**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE
MADRID**

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE
INGENIEROS INDUSTRIALES**

**MODELIZADO EN CAJA NEGRA
DE CONVERTIDORES
ELECTRÓNICOS DE POTENCIA
PARA APLICACIONES EN
MICRORREDES DE CORRIENTE
ALTERNA**

TESIS DOCTORAL

**GALO FERNANDO GUARDERAS
BURBANO**

**MASTER EN ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA,
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID**

2019

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE
MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE
INGENIEROS INDUSTRIALES

**MODELIZADO EN CAJA NEGRA
DE CONVERTIDORES
ELECTRÓNICOS DE POTENCIA
PARA APLICACIONES EN
MICRORREDES DE CORRIENTE
ALTERNA**

AUTOR

**GALO FERNANDO GUARDERAS
BURBANO**

MÁSTER EN ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA,
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

DIRECTOR

JAVIER UCEDA ANTOLÍN

DOCTOR INGENIERO INDUSTRIAL POR LA
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

2019

Dedicado a Fer, Dani, Marito y Sebas.

Agradecimientos

A todas las personas que colaboraron en la elaboración de este trabajo, reconocimiento especial a aquellas personas que tuve el agrado de conocer y departir en este período de estudios en Madrid, al Dr. Javier Uceda Antolín, Dr. Airan Frances, Dr. Dionisio Ramirez quienes con sus consejos, recomendaciones y paciencia dedicaron su tiempo en colaborar conmigo para lograr finalizar esta tesis.

A toda la familia por su ánimo, apoyo y preocupación.

Resumen

LA ventaja de poseer información real, objetiva y precisa del comportamiento de cualquier sistema frente a diferentes situaciones o escenarios, es clave para poder predecir y controlar situaciones no deseadas que puedan ocasionar un funcionamiento inadecuado de dichos sistemas. En especial, cuando se presentan eventos críticos difíciles de controlar y por lo tanto, caso de predecirse, se pueden evitar sus consecuencias.

Los sistemas de generación y gestión de energía eléctrica no son la excepción, de hecho, son de los sistemas más críticos en la medida que la mayoría de las actividades humanas dependen de la electricidad y son desarrolladas mediante sistemas electrónicos, motores y generadores eléctricos. Por las razones anteriormente apuntadas resulta imprescindible disponer de modelos cada vez más precisos del comportamiento real de sistemas eléctricos y electrónicos.

El enfoque de este trabajo busca desarrollar un método de modelizado que permita predecir el comportamiento de sistemas eléctricos complejos, lineales y no lineales en caja negra, es decir, sin necesidad de conocer en detalle su estructura interna, simplemente empleando la información disponible en sus entradas y salidas. De forma más específica, en este trabajo se desarrollan modelos que permitan diagnosticar y predecir el comportamiento de sistemas de generación eléctrica con un alto grado de aleatoriedad como son los que aprovechan como recurso primario de energía la radiación solar, la fuerza de empuje del viento y del agua y otras, consideradas como fuentes renovables.

Actualmente este tipo de generadores han logrado posicionarse como un recurso fundamental de generación eléctrica mundialmente reconocido y utilizado en el diseño y concepción de las infraestructuras eléctricas, no sólo como soluciones óptimas para generar, transportar y distribuir energía eléctrica, sino que además, son la mejor alternativa para enfrentar el problema de la contaminación ambiental producido por la generación de gases de efecto in-

vernadero y, por lo tanto, contribuir a frenar el calentamiento global.

Por otro lado, la generación y distribución de energía eléctrica en localidades urbanas y rurales no son exclusivas, es decir, existen otras infraestructuras que también necesitan autogenerar energía para su operación, en especial, medios de transporte masivo de personas y bienes, como son navíos, aviones y otros sistemas aislados que también entran dentro de este enfoque.

Por lo tanto, para su diseño y la predicción de su comportamiento frente a situaciones rutinarias y eventualidades críticas es importante contemplar métodos que permitan obtener modelos muy aproximados al comportamiento real para garantizar la protección de personal e instalaciones, disminución de gastos en equipos de protección para sobretensiones y caídas de tensión, así como también para generar diagnósticos que permitan evaluar el comportamiento del sistema frente a eventualidades no programadas.

Dentro de este contexto, la abundancia de fabricantes de convertidores electrónicos de potencia (CEP), (Electronics Power Converter EPC), por sus siglas en inglés, presentan un gran reto para el modelizado de estos elementos, además la poca o nula información proporcionada sobre su comportamiento dinámico obligan a generar modelos óptimos, sin importar el conocimiento exacto de sus partes, aunque es importante tener un conocimiento cabal de la teoría de construcción y funcionamiento de los EPCs.

