

Modelamiento y control de una microrred en modo isla



Fredy Alexis Dulce Mera

Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Universidad de los Andes

Tesis presentada para optar por el grado de
Magister en Ingeniería Electrónica y de Computadores

2015 Junio

1. Asesor: Alain Gauthier

2. Jurado 1: Andrés Pantoja

3. Jurado 2: Fernando Jiménez

Día de la defensa: 3 de junio de 2016

Resumen

Recientes investigaciones sobre redes inteligentes y microrredes, han mostrado la importancia del modelado y control de convertidores de potencia DC-DC o DC-AC con el fin lograr la conexión de diferentes fuentes de generación a la red de distribución o formando una microrred aislada. Esta penetración de generación a baja escala puede dar origen a problemas de sincronización para mantener la frecuencia y voltaje en un nivel deseado.

En este contexto, el presente artículo desarrolla el modelamiento de los diferentes convertidores de potencia que integran los generadores a la red y un esquema de control descentralizado que permite regular el nivel de tensión y frecuencia ante la conexión de varios generadores y cargas en el punto de acoplamiento común (PCC).

Dedicado a mi familia; Omaira, Alberto y Javier. Quienes han sido mi apoyo y motivación más grande y saben todo el trabajo y esfuerzo que ha hecho esto posible.

Agradecimientos

Omaira Mera, Alberto Dulce y Javier Dulce, su apoyo incondicional y ejemplo han sido pilares fundamentales en mi crecimiento personal y profesional.

Nohora España, por estar ahí en los momentos mas difíciles y Jesus Viveros por su apoyo, compañía y por hacer más grato todo este proceso de formación.

Alain Gauthier, por sus enseñanzas como maestro y asesor. Siempre destacar no solo su distinguida trayectoria profesional sino también su gran calidad humana.

Andrés Pantoja y Darío Fajardo, por su confianza y oportunidades brindadas.

A todas aquellas personas que de una y otra forma contribuyeron para llevar a buen término este trabajo.

Índice general

| | |
|---|-----------|
| Índice de figuras | v |
| Índice de tablas | vii |
| 1. Introducción | 1 |
| 2. Generación tradicional y redes inteligentes | 3 |
| 2.1. Generación tradicional | 3 |
| 2.2. Redes Inteligentes | 4 |
| 2.3. Generación distribuida | 6 |
| 2.4. Microrredes | 6 |
| 3. Generadores | 9 |
| 3.1. Generador Solar | 9 |
| 3.2. Generación a partir de biomasa | 14 |
| 4. Control en la microrred | 17 |
| 4.1. Modelo básico de una microrred | 17 |
| 4.2. Control sobre DG_1 y DG_2 | 20 |
| 5. Etapas de Conversión de Potencia | 23 |
| 5.1. Inversor Trifásico | 23 |
| 5.2. Convertidor Boost | 26 |
| 5.3. Control MPPT | 28 |
| 6. Phase Locked Loop | 33 |

ÍNDICE GENERAL

| | |
|---|-----------|
| 7. Simulaciones | 37 |
| 7.1. Indicadores de Desempeño | 37 |
| 7.2. Resultados | 38 |
| 8. Conclusiones | 45 |
| Referencias | 47 |

Índice de figuras

| | |
|--|----|
| 2.1. Configuración red eléctrica convencional. Tomada de (1) | 4 |
| 2.2. Estructura Smart Grid. Tomada de EAG Power Solutions. | 5 |
| 3.1. Circuito equivalente celda fotovoltaica | 10 |
| 3.2. Curvas I-V y P-V generador fotovoltaico 5 kW_p | 13 |
| 3.3. Métodos de conversión de biomasa. (Adaptada de (2)) | 15 |
| 4.1. Esquema de un sistema aislado con dos generadores conectados en pa- ralelo. Adaptada de (3) | 18 |
| 5.1. Inversor trifásico de medio puente | 24 |
| 5.2. Convertidor DC-DC Boost | 27 |
| 5.3. Diagrama de bloques realimentación de estados | 28 |
| 5.4. Variación constantes de realimentación respecto a E y R | 29 |
| 5.5. Esquema de un convertidor SEPIC acoplado a un generador fotovoltaico. Adaptada de (4) | 30 |
| 5.6. Variación constantes de realimentación respecto a I_{pv} , a) constantes es- tados 1 a 5 b) constante integral | 32 |
| 6.1. Diagrama de bloques de un circuito PLL. Tomado de (5) | 33 |
| 6.2. Diagrama de bloques de un PQ-PLL. Tomado de (6) | 34 |
| 7.1. Control descentralizado con dos unidades de generación, DG1 generador diesel y DG2 generador fotovoltaico | 38 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| 7.2. Control de conversión DC-AC en el inversor. a) referencia y magnitud del voltaje de salida por fase. b) voltaje de salida por fase con acercamiento en 2 s. c) variación de la corriente de salida ante aumento de carga. d) corriente de salida por fase con acercamiento en 2 s | 39 |
| 7.3. Control de voltaje constante. a) referencia y voltaje de salida convertidor BOOST. b) variación de resistencia de carga. c) variación del voltaje de entrada. d) corriente de salida convertidor BOOST | 40 |
| 7.4. Control MPPT. a) referencia y señal controlada de voltaje MPPT. b) corriente entregada por el generador fotovoltaico. c) variación de potencia MPPT respecto a irradiancia y temperatura. d) voltaje y corriente entregada por el convertidor. e) variación de irradiancia. f) variación de temperatura | 41 |

Índice de tablas

| | |
|--|----|
| 3.1. Características eléctricas <i>Yingli Solar YL250P-29b</i> | 12 |
| 7.1. Desempeño controladores | 42 |

ÍNDICE DE TABLAS

1

Introducción

El nuevo esquema de sistemas de potencia conocido como microrred, plantea el uso de fuentes de generación distribuidas (DG's por sus siglas en ingles) conectadas a las redes de distribución de forma independiente. Las principales características de las microrredes, adicional a las fuentes de generación distribuidas, son su estructura, capacidad de control y coordinación (7), que varían de acuerdo a si están conectadas o aisladas de la red eléctrica principal.

Uno de los principales problemas que presentan las microrredes que trabajan en modo isla es la regulación de frecuencia y voltaje. Cuando la microrred se encuentra conectada a la red de distribución, es ésta la que proporciona estabilidad a dichas variables. Sin embargo, en modo isla es necesario controlarlas haciendo uso de dispositivos electrónicos de potencia pues no es común encontrar unidades síncronas totalmente controlables en las microrredes, generadores que normalmente son responsables del control de tensión y frecuencia en sistemas de energía convencionales (8), (9).

Algunos trabajos han resuelto este problema de control con métodos descentralizados como en (3), (10) donde se analiza el filtro de conexión de cada generador por medio de un modelo en espacios de estados. El primer artículo utiliza un control H_∞ sobre el generador encargado de la regulación de la salida de voltaje y un PI para realizar control de corriente sobre las unidades de generación restantes. El segundo se basa en un esquema descentralizado con la aplicación de *Droop Control* sobre los inversores para controlar la tensión de salida.

Por otra parte la necesidad de obtener el mayor provecho de las fuentes de energía renovables ha motivado la investigación de convertidores DC-DC para alcanzar el punto

1. INTRODUCCIÓN

de máxima potencia (MPPT), especialmente para generadores fotovoltaicos. En (11) y (12) se proponen dos métodos diferentes para alcanzar el MPPT. El primero se basa en control difuso combinado con un algoritmo de búsqueda denominado perturbar y observar (P&O), que se basa en la variación iterativa del ciclo útil del convertidor DC-DC hasta obtener la máxima potencia del generador. De forma diferente, el segundo artículo plantea alcanzar el MPPT por medio de un control por modos deslizantes (SMC-*Sliding Mode Control*) y desarrolla un análisis de las dinámicas del convertidor, pero no se presenta un método para determinar la referencia que el convertidor debe seguir.

La etapa final de conversión del generador para el acople a la red es la inversión. Las investigaciones en inversores pueden separarse de acuerdo a las necesidades del sistema, ya sea monofásico o trifásico. No obstante, el análisis que se realiza y el funcionamiento del convertidor para ambos casos es prácticamente el mismo. En (13) se presenta una nueva topología de inversor trifásico capaz de conmutar a alta frecuencia permitiendo la reducción del rizado a la salida de voltaje y la reducción en el tamaño del filtro de salida. Las referencias (14) y (15) presentan el análisis para la topología tradicional de inversor trifásico enfocándose en la supresión de la corriente DC inyectada a la red y el adecuado diseño del filtro LCL de salida.

Se propone un nuevo método para alcanzar el punto de máxima potencia (MPPT) en generadores fotovoltaicos implementando un modelo que permite encontrar el voltaje de máxima potencia. También, un enfoque de control descentralizado por medio del control de corriente de salida en los inversores de cada fuente de generación, planteando el modelamiento y control de cada sistema de conversión de energía desde la fuente hasta la interconexión con otros generadores distribuidos, aplicando métodos de control lineal y no lineal. Teniendo como objetivo principal, del sistema de control, regular la tensión y frecuencia sobre una carga conectada a la microrred, en modo isla, únicamente a partir controladores locales aplicados sobre cada fuente de generación distribuida.

A continuación, se presenta una aproximación al control secundario descentralizado propuesto, mientras que la Sección III contiene una descripción general de la etapa de conversión de potencia, modelos y control. Indicadores de desempeño, resultados y análisis de simulación están en la Sección IV, finalmente conclusiones.

2

Generación tradicional y redes inteligentes

2.1. Generación tradicional

Los sistemas eléctricos actuales se caracterizan por tener una estructura centralizada. Lo que típicamente se conoce es que se tiene una central de generación, sea hidráulica, nuclear, o a base de combustibles fósiles, éstas generan grandes cantidades de energía que posteriormente es transmitida a los grandes centros de consumo donde es demandada (dicha estructura se presenta en la Figura 2.1). Esta configuración se presenta en todo el mundo sin variaciones muy significativas y es la que ha sido usada por décadas.

Los elementos de la Figura 2.1 incluyen, (1) central eléctrica, (2) subestación de transmisión, (3) líneas de transmisión, (4) subestación de distribución, (5) líneas y transformadores de distribución, y (6) usuario final. (1)

Algunas deficiencias que presentan los sistemas eléctricos tradicionales son: problemas de desabastecimiento debidos a fallos en algún punto o a escasez de recursos o combustibles para la generación, grandes pérdidas de energía debidas a transmisión a largas distancias, participación estática por parte de los consumidores debida a la falta de comunicación entre éstos y los operadores de red (comunicación bidireccional), difícil integración de generación distribuida y poca penetración de fuentes renovables de energía.

2. GENERACIÓN TRADICIONAL Y REDES INTELIGENTES

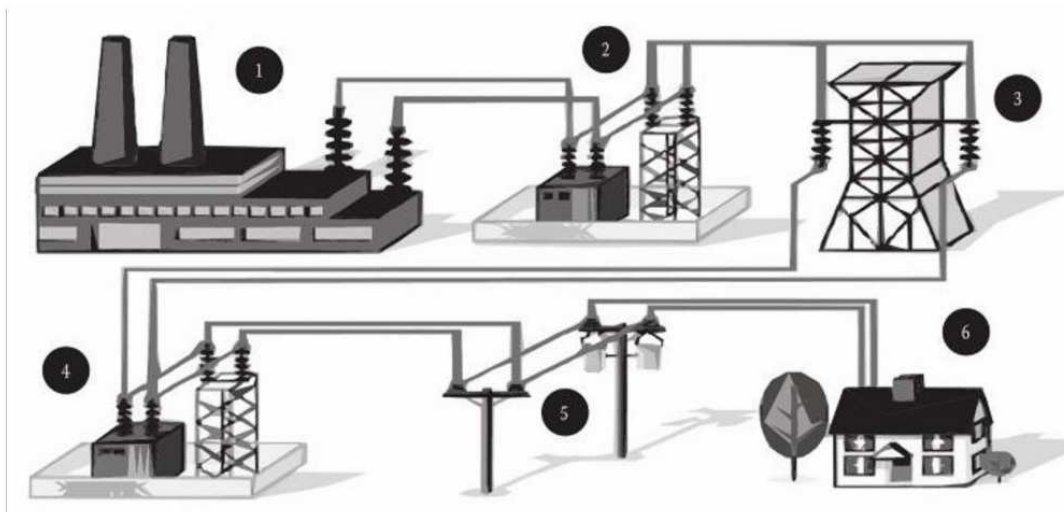


Figura 2.1: Configuración red eléctrica convencional. Tomada de (1)

En los últimos años las investigaciones en el sector eléctrico han presentado nuevos conceptos y estructuras con los que se denomina Smart Grids (SG). Este tipo de redes tratan de modificar y modernizar todo el sistema eléctrico para hacerlo “inteligente”, además de tratar de darle una participación más dinámica a los usuarios para modificar los patrones de consumo de las personas y poder hacer un uso más eficiente de la energía.

