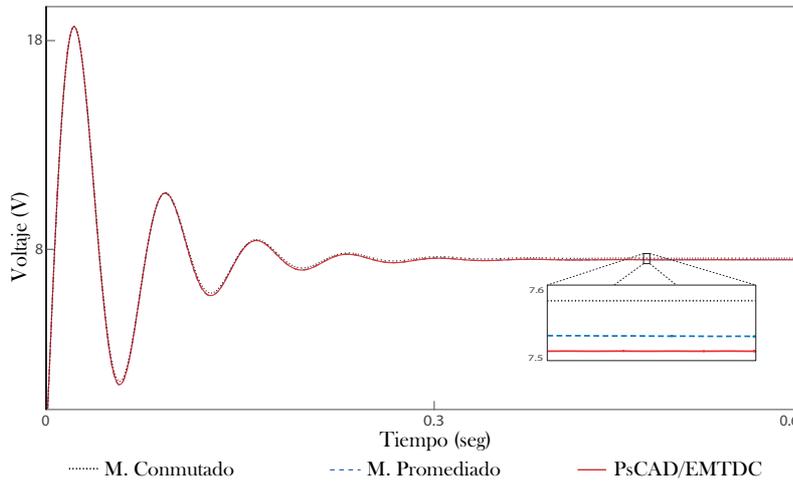


Figura 5.5: Voltaje de salida del convertidor ($V_{salida} = V_C$).

En la Figura 5.6 se muestra la señal del voltaje de salida del convertidor del circuito de la Figura 4.7. El voltaje se ha incrementado por el efecto del MPPT en un 23 %, según se muestran los resultados obtenidos en la Tabla 5.4 (columna 5). Los resultados de la Figura 5.7, muestra la comparación de los voltajes de salida del convertidor Boost. La línea discontinua representa la señal de voltaje sin control, mientras que la línea continua representa la señal de voltaje con control PI, los valores se muestran en la Tabla 5.4 (columna 6). Observe de la Tabla 5.4 el V_{salida} con MPPT (columna 5) incrementa en un 23 % respecto del V_{salida} (columna 4) y el voltaje V_{salida} con MPPT-PI (columna 6) aumenta 12 % respecto de V_{salida} con MPPT (columna 5).

Las ganancias del control PI ($K_p = 0.00568$ y $K_i = 0.75$) se calculan previamente con la Ecuación (4.20) del Capítulo 4, para amortiguar el sobre-impulso inicial [Ogata, 2002].

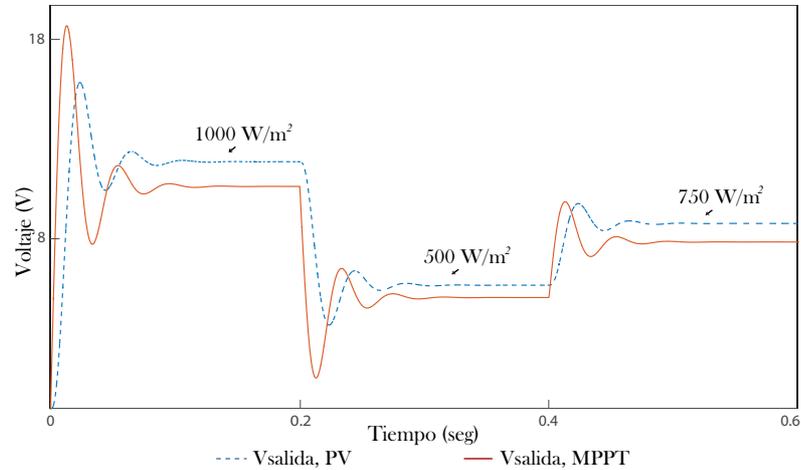


Figura 5.6: Niveles de voltaje de salida del convertidor Boost aplicando MPPT.

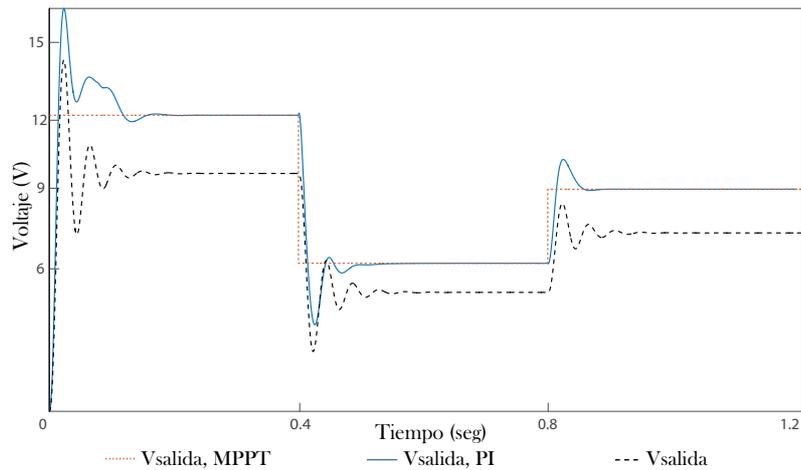


Figura 5.7: Voltaje de seguimiento del convertidor Boost con control PI.

En la Figura 5.8, se muestra el seguimiento de la señal de voltaje del convertidor Boost, aplicando el MPPT y el control PI, realizando una amplificación en 0.2 segundos. Se muestra que existe un incremento entre las señales de salida, ya que se incrementa el voltaje de salida en un 12%, debido al aprovechamiento de la energía eléctrica que genera el panel fotovoltaico.

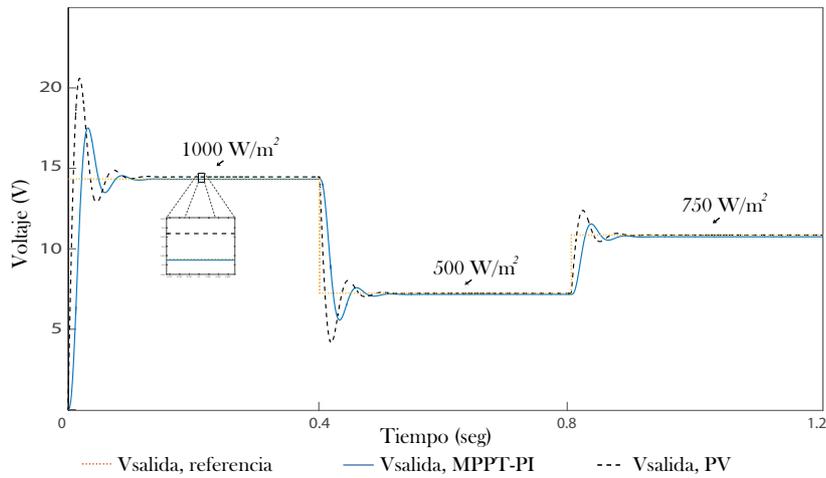


Figura 5.8: Voltaje de salida del convertidor con MPPT y control PI.

Tabla 5.4: Resultados obtenidos del voltaje del convertidor Boost.

Nivel	Irradiación	Temperatura	V_{salida}	V_{salida} MPPT	V_{salida} MPPT-PI	D_1
1	500 W/m^2	50°C	5.211 V	6.447 V	7.235 V	0.152
2	750 W/m^2	35°C	7.817 V	9.671 V	10.74 V	0.095
3	1000 W/m^2	25°C	10.42 V	12.89 V	14.325 V	0.265

Por lo tanto, el ciclo de trabajo (D_1) se modifica en relación a los niveles de irradiación, según se muestran los resultados obtenidos en la Tabla 5.4 (columna 7).

La solución del circuito de la Figura 4.8 en estado estacionario periódico, mediante el método convencional FB, para el modelo conmutado se obtiene en 39 ciclos completos, mientras que el promediado es obtenido en 32 ciclos completos. La Figura 5.9 muestra la validación de la solución mostrada, para un ciclo completo. Los tres métodos tienen una coincidencia aceptable, pero el modelo promediado es el que más se acerca a la obtenida con el PSCAD/EMTDC®, con un error de 1%. De la Figura 5.10, se observa una amplificación en 0.505 segundos, considerando la aplicación de control en el inversor de la Figura 4.10, para obtener un valor de corriente y voltaje a la salida del inversor de CD-CA.

Este control modifica los SPWM para obtener valores deseados y a su vez ayuda a controlar los efectos que originan la distorsión armónica en el sistema producidos al invertir

valores de CD a CA.

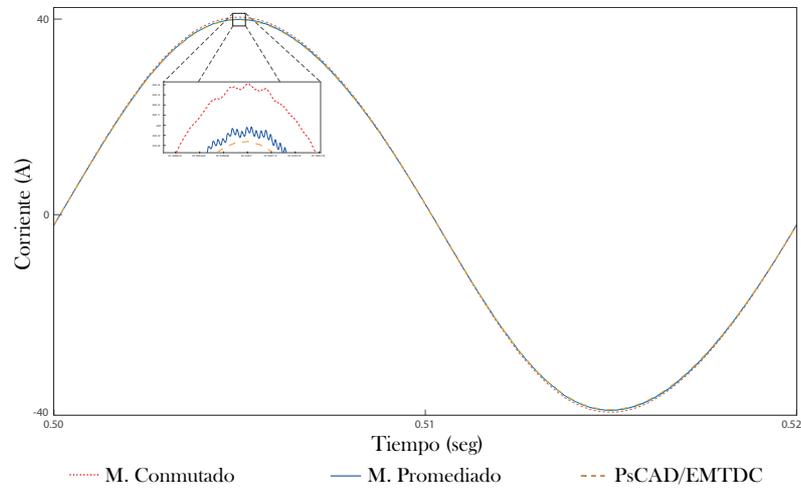


Figura 5.9: Comparación de señales de corriente de salida I_{pcc} .

La Figura 5.10 muestra el comportamiento del voltaje V_C del circuito de la Figura 4.10, en sus dos etapas; con y sin control. Observe que la Figura 5.10 muestra señales con un rizado de alta frecuencia, debido a la apertura y cierre de los interruptores del inversor.

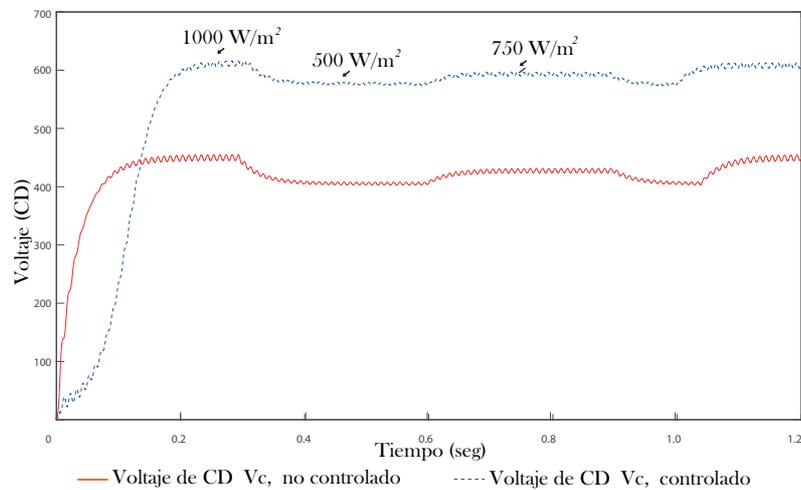


Figura 5.10: Comparación de voltaje de CD V_C , inversor controlado y no controlado.

El voltaje V_C de la Figura 5.10, está representada por la línea discontinua que se incrementa a medida que la corriente I_{pcc} disminuye y en caso contrario cuando hay efecto de controlar una corriente más alta V_C tiende a disminuirlo [Shigong y Hui, 2010].

Para este caso en particular se elige obtener valores de corriente de CA en 25, 35 y 45 Amperes, respectivamente, mostrados en la Tabla 5.5, realizando una amplificación en dos tiempos distintos, 0.253 segundos y 0.725 segundos de la Figura 5.11, respectivamente. Se muestra la comparación entre las dos señales de salida de la corriente I_{pcc} de CA, sin y con control, respectivamente. Los resultados fueron obtenidos utilizando el simulador Matlab/Simulink®, en el Apéndice G se presenta el diagrama del modelo.

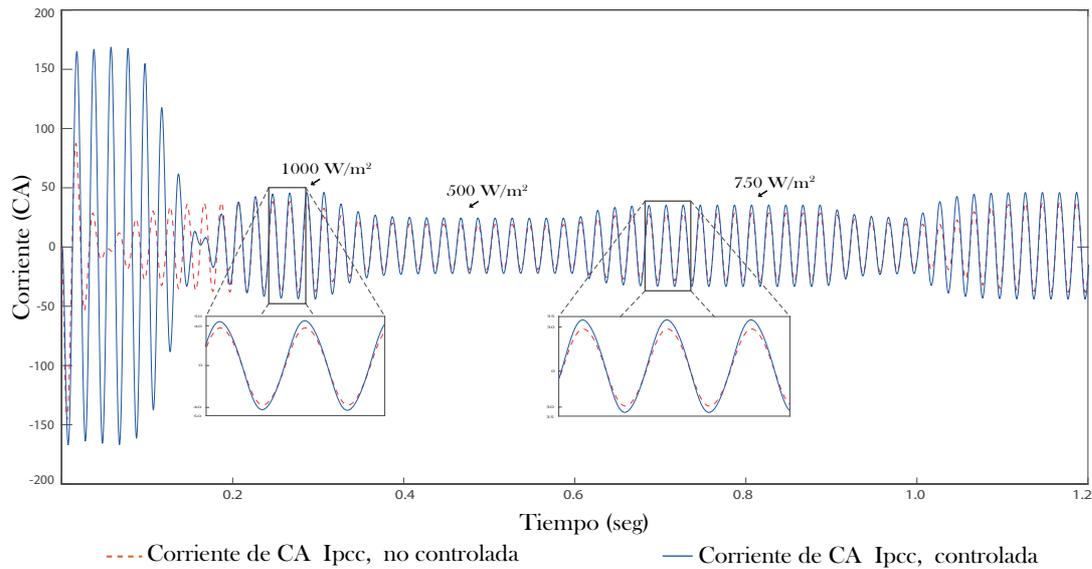


Figura 5.11: Corriente de salida de CA, I_{pcc} .

Tabla 5.5: Niveles de control de corriente I_{pcc} .