El enfoque de esta tesis es el modelizado de convertidores electrónicos de potencia CEP CC/CA como elementos clave de las microfuentes o Generadores Distribuidos (GD) con capacidad de conectarse o no a la red. Una microrred puede operar en modo isla esto implica que genera y distribuye la potencia eléctrica a cargas locales, pero también puede trabajar conectado a una red de potencia muy superior, o conmutar entre ambos tipos de conexión, dependiendo de las circunstancias. Los modelos deben predecir el comportamiento en cualquier modo de operación y en las transiciones entre ellos. Además el comportamiento de los CEP es frecuentemente no lineal con puntos de operación muy variables, lo que sin duda añade una mayor complejidad al problema.

La tesis está organizada de la siguiente manera:

En el capítulo I, se describen las microrredes, su arquitectura, controles, modos de operación y otras características generales, además se describe los tipos de modelos que vamos a abordar en este estudio con especial atención a los modelos en caja negra. Terminamos el capítulo con una explicación de los métodos de identificación de sistemas utilizados.

En el capítulo II, se describe el estado de la técnica de los CEP empleados en microrredes de corriente alterna, considerando los modos de operación en isla y conectados a la red.

En el capítulo III, lo dedicamos al estudio de los modelos, objeto central de este trabajo de tesis y al proceso para su generación. De forma más específica, se estudian los modelos de los convertidores electrónicos de potencia, operando en modo Grid-feeding o en modo Grid-supporting.

En el capítulo IV, presentamos el proceso de sistematización del proceso de modelizado, desde la toma de datos hasta la validación del modelo no lineal.

En el capítulo V, las conclusiones y finalmente hacemos un compendio de las tareas adicionales que bajo nuestro criterio pueden ser materia para desarrollar futuros trabajos de investigación.

Abstract

THE advantage of having real, objective and accurate information on the behavior of any system in the face of different situations or scenarios is key to being able to predict and control unwanted situations that may cause improper operation of these systems, especially when critical events happen, difficult to control and therefore, its consequences can be avoided.

Electricity generation and management systems are no exception, in fact, they are the most critical systems to the extent that most human activities depend on electricity and are developed using electronic systems, motors and electric generators.

For the reasons mentioned above, it is essential to have more and more precise models of the real behavior of electrical and electronic systems.

The focus of this work seeks to develop a modeling method that allows predicting the behavior of complex, linear and non-linear electrical systems in a black box, that is, without needing to know in detail its internal structure, simply using the information available at its inputs and outputs. More specifically, in this work, models are developed that allow diagnosing and predicting the behavior of power generation systems with a high degree of randomness, such as those that take advantage of solar radiation, the force of wind thrust as primary energy resource and of water and others, considered as renewable sources. Currently these types of generators have managed to position themselves as a fundamental resource of power generation worldwide recognized and used in the design and conception of electrical infrastructures not only as optimal solutions for generating, transporting and distributing electrical energy, but also, they are the best alternative to address the problem of environmental pollution caused by the generation of greenhouse gases and therefore contribute to curb global warming.

On the other hand, the generation and distribution of electric energy in urban and rural locations are not exclusive, that is, there are other infras-

structures that also need to generate energy for their operation, especially means of mass transportation of people and goods, such as ships, airplanes and other isolated systems that also fall within this approach. Therefore, for their design and prediction of their behavior in the face of routine situations and critical eventualities it is important to contemplate methods that allow to obtain models very close to the real behavior in order to, among other important things, protection of personnel and facilities, decrease of expenses in protective equipment for surges and voltage drops, as well as to generate diagnoses that allow to evaluate the behavior of the system against unscheduled eventualities.

Within this context the abundance of manufacturers of Electronics Power Converters - (EPC), implies a large number of them present in the market, their use then in different power generation systems present a great challenge for the modeling of these elements, also insufficient or no information provided on their dynamic behavior forces to generate optimal models, regardless of the exact knowledge of their parts, although it is important to have a thorough knowledge of the theory of construction and operation of the EPCs.

The focus of this thesis is the modeling of the EPC DC/AC as key elements of the microsources or Distributed Generators (DG) with the ability to connect or not to the network. A microgrid can operate in island mode, which implies that it generates and distributes the electrical power to local loads, but it can also work connected to a much higher power network, or switch between both types of connection, depending on the circumstances. Models must predict behavior in any mode of operation and in the transitions between them. In addition, the behavior of EPCs is often non-linear with very variable operating points, which undoubtedly adds greater complexity to the problem.