2.2. Redes Inteligentes

Las Smart Grid se pueden ver como la evolución de las redes eléctricas actuales. Estas básicamente integran el conocimiento de la ingeniería eléctrica junto con los nuevos avances en materia de comunicaciones y tecnologías de la información con el fin de realizar monitoreo, control y autocorrecciones automáticas de forma “inteligente”. Una Smart Grid es una red eléctrica que puede integrar de forma inteligente las acciones de todos los usuarios conectados a ella, generadores, consumidores y aquellos que asumen ambos roles, con el fin de entregar de manera eficiente, sostenible y segura el suministro de electricidad (16) (17) (18). La Figura 2.2 presenta la estructura de una Smart Grid convencional.

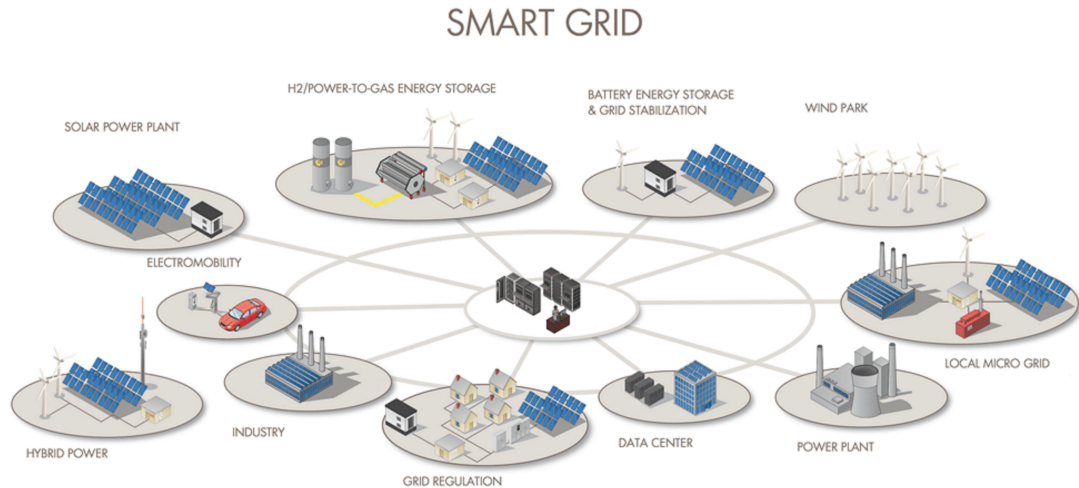


Figura 2.2: Estructura Smart Grid. Tomada de EAG Power Solutions.

Entre las características más importantes de las Smart Grids está la integración de generación distribuida y por ello también la inclusión de las fuentes de energía renovables. Este se ha convertido en uno de los temas más relevantes de la actualidad puesto que en el mundo países con economías muy fuertes han comenzado a migrar hacia las fuentes de energía renovables para poder reducir la producción de gases de efecto invernadero y evitar así el acelerado calentamiento global y el cambio climático (19) (20). La integración de generación distribuida en las Smart Grids es tal vez la diferencia más grande con respecto a las redes eléctricas actuales y también uno de los retos más grandes que estas tienen. La descentralización de la generación en las Smart Grids hace necesarios sistemas de control mucho más sofisticados que contemplen la optimización del sistema y su correcto funcionamiento para lo que es indispensable contar con sistemas de comunicación modernos y muy rápidos que permitan tener la información en tiempo real, de forma que se pueda asegurar la estabilidad del sistema y confiabilidad del servicio.

Los modernos sistemas de comunicación aplicados en las Smart Grids no solamente tienen el objetivo de manejar la información que asegure la estabilidad del sistema, además debe permitir la comunicación bidireccional del usuario y el gestor de la red, característica que permite al usuario tener mayor control sobre su consumo de energía y por lo tanto hacer un uso más eficiente de ésta. Para poder darle ésta capacidad

2. GENERACIÓN TRADICIONAL Y REDES INTELIGENTES

al consumidor es necesario el uso de los Smart Meters, éstos permiten que el usuario pueden comunicar y ejecutar comandos de control remoto, así como a nivel local (21).

2.3. Generación distribuida

La generación distribuida (DG-por sus siglas en inglés) hace referencia a generación de energía a partir de muchas pequeñas fuentes que se encuentran lo más cerca posible a las cargas. La generación de cada una de estas fuentes es menor a 10 kW y generalmente es a partir de fuentes renovables o no convencionales como biogás, energía eólica, celdas solares fotovoltaicas, celdas de combustible, sistemas de producción de calor y electricidad combinados, microturbinas y motores Stirling, a estas unidades de generación se les conoce como recursos energéticos distribuidos (DER-por sus siglas en inglés). En otras palabras DG es el tipo de generación y DER son las fuentes de energía. (19)

La idea de poder generar energía cerca de las cargas ayuda a reducir las pérdidas debidas a la transmisión, se incrementa la confiabilidad del servicio reduciendo la frecuencia y duración de las interrupciones del servicio y mejorando el tiempo de respuesta ante cualquier eventualidad. (19) (18)

Uno de los mayores inconvenientes de las unidades DER es la disponibilidad del recurso, pues al integrar fuentes como la radiación solar o energía eólica se debe tener presente que no se cuenta con estos recursos de forma ininterrumpida ni en los niveles deseados. Debido a esto problema de intermitencia de estos recursos es mucho más crítico cuando la operación está en modo isla pues en este caso las unidades DER están encargadas de suplir toda la energía que demanden las cargas por lo que asegurar la estabilidad del sistema y la cobertura de la demanda se convierte en un desafío para el diseño de los sistemas de control que ataquen éste problema. (19) (22) (18)

2.4. Microrredes

Una microrred puede ser descrita como un conjunto de cargas, unidades DG y sistemas de almacenamiento de energía, operando en forma coordinada como un solo sistema controlable que proporciona tanto energía y calor a su área local (23). Es un sistema que integra varias unidades de generación distribuidas las cuales pueden ser

de tipo renovable o no convencional. Estas redes se caracterizan por trabajar en baja y media tensión o a niveles de distribución, también en modo isla o conectadas a las redes de distribución regionales, además de trabajar en AC, DC o en forma mixta. (19) (18) (24)

Una definición clara y concisa de cómo se puede considerar una microrred está dada por el Microgrid Exchange Group (MEG) que dice, “una microrred es un grupo de cargas y recursos energéticos distribuidos, dentro de límites eléctricos claramente definidos, que actúan como una sola entidad controlable respecto a la red. Una microrred puede conectarse y desconectarse de la red para permitirle operar en modo conectado a la red o en modo isla.” (25)

Para el usuario la Microrred puede ser diseñada para satisfacer sus necesidades especiales; como por ejemplo, mejorar la confiabilidad local, reducir las pérdidas de alimentación, apoyar las tensiones locales, proporcionar una mayor eficiencia a través del uso de calor residual, la corrección ante caídas de tensión o proporcionar funciones de alimentación ininterrumpida (23).

Es posible comparar las microrredes con las Smart Grids y decir que las primeras son una versión de nivel más bajo que la segunda pues ambas hacen uso de las nuevas tecnologías, generación distribuida, energías renovables y sistemas de control para la generación de energía. Por otra parte, también se podría decir que las microrredes son una célula de ese gran sistema de energía.

2. GENERACIÓN TRADICIONAL Y REDES INTELIGENTES

3

Generadores

3.1. Generador Solar

Un módulo estándar de silicio está conformado por celdas solares interconectadas en serie y/o en paralelo a través de un conductor metálico. Cada celda solar se comporta en oscuro de manera similar a un diodo p/n rectificador y bajo la incidencia de luz se genera una fotocorriente eléctrica. En la Figura 5.6 se muestra el circuito equivalente de una celda solar fotovoltaica real típica. La fuente de corriente I_{ph} representa la fotocorriente generada, el diodo D_1 representa la juntura p/n , R_s representa la resistencia serie del dispositivo asociada a la resistencia de los materiales y los contactos eléctricos y R_{sh} representa la resistencia en paralelo del dispositivo relacionada con las fugas de corriente en el volumen del dispositivo. La variación de la corriente de una celda solar en función de la tensión de polarización aplicada se describe a través de la ecuación de Shockley:

$$I = I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{q(V + IR_s)}{mKT}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (3.1)$$

Donde I_{ph} representa la corriente fotogenerada, I_o representa la corriente de saturación del diodo, m = factor de idealidad del diodo, R_s es la resistencia en serie, R_{sh} es la resistencia en paralelo, K corresponde a la constante de Boltzman, T es la temperatura absoluta de la celda y q es la carga elemental. El término KT/q se conoce como voltaje termodinámico (V_T). En la práctica algunos parámetros como la corriente de saturación I_o , la resistencia serie o la resistencia en paralelo no son reportados por el fabricante por lo que es conveniente escribir la relación de la celda en función

3. GENERADORES

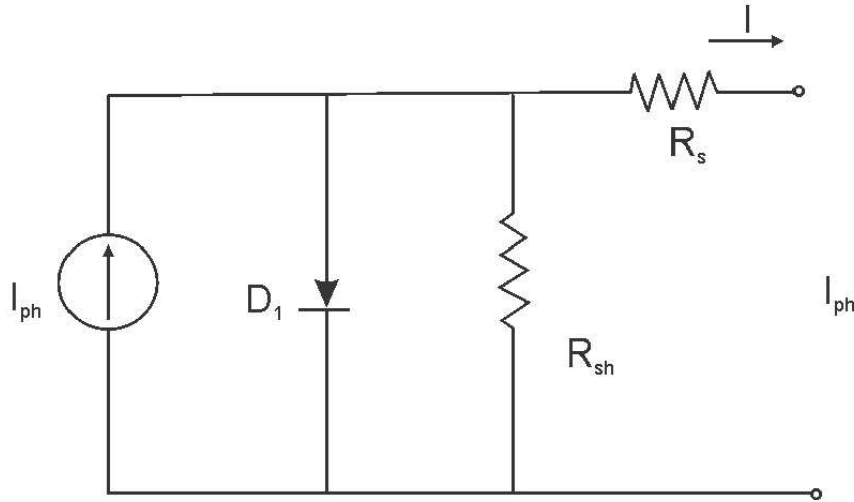


Figura 3.1: Circuito equivalente celda fotovoltaica

de términos conocidos como la tensión de circuito abierto o la corriente de corto circuito. En las celdas que componen los módulos fotovoltaicos comerciales, la eficiencia es grande, por lo que el factor de idealidad del diodo para celdas de Silicio es $m \simeq 1$. (26)

Teniendo como base los datos suministrados por el fabricante es posible obtener un modelo del generador fotovoltaico, en el que las entradas sean la irradiancia y la temperatura ambiente y como salidas se tengan el voltaje y la corriente del generador.

A continuación se listan los datos típicamente suministrados por el fabricante a partir de los cuales se llegara al modelo deseado.

- P_{max} Es la máxima potencia que el panel fotovoltaico puede de entregar.
- η Es la eficiencia del panel.
- V_{mp} Es el voltaje a la potencia pico.
- I_{mp} Es la corriente a la potencia pico.
- V_{oc} Es el voltaje de circuito abierto.
- V_{cc} Es la corriente de corto circuito.

Los datos anteriores generalmente se presentan para condiciones de prueba estándar (STC por sus siglas en ingles) las cuales generalmente son irradiancia = $1000W/m^2$ y temperatura de la celda = $25\text{ }^{\circ}C$. Algunos fabricantes agregan de forma adicional los mismos datos para condiciones de prueba a una irradiancia de $800W/m^2$ y temperatura ambiente $20\text{ }^{\circ}C$, condiciones en las que se define la temperatura de la celda en operación nominal (NOCT por sus siglas en ingles). Finalmente, se define el número de celdas conectadas en serie (N_{cs}), que es independiente de las diferentes condiciones de prueba.