Nivel	Irradiación	I_{pcc}	I_{pcc} (control)
1	500 W/m^2	19.30 A	25 A
2	750 W/m^2	28.67 A	35 A
3	1000 W/m^2	38.43 A	45 A

Los resultados mostrados en la Figura 5.12, se obtienen a partir de la unión de las etapas de control en el SFV de la Figura 4.12, con diferentes niveles de prueba que se muestran en la Tabla 5.5, para 500, 750 y 1000 W/m^2 de irradiación. Para el caso particular se realiza la comparación entre los dos sistemas; el sistema de la Figura 4.1 sin la etapa de

control y el sistema de la Figura 4.12 con etapa de control, simulando valores de corriente I_{pcc} , columna 1 y 4 de la Tabla 5.6, respectivamente.

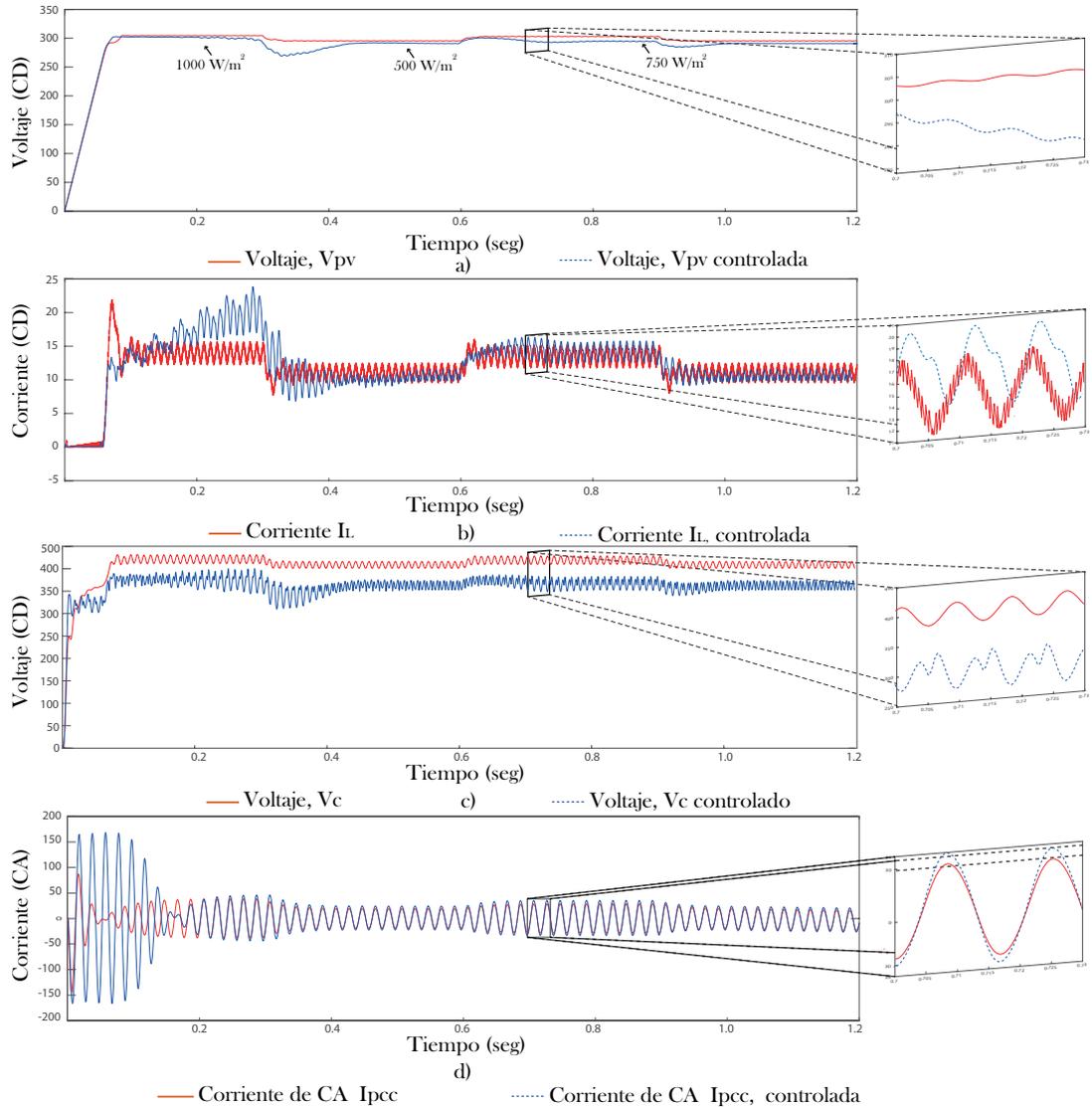


Figura 5.12: Variables del SFV para baja corriente: a) Voltaje de CD capacitor de enlace V_{ce} , b) Corriente inductor I_L , c) Voltaje de CD del capacitor V_c y d) Corriente de CA I_{pcc} .

Observando el comportamiento en el dominio del tiempo del SFV, se realiza una ampliación entre 0.7 y 0.73 segundos de las Figuras 5.12a y 5.12b, donde se muestra la forma de onda del voltaje V_{Ce} y la corriente I_L de la Figura 4.12. Los valores de las corrientes que se desean a la salida (25, 35 y 45), no varían mucho respecto de los obtenidos del SFV

sin control (Tabla 5.5), las variables I_L y V_C de las Figuras 5.12b y 5.12c, respectivamente, muestran un rizado de alta frecuencia causada por la apertura y el cierre de las compuertas del convertidor e inversor.

En la Figura 5.12c se observa que la señal dependerá de los valores que se deseen obtener a la salida del SFV (PCC), por lo que si la corriente I_{pcc} que se desea es más alta, la forma de onda del voltaje V_C bajará y subirá en caso contrario. En la Figura 5.12d se muestra el control de la corriente de la Tabla 5.6 (columna 1 y 2). En la Tabla 5.6 se muestra en particular los niveles del voltaje V_{pcc} varían en proporción con el nivel de corriente I_{pcc} ; también se muestra el valor de la P_{activa} en el PCC con la red eléctrica.

Tabla 5.6: Valores de baja corriente I_{pcc} en PCC aplicando la estrategia de control.

I_{pcc}	V_{pcc}	P_{activa}	I_{pcc} (control)	V_{pcc}	P_{activa}
19.30 A	361.29 V	3.15979 kW	25 A	370.63 V	4.19881 kW
28.67 A	379.49 V	4.93030 kW	35 A	393.49 V	6.24090 kW
38.43 A	398.24 V	6.93523 kW	45 A	409.10 V	8.34233 kW

La Figura 5.13 muestra los resultados obtenidos para el caso en el que se desea obtener valores de corriente I_{pcc} más altas. Las formas de onda corresponden a las variables V_{Ce} , I_L , V_C y I_{pcc} del SFV de la Figura 4.12. Se observa de la Figura 5.13a que para la señal de voltaje de la variable V_{Ce} , existe una variación mayor entre las dos señales debido a que los valores de la corriente que se desea obtener son más altas, lo que ocasiona que existan mayores cambios en las formas de onda aproximadamente de 13%. Las Figuras 5.13b y 5.13c muestran que nuevamente se produce un rizado de alta frecuencia debido a la apertura de las compuertas del convertidor e inversor al entran en operación el SFV. La variable I_L de la Figura 5.13b se incrementa en un 15% con respecto al mostrado en la Figura 5.12b. En relación a la variable V_{Ce} de la Figura 5.13c la forma de onda disminuye aproximadamente en 25% respecto a al mostrado en la Figura 5.12c. La Figura 5.13d muestra los valores de la corriente I_{pcc} controlada, equivalentes a 180, 185 y 190 Amperes, según se muestran en la Tabla 5.7.

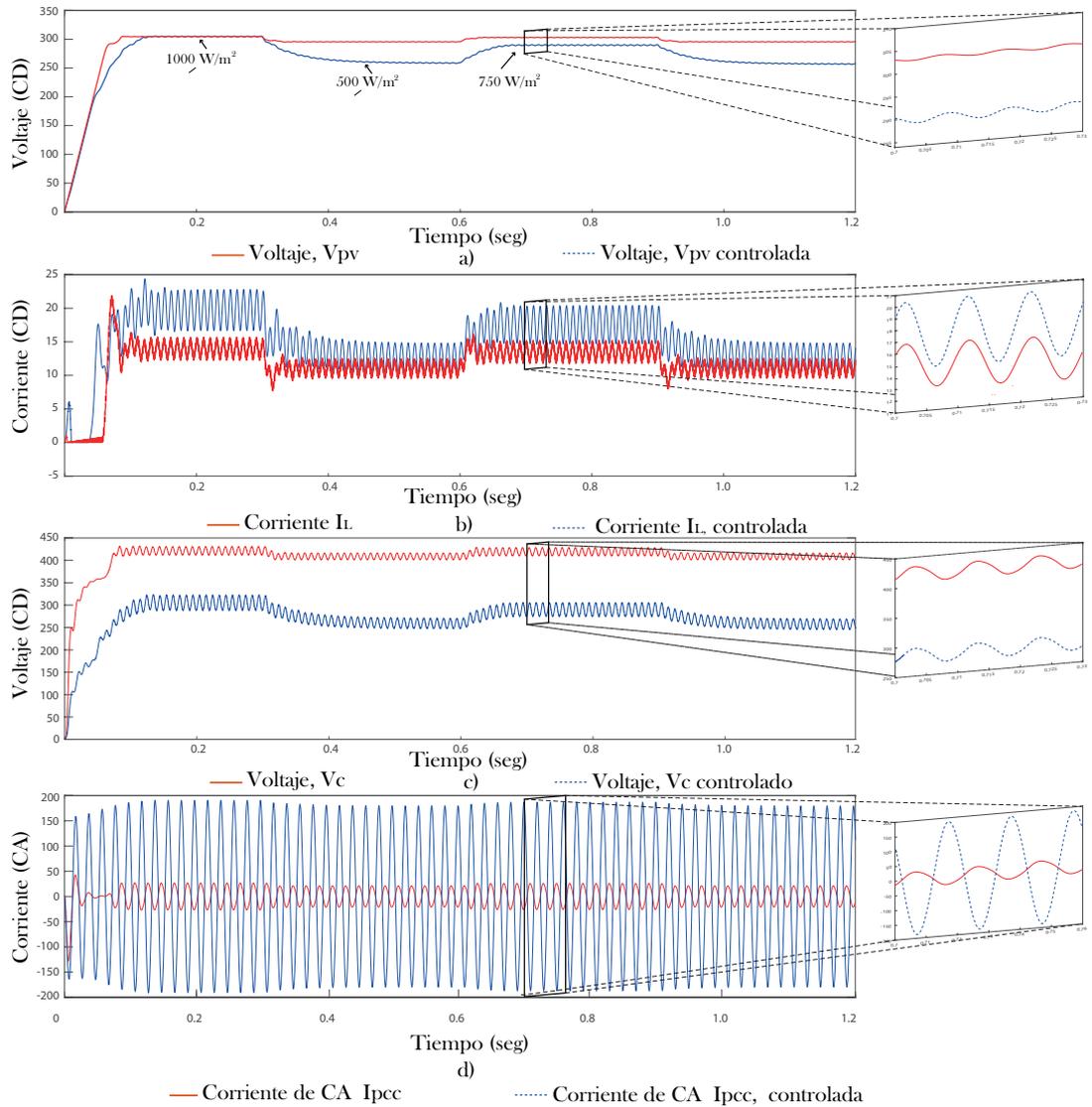


Figura 5.13: Variables del SFV para alta corriente: a) Voltaje de CD capacitor de enlace V_{ce} , b) Corriente inductor I_L , c) Voltaje de CD del capacitor V_c y d) Corriente de CA I_{pcc} .

Tabla 5.7: Condiciones de Prueba Estándar, control de alta corriente de I_{pcc} .

Nivel	Irradiancia	Temperatura	I_{pcc} (no controlada)	I_{pcc} (controlada)
1	500 W/m^2	50°C	19.30 A	180 A
2	750 W/m^2	35°C	28.67 A	185 A
3	1000 W/m^2	25°C	38.43 A	190 A

Comparando los resultados obtenidos de contenido armónico, de la etapa sin control del SFV mostrados en la Tabla 5.3, con respecto a la etapa de control del SFV de la Tabla 5.8, se observa que existe una gran reducción en el $THDi$ (más del 3%), mientras que para el $THDv$ se incrementa significativamente, obteniéndose una mejoría con la aplicación del control en el SFV. De acuerdo a la norma de la IEEE Std 519-1992 los valores de $THDi$ y $THDv$ satisfacen el criterio permisible de 5%, respectivamente [Blooming y Carnovale, 1988].

Tabla 5.8: Medición de la Distorsión Armónico Total, I_{pcc} y V_{pcc} .

Nivel	Irradiación	Temperatura	I_{pcc}	$THDi$	$THDv$
1	500 W/m^2	50°C	25 A	0.53 %	2.164 %
2	750 W/m^2	35°C	35 A	0.68 %	1.642 %
3	1000 W/m^2	25°C	45 A	0.81 %	1.539 %

En las Figuras 5.14 y 5.15, se observa la comparación de los valores de la distorsión armónica total $THDi$ y $THDv$, mostrados en la Tabla 5.8. Los resultados de cada etapa de control del SFV, fueron obtenidos utilizando el simulador Matlab/Simulink®.

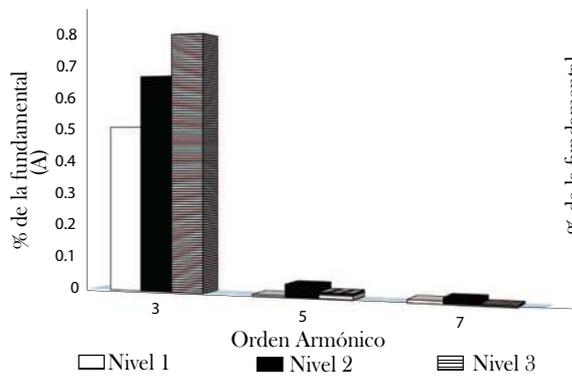


Figura 5.14: Distorsión armónica total, $THDi$.

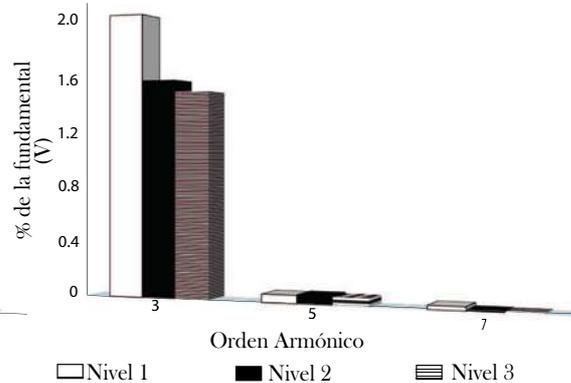


Figura 5.15: Distorsión armónica total, $THDv$.