The thesis is organized as follows:

In Chapter I, the microgrids, their architecture, controls, modes of operation and other general characteristics are described, in addition to describing the types of models that we will address in this study with special attention to the black box model. We finish the chapter with an explanation of the methods of identification of systems used.

Chapter II describes the state of the art of the EPCs used in AC microgrids, considering the modes of operation on the island and connected to the network.

In Chapter III, we dedicate it to the study of the models, central object of this thesis work and the process for its generation, in a more specific way the models of the electronic power converters are studied, operating in Grid-Feeding mode or in Grid-Supporting mode.

In chapter IV, we present the process of systematization of the modeling process, from the data collection to the validation of the non-linear model.

In Chapter V, the conclusions and finally we summarize the additional tasks that, in our opinion, may be subject to develop future research.

Contenidos

Agradecimientos	V
Resumen	VII
Abstract	XI
Indice de figuras	XIX
Indice de tablas	XXIX
1 Introducción	1
1.1 Microrredes CA	2
1.1.1 Microrredes inteligentes de energía eléctrica	3
1.1.2 Arquitectura de microrredes inteligentes	4
1.1.3 Sistemas de control de microrredes inteligentes	6
1.1.4 Modos de operación	6
1.2 Modelos de CEP en microrredes inteligentes	10
1.2.1 Modelos lineales y no lineales	12
1.2.2 Modelos en caja blanca, en caja gris y en caja negra . .	14
1.3 Los modelos en caja negra. Sistemas de identificación	15
1.3.1 Sistemas Lineales Invariantes en el Tiempo LTI.	15

1.3.2	Métodos de Identificación	17
1.3.2.1	Predicción	18
1.3.2.2	Modelos Paramétricos	20
1.3.2.3	Familias de Modelos de Funciones de Trans- ferencia	21
2	Microrredes de corriente alterna CA	27
2.1	Estado del arte.	34
2.1.1	Modos de operación	39
2.1.1.1	Modo conectado	42
2.1.1.2	Modo isla	43
2.1.2	Los convertidores electrónicos de potencia en las mi- crorredes de corriente alterna. Modos de funcionamiento	44
2.1.3	Modo “Grid-forming”	46
2.1.4	Modo “Grid-feeding”	47
2.1.5	Modo “Grid-supporting”	48
2.1.5.1	Modo “Grid-supporting” como fuente de cor- riente CSI	48
2.1.5.2	Modo “Grid-supporting” como fuente de voltaje VSI	49
2.2	Convertidores CC/CA. Inversores	50
2.2.1	Modulador por ancho de pulso PWM	54
2.2.2	Modulación PWM con señal de referencia senoidal SPWM	55
2.2.3	Modulación por ancho de pulso mediante vector espa- cial SVPWM.	56
2.2.4	Filtro de salida del convertidor CC/CA	65
2.2.5	Control del convertidor CC/CA	68
2.2.5.1	Control en lazo cerrado	68

2.2.5.2	Marco de referencia síncrono $dq0$	70
2.2.5.3	Métodos de sincronización	75
2.2.5.4	Control Potencia Activa P -frecuencia f (P, f) y Potencia Reactiva Q -Voltaje V (Q, V) (droop control).	79
2.2.6	Convertidor CC/CA Trifásico	84
2.2.7	Convertidor CC/CA como fuente de tensión o fuente de corriente	86
2.3	Objetivo de la tesis	87
3	Modelizado en caja negra de convertidores CC/CA	91
3.1	Identificación de sistemas	108
3.2	Modelizado “Conmutado”	115
3.3	Modelizado de CEP conectados a la microrred.	117
3.3.1	Modelizado conmutado de CEP conectados a la red en modo Grid-feeding.	119
3.3.1.1	Modelos en caja negra para pequeña señal - selección de puntos de operación.	121
3.3.1.2	Modelo Politópico en caja negra.	128
3.3.2	Modelizado conmutado de inversores trifásicos conec- tados a la red en modo Grid-supporting.	137
3.3.2.1	Modelos en caja negra para pequeña señal - selección de puntos de operación.	144
	Escalón en el parámetro v_{od}	146
	Escalón en el parámetro v_{oq}	147
	Escalón en el parámetro f^* y en P^*	147
3.3.2.2	Modelizado caja negra en gran señal con es- tructura politópica.	155