Las expresiones para determinar temperatura de la celda (T_c), voltaje de circuito abierto por celda (V_{occ}), factor de llenado (ff) y factor de llenado ideal (ff_o) son: (26)

$$T_c = T + \frac{I_r(NOTC - 20)}{800} + 273,15$$

$$V_T = \frac{T_c K}{q}$$

$$V_{occ} = \frac{V_{oc}}{N_{cs}}$$

$$V_o := \frac{V_{occ}}{V_T}$$

$$ff_o = \frac{V_o - \ln(V_o + 0,72)}{V_o + 1}$$

$$ff = \frac{I_{mp} V_{mp}}{I_{cc} V_{oc}}$$

$$Rsh = \left(\frac{ff_o(V_o + 0,7)}{1 - \frac{ff}{ff_o}} \right) \left(\frac{V_{occ}}{I_{cc}} \right)$$

$$Rs = \left(1 - \frac{ff}{ff_o} \right) \left(\frac{V_{oc}}{I_{cc}} \right)$$

$$A := e^{\frac{V_{occ}}{V_T}} - 1$$

$$B := e^{\frac{I_{cc} Rs}{V_T}} - 1$$

3. GENERADORES

| Parámetros Eléctricos | STC | NOTC | Unidad |
|----------------------------------|------|-------|--------|
| Potencia de salida (P_{max}) | 250 | 182,4 | W |
| Eficiencia (η_m) | 15,4 | 15,4 | % |
| Tensión en P_{max} | 29,8 | 27,2 | V |
| Intensidad en P_{max} | 8,39 | 6,71 | A |
| Tensión en circuito abierto | 37,6 | 34,7 | V |
| Intensidad en cortocircuito | 8,92 | 7,21 | A |

Tabla 3.1: Características eléctricas *Yingli Solar YL250P-29b*

donde T es la temperatura ambiente y es una de las entradas al modelo al igual que I_r que es la irradiancia. Además, se definen V_o , A y B para simplificar la expresión del modelo matemático. A continuación se escribe I_{ph} en términos de las variables conocidas.

$$I_{ph} = \frac{I_{cc}(1 + \frac{R_s}{R_{sh}}) - Voc(\frac{B}{A})}{1 - \frac{B}{A}}$$

$$I'_{ph} = \frac{I_r I_{ph}}{1000} \quad (3.2)$$

Debido a que la corriente fotogenerada I_{ph} es directamente proporcional a la irradiancia solar I_r es necesario hacer una corrección de este valor como indica en la ecuación (3.2). Finalmente la corriente I generada es:

$$I = I'_{ph} - \left(\frac{I'_{ph} - \frac{V_{occ}}{R_{sh}}}{A} \right) \left(e^{\frac{V + IR_s}{V_T}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (3.3)$$

Donde V e I son el voltaje y la corriente de salida del panel fotovoltaico. Resulta evidente que la ecuación (3.3) no se puede resolver analíticamente por lo que es necesario el uso de métodos numéricos tales como Newton-Raphson para encontrar una aproximación de las raíces de la solución. Para el desarrollo de este trabajo se simuló un generador fotovoltaico de 5 kW_p a partir de módulos *YINGLI SOLAR YL250P-29b* cuyas características técnicas se presentan en la tabla 3.1 y curvas $I - V$ y $P - V$ en la Figura 3.2.

Para calcular la corriente y el voltaje de máxima potencia ante las variaciones de irradiancia y temperatura se resuelve el sistema de ecuaciones conformado por las expresiones (3.4) y (3.5) (26).

3.1 Generador Solar

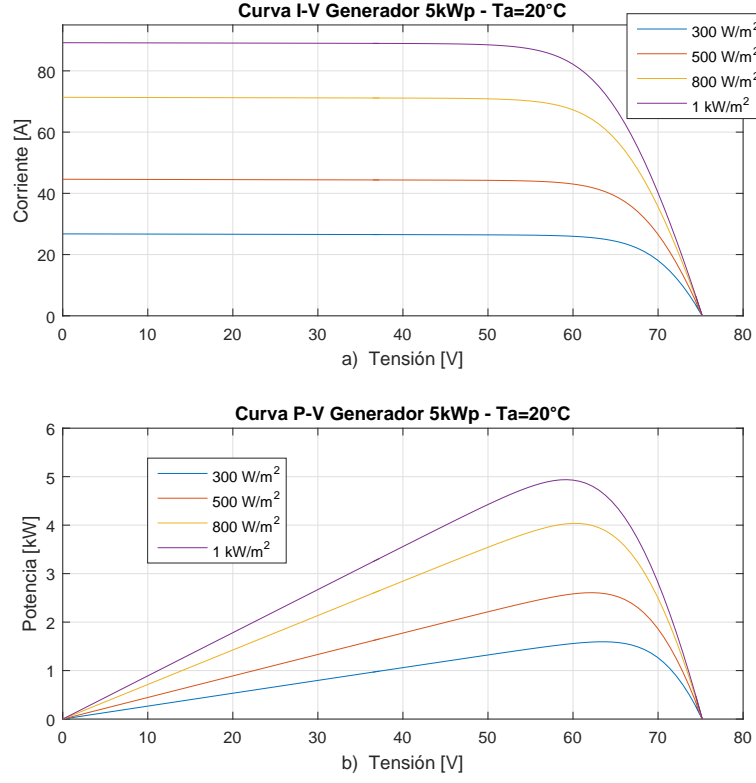


Figura 3.2: Curvas I-V y P-V generador fotovoltaico 5 kW_p

$$I_m = I_{ph} - \left(\frac{I_{ph}}{A} \right) \left(e^{\frac{V_m + I_m R_s}{V_T}} - 1 \right) \quad (3.4)$$

$$V_m = V_{oc} - I_m R_s - V_T \ln \left(\frac{V_m}{V_T} + 1 \right) \quad (3.5)$$

con $A := e^{\frac{V_{oc}}{V_T}} - 1$

donde:

V_T : voltaje termodinámico

R_s : resistencia serie asociada a los materiales

I_{ph} : corriente fotogenerada

V_{mp} : voltaje a la potencia pico

3. GENERADORES

I_{mp} : corriente a la potencia pico

V_{oc} : voltaje de circuito abierto

En la sección 5.3 se propone un nuevo metodo para alcanzar el puntod de maxima potencia (MPPT) en generadores fotovoltaicos haciendo uso de las ecuaciones (3.4) y (3.5) que permiten calcular el voltaje MPPT para diferentes valores de irradiancia y temperatura sobre las celdas fotovoltaicas.

3.2. Generación a partir de biomasa

Los recursos de biomasa podrían desempeñar un papel importante en el cumplimiento de las futuras necesidades de energía. La principal ventaja en el uso de biomasa como fuente de energía es que es una materia prima renovable y no contribuye al calentamiento global (2).

Cualquier proceso de conversión de biomasa comienza conociendo su contenido energético en unidades de MJ/kg y comparandola con recursos tradicionales como el carbón. El proceso continua con la conversión. Dentro de los procesos de conversión de biomasa está la conversión en energía térmica siendo el más eficiente. Sin embargo, las formas de energía más comunes son química, eléctrica o mecánica para un uso más generalizado. Los combustibles obtenidos de esta conversión pueden ser usados en una amplia gama de dispositivos de conversión de energía para satisfacer diversas necesidades, basados en procesos de conversión bioquímicos (digestion anaeróbica, fermentación) o termoquímicos (pirólisis, gasificación, combustión). La Figura 3.3 muestra los diferentes métodos de conversión de biomasa.

En el caso particular de generación de electricidad a partir de biomasa, el generador se puede considerar un generador síncrono que por su estructura eléctrica puede ser autoexcitado o tener excitación externa. Para el control de este se pueden aprovechar dichos estados, realizando un control de una variable cuando el generador es autoexcitado y control de dos variables con excitación externa. En este segundo caso es posible controlar tanto la frecuencia del generador mediante el balance de potencia mecánica y eléctrica, como la amplitud de la señal de voltaje mediante la manipulación de la corriente de excitación (27).

3.2 Generación a partir de biomasa

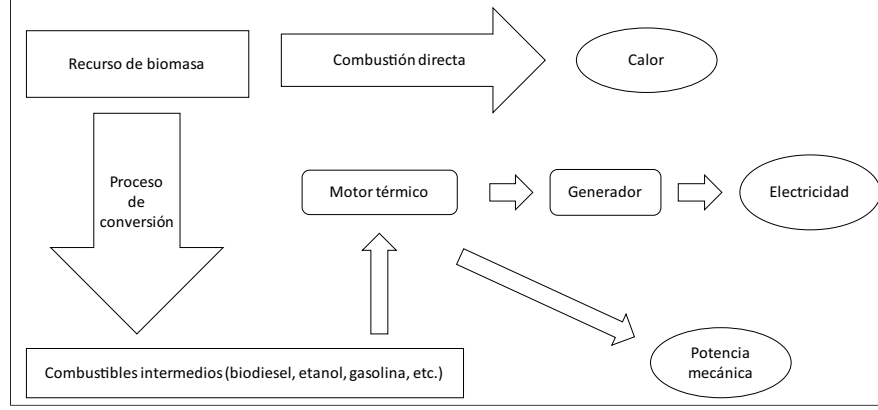


Figura 3.3: Métodos de conversión de biomasa. (Adaptada de (2))

$$V_{out} = K\phi(I_e)\omega_s - I_0 Z_A \quad (3.6)$$

donde V_{out} es la amplitud de la señal de voltaje de salida del generador, $\phi(I_e)$ es el flujo del excitador que es directamente proporcional a las corriente de excitación. K es una constante, I_0 es la corriente de salida y Z_A la impedancia de la armadura.

Cuando el generador es autoexcitado la única entrada del sistema es la potencia mecánica inyectada a la turbina, así el control se hace solo sobre una de las variables de salida, la frecuencia (3.7).

$$\dot{\omega}_s = \frac{P_m - P_e}{\omega_s} J \quad (3.7)$$

donde ω_s es la frecuencia angular del voltaje de salida, $J = 2\frac{P_{base}H}{\omega_{base}}$ es la inercia angular del generador y puede ser calculada a partir de los parámetros de funcionamiento del generador.

3. GENERADORES

4

Control en la microrred

En numerosas investigaciones realizadas alrededor de microrredes se establece una jerarquía de control de 3 niveles. La primera se denomina control primario o local y hace referencia a los controladores utilizados para los generadores distribuidos. La segunda se denomina control secundario o central y se encarga de la operación general de la microrred, tiene como tarea resolver el problema de gestión de energía de una microrred mientras se encuentra conectada a la red y mantener el voltaje y la frecuencia cuando trabaja en modo isla (19). La última parte se llama control terciario y tiene la responsabilidad de coordinar la conexión de la microrred con la red eléctrica de distribución o con otras microrredes (18) (28) (19), en este sentido se puede decir que la operación y manejo de la microrred en diferentes modos es controlada y coordinada a través de los controles de primarios y secundario.

Este trabajo presenta un enfoque de control secundario descentralizado, para proporcionar la mayor autonomía posible a las diferentes unidades distribuidas y evitar la implementación de un sistema de comunicaciones demasiado complejo.

4.1. Modelo básico de una microrred

La Figura 4.1 muestra un sistema aislado compuesto por dos unidades de generación distribuidas (DG), que pueden ser fotovoltaicas, sistemas de almacenamiento de energía (ESS), generadores síncronos de baja potencia, entre otras. Cada unidad de generación se conecta al punto de acople común (PCC) a través de un inversor y un filtro LCL, que evita las fallas debidas a diferencias de potencial en los voltajes de salida de cada

4. CONTROL EN LA MICRORRED

inversor. Para simular la carga total se conecta una carga tipo RLC. En (3) y (10) se analiza el filtro de conexión LCL y a partir de este se obtiene un modelo de la microrred que permite aplicar un control descentralizado.

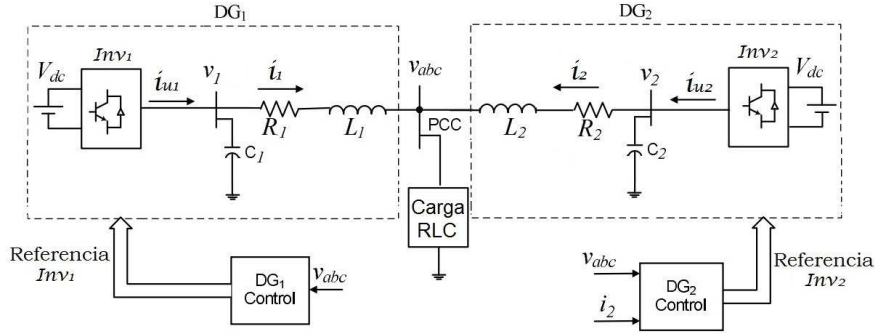


Figura 4.1: Esquema de un sistema aislado con dos generadores conectados en paralelo. Adaptada de (3)

El objetivo del sistema de control es regular la tensión y la frecuencia en el PCC de una microrred en modo isla unicamente a partir de controladores locales aplicados sobre cada fuente de generación distribuida.