5.4. Caso de estudio 3: Solución de Redes Eléctricas Aplicando Equivalentes Norton

La red de la IEEE de 14 nodos de la Figura 4.13, se compone de dos áreas, una superior que se considera equivalente a líneas de longitud media, con dos 2 nodos de generación 1 y 2, respectivamente. La inferior consiste de líneas cortas, conectadas a los nodos 2, 3, 4, 5, 6, 9, 10, 11, 12, 13 y 14. Los parámetros de la red eléctrica se muestran en el Apéndice C. Las variables obtenidas son 14 respecto al número de nodos del sistema (14 nodos), la solución en el dominio del tiempo se obtuvo aplicando EQN y DN, respectivamente, utilizando valores en por unidad, para simplificar los cálculos.

Tabla 5.9: Errores de convergencia del sistema eléctrico de la IEEE de 14 nodos.

Formulación equivalentes Norton		
NCC	EQN	DN
8	$2.068657e^{-02}$	$2.068657e^{-02}$
22	$7.013403e^{-06}$	$1.421085e^{-14}$
⋮	⋮	
242	$9.964349e^{-07}$	

La Tabla 5.9 muestra el error máximo durante el proceso de convergencia al ciclo límite. Utilizando el método EQN se requiere 242 ciclos completos para satisfacer el criterio de convergencia establecido (10^{-6}), en un tiempo de 4.0333 segundos, mientras que aplicando el método DN, el sistema es resuelto en 22 ciclos completos con un tiempo de 0.3666 segundos. Se utilizaron 2^{10} pasos de integración por ciclo. En la Tabla 5.10 se listan los valores obtenidos del voltaje y corriente de línea a tierra en el nodo 12. Las Figuras 5.16 y 5.17, muestra el proceso de solución al estado estacionario periódico de la red eléctrica para los nodos 12 y 13 del sistema de prueba del IEEE de 14 nodos. La solución en estado estacionario periódico se obtiene en 4.033 segundos. Haciendo una ampliación en las Figuras 5.16a, 5.16b, 5.17a y 5.17b en 4.025 segundos, se observan las formas de onda periódica de corriente y voltaje, respectivamente, las cuales son prácticamente senoidales.

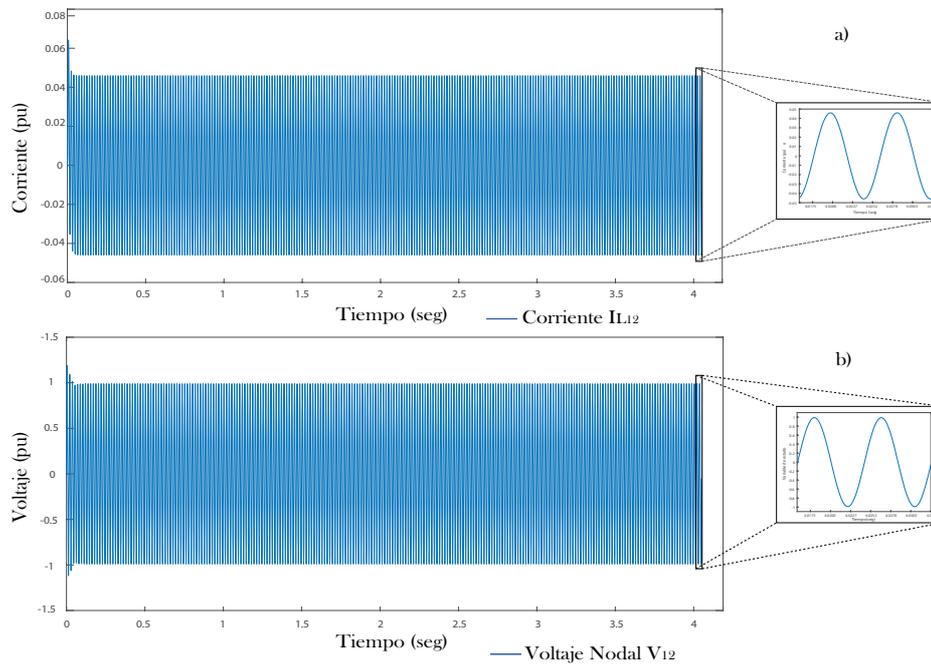


Figura 5.16: Nodo 12, a) Corriente $L - T$ y b) Voltaje de $L - T$, (pu).

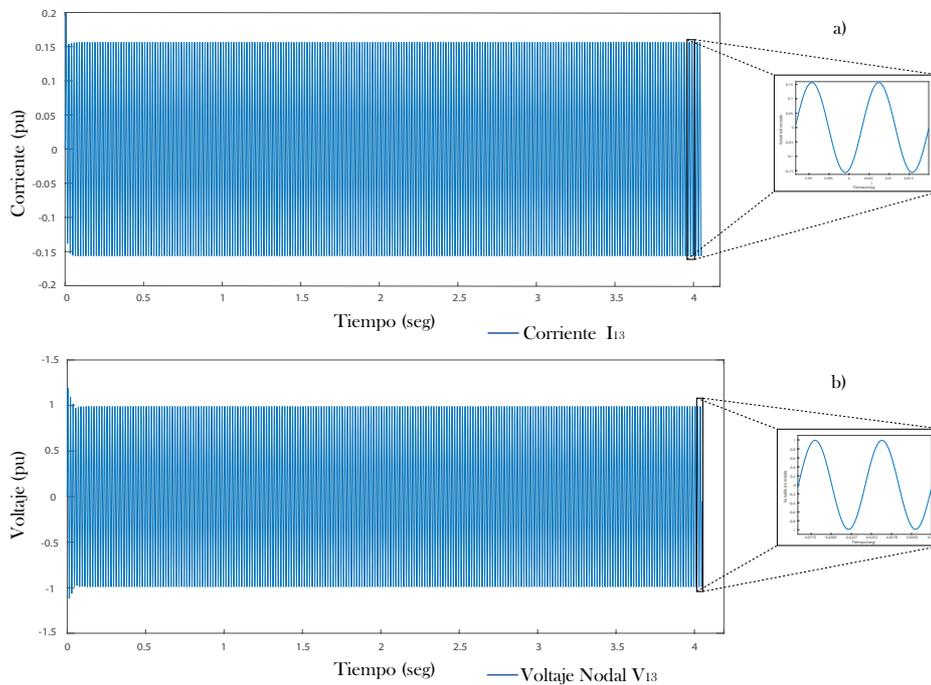
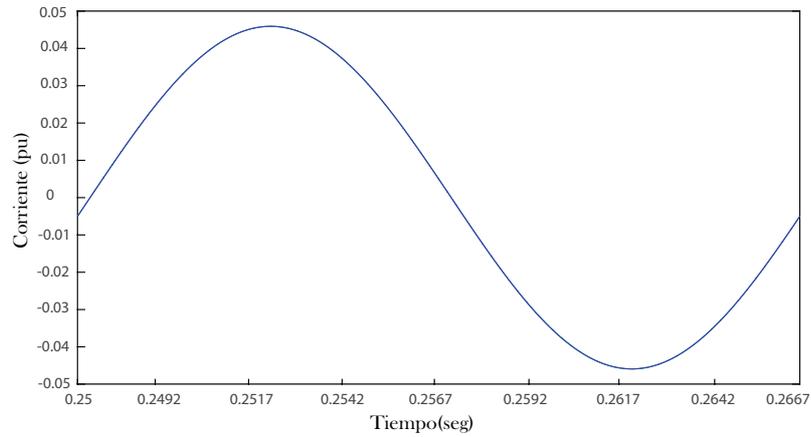
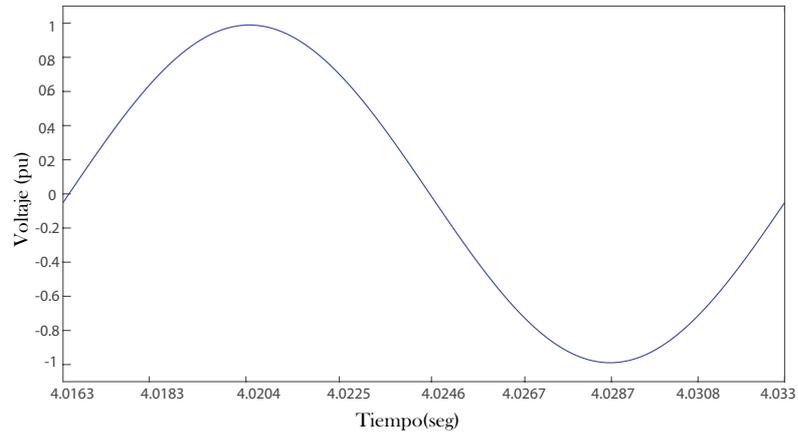


Figura 5.17: Nodo 13, a) Corriente $L - T$ y b) Voltaje de $L - T$, (pu).

Figura 5.18: Corriente, nodo 12 I_{L12} .Figura 5.19: Voltaje, nodo 12 V_{L12} .

Los valores obtenidos de la solución en los distintos nodos del sistema se muestran en la Tabla 5.10. Los valores se presentan en por unidad (pu) y valores reales de corrientes, voltajes nodales y las corrientes de línea del sistema eléctrico de prueba del IEEE de 14 nodos. En las Figuras 5.20 y 5.21 se muestra la evolución del proceso de solución en el tiempo de las formas de onda de corriente y voltaje.

En las Figuras 5.20a y 5.21a se muestra el transitorio inicial y en las Figuras 5.20b y 5.21b la solución periódica en estado estacionario de corriente y voltaje, respectivamente.

Realizando una amplificación en 4.019 segundos en la Figuras 5.20b y 5.21b, permite mostrar con mayor detalle la metodología aplicada (EQN) con respecto a la respuesta obtenida con PSCAD/EMTDC®. Por lo tanto, en las Figuras 5.20b y 5.21b se observa buena coincidencia entre las respuestas obtenidas, con un error máximo de 0.5 % entre ellas. Lo que valida satisfactoriamente la metodología propuesta, el diagrama equivalente del modelo de la red de 14 del IEEE se muestra en el Apéndice H.

Tabla 5.10: Corrientes y voltajes del sistema de 14 nodos (IEEE) en valores pu y reales.

Nodo #	$I_{carga}(L - T)$ (A)		$V(L - T)$ (kV)		Nodos		$I(L - L)$ (A)	
	pu	Reales	pu	Reales	#	#	pu	Reales
1	0.1322	52.4000	1.0000	187.7942	1	2	0	0
2	0.3288	116.7317	1.0000	187.7942	1	5	0.1486	52.4122
3	0.5428	192.6588	0.9715	182.4165	2	3	0.1725	61.2739
4	0.1146	40.7060	0.9835	184.6460	2	4	0.1852	65.4303
5	0.0463	16.4647	0.9875	185.4336	2	5	0.1864	65.7372
6	0.1846	65.5666	0.9879	185.5311	3	4	0.0832	29.1480
7	0.0978	34.8560	0.9858	184.9094	4	5	0.0953	35.6352
8	0.1215	46.6250	1.0089	189.2592	4	7	0.1233	43.2392
9	0.4175	147.9507	0.9620	180.3454	4	9	0.0798	28.6248
10	0.1411	49.9944	0.9643	180.8167	5	6	0.3293	116.1304
11	0.0471	16.6922	0.9798	183.8760	6	11	0.0972	34.7408
12	0.0459	16.3108	0.9890	185.8407	6	12	0.0425	15.0945
13	0.1561	55.5219	0.9772	183.7082	6	13	0.0991	33.6265
14	0.1351	48.2458	0.9604	179.4744	7	8	0.1311	46.67982
					7	9	0.2489	89.7228
					9	10	0.0262	10.4131
					9	14	0.0137	8.3006
					10	11	0.0901	32.8829
					12	13	0.0405	13.7375
					13	14	0.0595	19.1066

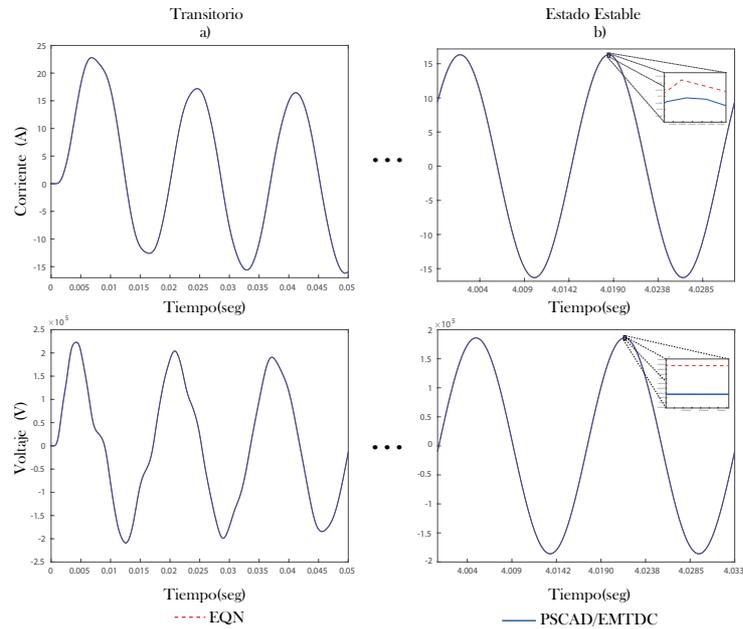


Figura 5.20: Nodo 12, a) Transitorio, corriente I_{12} y voltaje V_{12} y b) Estado estacionario periódico, corriente I_{12} y Voltaje V_{12} .

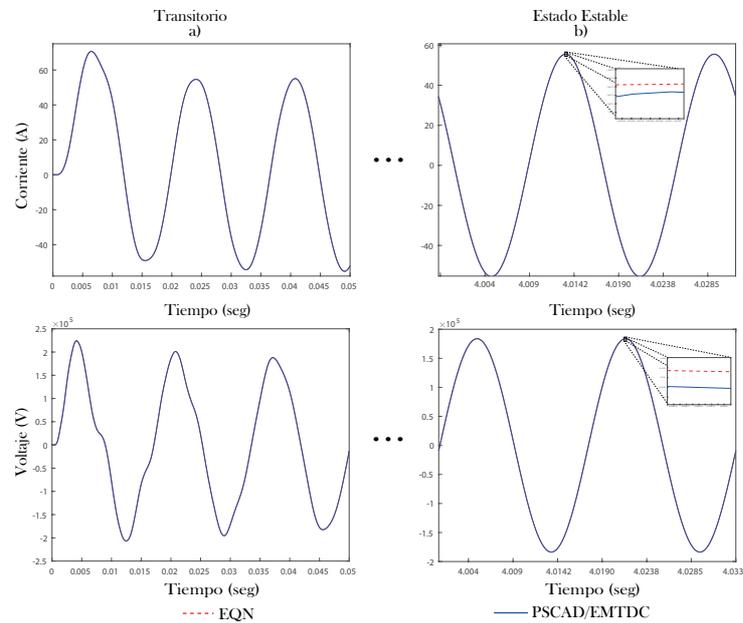


Figura 5.21: Nodo 13, a) Transitorio, corriente I_{13} y voltaje V_{13} y b) Estado estacionario periódico, corriente I_{13} y Voltaje V_{13} .