3.3.3	Obtención del modelo politópico y evaluación del proceso de modelizado de un CEP conectado a una microrred real.	162
3.3.3.1	Descripción de la microrred.	164
3.3.3.2	Sistema de control	165
3.3.3.3	Modelizado en caja negra	167
	Escalón en V_{in}	167
	Escalón en v_{od}	168
	Escalón en i_{ds}^* e i_{qs}^*	168
	Proceso de modelizado	169
3.3.3.4	Validación del modelo politópico.	178
4	Sistematización del modelo	181
4.1	Construcción del modelo no lineal	186
4.2	Validación de resultados del modelo no lineal	187
5	Conclusiones y futuros trabajos	191
5.1	Futuros trabajos	194
A	Códigos en MATLAB	197
B	Diagramas generales de las simulaciones realizadas en SIMULINK para la implementación del Modelo conmutado de los CEP.	201
	Bibliografía	205

Lista de Figuras

1.1	Concepto general de una microrred.	3
1.2	Esquema de interoperatividad a través de los sistemas de comunicación y control de la red inteligente (Smart-Grid).	4
1.3	Arquitectura de una microrred básica.	5
1.4	Esquema del control jerárquico de una microrred inteligente, control primario, secundario y terciario.	7
1.5	Convertidor de potencia CEP en modo de operación Grid-forming.	8
1.6	Convertidor de potencia CEP en modo de operación Grid-feeding.	9
1.7	Convertidor de potencia CEP en modo de operación Grid-supporting como fuente de corriente.	9
1.8	Convertidor de potencia CEP en modo de operación Grid-supporting como fuente de voltaje.	10
1.9	Señal de control y circuito eléctrico de un convertidor CC/CC tipo buck.	12
1.10	Modelo conmutado o circuito equivalente exacto del convertidor buck.	13
1.11	Comportamiento del modelo promediado de un convertidor tipo buck.	13
1.12	Sistema con perturbación a la salida.	17
1.13	Estructura Auto Regresiva con entrada eXtra ARX.	22

1.14 Estructura Auto Regresiva con Promedio Móvil y entrada extra ARMAX.	24
1.15 Estructura de Error de Salida OE.	25
2.1 Arquitectura de una microrred CA.	29
2.2 Configuración general de una Microrred CA.	33
2.3 Conmutador de la microrred con sus componentes.	41
2.4 Diagrama de bloques de un convertidor.	45
2.5 Diagrama general de un CEP como parte integrante de una microrred.	46
2.6 CEP en modo de operación “Grid-forming”.	47
2.7 CEP en modo de operación “Grid-feeding”.	48
2.8 CEP en modo de operación “Grid-supporting” como fuente de corriente CSI.	49
2.9 CEP en modo de operación “Grid-supporting” como fuente de voltaje VSI.	50
2.10 Espectro de dispositivos electrónicos de potencia, que forman los convertidores.	51
2.11 Desarrollo de los conmutadores de potencia.	52
2.12 Convertidor CC/CA monofásico, implementado con IGBTs.	53
2.13 Esquema del PWM.	54
2.14 Variación del ciclo de trabajo D en función del cambio de nivel de la referencia.	55
2.15 Tren de pulsos periódico generado por SPWM utilizando modulación bipolar.	56
2.16 Tren de pulsos periódico generado por SPWM utilizando modulación unipolar.	57
2.17 Comportamiento de los conmutadores en un VSI trifásico.	59
2.18 Estados de los conmutadores $sw1 \dots sw6$ establecidos por la modulación SVPWM.	59

2.19	Hexágono formado por los vectores SVV	61
2.20	Diagrama de bloques de un inversor con SVPWM.	62
2.21	Señal de voltaje de referencia en el marco $\alpha\beta 0$	63
2.22	Voltaje de salida V_o del convertidor CC/CA.	63
2.23	Pulsos de control de los conmutadores generados por el SVPWM. 64	
2.24	Voltaje de ramal del convertidor CC/CA, se muestra el desfase 120°	64
2.25	Topologías de filtros pasivo LCL con circuito de amortiguamiento.	66
2.26	Representación gráfica del $\vec{v}$ en el marco de referencia abc . . .	72
2.27	Representación gráfica del $\vec{v}$ en el marco de referencia esta- cionario $\alpha\beta$	73
2.28	Representación gráfica del $\vec{v}$ en el marco de referencia síncrono dq	74
2.29	Transformación desde el marco de referencia trifásico abc al marco de referencia síncrono dq	76
2.30	Lazo de sincronización de fase PLL básico.	77
2.31	Lazo de control para SRF-PLL para sistemas trifásicos.	79
2.32	Modelo para la conexión de un GD a la microrred.	80
2.33	Diagrama de fasores para la conexión de un GD en el punto PCC.	81
2.34	Rectas definidas por las ecuaciones de control de caída en una red inductiva.	82
2.35	Rectas definidas por las ecuaciones de control de caída en una red resistiva de bajo voltaje.	83
2.36	Efectos del control de caída entre P-f y Q-V en un DQ en modo Grid-supporting conectado a una red inductiva.	85
2.37	Inversor conectado a la red.	87
2.38	Generación eléctrica en los EUA.	88