A partir de la Figura 4.1, se realiza un análisis de *Kirchoff* de corriente y voltaje en el PCC para obtener un modelo dinámico dado por

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \frac{1}{C}x_2 + \frac{1}{C}x_5 - \frac{1}{C}x_4 - \frac{1}{RC}x_1 \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{L_1}x_3 - \frac{R_1}{L_1}x_2 - \frac{1}{L_1}x_1 \\ \dot{x}_3 &= \frac{U_1}{C_1} - \frac{1}{C_1}x_2 \\ \dot{x}_4 &= \frac{1}{L}x_1 - \frac{R_L}{L}x_4 \\ \dot{x}_5 &= \frac{1}{L_2}x_6 - \frac{R_2}{L_2}x_5 - \frac{1}{L_2}x_1 \\ \dot{x}_6 &= \frac{U_2}{C_2} - \frac{1}{C_2}x_5\end{aligned}$$

donde:

x_1 : voltaje sobre la carga (V_{abc})

x_2 : corriente de salida generador 1 (i_1)

x_3 : voltaje sobre el capacitor C_1 (V_1)
 x_4 : corriente a través de la inductancia de carga
 x_5 : corriente de salida generador 2 (i_2)
 x_6 : voltaje sobre el capacitor C_2 (V_2)
 U_1 : señal de control generador 1 (i_{u1})
 U_2 : señal de control generador 2 (i_{u2})
 C : capacitor de carga
 L_1 : inductor de salida generador 1
 R_1 : resistencia del inductor L_1
 C_1 : capacitor de salida generador 1
 L : inductor de carga
 R_L : resistencia del inductor L
 L_2 : inductor de salida generador 2
 R_2 : resistencia del inductor L_2
 C_2 : capacitor de salida generador 2
 R : resistencia de carga

Entonces las matrices que definen el sistema lineal son

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & \frac{1}{C} & 0 \\ -\frac{1}{L_1} & -\frac{R_1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

donde las entradas de control U_1 y U_2 son las corrientes marcadas como i_{u1} e i_{u2} en la Figura 4.1, respectivamente. Estas corrientes son proporcionadas por los inversores en cada generador. Y las salidas son el voltaje en el PCC y la corriente de salida i_2 del generador DG_2 .

4. CONTROL EN LA MICRORRED

Tomando el modelado realizado en (3), se puede representar el sistema de la forma

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{DG1} \\ \dot{x}_{DG2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & E_1 \\ E_2 & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{DG1} \\ x_{DG2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 & 0 \\ 0 & B_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} y_{DG1} \\ y_{DG2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{DG1} \\ x_{DG2} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

donde $x_{DG1} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$, $x_{DG2} = [x_5 \ x_6]^T$. Las ecuaciones en espacio de estados (4.1) y (4.2) forman un sistema compuesto interconectado. Los autores en (3) y (29) muestran que si el sistema es controlable y observable para todos los parámetros, entonces es estabilizable utilizando unicamente controladores locales. De la misma forma este desarrollo es extensible al aumentar el número de generadores que se conecten al PCC.

El objetivo del sistema de control sobre el sistema con variables de estado x_{DG1} es regular la tensión y frecuencia en el PCC de la microrred en modo isla, tal que se mantengan en 120 Vrms y 60 Hz . En cambio, el control aplicado sobre el sistema representado con x_{DG2} se encarga de controlar la corriente que el generador DG_2 entrega a la carga.

4.2. Control sobre DG_1 y DG_2

Para cumplir con el objetivo principal, que es regulación de frecuencia y voltaje, se plantea el uso de un *Model Predictive Control* (MPC) teniendo en cuenta la discretización del modelo de la microrred las ecuaciones (4.1) y (4.2) de forma independiente, con un tiempo de muestreo de $1s$. El problema de optimización que se desea realizar es

$$\min \sum_{k=1}^{H_p} \|r - x_{DG1}(k)\|_Q + \|U_1\|_R \quad (4.3)$$

s.a.

$$x(k+1) = Ax_{DG1}(k) + BdU_1(k) \quad (4.4)$$

$$-I < U_1 < I \quad (4.5)$$

La función objetivo presentada en la ecuación (4.3) busca minimizar la entrada de control y reducir el error de estado estacionario entre la señal de referencia y la salida,

ya sea voltaje sobre la carga o corriente de salida del generador dependiendo del caso, ponderando el objetivo con las constantes R y Q , respectivamente. La restricción de la ecuación (4.4) asegura que la predicción de los estados futuros sea coherente con el modelo del sistema discretizado y la ecuación (4.5) restringe la señal de control aplicada. Donde I representa la máxima corriente de salida, que depende de la capacidad de cada generador. En el problema de optimización planteado r es la señal de referencia del controlador y el parámetro H_p representa la ventana de predicción, que para este caso se selecciona igual a 3. Una ventana de predicción mayor no representa una mejora significativa y una menor no produce los resultados deseados.

Cabe resaltar que para la aplicación del control se hace la conversión de corrientes y voltajes trifásicos al marco de referencia estacionario dq que permite manejar las señales de salida y de control como constantes (3). De forma análoga se formula el problema de optimización para el sistema que representa las dinámicas del segundo generador cuyo objetivo de control es la corriente inyectada a la carga.

Una vez el controlador realiza la optimización y se determinan los valores de las entradas de control U_1 y U_2 éstas se toman como *set point* para los inversores trifásicos que se encargaran de entregar las corrientes necesarias para la regulación del voltaje sobre la carga.

4. CONTROL EN LA MICRORRED

5

Etapas de Conversión de Potencia

Como muestra la Figura 4.1 cada generador se modela como una fuente constante conectada a un inversor trifásico y este a un filtro LCL . Sin embargo, desde la fuente de energía hasta el inversor existen algunas etapas de conversión de potencia que adaptan las señales de voltaje y corriente para obtener finalmente señales sinusoidales a una frecuencia de 60 Hz , esta etapa se denomina generalmente control primario (19), (18). Esta sección presenta cada etapa de conversión que va desde el inversor trifásico hasta la fuente.

5.1. Inversor Trifásico

La Figura 5.1 muestra el esquema de un inversor trifásico de medio puente con un filtro LC y una carga resistiva conectada a la salida. La selección este tipo de inversor se debe a la baja cantidad de componentes que se necesitan y su alta acogida en variadas investigaciones como en (14) y (15). El inversor se modela de forma independiente para cada fase (fases A, B y C) tal que se diseña un controlador para una fase y se aplica a las demás. En este trabajo se propone un modelo para representar las dinámicas para la fase A del inversor, aplicando las leyes de Kirchoff de corriente y voltaje se obtiene

5. ETAPAS DE CONVERSIÓN DE POTENCIA

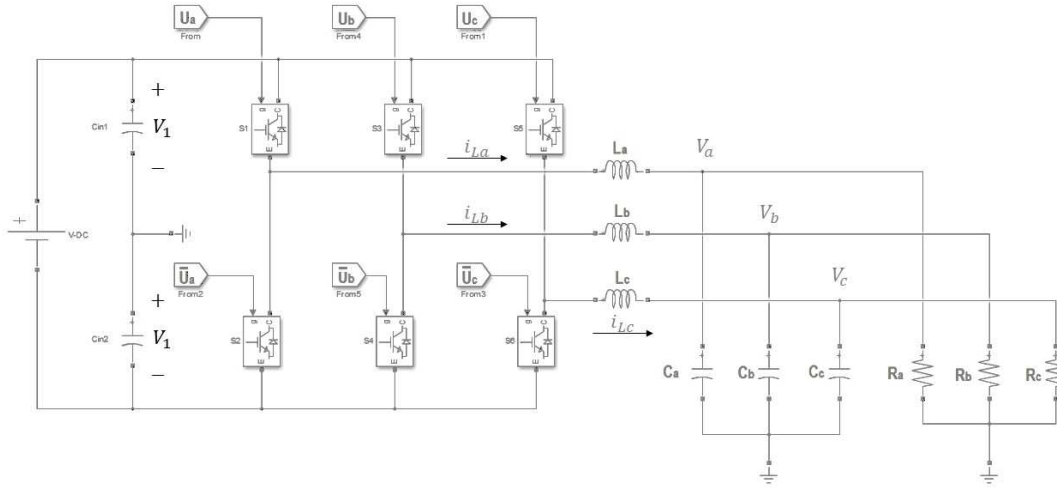


Figura 5.1: Inversor trifásico de medio puente

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= \frac{U_a}{L_a} - \frac{1}{L_a}x_2 \\
 \dot{x}_2 &= \frac{1}{C_a}x_1 - \frac{1}{R_a C_a}x_2 \\
 U_a &= \{V_1, -V_1\}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

donde:

x_1 : corriente a traves del inductor L_a (i_{La})

x_2 : voltaje sobre el capacitor C_a (V_a)

U_a : señal de control

L_a : inductor de salida

C_a : capacitor de salida

R_a : resistencia de carga

V_1 : voltaje de entrada al inversor

Para obtener una señal alterna a partir de una entrada continua es necesario realizar conmutaciones en los interruptores, S_1 a S_6 , permitiendo cambiar la tensión de

entrada de un valor constante V_1 a $-V_1$ y viceversa. El objetivo de control es entonces conseguir una salida de corriente alterna a 120 Vrms y 60 Hz teniendo como referencia el *set point* entregado por el MPC. Debido a la necesidad de realizar conmutaciones se utiliza un *Sliding Mode Control* (SMC), este método es usado ampliamente para sistemas de estructura variable como el inversor, lo cual representa ventajas en el diseño e implementación. La estructura del SMC está dada por

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{x_2}{L_a} \\ \frac{x_1}{C_a} - \frac{x_2}{C_a R_a} \end{bmatrix} \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix}$$

donde $f(x)$ y $g(x)$ definen el sistema afín de control (30) a partir de las ecuaciones en (5.1). Se define una superficie de deslizamiento, que permita la reducción del error de seguimiento entre la referencia y el estado x_1 , de la forma

$$\sigma(x) = K(x_1 - I_{ref}) + K_i \int (x_1 - I_{ref}) dt \quad (5.2)$$

donde I_{ref} es el *set point* entregado por el control secundario (U_1 y U_2), K y K_i se denominan constantes proporcional e integral por la forma que tiene la ecuación (5.2). Despejando x_1 de (5.1) y reemplazando en (5.2) se obtiene:

$$\sigma(x) = K(x_1 - I_{ref}) + K_i C_a x_2 - \frac{k_i L_a}{R_a} x_1 + K_i \int \left(\frac{U_a}{R_a} - I_{ref} \right) dt \quad (5.3)$$

El método de control equivalente de *Sliding Mode* (30) parte de $f(x)$, $g(x)$ y $\sigma(x)$ para determinar un control equivalente, que para este caso es

$$U_{eq} = \frac{R_a(Kx_2 - K_i L_a x_1)}{K R_a - K_i L_a} \quad (5.4)$$

El U_{eq} permite establecer las dinámicas reales de desplazamiento reemplazando (5.4) en (5.1), teniendo:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= A_s x_2 - A_s R_a x_1 \\ \dot{x}_2 &= B_s x_1 - B_s x_2 \end{aligned}$$

con:

5. ETAPAS DE CONVERSIÓN DE POTENCIA

$$A_s = \frac{K_i}{KR_a - K_i L_a}$$
$$B_s = \frac{1}{R_a C_a}$$

Finalmente se analiza la estabilidad del sistema controlado por medio del método de Lyapunov estableciendo una función de la forma:

$$V(x) = (R_a x_1 - x_2)^2$$
$$\dot{V}(x) = -2(R_a A_s + B_s)(R_a x_1 - x_2)^2$$

Para asegurar que el sistema controlado es estable se debe cumplir que $V(x) > 0$ y $\dot{V}(x) < 0$. Claramente la primera condición se cumple por lo cual se analiza la segunda condición que se cumple si

$$R_a A_s + B_s > 0 \quad (5.5)$$

Desarrollando (5.5) se obtiene la expresión $KR_a > K_i(L_a - R_a^2 C_a)$ que permite determinar los valores de las constantes K y K_i . Si se escoge $K \gg \gg 1$ y $0 < K_i \ll \ll 1$ se puede asegurar que el sistema controlado es globalmente asintóticamente estable. Finalmente se determina la entrada aplicada como se muestra en (5.6) permitiendo obtener las señales de corriente que son las entradas para el control secundario.