5.5. Caso de estudio 4: SFV Conectado a la Red Eléctrica de 14 nodos

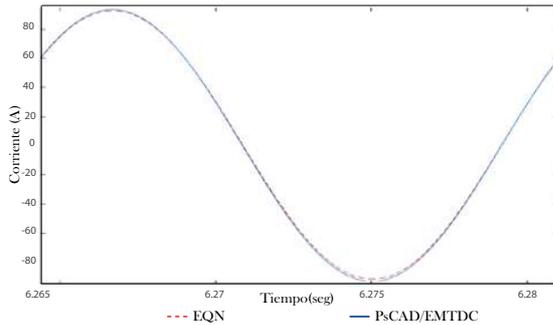
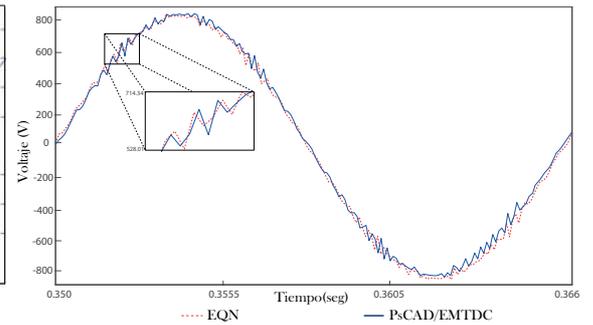
En este caso de estudio se aplica la Metodología EQN al conjunto del SFV conectado en el nodo 12 de la red de 14 nodos, de la Figura 4.19 (parámetros Apéndice C). Se obtienen 17 variables de estado (14 nodos de la red eléctrica y 3 nodos del SFV), formando una matriz de conductancias dispersa de orden 17x17. Utilizando el método EQN, se obtiene la solución en estado estacionario periódico en 377 ciclos completos en un tiempo de 6.2833 segundos (Tabla 5.11 columna 2). Aplicando el método DN la solución se obtiene en 25 ciclos en 0.4166 segundos (Tabla 5.11 columna 3). La Figura 5.22, muestra la comparación de las formas de onda de corriente y voltaje, I_{pcc} y V_{pcc} respectivamente, para un ciclo completo obtenido mediante las metodologías EQN y el simulador PSCAD/EMTDC®, respectivamente. Observe la cercana coincidencia entre ambas respuestas. El error máximo es de 0.5% para la corriente y 2% para el voltaje, lo que valida satisfactoriamente la metodología propuesta (EQN).

Tabla 5.11: Errores de convergencia del sistema eléctrico de la IEEE de 14 nodos.

Formulación equivalentes Norton		
NCC	EQN	DN
8	2.3912	2.3912
25	$9.2386e^{-01}$	$1.048051e^{-13}$
⋮	⋮	
377	$4.4781e^{-07}$	

La Figura 5.23 muestra un período a partir de 0.35 segundos. Observe la distorsión de forma de onda del voltaje debida a la conmutación del inversor en su etapa de conversión de CD a CA. En Tabla 5.12 se dan los valores obtenidos de $THDi$ y $THDv$, respectivamente. Observe que el valor de $THDi$ cumple con la norma IEEE Std 519-1992 [ANSI, 1992], no así el valor de $THDv$ que excede considerablemente el valor máximo permisible (5%).

Los resultados obtenidos de la solución de la red del IEEE de 14 nodos, integrando el SFV en el nodo 12, en el PCC se muestran en la Tabla 5.12. El valor del factor de potencia determinado por ambos métodos de solución es prácticamente idéntico. Cumple con la norma IEEE Std 929-1988 [ANSI, 1988], que establece que el factor de potencia debe ser al menos de 0.85.

Figura 5.22: Forma de onda I_{pcc} .Figura 5.23: Forma de onda V_{pcc} .

Las Tablas 5.13 y 5.14 reportan los armónicos 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17 y 19. Para este caso de estudio, se tiene un alto contenido de $THDv$ armónico, por arriba de la norma IEEE Std 519-1992 [ANSI, 1988]. Observe la cercana coincidencia entre las respuestas obtenidas con la metodología EQN y PSCAD/EMTDC®. Para el caso de $THDi$ el error entre las respuestas obtenidas es del 0.01 % y para $THDv$ de 0.003 %, respectivamente.

Tabla 5.12: Resultados, caso de estudio 4 variable I_{pcc} .

Variabes	EQN	PSCAD/EMTDC®
I_{pcc} A	92.69	93.23
V_{pcc} V	834.50	831.86
P_{activa} kW	33.15086	33.23850
$S_{aparente}$ kVA	38.67490	38.77710
FP	0.857167	0.857168
$THDi$	4.17 %	4.18 %
$THDv$	8.152 %	8.149 %

Tabla 5.13: Propagación de armónicos de la variable I_{pcc} .

Orden Armónico	3	5	7	9	11	13	15	17	19
EQN	4.24	0.59	0.23	0.28	0.07	0.09	0.16	0.29	0.40
PSCAD/EMTDC®	4.27	0.63	0.28	0.31	0.10	0.10	0.09	0.22	0.36

Tabla 5.14: Propagación de armónicos de la variable V_{pcc} .

Orden Armónico	3	5	7	9	11	13	15	17	19
EQN	6.42	1.95	1.75	0.66	1.09	0.81	0.93	1.11	0.79
PSCAD/EMTDC®	6.23	1.82	1.57	0.73	1.15	0.78	1.01	0.61	0.87

Con respecto a los armónicos individuales de I_{pcc} y V_{pcc} mostrados numéricamente en las Tablas 5.13 y 5.14 y mediante diagramas de barras en las según se muestra en las Figuras 5.24 y 5.25, para armónicos del 3 a 9 que no se cumple con los valores permisibles de 4% y 3% establecidos por la norma IEEE Std 519-1992 [Blooming y Carnovale, 1988]. Para valores permitidos de la distorsión armónica total, observe que el $THDi$ cumple con la norma IEEE Std 519-1992, para límites permitidos menores de 5%, mientras que $THDv$, está por encima del valor permisible de 4%, según como se muestra en la Tabla 5.12.

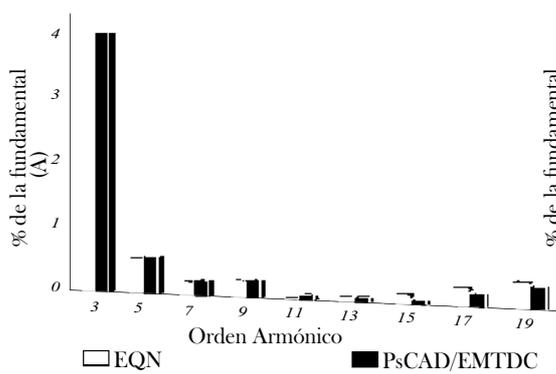


Figura 5.24: Orden armónico, variable I_{pcc} , SFV conectado al nodo 12.

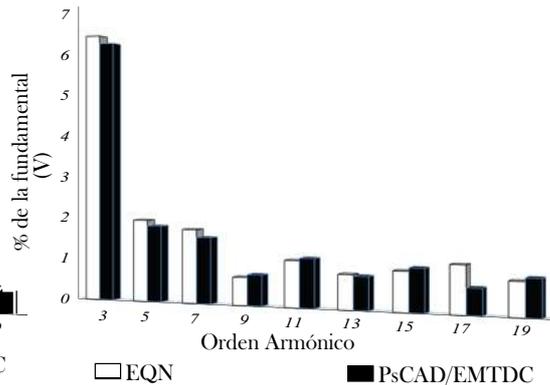


Figura 5.25: Orden armónico, variable V_{pcc} , SFV conectado al nodo 12.

El SFV con la estrategia de control de la Figura 4.12 conectado a la red de la IEEE de 14 nodos, de la Figura 4.20. Tiene como propósito principal controlar la magnitud de las formas de onda de corriente (I_{pcc}) y voltaje (V_{pcc}). En la Figuras 5.26 y 5.27, se observa un ciclo completo en 6.2725 segundos, mostrando que existe una disminución de la distorsión armónica en la forma de onda de la corriente y voltaje, según se observa de la Tabla 5.15.

La simulación se realizó obteniendo los valores que se muestran en la Tabla 5.15, haciendo una comparación con los valores que obtuvimos sin la estrategia de control de la Tabla 5.12, se puede observar la disminución de la distorsión armónica total de la forma de onda de la corriente y voltaje. También de la Tabla 5.15, el valor del factor de potencia cumple con los valores que establece la norma IEEE Std 929-1988, el cual debe ser mayor de 0.85.

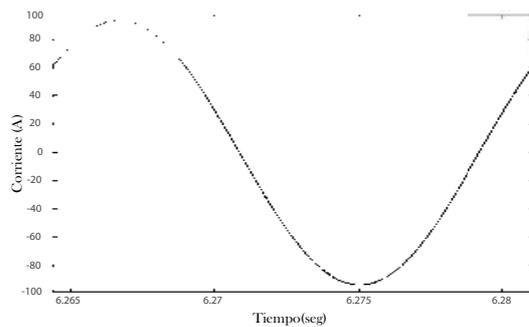


Figura 5.26: Orden armónico, variable I_{pcc} , SFV controlado.

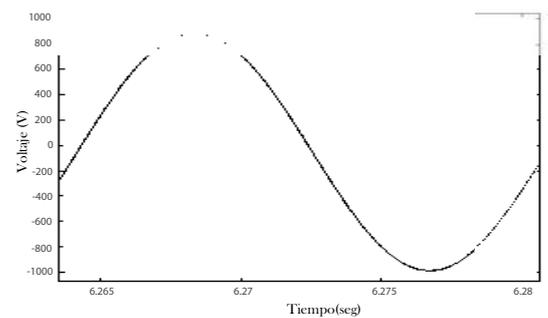


Figura 5.27: Orden armónico, variable V_{pcc} , SFV controlado.

Los valores de $THDi$ y $THDv$ disminuyeron considerablemente y cumplen con los valores permisibles que establece la norma IEEE Std 519-1992 para valores menores de 5%. Las Figuras 5.28 y 5.29 muestran que los valores máximos de armónicos individuales y se observa que están por debajo de 4% y 3%, respecto de la Tabla 5.15.

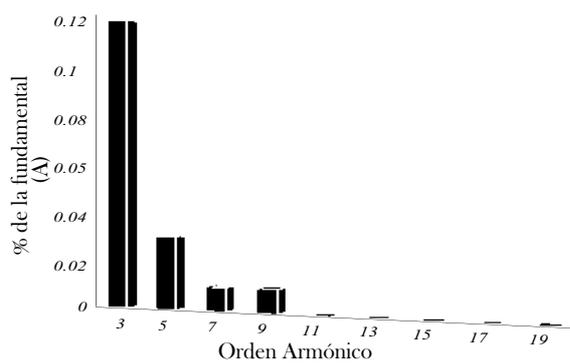
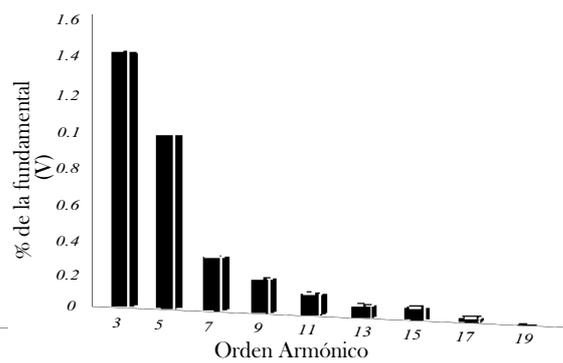
De la Figura 5.16 se observa que los armónicos más relevantes para la corriente I_{pcc} son 3, 5, 7 y 9 y los armónicos individuales del voltaje V_{pcc} se consideran del 3ro hasta el 17vo.

Tabla 5.15: Resultados, caso de estudio 4 variable I_{pcc} , caso controlado.

Variables	SFV _{control}
$I_{pcc} A$	94.65
$V_{pcc} V$	846.23
$P_{activa} kW$	34.32769
$S_{aparente} kVA$	40.04783
FP	0.857167
$THDi$	0.15 %
$THDv$	1.73 %

Tabla 5.16: Propagación de armónicos de la variable V_{pcc} caso controlado.

Orden Armónico	3	5	7	9	11	13	15	17	19
I_{pcc}	0.12	0.03	0.01	0.01	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
V_{pcc}	1.43	0.96	0.30	0.19	0.12	0.07	0.07	0.03	0.0

Figura 5.28: Orden armónico, variable I_{pcc} , SFV controlado-nodo 12.Figura 5.29: Orden armónico, variable V_{pcc} , SFV controlado-nodo 12.

En general la estrategia de control que se diseñó para el SFV, mostrado en la Figura 4.12, es factible ya que uno de los objetivos principales es el control de sus variables principales (Corriente y voltaje) en el PCC con la red eléctrica. Los valores obtenidos con la estrategia de control en el PCC, satisfacen los valores máximos permisibles por las normas IEEE std 519-1992 y 929-1988. Los estudios correspondientes para este caso de estudio los modelos se implementaron en Matlab/Simulink®, además se anexa en el Apéndice H el diagrama equivalente del modelo estudiado en este caso de estudio.

Se deben de tener ciertos criterios para la integración de SFV a la red eléctrica, ya que estos dependerán directamente de la frecuencia del sistema externo. Para trabajos de investigación futuros, se deben hacer consideraciones generales y mejorar el rendimiento del SFV (Capítulo 6).

5.6. Conclusiones

La aplicación de técnicas numéricas y avanzadas en este capítulo permitió conocer las diferencias que existen entre las diferentes metodologías aplicadas a cada uno de los casos de estudio. Para el caso de estudio 1 se concluye que el modelo promediado alcanza el estado estacionario periódico mucho más rápido que el modelo conmutado, pero en el estudio de armónicos en el dominio del tiempo aplicando la TDF en el modelo promediado, el cálculo de los no es exacto (aproximado). Se puede concluir de manera clara si se desea rapidez o exactitud en el estudio de microrredes con dispositivos de electrónica de potencia, entonces se debe de utilizar el modelo promediado.