2.39	Incremento de la capacidad de generación eléctrica con recursos renovables en EUA.	89
3.1	Modelo en caja negra MCN de un CEP trifásico conectado a la microrred.	92
3.2	Representación genérica de función de transferencia, para un sistema H	93
3.3	Modelo en caja negra de un inversor trifásico en el marco síncrono dq	94
3.4	Duración del escalón $t_0 - t_1$ y registro $t_{-1} - t_1$ para identificación de la función de transferencia.	95
3.5	Punto de operación para pequeña señal.	96
3.6	Demostración gráfica del modelo de pequeña señal o de comportamiento lineal.	97
3.7	Corrección de la señal de salida con distorsión por efecto del comportamiento no lineal del sistema.	98
3.8	Funciones sigmoideas w_1 y w_2 que ponderan el comportamiento de la sección de influencia de los puntos de operación P_1 y P_2	99
3.9	Representación de la estructura de un modelo de gran señal o politópico.	100
3.10	Estructura del modelo politópico.	100
3.11	Activación de las dobles sigmoideas w_1 , w_2 y w_3 en función del avance de la función rampa y su reconstrucción.	102
3.12	Puntos de intersección entre sigmoideas dobles o puntos de referencia de límites de linealidad.	103
3.13	Esquema de la red de dos puertos.	104
3.14	Red de dos puertos aplicado a un convertidor electrónico de potencia.	104
3.15	Esquema del modelo en Caja Negra.	106
3.16	Modelo conmutado de un GD basada en PV conectado a red en modo Grid-feeding sin control de caída.	109

3.17	Modelo en caja negra del CEP y sus señales de entrada - salida.	110
3.18	Planteamiento del Modelo caja negra del CEP con entradas y salidas en coordenadas dq .	110
3.19	Diagrama del proceso de adecuación de las señales a ser observadas y registradas.	112
3.20	Adecuación de señales se muestra las señales simuladas y filtradas.	112
3.21	Comparación de las respuestas de las ft obtenidas con ARX y OE con la respuesta de la simulación.	114
3.22	Trazas de Bode de las magnitudes de la FT - OE original comparadas con las fts de reducido, orden 1 y 2.	115
3.23	Modelo conmutado de un convertidor CC/CC tipo reductor (buck).	116
3.24	Modelo matemático correspondiente al convertidor CC/CC tipo reductor (buck) del caso de estudio.	117
3.25	Comparación de las señales de respuesta entre el modelo conmutado y el modelo matemático del DC/DC reductor bajo estudio.	118
3.26	Modelo general en caja negra para CEP con modo de operación isla o conectado a la red.	119
3.27	CEP en modo de operación "Grid-feeding".	120
3.28	Modelo conmutado en modo de operación "Grid-feeding".	121
3.29	Comportamiento del modelo conmutado del CEP.	122
3.30	Modelo en caja negra del CEP en modo de operación Grid-feeding.	123
3.31	Circuito de pequeña señal del CEP Grid-feeding.	124
3.32	Comportamiento del modelo en pequeña señal (lineal) frente a escalones de 10% (Mod. Conmutado - negro, Mod. Caja Negra - rojo) y 50% (Mod. Conmutado - azul, Mod. Caja Negra - magenta) en el V_{in} del CEP.	125

3.33	Comportamiento del modelo en pequeña señal (lineal) frente a escalones de 10% (Mod. Conmutado - negro, Mod. Caja Negra - rojo) y 50% (Mod. Conmutado - azul, Mod. Caja Negra - magenta) en el v_{od} del CEP.	126
3.34	Comportamiento del modelo en pequeña señal (lineal) frente a escalones de 10% (Mod. Conmutado - negro, Mod. Caja Negra - rojo) y 50% (Mod. Conmutado - azul, Mod. Caja Negra - magenta) en el v_{oq} del CEP.	127
3.35	Bloques para generación del escalón en los parámetros de entrada (a) escalón en V_{in} , (b) escalón en v_{od} , (c) escalón en v_{oq}	128
3.36	Dimensiones de los Puntos de Operación seleccionados y de los escalones de V_{in} , v_{od} y v_{oq}	129
3.37	Estructura del modelo lineal, par un punto de operación. . . .	131
3.38	Diagrama de bloques del modelo no lineal para el CEP conectado en modo Grid-feeding.	132
3.39	Comportamiento del modelo politópico para salto mayores al 15% en el V_{in}	133
3.40	Comportamiento del modelo politópico para salto mayores al 15% en la coordenada v_{od}	134
3.41	Comportamiento del modelo politópico para salto mayores al 15% en la coordenada v_{oq}	135
3.42	Comportamiento del modelo politópico con perturbaciones mayores al 15% en V_{in} y la coordenada v_{od}	136
3.43	Diagrama de control de un CEP como VSI donde las relaciones de control se establecen entre P vs V y de Q vs ω dentro de una microrred de bajo voltaje con impedancia de línea resistiva.139	
3.44	Diagrama de control de un CEP como CSI donde las relaciones de control se establecen entre P vs V y de Q vs ω dentro de una microrred de bajo voltaje con impedancia de línea resistiva.139	
3.45	Diagrama del CEP-VSI operando en modo Grid-supporting en una microrred de BV resistiva.	140