$$U_a = \begin{cases} V_1 & \text{si } \sigma(x) < 0 \\ -V_1 & \text{si } \sigma(x) > 0 \end{cases} \quad (5.6)$$

5.2. Convertidor Boost

Con el fin de proporcionar una señal de entrada al inversor con la menor variación posible se plantea el control de un convertidor *Boost* que permite obtener una señal de voltaje continua a pesar de las variaciones que se presenten a la entrada. La Figura 5.2 presenta el esquema de un convertidor Boost convencional del cual su modelo matemático está dado por:

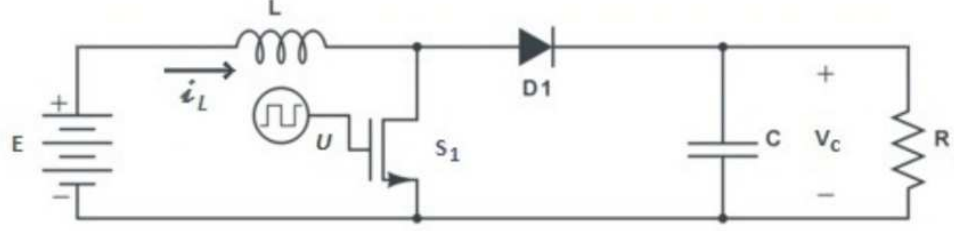


Figura 5.2: Convertidor DC-DC Boost

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \frac{E}{L} - \frac{U}{L}x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{U}{C}x_1 - \frac{1}{RC}\end{aligned}\tag{5.7}$$

donde:

x_1 : corriente a través del inductor L (i_L)

x_2 : voltaje sobre el capacitor C (V_c)

U : señal de control

E : voltaje de entrada del convertidor

L : inductor interno - convertidor

C : capacitor de salida - convertidor

R : resistencia de carga a la salida del convertidor

El objetivo de control es mantener una entrada constante de 240 V en el inversor. Para esto se realiza un control por realimentación de estados como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 5.3. Sin embargo, como se presenta en el sistema descrito por las ecuaciones en (5.7) el sistema es no lineal por la multiplicación de los estados y la entrada de control U , debido a esto se realiza la linealización del sistema por medio del calculo del Jacobiano así:

$$J_A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{U_{ss}}{L} \\ \frac{U_{ss}}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad J_B = \begin{bmatrix} -\frac{x_{2ss}}{L} \\ \frac{x_{1ss}}{C} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T$$

donde

5. ETAPAS DE CONVERSIÓN DE POTENCIA

$$x_{2ss} = 240\sqrt{2} \quad x_{1ss} = \frac{x_{2ss}}{RU_{ss}} \quad U_{ss} = \frac{E}{x_{2ss}}$$

Adicionalmente se considera al sistema descrito en (5.7) como variante en el tiempo debido al cambio de E y R , por tanto para realizar realimentación de estados es necesario linealizar el sistema para diferentes condiciones de operación o puntos de equilibrio determinados por variaciones entre $[1V \ 200V]$ para E y $[2,4\Omega \ 1,2k\Omega]$ para R . Se agrega un integrador a la entrada del sistema para obtener un seguimiento asintótico y se calculan las constantes de realimentación de estado para ubicación de polos en $[-50 \ -51 \ -500]$ que permitan una rápida respuesta del controlador y oscilaciones prácticamente nulas.

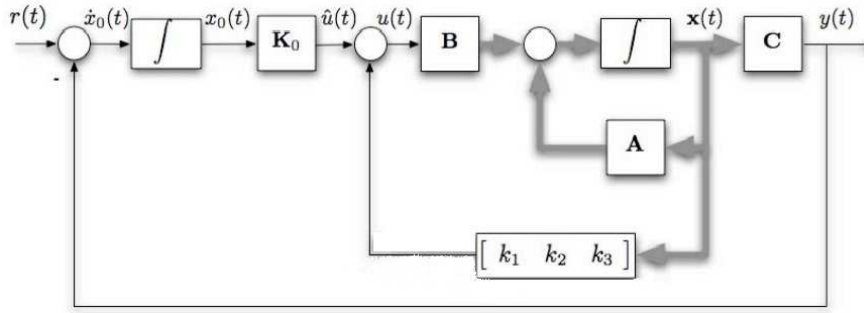


Figura 5.3: Diagrama de bloques realimentación de estados

La Figura 5.4 presenta la variación de las constantes respecto al cambio de los parámetros E y R .

5.3. Control MPPT

El desempeño de cualquier sistema de generación que se base en energía fotovoltaica depende en gran medida del punto de máxima potencia (MPPT), debido a que la potencia entregada por el generador depende del voltaje al que está operando. El control MPPT permite extraer la máxima potencia posible del generador bajo diferentes condiciones de operación debidas al cambio de variables físicas, que afectan directamente la generación de energía, como la irradiancia incidente en los módulos fotovoltaicos y la temperatura ambiente (12).

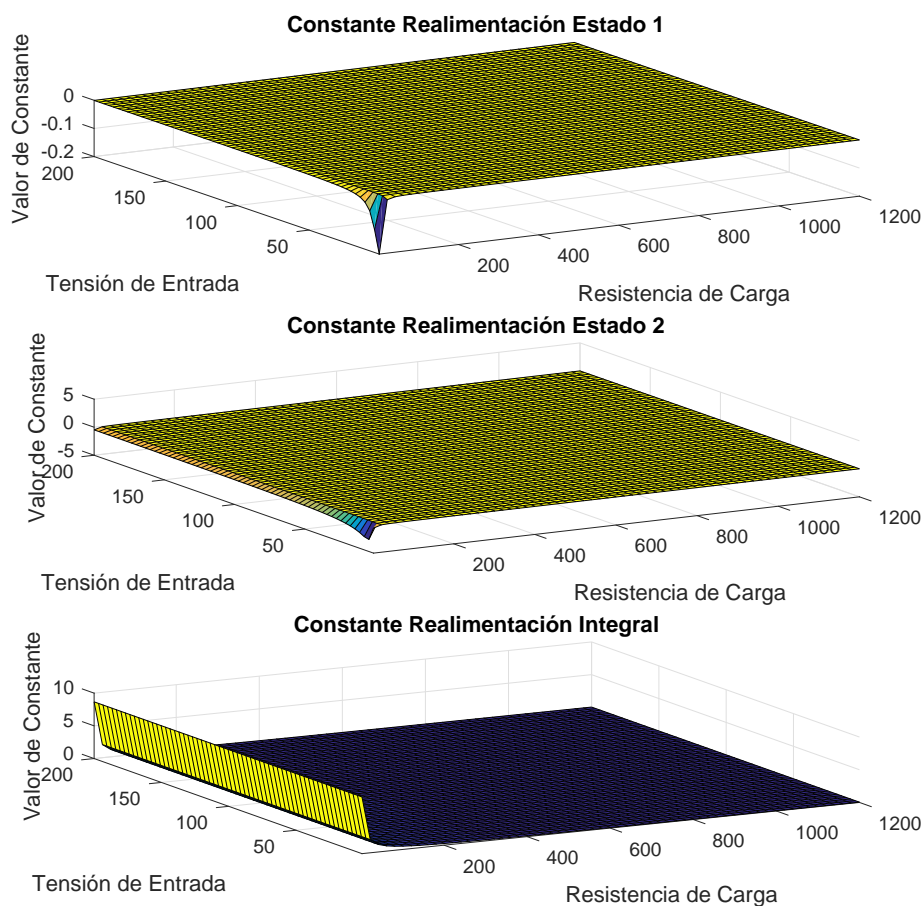


Figura 5.4: Variación constantes de realimentación respecto a E y R

El convertidor SEPIC presenta algunas ventajas para alcanzar el MPPT del generador fotovoltaico; voltaje de salida no invertido respecto al de entrada, bajo rizado en la corriente de entrada y permite un alta eficiencia MPPT, de forma que es adecuado para aplicaciones fotovoltaicas (12), (4). El modelo del convertidor que se muestra en la Figura 5.5 está dado por

5. ETAPAS DE CONVERSIÓN DE POTENCIA

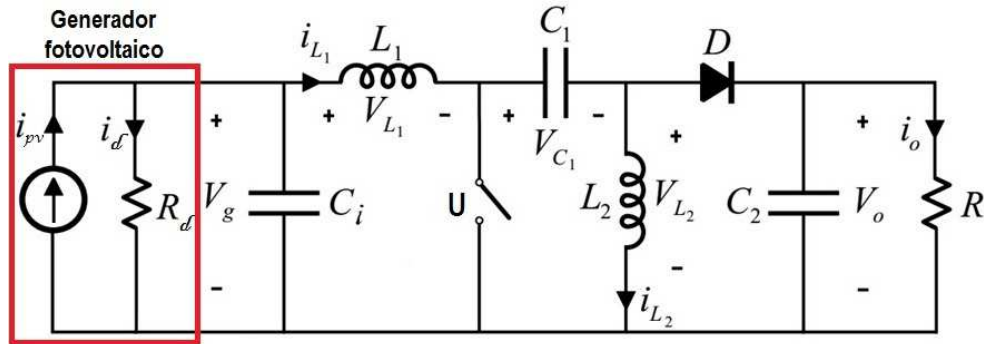


Figura 5.5: Esquema de un convertidor SEPIC acoplado a un generador fotovoltaico. Adaptada de (4)

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= \frac{I_{pv}}{C_i} - \frac{1}{C_i R_d} x_1 - \frac{1}{C_i} x_2 \\
 \dot{x}_2 &= \frac{1}{L_1} x_1 - \frac{U}{L_1} x_3 - \frac{U}{L_1} x_5 \\
 \dot{x}_3 &= \frac{U}{C_1} x_2 + \frac{1-U}{C_1} x_4 \\
 \dot{x}_4 &= \frac{U}{L_2} x_5 - \frac{1-U}{L_2} x_3 \\
 \dot{x}_5 &= \frac{U}{C_2} x_2 - \frac{U}{C_2} x_4 - \frac{1}{RC_2} x_5
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

donde:

x_1 : voltaje sobre el capacitor C_i (V_g)

x_2 : corriente a traves del inductor L_1 (i_{L1})

x_3 : voltaje sobre el capacitor C_1 (V_{C1})

x_4 : corriente a traves del inductor L_2 (i_{L2})

x_5 : voltaje sobre el capacitor C_2 (V_o)

U : señal de control

I_{pv} : corriente del generador fotovoltaico

R_d : resistencia interna del generador fotovoltaico

C_i : capacitor de entrada - convertidor

L_1 : inductor de entrada - convertidor

C_1 : capacitor interno convertidor

L_2 : inductor de salida - convertidor

C_2 : capacitor de salida - convertidor

R : resistencia de carga a la salida del convertidor

Las ecuaciones en (5.8) representan las dinámicas no lineales del convertidor. Adicionalmente se puede considerar este como un sistema variable en el tiempo puesto que I_{pv} cambia de valor dependiendo de la irradiancia incidente sobre los modulos fotovoltaicos. El objetivo es alcanzar la referencia de voltaje (V_m) entregada por el modelo de las ecuaciones en (3.5) de forma que se extraiga la máxima potencia del generador fotovoltaico. Para este caso se utiliza la misma metodología de control que en el caso del convertidor Boost debido a que presenta características similares como la no linealidad, debido a la multiplicación de los estados y la entrada de control y presentar variaciones en el modelo debidas al cambio de I_{pv} en un intervalo de $[0,4A \ 130A]$. El calculo del Jacobiano para la linealización se presenta a continuación

$$J_A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_i R_d} & -\frac{1}{C_i} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 & -\frac{U_{ss}}{L_1} & 0 & -\frac{U_{ss}}{L_1} \\ 0 & \frac{U_{ss}}{C_1} & 0 & \frac{1-U_{ss}}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1-U_{ss}}{L_2} & 0 & \frac{U_{ss}}{L_2} \\ 0 & \frac{U_{ss}}{C_2} & 0 & -\frac{U_{ss}}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \quad J_B = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{x_{3ss}+x_{5ss}}{L_1} \\ \frac{x_{2ss}-x_{4ss}}{C_1} \\ \frac{x_{5ss}+x_{3ss}}{L_2} \\ \frac{x_{2ss}-x_{4ss}}{C_2} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

donde:

$$x_{1ss} = V_{MPPT} \quad x_{2ss} = I_{pv} - \frac{x_{1ss}}{R_d} \quad x_{3ss} = x_{1ss} \quad x_{4ss} = \frac{x_{2ss}U_{ss}}{U_{ss} - 1}$$

$$x_{5ss} = \frac{x_{2ss}RU_{ss}}{1 - U_{ss}} \quad U_{ss} = \frac{a}{1 + a} \quad a = \sqrt{\frac{x_{1ss}}{x_{2ss}R}}$$

Se agrega también un integrador a la entrada del sistema para obtener un seguimiento asintótico y se calculan las constantes de realimentación de estado para ubicación de polos en $[-50 \ -51 \ -52 \ -53 \ -54 \ -500]$. La Figura 5.6 presenta el cambio de las constantes de realimentación respecto al cambio en la corriente de entrada I_{pv} .