Del Caso de Estudio 2 se concluye que los sistemas de control aplicados a los SFV ayudan a tener un mayor dominio sobre los valores deseados en la salida, por lo que estos sistemas sin control pueden llegar a introducir armónicos de orden alto, pero la aplicación de control en diferentes etapas, pueden modificar la modulación ancho de pulso en la etapa de conversión de CD a CA.

El Caso de Estudio 3 presenta una solución de redes eléctricas (14 nodos) aplicando circuitos acompañantes (EQN). Se muestra factible utilizar esta metodología de manera general en la solución de redes eléctricas de distinto orden. La incorporación de técni-

cas numéricas, tales como de dispersidad, basadas en descomposición y factorización LU (Apéndice C) o LR , LDU y ordenamiento dinámico permitirá hacer el proceso de solución convencional basada en la obtención explícita de la matriz de coeficientes en el proceso de solución.

Por último la integración de fuentes renovables de energía (SFV) a la red eléctrica (IEEE de 14 nodos) permite conocer la distorsión de la forma de onda producida por su operación, entre otros fenómenos adversos de la calidad de la energía. En particular, para el caso de estudio 4, se pudo observar que los límites permisibles para los armónicos individuales y el THD no se cumplen. Es en este caso que al modelo propuesto del SFV con sus etapas de control contribuye a bajar la distorsión armónica en la forma de onda.

Capítulo 6

Conclusiones Generales y Trabajos Futuros

En esta tesis se presentó, una metodología aplicada en el dominio del tiempo para determinar la solución en estado estacionario periódico de microrredes y redes eléctricas con integración de fuentes fotovoltaicas. Se analiza el efecto de considerar u omitir el control en el SFV. Además de si el control se basa en un modelo conmutado promediado, respectivamente.

Para la solución de las redes eléctricas consideradas en esta tesis, se aplicó la metodología de equivalentes Norton basada. La metodología está asociada con la formación de una matriz de conductancias dispersa, real y simétrica en valor numérico. Los Casos de Estudio 1, 2 y 3 no presentan problemas de distorsión en su forma de onda ya que se encuentran bajo los límites permisibles para armónicos individuales y *THD*, respecto a la norma IEEE Std 519-1992. El Caso de Estudio 4, la integración del SFV a la red de la IEEE de 14 nodos, resulta en una distorsión de forma de onda por encima de los límites permitidos por dicha norma, por lo que la sugerencia es integrar el SFV con sus respectivas etapas de control para la mitigación de los armónicos individuales y su *THD*.

Los puntos más relevantes en esta tesis son los siguientes:

- Se implementaron las metodologías en modelo conmutado y promediado, respectivamente, que permiten obtener el modelo en variables de estado de un sistema eléctrico dependiente de funciones de switcheo.

- Desarrollo de las etapas de control del SFV siguientes:
 - Algoritmo de MPPT, aplicando incremento de conductancia
 - Control PI para seguimiento del MPPT y modificación del ciclo de trabajo de acuerdo a las variaciones del arreglo fotovoltaico.
 - Estrategia de control de corriente y voltaje mediante control anidado con PI.
- Aplicación de metodología de circuitos acompañantes (EQN) en la red eléctrica del IEEE de 14 nodos, para realizar estudios de estado estacionario periódico en el dominio del tiempo, validando con el simulador PSCAD/EMTDC®, concluyendo que el error máximo entre ambos es de 0.5 % aproximadamente.
- Integración de fuentes renovables de energía (SFV) en la red del IEEE de 14 nodos para analizar el efecto en su operación dinámica y producción de distorsión armónica
- Se realizó el análisis de armónicos correspondientes, para determinar el contenido armónico individual y THD de las formas de onda de corriente y voltaje, respectivamente y su comparación correspondiente con las normas establecidas del IEEE Std 519-1992 y 929-1988
- La validación de los resultados reportados en los casos de estudio 1, 2, 3 y 4 se obtuvieron mediante comparación directa con la respuesta de los simuladores PSCAD/EMTDC® y MatLab/Simulink®, ampliamente reconocidos por la industria de potencia.

6.1. Propuestas Para Trabajos Futuros de Investigación

El modelado de sistemas eléctricos así como su solución en estado estacionario periódico sirven para conocer la dinámica del sistema, además, para conocer los efectos que se producen al conectar cargas, elementos no lineales, microrredes de generación (SFV), etc. A continuación se presentan algunas sugerencias de trabajo de investigación en el campo del conocimiento tratado en esta tesis:

- Extender el sistema en la etapa del inversor monofásico a un sistema de inversión trifásico, al igual que los casos de estudio en redes trifásicas, ya que los sistemas eléctricos prácticos no se encuentran exactamente balanceados.
- La aplicación de las etapas de control al sistema eléctrico se pueden mejorar aplicando diferentes estrategias de control como: redes neuronales, modos deslizantes, resonancia magnética de manera general para garantizar un mejor rendimiento.
- Modificar la modulación de ancho de pulso del inversor CD-AC, ya que ordinariamente este dispositivo es generador de armónicos, que son inyectados a la red eléctrica, se puede realizar mediante un compensador de armónicos que permita eliminar el armónico deseado, así como poder reducir el nivel de distorsión armónica total.
- Realizar el estudio en el dominio del tiempo de manera aislada (no interconectado con la red eléctrica) para alimentar cargas específicas.
- Modelar los sistemas de generación eólica, diseñar el control específico que cumpla ciertas características y obtener un alto rendimiento bueno dependiendo de la velocidad del viento.
- Modelar el sistema de almacenamiento basado en banco de baterías.
- Aplicar de manera general técnicas de dispersidad en la metodología basada en circuitos acompañantes, para resolver la matriz de conductancias mediante descomposición LR , LU y LDU , utilizando esquemas de ordenamiento que permitan obtener más eficientemente su solución en estado estacionario periódico en redes de mediana y gran escala.
- Incorporación de distintas fuentes renovables de energía, tal como el sistema eólico y fotovoltaico en diferentes puntos nodales de una red eléctrica, tomando como ejemplo los casos de estudio del IEEE (14,30, 57, 118 y 300 nodos), para analizar los distintos efectos adversos de calidad de la energía producidos por su operación que son ocasionados en la red.

- Realizar los estudios correspondientes en tiempo real en el simulador OPAL-RT lab, para las metodologías propuestas y realizar los distintos casos de estudio de microrredes y redes eléctricas, considerando estudios con dispositivos físicos.
- Aplicación de procesamiento en paralelo basado en GPU, en el proceso de solución de las metodologías propuestas, por medio de lenguajes de programación de alto nivel utilizados en la industria, tales como C++ y Fortran, entre otros.
- Cálculo eficiente de condiciones iniciales de simuladores para estudio de transitorios electromagnéticos de tipo EMTP tal como PSCAD y EMTDC, por mencionar algunos.

Apéndice A

Métodos Numéricos

A.1. Introducción

Habitualmente para la solución de conjuntos de EDOs no se tiene una solución analítica, es por ello que se han estado aplicando aproximaciones numéricas, esto hace referencia a la integración numérica, tal es el caso como los métodos numéricos convencionales (fuerza bruta); Runge-Kutta y regla trapezoidal entre los más utilizados, estos métodos son de un solo paso, en esta sección se da una descripción de forma general de cada método numérico.

A.1.1. Runge-Kutta

Generalmente una ventaja de los métodos numéricos como Runge-Kutta de 4to orden, es un método de un solo paso y puede llegar a tener una precisión alta y para esto se requiere que el valor de la variable h se mantenga pequeña [Chapra, 2007]. Las formulas se derivan utilizando aproximación para reemplazar una expansión en serie Taylor y se obtiene al aplicar un método de integración numérica en (A.1), esto puede conseguirse a cambio de evaluar, en cada paso, la función en varios puntos [Mathews, 2000].

$$y_{k+1} = y_k + \int_{t_k}^{t_{k+1}} f(y, t) dt \quad (\text{A.1})$$

La forma generalizada se obtiene como:

$$y_{k+1} = y_k + \phi(x_k, y_k, h)h \quad (\text{A.2})$$

donde $\phi(x_k, y_k, h)$ se conoce como función incremento, el cual se representa como una pendiente representativa en un intervalo. La función incremento se describe de la forma:

$$\phi = a_1k_1 + a_2k_2 + \dots + a_nk_n \quad (\text{A.3})$$

donde las a son constantes y las k se representan por:

$$\begin{aligned} k_1 &= f(x_k, y_k) \\ k_2 &= f(x_k, p_1h, y_k + q_1k_1h) \\ k_3 &= f(x_k, p_2h, y_k + q_2k_1h + q_2k_2h) \\ &\vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \\ k_n &= f(x_k, p_{n-1}h, y_k + q_{n-1,1}k_2h + \dots + q_{n-1,n-1}k_{n-1}h) \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

las p y las q son constantes. Observe que las k son relaciones de recurrencia. Es decir, k_1 aparece en la ecuación k_2 , la cual aparece en la ecuación k_3 , etc. Como cada k es una evaluación funcional, esta recurrencia vuelve eficientes a los métodos RK para cálculos computacionales ([Chapra, 2007]).

El método de Runge-Kutta (4to) consiste en aplicar la ecuación de recurrencia de la Ecuación (A.2), por lo que la función de ϕ está representada como:

$$\phi(y_k, t_k, h) = \frac{1}{6}(k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4) \quad (\text{A.5})$$

donde la recurrencia en (A.5) de cada una de las variables de k son:

$$\begin{aligned} k_1 &= f(t_k, y_k) \\ k_2 &= f\left(t_k + \frac{h}{2}, y_k + \frac{h}{2}k_1\right) \\ k_3 &= f\left(t_k + \frac{h}{2}, y_k + \frac{h}{2}k_2\right) \\ k_4 &= f(t_k + h, y_k + hk_3) \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

sustituyendo (A.5) en (A.2) se obtiene:

$$y_{k+1} = y_k + \frac{1}{6}(k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4) \quad (\text{A.7})$$

Por lo tanto, a partir de (A.5) a (A.7) son empleadas para encontrar la solución numérica de un conjunto de EDOs que se obtienen de un modelo analizado.

A.1.2. Regla del Trapecio

La regla del trapecio es un método de integración numérica, es decir, un método para calcular aproximadamente el valor de la integral definida, según se muestra como:

$$I = \int_a^b f(x)dx \quad (\text{A.8})$$

El método de los trapecios es un método de Newton-Cotes basado en la interpolación lineal. por lo tanto el concepto ideal de integrar $f(x)$ desde el punto $(a, f(a))$ hasta $(b, f(b))$ de la Figura A.1a, es aproximar $f(x)$ por su polinomio de interpolación lineal en $[a, b]$ de la Figura A.1b.

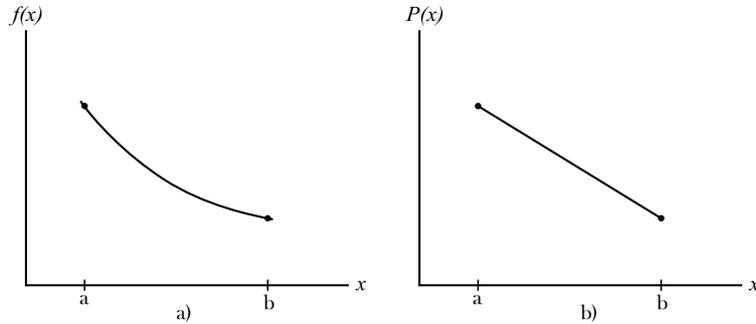


Figura A.1: a) Curva y b) Recta que aproxima.

Por lo tanto, tiene de la Figura A.1 obtenemos:

$$F(x) \approx P_1(x) = \frac{x-b}{a-b}f(a) + \frac{x-a}{b-a}f(b), \quad x \in [a, b] \quad (\text{A.9})$$

y

$$I = \int_a^b f(x)dx \simeq \int_a^b P_1(x)dx = \frac{b-a}{2}(f(a) + f(b)) \quad (\text{A.10})$$

acomodando la Ecuación (A.9) nos resulta (A.11). La representación de la regla del trapecio en su forma general, resulta como:

$$I = (b - a) \frac{(f(a) + f(b))}{2} \quad (\text{A.11})$$

Finalmente, se trata de aproximar el valor de la integral I por el área del trapecio que determinan las rectas $x = a, x = b$, el eje de abscisas y la recta que une los puntos: $(a, f(a))$ y $(b, f(b))$, [Chapra, 2007].

Apéndice B

Diferenciación Numérica

La formulación de sistemas de ecuaciones diferenciales ordinarias representadas por ecuaciones en espacio de estado, según se detalló en la Sección 2.2.2, se puede expresar de manera general de la siguiente manera:

$$\dot{x} = [A]x + [B]u \quad (\text{B.1})$$

Escribiéndose en términos de ecuación diferencial se tiene:

$$\dot{x} = f(x, t) = f(x, t + iT) \quad (\text{B.2})$$

donde:

i : Número entero.

T : Periodo.

Aplicando una perturbación a la trayectoria original de x^i se obtiene $x^i + \Delta x^i$, donde el ciclo comprendido entre x^i y x^{i+1} se denomina ”**Ciclo Base**” [Semlyen y Medina, 1995].

Considerando la perturbación Δx a (B.2) obtenemos (B.3).

$$\dot{x} + \dot{\Delta x} = f(x + \Delta x, t) \quad (\text{B.3})$$

resulta en el problema variacional:

$$\dot{\Delta x} = \Delta f(x, t) = \Delta x f(x, t) \quad (\text{B.4})$$

$$\dot{\Delta x} = J(x, t) \Delta x \quad (\text{B.5})$$

donde:

J : Matriz Jacobiana (T -periodica).