3.46	Modelo en Caja Negra de un CEP-VSI reducido, perteneciente a una microrred de BV con impedancia de línea resistiva. . . .	141
3.47	Comportamiento de v_{od} vs P de una microrred resistiva, decremento en la tensión - incremento en la potencia activa. . . .	141
3.48	Comportamiento de f vs Q de una microrred resistiva, incremento en ambos parámetros.	142
3.49	Curvas de comportamiento de una microrred resistiva. (a) v_{od} vs P - pendiente negativa, (b) f vs Q - pendiente positiva. . .	143
3.50	Procedimiento para obtener el escalón en la componente v_{od} de la tensión de la microrred.	146
3.51	Procedimiento para obtener el escalón en la componente v_{oq} de la tensión de la microrred.	147
3.52	Procedimiento para obtener el escalón en los parámetros. (a) escalón en P^* y (b) escalón en f^* de la microrred.	148
3.53	Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza azul) para un escalón del 10%, modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza amarilla) para un escalón del 50% en v_{od}	149
3.54	Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza azul) para un escalón del 10%, modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza amarilla) para un escalón del 50% en v_{oq}	150
3.55	Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza azul) para un escalón del 10%, modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza amarilla) para un escalón del 50% en P^*	151
3.56	Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza azul) para un escalón del 10%, modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza amarilla) para un escalón del 50% en f^*	152

3.57	Cicuito equivalente del CEP-VSI en modo de operación Grid-supporting.	153
3.58	Diagrama del Modelo en Caja Negra reducido para pequeña señal del CEP-VSI en modo Grid-supporting.	156
3.59	Esquema del Modelo en Caja Negra no lineal, Politópico para en CEP-VSI Grid-Supporting.	157
3.60	Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza celeste) y con el modelo politópico (traza amarilla) para un escalón de gran señal en el parámetro v_{od}	158
3.61	Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza celeste) y con el modelo politópico (traza amarilla) para un escalón de gran señal en el parámetro v_{oq}	159
3.62	Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza celeste) y con el modelo politópico (traza amarilla) para un escalón de gran señal en el parámetro P	160
3.63	Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza celeste) y con el modelo politópico (traza amarilla) para un escalón de gran señal en el parámetro f	161
3.64	Esquema del Modelo en Caja Negra del CEP-VSI.	163
3.65	Circuito equivalente del CEP-VSI a ser modelizado en Caja Negra.	164
3.66	Elementos que conforman la microrred.	165
3.67	Esquema del controlador del CEP conectado a la microrred.	166
3.68	Diagrama del circuito para generar el escalón en el voltaje CC de entrada V_{in}	167
3.69	Diagrama del circuito para generar el escalón en la componente v_{od} del voltaje v_{abc} CA de la red.	168
3.70	Modelo en caja negra para pequeña señal del CEP.	170

3.71	Comparación entre (a) I_{in} , (b) I_{odq} y (c) i_{abc} del CEP y del modelo en pequeña señal MPS para el escalón en el V_{in} de 30 V.	172
3.72	Comparación entre (a) I_{in} , (b) I_{odq} y (c) i_{abc} del CEP y del modelo en pequeña señal MPS para el escalón en el V_{in} de 60 V.	173
3.73	Comparación entre (a) I_{in} , (b) I_{odq} y (c) i_{abc} del CEP, el modelo en pequeña señal MPS y el modelo politópico MP para el escalón en el V_{in} de 60 V.	175
3.74	Comparación entre (a) I_{in} , (b) I_{odq} y (c) i_{abc} del CEP, el modelo en pequeña señal MPS y el modelo politópico MP para el escalón en el i_{ds}^* de 9 A.	176
3.75	Comparación entre (a) I_{in} , (b) I_{odq} y (c) i_{abc} del CEP, el modelo en pequeña señal MPS y el modelo politópico MP para el escalón en el i_{ds}^* de 10 A.	177
4.1	Diagrama de flujo del proceso de modelizado en caja negra para pequeña señal o modelo lineal.	182
4.2	Concepto general de Punto de Operación.	183
4.3	Diagrama de flujo para el subproceso estimación del limite del comportamiento lineal.	184
4.4	Diagrama esquemático del modelo politópico.	187
4.5	Gráficas de validación de las FT para un punto de operación definido correspondiente al CEP-VSI en modo Grid-supporting	189
B.1	Simulación de la fuente de VCC de alimentación del CEP en modo Grid-feeding.	202
B.2	Elementos del CEP en modo Grid-feeding, Puente de IGBTs, Filtro LCL y etapa de Control del Inversor.	202
B.3	Filtro LCL y sensores de tensión y corriente de la microrred.	203
B.4	Elementos de la etapa de Control del CEP en modo Grid-feeding, bloque PLL, Regulador de corriente, Calculo de P y Q	203