5. ETAPAS DE CONVERSIÓN DE POTENCIA

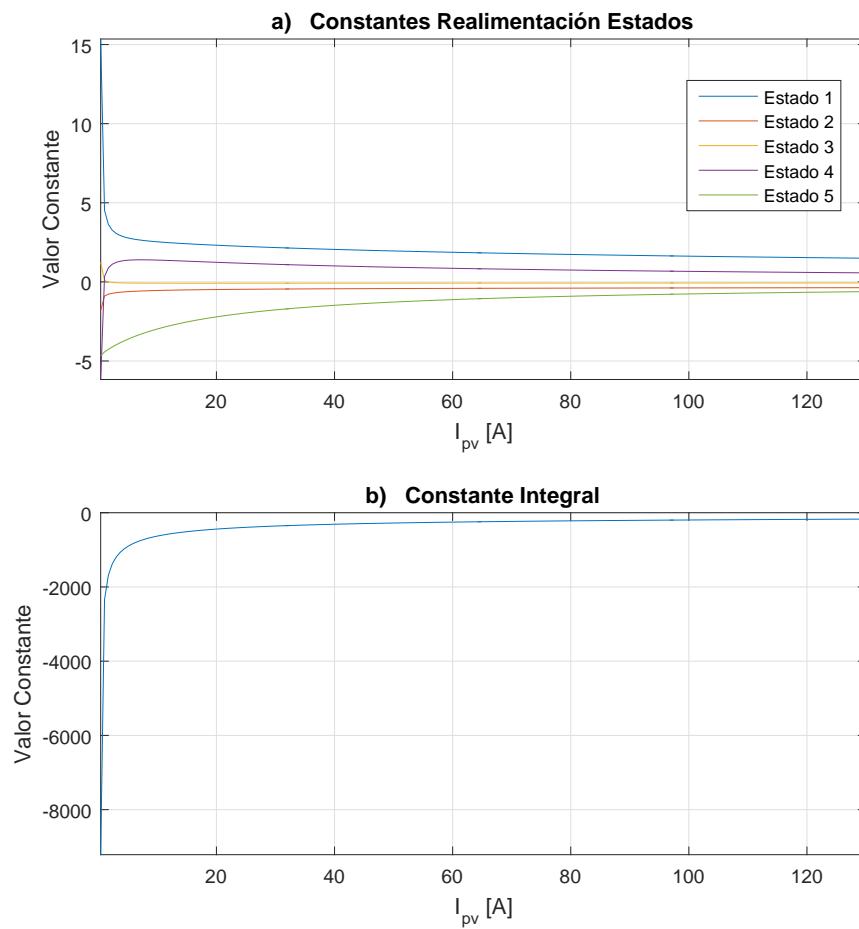


Figura 5.6: Variación constantes de realimentación respecto a I_{pv} , a) constantes estados 1 a 5 b) constante integral

6

Phase Locked Loop

Debido a la naturaleza alterna de la señal de salida de los diferentes generadores y para evitar fallas debidas a diferencias de tensión de cada fuente, se hace necesario realizar una sincronización en magnitud, frecuencia y fase de la salida de voltaje de los generadores. Para lograr dicha sincronización generalmente se utilizan dispositivos denominados *phase locked loop* (PLL) (4), (31), (6).

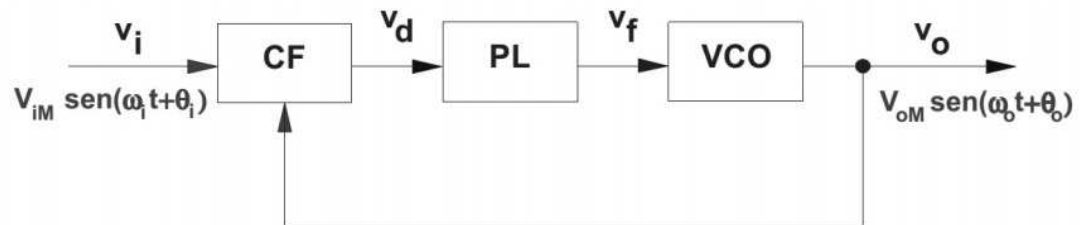


Figura 6.1: Diagrama de bloques de un circuito PLL. Tomado de (5)

El circuito PLL es un sistema realimentado cuyo objetivo principal consiste en la generación de una señal de salida con amplitud fija y frecuencia coincidente con la de entrada. Comprende tres etapas fundamentales como se presenta en la Figura 6.1 (5):

- Comparador de fase (CF): Suministra una salida que depende del valor absoluto del desfase entre las señales de salida y de entrada. En algunos casos, esta etapa está constituida por un multiplicador.
- Filtro pasa-bajo (PL): Destinado a la transmisión de la componente de baja frecuencia de la salida de la etapa anterior.

6. PHASE LOCKED LOOP

- Oscilador controlado por tensión (VCO): Genera la tensión de salida, con frecuencia dependiente de la tensión de salida del filtro PL.

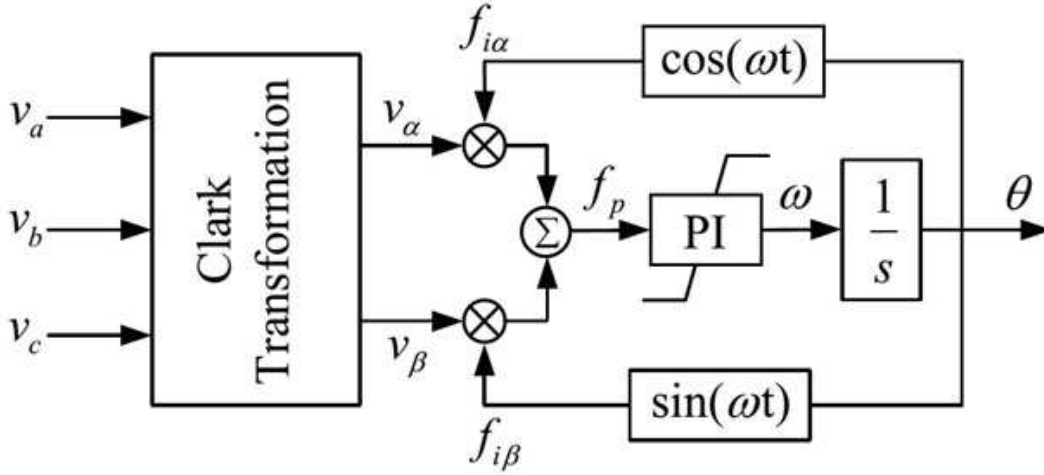


Figura 6.2: Diagrama de bloques de un PQ-PLL. Tomado de (6)

Para la implementación de PLL en sistemas eléctricos monofásicos o trifásicos es común el uso del método P-Q. Este hace uso de la potencia activa instantánea como la referencia del PLL (31). Desarrollando el análisis en el caso de una señal de entrada trifásica, se representara la señal de entrada como un vector espacial, al igual que la salida del VCO, de esta forma

$$u_1(t) = U_1 e^{j(\omega_1 t + \phi_1)} \text{ y } u_2(t) = U_2 e^{j(\omega_2 t + \phi_2)}$$

En un marco de referencia estacionario ($\alpha - \beta$), ambas señales pueden ser expresadas de la forma $u(t) = u\alpha + ju\beta$, donde las componentes α y β son $u\alpha = U \cos(\omega t + \phi)$ y $u\beta = U \sin(\omega t + \phi)$, respectivamente. Las señales de entrada trifásicas pueden ser fácilmente transformadas al marco $\alpha - \beta$ con el uso de la transformación *Clarke*, como se presenta a continuación (4)

$$V_{\alpha\beta} = T_s V_{abc}$$

donde:

$$T_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \text{ y } V_{abc} = V_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta) - \frac{2\pi}{3} \\ \cos(\theta) + \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix}$$

$$V_{abc} = [V_a \ V_b \ V_c]^T \text{ y } V_{\alpha\beta} = [\alpha \ \beta]^T$$

La operación del CF se basa en el producto de los dos vectores espaciales $u_1(t)$ y $u_2(t)$. Obteniendo una salida de la siguiente forma

$$u_d(t) = u_1(t)u_2(t)^* = U_1U_2e^{j(\omega_1-\omega_2)t}e^{j(\phi_1-\phi_2)} \quad (6.1)$$

donde el asterisco denota el complejo conjugado. De forma alternativa, el error de la fase puede ser expresado en forma rectangular como

$$u_d(t) = (u_{1\alpha}u_{2\alpha} + u_{1\beta}u_{2\beta}) + j(u_{1\beta}u_{2\beta} - u_{1\alpha}u_{2\alpha}) \quad (6.2)$$

El nombre de este método se debe a que la ecuación 6.2 se asemeja a los componentes de potencia activa y reactiva de la teoría de potencia instantánea de *Akagi's* (32), como se muestra a continuación

$$P = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \text{ y } Q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha$$

A partir de esto se desprenden dos enfoques diferentes, el primero toma la parte real de $u_d(t)$ como una señal de error realimentada teniendo el llamado p-PLL. El segundo usa la parte imaginaria de $u_d(t)$ obteniendo un q-PLL. Para el desarrollo en este caso se toma el segundo enfoque, sin embargo, el resultado es aplicable al p-PLL también.

Inicialmente se considera que $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$, es decir que la señal de salida está cerca con la frecuencia natural, entonces el error de la señal de fase dada en la ecuación (6.1) puede ser simplificada a $u_d(t) = I_m(U_1U_2e^{j(\phi_1-\phi_2)})$, lo cual produce

$$u_d(t) = U_1U_2\sin(\phi_1 - \phi_2) = e$$

Para pequeñas desviaciones, ésta relación puede ser aproximada linealmente a

$$e \simeq E_m\delta$$

donde $E_m = U_1U_2$ y $\delta = \phi_1 - \phi_2$

6. PHASE LOCKED LOOP

La frecuencia angular de salida del PLL puede ser representada como

$$\omega_2 = \frac{d\phi_2}{dt} = K_f e$$

Donde K_f denota la ganancia del filtro pasa bajas.

Por lo tanto, la frecuencia del PLL ω_2 y la fase ϕ_2 pueden alcanzar la frecuencia ω_1 y fase ϕ_1 de la red, respectivamente, con el apropiado diseño del filtro pasa bajas.

Para el diseño del filtro pasa bajas existen varios métodos. Los filtros de segundo orden son normalmente usados como una buena compensación al desempeño del filtro y estabilidad del sistema (33). El filtro tipo proporcional integral (PI), es ampliamente usado en sistemas PLL, expresado como

$$K_f(s) = K_p \left(\frac{1 + s\tau}{s\tau} \right)$$

Donde, K_p y τ denotan las constantes del filtro tipo PI. En (4) y (6) se presenta el desarrollo del PLL de una forma más profunda.

La Figura 6.2 presenta el esquema de un PQ-PLL que requiere de las 3 fases de entrada y proporciona el ángulo de fase $\omega t = \phi$.

7

Simulaciones

7.1. Indicadores de Desempeño

El Key Performance Indicator (KPI) es un índice que representa básicamente una medida del error promedio en el seguimiento de la referencia. La expresión con la que se calcula este índice es

$$KPI = \frac{1}{n} \sum_{K=1}^n ||x - r||^2$$

donde x es el estado, r es la referencia y n es el tiempo de simulación.