Considérese una condición inicial que está dada por una Ecuación diferencial ordinaria lineal que varía con el tiempo, es decir:

$$\Delta x(t_i) = \Delta x^i \quad (\text{B.6})$$

que se puede aproximar cómo:

$$\Delta x(t_i) = e^{\left(\int_{t_i}^t J(x,t) dt\right)} \Delta x^i \quad (\text{B.7})$$

claramente satisface a (B.5) para $t = t_i + T$:

$$\Delta x^{i+1} = \Phi \Delta x^i \quad (\text{B.8})$$

por lo que:

$$\Phi = e^{\left(\int_{t_i}^{t_i+T} J(x,t) dt\right)} \quad (\text{B.9})$$

se tiene:

$$\Delta x^i = x^\infty - x^i \quad (\text{B.10})$$

$$\Delta x^{i+1} = x^\infty - x^{i+1} \quad (\text{B.11})$$

se resta (B.10) con (B.11) y sustituyendo en (B.8) y se soluciona para x^∞ , se tiene:

$$x^\infty = x^i + C_i (x^{i+1} - x^\infty) \quad (\text{B.12})$$

en donde:

$$C_i = (I - \Phi)^{-1} \quad (\text{B.13})$$

La solución iterativa de (B.13) se convierte en un proceso linealmente convergente si C se mantiene constante después de su primera evaluación. Si C y Φ se actualizan en cada iteración, el método tendrá una característica de convergencia cuadrática. La identificación de la matriz Φ se puede realizar mediante uno de los siguientes métodos: Método de Aproximación Directa, Método de Diferenciación Numérica [Semlyen y Medina, 1995], Método de Diferenciación Numérica Mejorado [Segundo-Ramírez y Medina, 2010a] y Método de Expansión Exponencial Discreta [Segundo-Ramírez y Medina, 2010b].

Por DN obtenemos la matriz Φ en (B.14), una vez solucionado un sistema de EDOs por métodos numéricos convencionales para n ciclos (se sugiere 3 si el sistema está amortiguado y 7 con poco amortiguamiento [Semlyen y Medina, 1995]), se perturban los valores en $x^i + \xi$ para encontrar un ciclo base y se realiza nuevamente la solución de EDOs, con este proceso podemos identificar la matriz columna Φ y calcular la matriz C con (B.13) [Semlyen y Medina, 1995].

$$\Phi = \frac{1}{\xi} \Delta x \quad (\text{B.14})$$

donde Δx es la diferencia cómo:

$$\Delta x = x^{i+1} - x^i \quad (\text{B.15})$$

sustituyendo (B.15) en (B.14) se obtiene:

$$\Phi = \frac{(x^{i+1} - x^i)}{\xi} \quad (\text{B.16})$$

donde:

- x^∞ : Variables de estado en el ciclo limite.
- x^i : Variables de estado al inicio del ciclo base.
- x^{i+1} : Variables de estado al final del ciclo base.
- Φ : Matriz de transición de estado .
- I : Matriz identidad.
- C_i : Matriz de iteración.
- ξ : Perturbación secuencial ($\xi = 0.00001$).

Apéndice C

Parámetros de los Casos de Estudio

C.0.1. Caso de Estudio 1 y 2

Los parámetros del caso de estudio 1 y 2, se muestran en la Tabla C.1, la PV es para condiciones de prueba estándar (STC), irradiación de 1000 W/m^2 y temperatura de 25°C , para el Caso de Estudio 2 los parámetros del sistema de control del convertidor e inversor se muestran las ganancias previamente calculadas para el Caso de Estudio 2.

El Caso de Estudio 3, los parámetros se presentan en valores por unidad (*pu*), equivalente a la línea de transmisión (resistencia, reactancia y capacitancia), este caso de estudio se contempla para una red eléctrica que es alimentada con 230 kV en el los buses 1 y 2 que alimentan el sistema, este caso de estudio es referenciado al sistema de prueba de la IEEE sistema de 14 nodos.

Finalmente, el Caso de Estudio 4, los parámetros están mencionados en los desarrollos anteriores, como las ganancias de los dos tipos de controles y los parámetros de la red eléctrica de la IEEE de 14 nodos.

Tabla C.1: Parámetros de los Casos de Estudio 1 y 2.

PV		
N_s	17	Módulos en Serie.
N_p	2	Módulos en Paralelo
n_s	28	Celdas en Serie.
V_{ca}	21.47 V	Voltaje Circuito Abierto
I_{cc}	7.6 V	Corriente Corto Circuito
V_{mpp}	17.1 A	Voltaje de MPP por modulo
I_{mpp}	7.1 A	Corriente de MPP por modulo
k_i	0.0050A/°C	Factor de Corrección de $T - I$
k_v	-0.08V/°C	Factor de Corrección de $T - V$
a	1.3	Factor de idealidad del diodo.
Puntos de la curva V-I de la PV, para 1000 W/m ₂ a 25°C		
V_{CA}	365 V	Voltaje-Circuito Abierto
I_{cc}	15.2 A	Corriente-Corto Circuito
V_{mpp}	290.8 V	Voltaje de MPP
I_{mpp}	14.2 V	Corriente de MPP
Inversor CD-CA		
F_{si}	25 kHz	Frecuencia de Switcheo
m_a	0.9	Indicé de Modulación
Filtro		
R_{fp}	1 mΩ	Resistencia
L_{fp}	0.3 mH	Inductancia
R_{fg}	1 mΩ	Resistencia
L_{fg}	0.15 mH	Inductancia
R_c	2 Ω	Resistencia
C_f	22 μf	Capacitancia
Ganancias Control PI, Inversor		

K_{p1}	1.00	Ganancia Proporcional 1
K_{i1}	0.01	Ganancia Integral 1
K_{p2}	1.50	Ganancia Proporcional 2
K_{i2}	0.05	Ganancia Integral 2
K_f	0.002	Ganancia de Compensación
Microrred		
V_{CA}	230	Voltaje de CA (50 Hz)
R_{red}	1.84 Ω	Resistencia
L_{red}	3.5 mH	Inductancia
Equivalente Norton		
R_s	2 Ω	Resistencia Serie
R_p	2.142 k Ω	Resistencia Paralelo
I_{th}	14.33 A	Corriente Norton
R_{th}	2.174 k Ω	Resistencia Norton
Convertidor CD-CD		
C_{pv}	5500 μf	Capacitancia
L	9 mH	Inductancia
C	2200 μf	Capacitancia
f_s	10 kHz	Frecuencia de Switcheo
Ganancias Control PI, Convertidor		
K_p	0.00568	Ganancia Proporcional
K_i	0.50	Ganancia Integral
Ganancias Control PI, Inversor-Red eléctrica 14 Nodos		
K_{p1}	0.1	Ganancia Proporcional 1
K_{i1}	0.1	Ganancia Integral 1
K_{p2}	0.05	Ganancia Proporcional 2
K_{i2}	1.0	Ganancia Integral 2
K_f	0.002	Ganancia de Compensación

C.0.2. Caso de Estudio 3 y 4

Tabla C.2: Parámetros de los Casos de Estudio 3 y 4, red de la IEEE de 14 nodos

Parametros							
# Nodo	# Nodo	R (pu)	L (pu)	B (pu)	R (Ω)	L (H)	C (F)
1	2	0.01938	0.05917	0.0528	10.2520	0.08302	$7.9424e^{-7}$
1	5	0.05403	0.22304	0.0492	28.5819	0.31297	$7.4012e^{-7}$
2	3	0.04699	0.19797	0.0438	24.8577	0.27779	$6.5888e^{-7}$
2	4	0.05811	0.17632	0.0340	30.7402	0.24746	$5.1146e^{-7}$
2	5	0.05695	0.17388	0.0346	30.1266	0.24399	$5.2049e^{-7}$
3	4	0.06701	0.17103	0.0128	35.4483	0.23999	$1.9255e^{-7}$
4	5	0.01335	0.04211	0.0	07.0622	0.05909	-
4	7	0.0	0.20912	0.0	0.0	0.29344	-
4	9	0.0	0.55618	0.0	0.0	0.78044	-
5	6	0.0	0.25202	0.0	0.0	0.03536	-
6	11	0.09498	0.19890	0.0	50.2444	0.27910	-
6	12	0.12291	0.25581	0.0	65.0194	0.35896	-
6	13	0.06615	0.13027	0.0	34.9934	0.18280	-
7	8	0.0	0.17615	0.0	0.0	0.24718	-
7	9	0.0	0.11001	0.0	0.0	0.15437	-
9	10	0.03181	0.08450	0.0	16.8275	0.11857	-
9	14	0.12711	0.27038	0.0	67.2412	0.37940	-
10	11	0.08205	0.19207	0.0	43.4045	0.26952	-
12	13	0.22092	0.19988	0.0	116.8667	0.28047	-
13	14	0.17093	0.34802	0.0	90.42197	0.48835	-
Carga	# Nodo	R_L (pu)	L_L (pu)	R_L (Ω)	L_L (H)		
2	2	1.5361	2.6247	812.596	3.683		
3	3	0.3539	1.7544	187.190	2.462		
4	4	0.6974	8.5470	368.898	11.993		

Continua

5	5	4.3859	20.8333	2320.175	29.234
6	6	2.9762	4.4444	1574.405	6.237
9	9	1.1299	2.0080	597.740	2.818
10	10	3.7037	5.7471	1959.259	8.064
11	11	9.5238	18.5185	5038.095	25.985
12	12	5.4645	20.8333	2890.710	29.234
13	13	2.4691	5.7471	1306.173	8.064
14	14	2.2371	6.6667	1183.445	9.355

	# Nodo	C (pu)	C (F)	L_g (pu)	L_g (H)
	1	0.100	$0.05e^{-6}$	0.010	0.14032
	2	0.100	$0.05e^{-6}$	0.010	0.14032
	3	0.351	$1.76e^{-6}$	0.001	0.001
	4	0.100	$0.05e^{-6}$	-	-
	5	0.100	$0.05e^{-6}$	-	-
	6	0.183	$0.9175e^{-6}$	0.001	0.001
	7	0.100	$0.5e^{-6}$	-	-
	8	0.130	$0.65425e^{-6}$	0.001	0.001
	9	0.100	$0.5e^{-6}$	-	-
	10	0.100	$0.5e^{-6}$	-	-
	11	0.100	$0.5e^{-6}$	-	-
	12	0.100	$0.5e^{-6}$	-	-
	13	0.100	$0.5e^{-6}$	-	-
	14	0.100	$0.5e^{-6}$	-	-

Tabla C.3: Valores base y físicos.

Red Eléctrica 14 Nodos (IEEE)			
P_{base3f}		Potencia 3ϕ kW	$100e^6$
P_{basef}	$\frac{100e^6}{3}$	Potencia 1ϕ kW	$33.333e^6$
$V_{base3f-f}$	230	Voltaje $L - L$ (kV)	230
$V_{basef-n}$	$\frac{V_{basef-f}}{\sqrt{3}}$	Voltaje $L - N$ (kV)	132.790
$V_{basepico}$	$\sqrt{2}V_{basef-n}$	Voltaje base, pico kV	187.794
$I_{basef-n}$	$\frac{V_{basef}}{V_{basef-n}}$	Corriente $L - N$	251.02
$I_{base,pico}$	$\sqrt{2}V_{basef-n}$	Corriente base, pico A	355
Z_{base}	$\frac{V_{basef-n}}{I_{basef-n}}$	Impedancia Ω	529
f_{base}	60	Frecuencia base (Hz)	60
w_{base}	$2 * \pi * f_{base}$	rad/seg	376.99
L_{base}	$\frac{Z_{base}}{I_{basef-n} * w_{base}}$	Henry	1.40
	$Xl_{base} = Z_{base}$	Ω	529
C_{base}	$\frac{1}{w_{base} * Z_{base}}$	Farad	$5.01e^6$
	$Xc_{base} = Z_{base}$	Ω	529
B_{base}	$\frac{1}{Xc_{base}}$	Ω^{-1}	0.001890359
pu	$\frac{V_{base,pico}}{V_{base,pico}}$	pu	1
Cálculo Valores Físicos			
R	$Z_{base} * R_{pu}$	Ω	
L	$\frac{Xl}{w_{base}}$	Henry	

Apéndice D

Factorización LU

D.1. Introducción

La factorización LU de una matriz, por lo general es un método de proceso que está basado en la eliminación gaussiana que es aplicada a sistema de ecuaciones matriciales, tal es el caso se desea evitar el cálculo de la inversa de una ecuación matricial que está formada por un conjunto de ecuaciones algebraicas [Grossman, 2012]. La forma de solución se realiza en una descomposición de dos matrices L y U , resolviendo primeramente por sustitución hacia adelante y posteriormente sustitución hacia atrás [Strang, 2007].

D.1.1. Descomposición LU

La descomposición LU consiste en encontrar dos matrices L y U formadas de tal manera que cumplan con:

$$A = LU \tag{D.1}$$

o en su forma desarrollada como:

$$\begin{bmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} & a_{1,3} & \cdots & a_{1,n} \\ a_{2,1} & a_{2,2} & a_{2,3} & \cdots & a_{2,n} \\ a_{3,1} & a_{3,2} & a_{3,3} & \cdots & a_{3,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n,1} & a_{n,2} & a_{n,3} & \cdots & a_{n,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ L_{2,1} & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ L_{3,1} & L_{3,2} & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n,1} & L_{n,2} & L_{n,3} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{1,1} & U_{1,2} & U_{1,3} & \cdots & U_{1,n} \\ 0 & U_{2,2} & U_{1,1} & \cdots & U_{2,n} \\ 0 & 0 & U_{3,3} & \cdots & U_{3,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & U_{n,n} \end{bmatrix} \tag{D.2}$$

Para resolver el sistema $Ax = b$, se aplica la forma:

$$Ax = [LU]x = L[U]x \quad (\text{D.3})$$

por lo tanto, el sistema a resolver resulta como:

$$[LU]x = b \quad (\text{D.4})$$

La solución consiste en tomar $y = Ux$ y resolver para y (sustitución hacia adelante), se obtiene:

$$Ly = b \quad (\text{D.5})$$

$$\begin{bmatrix} U_{1,1} & U_{1,2} & U_{1,3} & \cdots & U_{1,n} \\ 0 & U_{2,2} & U_{2,3} & \cdots & U_{2,n} \\ 0 & 0 & U_{3,3} & \cdots & U_{3,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & U_{n,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \quad (\text{D.6})$$

La solución de la Ecuación matricial (D.8), se realiza mediante la sustitución hacia adelante comenzando por el primer elemento en y_1 y sucesivamente sustituyendo en los demás. Una vez obtenidos los valores de y , las incógnitas de la Ecuación matricial (D.3), se resuelve despejando x de:

$$Ux = y \quad (\text{D.7})$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ L_{2,1} & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ L_{3,1} & L_{3,2} & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n,1} & L_{n,2} & L_{n,3} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad (\text{D.8})$$

Nuevamente, este sistema puede resolverse en caso de tener solución mediante sustitución hacia atrás, despejando el elemento de x_n y sucesivamente con las demás incógnitas, obteniendo la solución del sistema de Ecuaciones a resolver.