B.5	Bloque PLL y bloques para transformar las señales trifásicas al marco síncrono $dq0$, Transformada de Park.	204
B.6	Diagrama de bloques para implementar el regulador de corriente para el CEP en modo Grid-feeding.	204

Lista de Tablas

2.1	Vectores SVV	60
2.2	Tipos de circuito de amortiguamiento del filtro LCL en referencia con la Fig.2.25.	69
2.3	Características de la red principal y variación de sus parámetros controlados por control de caída.	84
3.1	Detalle de los puntos de operación, del valor del escalón de prueba y del solapamiento.	130
3.2	Coordenadas de los puntos de operación y valores de su comportamiento durante la respuesta transitoria y su estado estable (Resp), además los límites de las funciones sigmoideas (F. Sig) de ponderación.	133
3.3	Cálculo del número de ft total para el modelo politópico y su relación con el costo computacional para su ejecución	145
3.4	Puntos de Operación para el Modelo en Caja Negra no lineal, Politópico del CEP-VSI en modo Grid-supporting.	154
3.5	Dispositivos, modelos y valores nominales de los elementos de la microrred a ser modelada.	166
3.6	Puntos de operación escogidos y amplitud de los escalones . .	174

Capítulo 1

Introducción

La cantidad de energía que consumen las sociedades es una buena medida de su desarrollo económico, tecnológico, industrial y en general, el reflejo del nivel de vida de un país o región. Actualmente es impensable desarrollar actividades productivas o simplemente cotidianas sin contar con el uso de la electricidad, la necesidad de contar sin interrupciones con este recurso es imprescindible, por lo que se ha convertido en un servicio básico y vital para mantener operativos todos los sistemas de las sociedades modernas, pero no sólo es necesario tener acceso a la energía eléctrica, sino que es imprescindible obtenerla con niveles de calidad adecuados a las necesidades de las cargas y que hoy se encuentran muy bien definidos mediante los correspondientes estándares.

La generación de energía eléctrica es, por lo tanto, una importante tarea para sustentar el desarrollo de las sociedades modernas, tradicionalmente se han concebido con grandes unidades de distribución, cuya localización se define por un conjunto de criterios, unidas a una red de interconexión en alta tensión, que asegura el transporte de la energía generada a grandes distancias con bajas pérdidas [1]. Esta distribución se complementa con la distribución en media y baja tensión próxima a los lugares donde se encuentran ubicadas las cargas. Esta arquitectura clásica se está modificando como consecuencia de la integración de las fuentes renovables, especialmente la eólica y solar fotovoltaica, que por su naturaleza son altamente cambiantes, pero también por la tendencia de introducir generación local renovable próxima a las cargas, estrategia que se conoce como generación distribuida GD, (Distributed Generators) GD, por sus siglas en inglés.

La nueva arquitectura de red es más exigente en términos de control y

estabilidad de red, y permite la aparición de arquitecturas jerárquicas que permiten la concepción de microrredes a las que nos hemos referido en varias ocasiones. Por otra parte es preciso reseñar que las fuentes renovables, particularmente las que proceden del aprovechamiento de la energía eólica y solar fotovoltaica, se conectan a la red de distribución mediante convertidores electrónicos de potencia, que en su condición de interfaces entre la fuente primaria y la red, condicionan fuertemente el comportamiento dinámico de la red y de su estabilidad [2], [3].

En la mayoría de las aplicaciones estos convertidores de potencia conectados a red son convertidores CC/CA, transformando la tensión continua que se obtiene de las fuentes renovables en tensión alterna trifásica, compatible con la red o microrred de distribución en corriente alterna.