La Distorsión Armónica Total (THD) se define como la relación entre el valor eficaz del total de las componentes armónicas y el valor eficaz correspondiente a la componente fundamental, siendo aplicable tanto a corriente como a tensión (34). El calculo esta dado por.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2}}{V} 100 \%$$

donde:

k : número de armónica

V : valor eficaz de la onda fundamental de voltaje

V_k : valor eficaz de el armónico k

7.2. Resultados

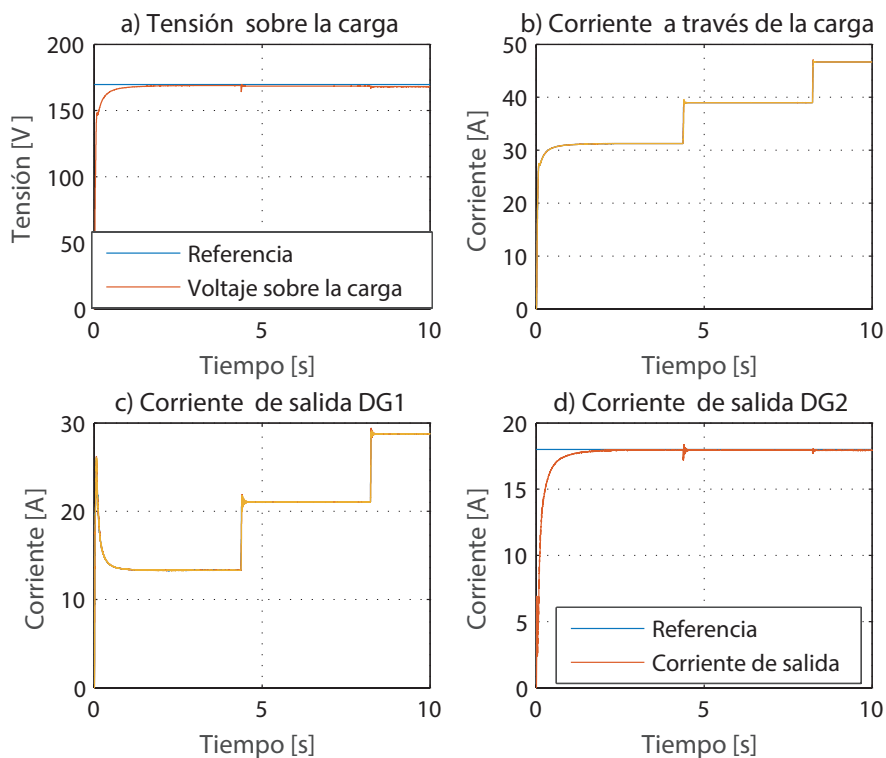


Figura 7.1: Control descentralizado con dos unidades de generación, DG1 generador diesel y DG2 generador fotovoltaico

La Figura 7.1 muestra los resultados de simulación del control secundario con MPC independiente para cada generador ante variaciones de carga de $8 - 10 \text{ kW}$ en $4,3 \text{ s}$ y de $10 - 12 \text{ kW}$ en $8,2 \text{ s}$. En a) se presenta la magnitud de voltaje sobre la carga que se mantiene en el nivel deseado incluso ante variaciones de la carga, realizando un seguimiento asintótico con un error de estado estable muy bajo (Tabla I). d) presenta la salida de corriente del generador DG_2 que se mantiene estable en un valor de 18 A por fase. Debido a que el DG_2 es el generador fotovoltaico se mantiene su salida de corriente en un valor constante pues la generación es dependiente de la irradiancia incidente sobre los módulos fotovoltaicos de forma que con una menor irradiancia la salida de corriente sera menor y el aporte que debe realizar el DG_1 deberá ser mayor. Este efecto se puede apreciar en c) donde se presenta el aumento en la corriente de salida del generador debido al aumento de carga reflejado también en la corriente a través de la

carga como se observa en b). En este sentido el DG_1 debe ser despachable para evitar un colapso del sistema debido a las variaciones de la carga, y es por eso que se delega a este el control de voltaje sobre la carga. Para éste caso se realizan las pruebas con un generador síncrono de 20 kW y un generador fotovoltaico de 5 kW_p .

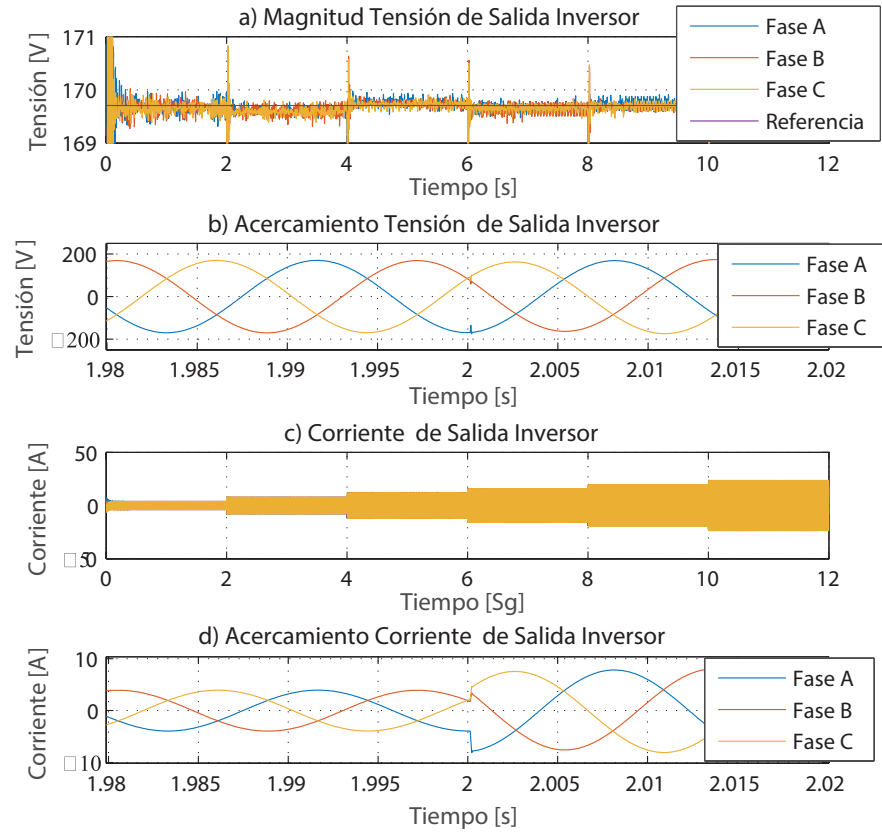


Figura 7.2: Control de conversión DC-AC en el inversor. a) referencia y magnitud del voltaje de salida por fase. b) voltaje de salida por fase con acercamiento en 2 s. c) variación de la corriente de salida ante aumento de carga. d) corriente de salida por fase con acercamiento en 2 s

La Figura 7.2 a) muestra la magnitud del voltaje de salida del inversor trifásico ante variaciones de carga de 1 kW a 6 kW cada 2 s . La salida presenta un ruido alrededor de la señal de referencia debido a las conmutaciones a alta frecuencia que se deben realizar para alcanzar la señal deseada. Sin embargo, los picos que presenta el ruido no superan 1 V y su duración es menor a 50 ms . En 7.2 b) se realiza un acercamiento al voltaje de salida del inversor en los 2 s de simulación donde ocurre un cambio de carga

7. SIMULACIONES

de 1 a 2 kW , la señal de salida no presenta distorsión armónica visible en ninguna de las fases siguiendo la referencia con un error de seguimiento mínimo (Tabla I). En c) se aprecia el cambio de la corriente de salida ante el aumento de carga y en d) un acercamiento de ésta misma en los 2 s de simulación donde se observa el aumento de corriente debido al aumento de carga y la perturbación debida al aumento de carga es prácticamente imperceptible no teniendo un efecto relevante en el funcionamiento del sistema.

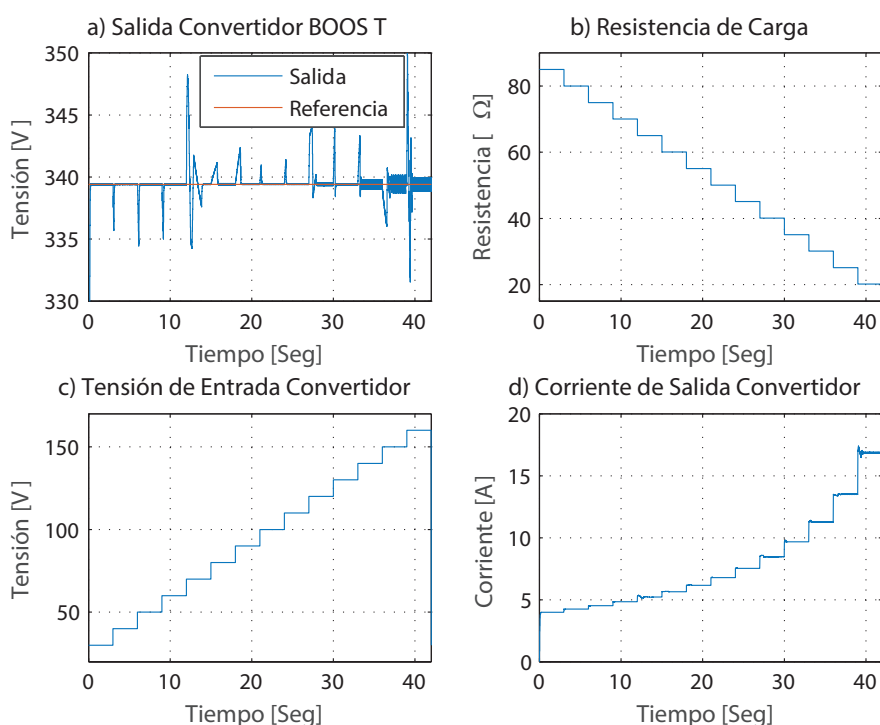


Figura 7.3: Control de voltaje constante. a) referencia y voltaje de salida convertidor BOOST. b) variación de resistencia de carga. c) variación del voltaje de entrada. d) corriente de salida convertidor BOOST

La Figura 7.3 muestra el resultado de simulación del convertidor ante variaciones de tensión de entrada, como se muestra en c) y resistencia de carga conectada a la salida presentada en b). Primero, la Figura 7.3 a) muestra la señal de referencia y la señal de voltaje controlada que presenta perturbaciones debidas al cambio de tensión de entrada en escalones de 10 V. No obstante, el control actuó de forma rápida y eficaz para devolver la salida del convertidor al valor de referencia en un tiempo aproximado de 300 ms . Es posible reducir el pico que alcanzan las perturbaciones agregando una

inductancia más alta a la salida del convertidor sacrificando con esto el tiempo en el que se alcanza la referencia. Debido a que el tiempo de duración de estas perturbaciones es menor a 1 s y los picos no superan 10 V fuera de la referencia se determina que son condiciones aceptables para el correcto funcionamiento del sistema.