Apéndice E

Transformada de Fourier

E.1. Introducción

La historia moderna de las series de Fourier comenzó con D'Alembert (1747) y su tratado de las oscilaciones de las cuerdas del violín. El desplazamiento $y = y(t, x)$ de una cuerda de violín, como una función del tiempo t y de la posición x , es solución de la ecuación diferencial. A partir de ese análisis el francés Jean-Baptiste Joseph Fourier (1768-1830), fue conocido por sus aportaciones sobre la descomposición de funciones periódicas en series trigonométricas convergentes llamadas Series de Fourier, en donde cualquier función repetitiva en un intervalo T se representa por una sumatoria de una componente sinusoidal fundamental, estos son una serie de componentes armónicos de orden superior a frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. la representación en general se tiene de la siguiente forma:

$$F_k = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{j\omega_0 t} dt \quad (\text{E.1})$$

E.1.1. Transformada Discreta de Fourier

Fourier, que obtiene una representación en el dominio de la frecuencia, siendo la función original una función en el dominio del tiempo. Pero la TDF requiere que la función de entrada sea una secuencia discreta y de duración finita [Acha y Madrigal, 2001].

La forma matemática para el cálculo de la TDF se representa por:

$$F[f(t)] = F_k = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega_o t} dt \quad (\text{E.2})$$

y

$$F_k = \sum_{n=0}^{N-1} f_n e^{-j\omega_o n} \quad , \quad \text{para } k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{E.3})$$

donde

$$\omega_o = \frac{2\pi}{N}$$

Por lo tanto, una señal en general se puede dividir en N subintervalos de igual tamaño (incrementos) $\Delta t = T/N$, el superíndice n es para los tiempos discretos de donde se toman las muestras y por ultimo f_n designan un valor de la función continua $f(t)$ en t_n .

E.1.2. Transformada Discreta de Fourier Inversa

De forma similar, la Ecuación (E.4) nos permite obtener la transformada discreta de Fourier inversa (TDFI).

$$F^{-1}[F_k] = f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_k e^{j\omega_o t} dk \quad (\text{E.4})$$

y

$$f_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F_k e^{j\omega_o n} \quad , \quad \text{para } n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{E.5})$$

El desarrollo de estas ecuaciones es que los números complejos F_k representan la amplitud y fase de las componentes sinusoidales de la señal de entrada f_n , por lo tanto, la TDFI no se pueden reproducir el dominio del tiempo completo, a no ser que la entrada sea periódica indefinidamente

Apéndice F

Diagrama en PSCAD/EMTDC

Caso de Estudio 1

La versión 4.5.4+ educational del Simulador PSCAD/EMTDC® fue utilizada en los casos de estudio 1, 3 y 4 de esta tesis, se tiene el laboratorio de máquinas eléctricas del edificio omega 2 del DEP-FIE de la UMSNH. El modelo del SFV que se presentó en el caso de estudio 1 se presenta por su diagrama equivalente elaborado en PSCAD/EMTDC® de la Figura F.1, se consideran los parámetros de la Tabla C.1 del Apéndice C.

Parámetros de simulación para el Caso de Estudio 1:

- Duración de la simulación: se considera el tiempo de 0.9 segundos.
- Tiempo de paso de solución: tomando como referencia que el periodo es 20 ms, considerando 2^{17} puntos por ciclo, por lo tanto, el tiempo es de 1.525879^{-4} ms (0.152 us).
- Paso del gráfico: debe ser igual o mayor al tiempo de paso de solución, se consideró 100 (us).

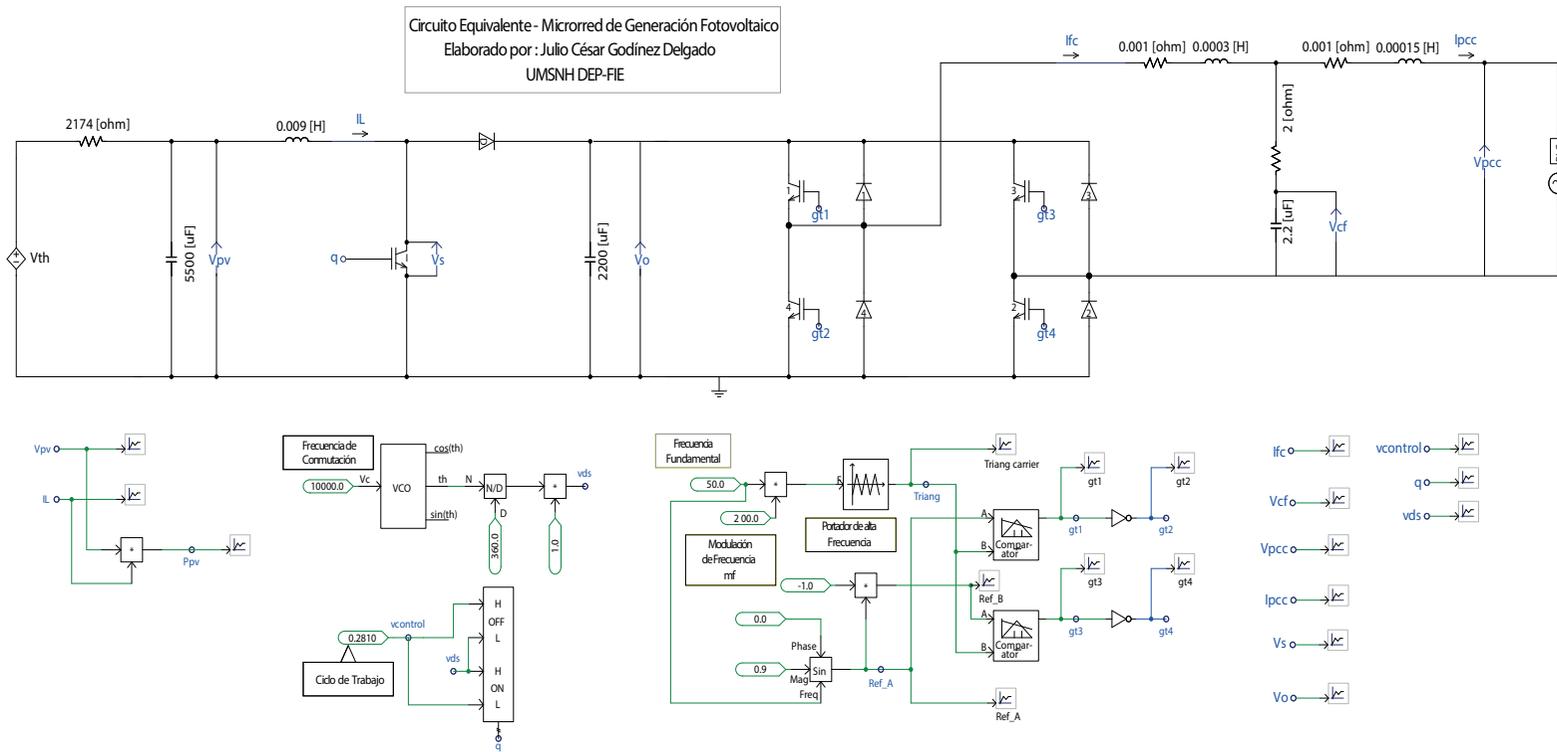


Figura F.1: Diagrama del SFV conectado a la red eléctrica en PSCAD/EMTDC®.

Apéndice G

Diagrama en Simulink para el Caso de Estudio 2

Las simulaciones para el Caso de Estudio 2 se llevaron a cabo en la versión de Matlab/Simulink 2015a de 64 bits, esta versión se tiene en el laboratorio de máquinas eléctricas del edificio omega 2 del DEP-FIE de la UMSNH.

El paso de integración del modelo es $T_s = 1e^{-6}$ segundos. El modelo consta de dos etapas de control, la primera es en el convertidor Boost y la segunda en el inversor, considerando un SFV monofásico. También se presenta el modelo en Simulink (Block) del panel fotovoltaico al igual que el MPPT (conductancia incremental) que se aplica, se consideran los parámetros de la Tabla C.1 del Apéndice C.

En la Figura G.1 muestra el diagrama equivalente del SFV diseñado en MATLAB/SIMULINK®.

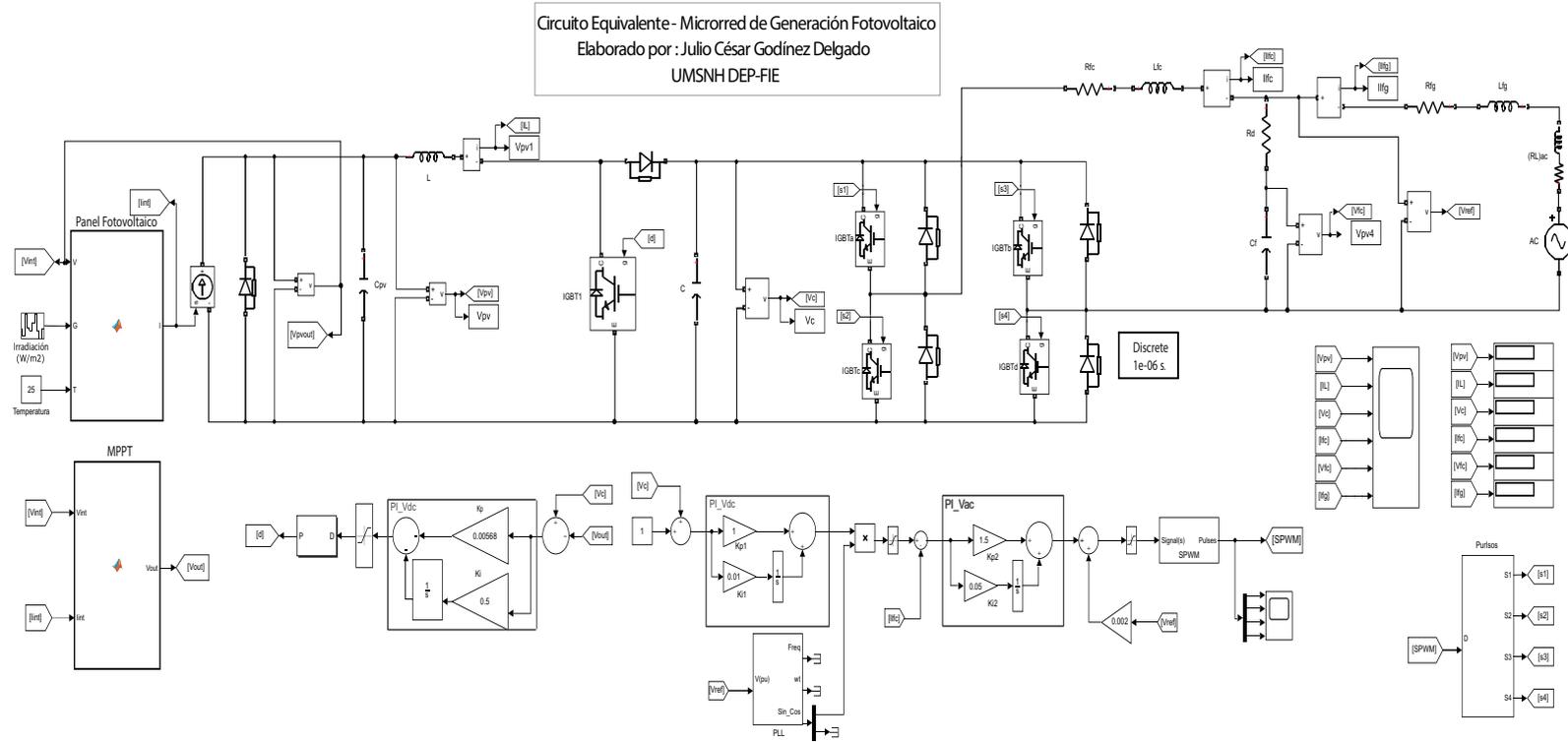


Figura G.1: SFV con etapas de control en MATLAB/SIMULINK®.

Apéndice H

Diagrama en PSCAD/EMTDC para el Caso de Estudio 3 y 4

La red de 14 nodos del IEEE mostrada en la Sección 4.5 para los casos de estudio 3 y 4, se presenta su diagrama equivalente elaborado en PSCAD/EMTDC®, como se muestra en las Figuras H.1 y H.2, se aplican los parámetros de la Tabla C.2 del Apéndice C.

Parámetros de simulación para el Caso de Estudio 3:

- Duración de la simulación: se considera el tiempo de 4.033333 segundos.
- Tiempo de paso de solución: tomando como referencia que el periodo es 20 ms y tomando 2^{10} puntos por ciclo, el tiempo es de 0.016276 ms (16.2760 us).
- Paso del gráfico: debe ser igual o mayor al tiempo de paso de solución, se consideró 16.2760 (us).

Parámetros de simulación para el Caso de Estudio 4:

- Duración de la simulación: se considera el tiempo de 6.283333 segundos.
- Tiempo de paso de solución: tomando como referencia que el periodo es 20 ms y tomando 2^{17} puntos por ciclo, el tiempo es de 1.525879^{-4} ms (0.152 us).
- Paso del gráfico: debe ser igual o mayor al tiempo de paso de solución, se consideró 100 (us).