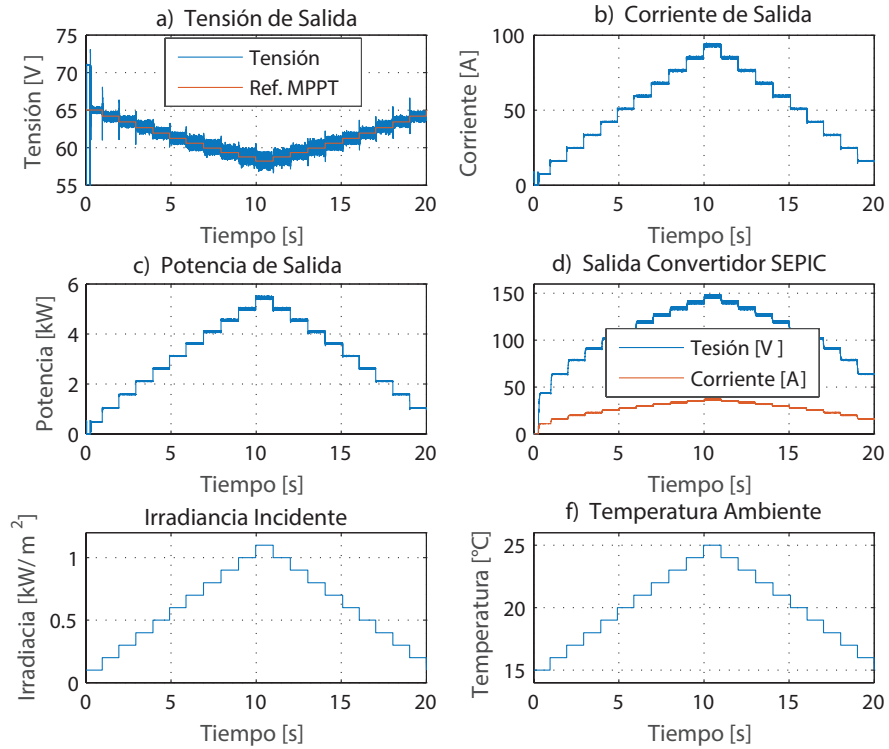


Figura 7.4: Control MPPT. a) referencia y señal controlada de voltaje MPPT. b) corriente entregada por el generador fotovoltaico. c) variación de potencia MPPT respecto a irradiancia y temperatura. d) voltaje y corriente entregada por el convertidor. e) variación de irradiancia. f) variación de temperatura

La Figura 7.4 muestra los resultados del convertidor SEPIC controlado ante variaciones de irradiancia desde 100 W/m^2 hasta $1,2 \text{ kW/m}^2$ y temperatura ambiente entre 15°C y 25°C . La Figura 7.4 a) muestra el seguimiento del voltaje MPPT observando que el control responde adecuadamente y sigue la señal de referencia proporcionada por el modelo en (3.5). Sin embargo, se presenta ruido debido a las conmutaciones a alta frecuencia de la señal de control que puede llegar a tener 1V de amplitud. No obstante, es posible reducir este ruido presente a cambio de sacrificar la rapidez del sistema cam-

7. SIMULACIONES

| Sistema | KPI | THD[%] | T.Est.b.[Sg] |
|-----------|------------------|-------------------|--------------|
| SEPIC | $9,13 * 10^{-4}$ | — | 0,1 – 0,33 |
| Boost | $6,30 * 10^{-3}$ | — | 0,30 |
| Inversor | $8,20 * 10^{-3}$ | $1,30 * 10^{-2}$ | 0,05 |
| PLL | $7,40 * 10^{-3}$ | $7,00 * 10^{-12}$ | 0,15 |
| Microrred | $8,20 * 10^{-3}$ | $1,30 * 10^{-2}$ | 0,8 |

Tabla 7.1: Desempeño controladores

biando la capacitancia de entrada correspondiente a C_i en la Figura 5.5, se selecciona un capacitor de $50 \mu F$ para tener una respuesta rápida del sistema y mantener el ruido de conmutación en un nivel bajo.

Las Figuras 7.4 b) y c) presentan la salida de corriente del generador fotovoltaico y la potencia máxima que puede entregar este dependiendo de la variación de irradiancia, se determina que el uso del modelo en (3.5) permite alcanzar el MPPT tomando como referencia la información proporcionada por el fabricante en la hoja de datos donde indica que para un generador con las características presentadas se obtiene una potencia pico de $5 kW$ con una irradiancia incidente de $1 kW/m^2$. La Figura 7.4 d) muestra el cambio a la salida del convertidor SEPIC en cuanto a voltaje y corriente y finalmente en e) y f) se presenta las variaciones de irradiancia y temperatura aplicadas al generador fotovoltaico.

La Tabla 7.1 presenta los índices de desempeño aplicados a cada controlador diseñado con el fin de evaluar el rendimiento de cada uno. El índice KPI muestra que existe un error de estado estable muy pequeño indicando que se realiza el seguimiento asintótico de la señal de referencia de forma adecuada. El THD indica una distorsión armónica de $0,013\%$ para el caso del inversor y de $7e^{-12}$ en el caso del PLL, teniendo en cuenta el estándar *IEEE Std 519-1992* que aconseja asegurar una distorsión armónica menor al 5% sobre la carga, es decir en el PCC, se determina que el control aplicado cumple con el estándar con un margen bastante amplio. Adicionalmente, se analiza el tiempo de establecimiento donde el sistema mas rápido alcanza la referencia en $50ms$, el controlador MPPT alcanza la referencia entre $0,1$ y $0,33$ segundos permitiendo una respuesta ágil ante cambios repentinos de irradiancia y temperatura. El PLL se establece en $0,15$ segundos aproximadamente dando un *set point* al inversor en un corto

tiempo y el boost asegura una entrada de tensión constante para el inversor en 0,3 segundos aproximadamente.

7. SIMULACIONES

Conclusiones

En este artículo se presenta el planteamiento de un modelo matemático que describe el comportamiento de una microrred compuesta por dos generadores distribuidos que se puede extender para más generadores. Tomando como base el análisis del filtro LCL de interconexión entre generadores se obtuvo un modelo en espacio de estados cuyas entradas son las corrientes de salida de los inversores y salidas son voltaje sobre la carga y las corrientes de salida de cada generador. Aplicando un control MPC se logró mantener los niveles deseados de frecuencia y voltaje sobre la carga.

Cada generador está formado a partir de una fuente distribuida y/o renovable y sistemas de conversión de potencia, convertidores DC-DC e inversor trifásico. Se realizó el modelado y control de cada convertidor para obtener el MPPT en el caso del generador fotovoltaico, adecuación de la señal de entrada al inversor y obtención de una señal alterna de voltaje sobre la carga. Adicionalmente, se plantea un modelo para determinar el punto de máxima potencia del generador fotovoltaico a partir de los parámetros de construcción.

8. CONCLUSIONES

Referencias

- [1] STUART BORLASE. *Smart grids : infrastructure, technology, and solutions*. Electric power and energy engineering. Boca Raton, FL : Taylor & Francis, 2013. v, 3, 4
- [2] SERGIO CANZANA. **Biomass Energy Conversion, Sustainable Growth and Applications in Renewable Energy Sources**. Technical report, InTech, 2011. v, 14, 15
- [3] M. BABAZADEH AND H. KARIMI. **Robust decentralized control for islanded operation of a microgrid**. pages 1–8, July 2011. v, 1, 18, 20, 21
- [4] SE-KYO CHUNG. **A phase tracking system for three phase utility interface inverters**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **15**(3):431–438, May 2000. v, 29, 30, 33, 34, 36
- [5] R. PINDADO. **Phase Locked-Loop (PLL): Fundamento y aplicaciones**. in Universitat Politecnica de Catalunya Departament dEnginyeria Electronica. v, 33
- [6] L. G. BARBOSA ROLIM, D. RODRIGUES DA COSTA JR., AND M. AREDES. **Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **53**(6):1919–1926, Dec 2006. v, 33, 34, 36
- [7] NIKOS HATZIARGYRIOU. *Microgrids Control Issues*, pages 344–. Wiley-IEEE Press, 2014. 1
- [8] M. BABAZADEH AND H. KARIMI. **Robust decentralized control for islanded operation of a microgrid**. In *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pages 1–8, July 2011. 1
- [9] NIANNIAN CAI AND J. MITRA. **A decentralized control architecture for a microgrid with power electronic interfaces**. In *North American Power Symposium (NAPS), 2010*, pages 1–8, Sept 2010. 1
- [10] P. LI AND P. DOU. **Power optimal decentralized coordinated control method of microgrid**. pages 3010–3016, Oct 2014. 1, 18
- [11] M. A. A. MOHD ZAINURI, M. A. MOHD RADZI, A. C. SOH, AND N. A. RAHIM. **Development of adaptive perturb and observe-fuzzy control maximum power point tracking for photovoltaic boost dc-dc converter**. *IET Renewable Power Generation*, **8**(2):183–194, March 2014. 2
- [12] E. MAMARELIS, G. PETRONE, AND G. SPAGNUOLO. **Design of a Sliding-Mode-Controlled SEPIC for PV MPPT Applications**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **61**(7):3387–3398, July 2014. 2, 28, 29
- [13] M. A. ABUSARA AND S. M. SHARKH. **Design and Control of a Grid-Connected Interleaved Inverter**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **28**(2):748–764, Feb 2013. 2
- [14] ERIKA TWINING AND D. G. HOLMES. **Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **18**(3):888–895, May 2003. 2, 23
- [15] T. ZHANG, G. HE, M. CHEN, AND D. XU. **A novel control strategy to suppress DC current injection to the grid for three-phase PV inverter**. In *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, pages 485–492, May 2014. 2, 23
- [16] CHRISTINE SCHWAEGERL AND LIANG TAO. *The Microgrids Concept*, pages 1–24. John Wiley and Sons Ltd, 2013. 4
- [17] T. SUEHIRO AND T. NAMERIKAWA. **Decentralized control of smart grid by using overlapping information**. In *SICE Annual Conference (SICE), 2012 Proceedings of*, pages 125–130, Aug 2012. 4
- [18] D. E. OLIVARES, A. MEHRIZI-SANI, A. H. ETEMADI, C. A. CAÑIZARES, R. IRAVANI, M. KAZERANI, A. H. HAJIMIRAGHA, O. GOMIS-BELLMUNT, M. SAEEDIFARD, R. PALMA-BEHNKE, G. A. JIMÉNEZ-ESTÉVEZ, AND N. D. HATZIARGYRIOU. **Trends in Microgrid Control**. *IEEE Transactions on Smart Grid*, **5**(4):1905–1919, July 2014. 4, 6, 7, 17, 23
- [19] S. CHOWDHURY AND P. CROSSLEY. *Microgrids and Active Distribution Networks*. Energy Engineering Series. Institution of Engineering and Technology, 2009. 5, 6, 7, 17, 23
- [20] J. VASILJEVSKA A. MENGOLINI G. FULLI E. AMOIRALIS M. SANCHEZ JIMENEZ Y C. FILIOU C. F. COVRIG, M. ARDELEAN. **Smart Grid Projects Outlook 2014**. JRC Science and Policy Reports, European Commission, 2014. 5
- [21] SOMA SHEKARA SREENADH REDDY DEPURU, LINGFENG WANG, AND VIJAY DEVABHAKTUNI. **Smart meters for power grid: Challenges, issues, advantages and status**. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, **15**(6):2736 – 2742, 2011. 6
- [22] M. G. M. ABDOLRASOL AND S. MEKHILEF. **Hybrid anti-islanding algorithm for utility interconnection of distributed generation**. In *Technical Postgraduates (TECHPOS), 2009 International Conference for*, pages 1–5, Dec 2009. 6
- [23] R. H. LASSETER. **MicroGrids**. In *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE*, **1**, pages 305–308 vol.1, 2002. 6, 7
- [24] M.S. MAHMOUD, S. AZHER HUSSAIN, AND M.A. ABIDO. **Modeling and control of microgrid: An overview**. *Journal of the Franklin Institute*, **351**(5):2822 – 2859, 2014. 7
- [25] OFFICE OF ELECTRICITY DELIVERY AND ENERGY RELIABILITY SMART GRID R&D PROGRAM. **DOE Microgrid Workshop Report**. Disponible en: <http://energy.gov/oe/downloads/microgrid-workshop-report-august-2011>, 8 2011. 7

REFERENCIAS

- [26] JOHANN HERNÁNDEZ. *Metodología para el Análisis Técnico de la Masificación de Sistemas Fotovoltaicos como Opción de Generación Distribuida en Redes de Baja Tensión*. PhD thesis, Universidad Nacional de Colombia, Bogotá D.C., 2012. 10, 11, 12
- [27] PABLO LEDESMA. *Regulación de frecuencia y potencia*, 2008. Disponible en línea en http://ocw.uc3m.es/ingenieria-electrica/operacion-y-control-de-sistemas-electricos/II_OCSE_RFP.pdf. 14
- [28] TAHA SELIM USTUN, CAGIL OZANSOY, AND ALADIN ZAYEGH. Recent developments in microgrids and example cases around the world—A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15(8):4030 – 4041, 2011. 17
- [29] E. DAVISON. The robust decentralized control of a general servomechanism problem. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 21(1):14–24, Feb 1976. 20
- [30] J.J.E. SLOTINE AND W. LI. *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, 1991. 25
- [31] S. A. OLIVEIRA DA SILVA, R. NOVOCHADLO, AND R. A. MODESTO. Single-phase PLL structure using modified p-q theory for utility connected systems. In *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 4706–4711, June 2008. 33, 34
- [32] E. H. WATANABE, R. M. STEPHAN, AND M. AREDES. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 8(2):697–703, Apr 1993. 35
- [33] F.M. GARDNER. *Phaselock Techniques*. Wiley, 2005. 36
- [34] J. A. SUAREZ, G. DI MAURO, D. ANAUT, AND C. AGUERO. Analysis of the Harmonic Distortion and the Effects of Attenuation and Diversity in Residential Areas. *IEEE Latin America Transactions*, 3(5):53–59, Dec 2005. 37