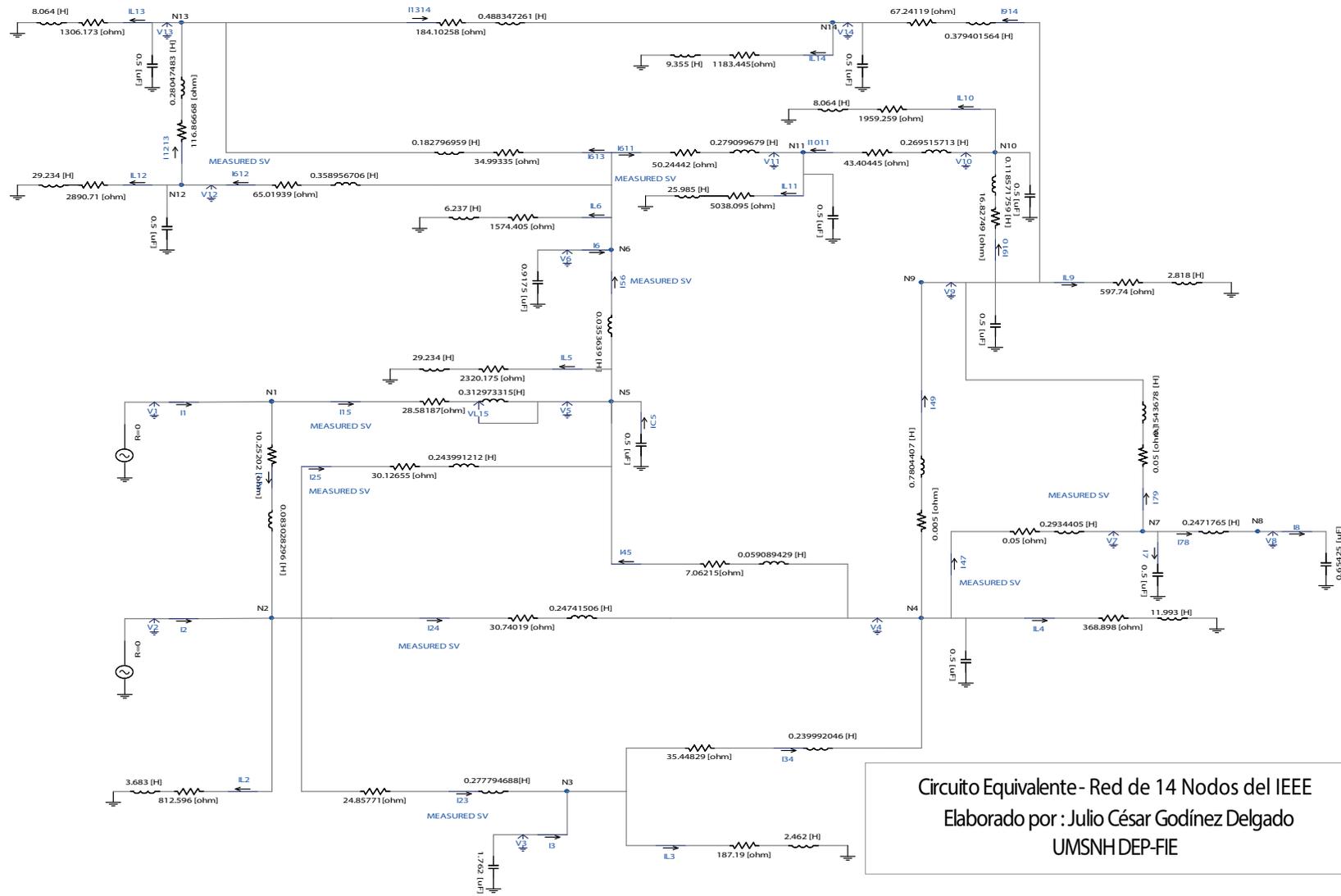


Figura H.1: Diagrama de la red de 14 nodos en PSCAD/EMTDC®.

Referencias

- [Abella, 2017] Abella A. “Energía Solar Fotovoltaica, Escuela de Organización Industrial.” *Centro de Investigaciones Energéticas*, 2017.
- [Acha y Madrigal, 2001] Acha E., Madrigal M. *Power Systems Harmonics, Computer Modelling and Analysis*. 2001.
- [ANSI, 1988] ANSI. “IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Residential and Intermediate Photovoltaic (PV) Systems.” *Standard IEEE-929*, 1988.
- [ANSI, 1992] ANSI. “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.” *Standard IEEE-519*, páginas 77–91, 1992.
- [Aprille y Trick, 1972] Aprille T.J., Trick T.N. “A Computer Algorithm to Determine the steady-State Response of Nonlinear Oscillators.” *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol.19, (4):páginas 354–360, 1972.
- [Arif, 2008] Arif H. “Renewable and Sustainable Energy Reviews.” *Energies, journal, April*, Vol.12, (3):páginas 593–661, 2008.
- [Blooming y Carnovale, 1988] Blooming T., Carnovale D. “Update of Harmonic Standard IEEE-519 IEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.” *Conference Record of 2006 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference*, páginas 1–2, 1988.
- [Brameller, 1976] Brameller A. *Sparsity: Its Practical Application to Systems Analysis*, Publishing, London. 1976.

- [Candelas, 2014] Candelas N.A.C. *Modelado, Simulación y Control de un Convertidor Boost Acoplado Magnéticamente*. Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña, 2014.
- [Castillo, 2008] Castillo I.I.L. *Ingeniería de Sistemas de Control Continuo*. 2008.
- [Chan, 2001] Chan J.L.H. “Novel approach to construct temporal basis functions for time-domain integral equation method.” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1, (1)*:páginas 172–175, 2001.
- [Chapra, 2007] Chapra S.C. *Métodos Numéricos para Ingenieros*. 2007.
- [Dommel, 1969] Dommel H.W. “Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single and Multiphase Networks.” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, pp. 388-399, April 1969, Vol.1, (4)*:páginas 1–3, 1969.
- [Dommel y Meyer, 1974] Dommel H.W., Meyer W.S. “Computation of Electromagnetic Transients.” *PROCEEDINGS OF THE IEEE, Vol.62, (7)*:páginas 983–986, 1974.
- [Duran, 2016] Duran J.C. “Evaluación de la calidad de la energía en dos casos de estudio: distorsión armónica inyectada por un sistema fotovoltaico y emitida por las cargas.” *Avances en energía renovable y medio ambiente, Vol.20, (1)*:páginas 13.01–13.03, 2016.
- [Farid, 2010] Farid G. *Automatic Control Systems*. 2010.
- [Fernández y Gómez, 2019] Fernández S.J., Gómez C.C. “Optimal Microgrid Topology Design and Siting of Distributed Generation Sources Using a Multi-Objective Substrate Layer Coral Reefs Optimization Algorithm.” *Energies, journal, Diciembre, Vol.11, (1)*:página 169, 2019.
- [García, 1998] García M.S. “Solución de Redes Eléctricas en el dominio del tiempo con aceleración de la convergencia al ciclo límite.” *Tesis de Licenciatura en la FIE de la UMSNH de Morelia Michoacán México*, 1998.
- [Garraoui R. y Barambones, 2013] Garraoui R. Ben Hamed Mouna S.L., Barambones O. “MPPT controller for a photovoltaic power system based on increment conductance

- approach.” *International conference on Renewable Energy Research and applications, Vol.1, (1):*páginas 1–6, 2013.
- [González y Méndez, 2018] González E.S., Méndez J.L.H. “Técnicas Para el Análisis Espectral de Armónicos en Sistemas Eléctricos de Potencia.” *Revista Mica, journal, Nayarit, México, Vol.2, (2):*páginas 6–27, 2018.
- [Grossman, 2012] Grossman S.I. *Algebra Lineal*. 2012.
- [Guillén, 2007] Guillén J.M. “Representación en espacio de estado de sistemas de generación distribuida basados en sistemas híbridos eólicos-fotovoltaicos de pequeña escala.” *Tesis de Licenciatura en la FIE de la UMSNH de Morelia Michoacán México*, 2007.
- [Hale, 1969] Hale J.K. *Ordinary Differential Equations*. 1969.
- [Hayt y Durbin, 2012] Hayt W.H., Durbin S.M. *Microgrids and Active Distribution Networks*. 2012.
- [Hussein, 1995] Hussein K.H. “Maximum photovoltaic power tracking : an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions.” *International Conference on Renewable Energy Research and Applications, Vol.1, (1):*páginas 1–6, 1995.
- [Keyhani, 2011] Keyhani A. *Design of Smart Power Grid Renewable Energy Systems*. 2011.
- [Labouret y Viloz, 2010] Labouret A., Viloz M. “Solar Photovoltaic Energy.” *The Institution of Engineering and Technology*, 2010.
- [Lumbreras y Roca, 2009] Lumbreras R., Roca A. “Electrical PV Array Reconfiguration Strategy for Energy Extraction Improvement in Grid-Connected PV Systems.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics, November 2009, Vol.56, (11):*páginas 1–13, 2009.
- [Maksimovic, 1991] Maksimovic D. “Switching Converters with Wide DC Conversion Range.” *Member, IEEE, and Slobodan Cuk , Miwlv. IEEE, Vol.6, (1):*páginas 1–7, 1991.
- [Manitoba, 1986] Manitoba H.I. *PSCAD/EMTDC® User’s Guide*. 1986.

- [Martinez, 2000] Martinez J.A. “Time Domain Electromagnetic Transients Programs.” *Power Engineering Society Summer Meeting, Vol.2, (2)*:páginas 763–764, 2000.
- [Mathews, 2000] Mathews J.H. *Métodos Numéricos con Matlab*. 2000.
- [Medina *et al.*, 2013] Medina A., Segundo-Ramirez J., Riveiro P., Xu W., Lian K.L., Chang G.W., Dinavahi V., Watson R. “Harmonic Analysis in Frequency and Time Domain.” *IEEE transactions on power delivery, Vol.28, (3)*:páginas 1813–1821, 2013.
- [Mirez, 2017] Mirez J. “A Modified One-Cycle-Control Method for Modular Multilevel Converters.” *2017 IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM), Vol.12, (1)*:páginas 2–17, 2017.
- [Mohan y Robbins, 1995] Mohan t.M.U., Robbins W.P. *Power Electronics, Converters Applications and design*. 1995.
- [Montenegro, 2015] Montenegro O.A.B. “Desarrollo de un Controlador Electrónico con MPPT Para Sistemas fotovoltaicos.” *Departamento de ingeniería electrónica San Juan de Pasto, Colombia*, 2015.
- [Morales, 2009] Morales J. “Computation of Stationary State of Grid-Tied Photovoltaic Systems via Harmonic Domain.” *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), Vol.1, (1)*:páginas 1–6, 2009.
- [Nyquist y Shannon, 1949] Nyquist H., Shannon C. “Certain Topics in Telegraph Transmission Theory and Communication in the Presence of Noise.” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers y Proceedings of the IRE 37*, páginas 617–644, 10–21, 1949.
- [Ogata, 2002] Ogata K. *Ingeniería de Control Moderna*. 2002.
- [Olorunfemi, 2000] Olorunfemi O. “The Operation of an Inverter-Assisted Single-Phase Induction Generator.” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, JUNE 2000, Vol.47, (3)*:páginas 1–7, 2000.

- [Osorio, 2019] Osorio G.J. “Demand side Management of Smart Distribution Grids Incorporating Renewable Energy Sources.” *Energies, journal, Vol.12*, (1):página 143, 2019.
- [Parker y Chua, 1989] Parker T.S., Chua L.O. *Practical Numerical Algorithms for Chaotic Systems*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1989.
- [Pérez, 2015] Pérez M.B. “Metodología para analizar el impacto de los armónicos generados por las centrales eólicas y fotovoltaicas en los sistemas eléctricos de potencia.” *Tesis de Licenciatura en el IPN de México*, 2015.
- [Perkins y Dommel, 1995] Perkins B., Dommel H. “Nonlinear Elements in the EMTP: Steady-state Initialization.” *IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 10, No. 2, May 1995, Vol.10*, (2):páginas 1–9, 1995.
- [Radhia y Mouna, 2013] Radhia G., Mouna B.H. “Optimizing PI Controller of the Single-Phase Inverter Based on FOA.” *International Conference on Renewable Energy Research and Applications, Vol.1*, (1):páginas 1–6, 2013.
- [Rashid, 1995] Rashid M.H. *Electrónica de potencia, Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*. 1995.
- [Rodríguez, 2014] Rodríguez J.M. “Modelado de Sistemas Monofásicos de Generación Fotovoltaicos Conectados a la Red Eléctrica en el Dominio Armónico.” *CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara, Guadalajara, Jalisco México*, 2014.
- [S. Chowdhury y Crossley, 2009] S. Chowdhury S.C., Crossley P. *Microgrids and Active Distribution Networks*. 2009.
- [Saadat, 1999] Saadat H. *Power System Analysis*, tomo 1. 1999.
- [Segundo-Ramírez y Medina, 2010a] Segundo-Ramírez J., Medina A. “An enhanced process for the fast periodic steady state solution of nonlinear systems by Poincaré map and extrapolation to the limit cycle.” *International Journal of Nonlinear Sciences and Numerical Simulation, Vol.11*, (8):páginas 661–670, 2010a.

- [Segundo-Ramírez y Medina, 2010b] Segundo-Ramírez J., Medina A. “Computation of the steady-state solution of nonlinear power systems by extrapolation to the limit cycle using a discrete exponential expansion method.” *International Journal of Nonlinear Sciences and Numerical Simulation*, Vol.11, (8):páginas 655–660, 2010b.
- [Semlyen y Medina, 1995] Semlyen A., Medina A. “Computation of the periodic steady state in systems with nonlinear components using a hybrid time and frequency domain methodology.” *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol.10, (3):páginas 1498–1504, 1995.
- [SENER, 2018] SENER. *Prospectiva de Energías Renovables 2018-2032, 23 Noviembre 2018, Secretaria de Energía*. 2018.
- [Shigong y Hui, 2010] Shigong J., Hui W. “A Novel Algorithm to Improve Dynamic Response of Single Phase Grid-Connected PV Inverter.” *2010 First International Conference on Pervasive Computing, Signal Processing and Applications*, Vol.1, (1):páginas 1–4, 2010.
- [Sluis, 2001] Sluis L.V.D. *Transients Power Systems*. 2001.
- [Strang, 2007] Strang G. *Algebra Lineal y sus Aplicaciones*. 2007.
- [Taoufikl y Lassad, 2017] Taoufikl M., Lassad S. “Hybrid Photovoltaic-Fuel Cell System with storage device Control.” *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, Vol.1, (1):página 1, 2017.
- [Tian y Mau, 2013] Tian X., Mau Y. “A Modified One-Cycle-Control Method for Modular Multilevel Converters.” *Energies, Journal, Enero*, Vol.12, (1):páginas 2–17, 2013.
- [Tina y Celsa, 2015] Tina G.M., Celsa G. “A matlab/Simulink Model of a Grid Connected Single-Phase Inverter.” *Department of Electrical, Electronics and Computer Engineering, university of Catania, Italy*, Vol.1, (1):páginas 1–6, 2015.
- [Watson y Arrillaga, 2003] Watson N., Arrillaga J. *Power Systems Electromagnetic Transients Simulation*. 2003.

-
- [Xiaotian Wang, 2017] Xiaotian Wang X.Z. “Optimizing PI Controller of the Single-Phase Inverter Based on FOA.” *2017 2nd International Conference on Robotics and Automation Engineering, Vol.1*, (1):páginas 151–155, 2017.
- [Yoo, 2013] Yoo C.H. “Intelligent Control of Battery Energy Storage for Multi-Agent Based Microgrid Energy Management.” *Energies, Journal, Septiembre, Vol.6*, (10):páginas 4956–4979, 2013.
- [Zhang y Lei, 2014] Zhang F., Lei W. “Design of Single Phase Photovoltaic Grid-connected Inverter Based on DSP and ARM.” *Key Laboratory of Advanced Process Control for Light Industry, Ministry of Education, Jiangnan University, Vol.1*, (1):páginas 1–5, 2014.