1.1 Microrredes CA

Conceptualmente una microrred es un conjunto de generadores distribuidos GD interconectados y autosuficientes que entregan su energía eléctrica de forma controlada y coordinada a cargas locales de forma ininterrumpida y que puede o no operar conectada a una red de mayor potencia. En la Fig.1.1 en forma general, se describe la arquitectura tipo de una microrred donde se integran los GDs, las cargas, la unidad de almacenamiento mediante baterías que garantiza que el flujo de energía sea ininterrumpido, la etapa de control que administra, tanto la generación y distribución de la energía eléctrica. Finalmente, se representa la interconexión a una red de mayor potencia que interacciona con la microrred en el Punto de Conexión Común (PCC).

Los GD pueden estar basados en fuentes primarias renovables como por ejemplo los generadores eólicos o, en caso contrario, en fuentes primarias no renovables, como es el caso de los generadores diésel. Con carácter general cuando nos refiramos a generadores distribuidos en esta tesis consideraremos de forma prioritaria aquellos que proceden de fuentes renovables, que se conectan a la red de alterna mediante un convertidor electrónico de potencia CEP [4], [5].

Fig. 1.1: Concepto general de una microrred.

1.1.1 Microrredes inteligentes de energía eléctrica

La integración de tecnologías de generación de energía eléctrica, comunicaciones y de información permite mejorar continuamente la infraestructura de generación eléctrica y distribución de la energía a las cargas. Los nuevos sistemas permiten monitorear el sistema en su conjunto, tanto la generación como el transporte y la distribución, añadiendo flexibilidad y permitiendo la gestión inteligente de la demanda o la circulación de flujos bidireccionales de potencia. Estas nuevas redes más flexibles y con mayores capacidades de operación se conocen con el nombre genérico de redes inteligentes (Smart-Grids).

Este concepto describe una compleja estructura donde varios sistemas se integran con el fin principal de controlar o administrar la producción y el consumo, entregar información a los medios de administración, estadística y registro mediante un sistema de comunicaciones eficiente. La incorporación de estos nuevos elementos marcan la diferencia con las redes convencionales donde el nivel de control y comunicación entre sus elementos es muy inferior.

La arquitectura de microrred básica debe estar conformada por al menos un GD y una unidad de almacenamiento, frecuentemente con baterías, que permita mantener la alimentación de las cargas en caso de funcionamiento intermitente de la generación local y que puede o no estar conectada a la red convencional. La unión de varias microrredes exige la interoperatividad entre

Fig. 1.2: Esquema de interoperatividad a través de los sistemas de comunicación y control de la red inteligente (Smart-Grid).

ellas a través del uso de sistemas de información y comunicación eficiente, definiendo una red mayor inteligente, escalable y tecnológicamente flexible. Un buen ejemplo es el estándar IEEE Std 2030, que establece el Smart Grid Interoperability Reference Model (SGIRM). En la Fig.1.2 se muestra la interoperatividad de una red de generación eléctrica a través del sistema de comunicación y control [6].

1.1.2 Arquitectura de microrredes inteligentes

La arquitectura de un sistema describe su estructura organizacional, sus relaciones, los principios que las rigen y que definen su diseño y su evolución en el tiempo. En base al concepto mencionado y a lo explicado en las secciones anteriores la estructura organizacional de una microrred mínima se ha representado en la Fig.1.3. En el se incluye un generador basado en fuentes renovables Distributed Energy Resources (DER) o microfuentes, una unidad de almacenamiento con baterías, las cargas y la conexión a otra red de mayor

Fig. 1.3: Arquitectura de una microrred básica.

potencia en el punto de conexión (PCC). La arquitectura dispone de un conmutador que le permite trabajar conectada a la gran red o en modo isla. Para una arquitectura como la descrita se deben establecer las condiciones de operación que aseguren la alimentación a las cargas con los niveles de calidad de servicio requeridos, a la vez que se optimizan los recursos disponibles desde el punto de vista energético y económico, según la estructura de tarifas aplicable al caso. También debe determinarse las condiciones de operación en caso de fallo de la red principal, incorporando técnicas de gestión de la demanda, fijando, por ejemplo, prioridades diferentes para diferentes tipos de cargas.

Resulta evidente que a medida que aumenta la flexibilidad de la arquitectura de la microrred incorporando unidades de almacenamiento y permitiendo flujos de potencia bidireccionales en función de las condiciones de operación, la complejidad del sistema de control, las técnicas para asegurar la calidad del servicio y su estabilidad se hacen también más complejas.

Por otra parte, es necesario prever la escalabilidad de la arquitectura permitiendo la incorporación de los recursos de generación y almacenamiento necesarios en función de la evolución de la demanda. La mayor o menor facilidad de adaptar el diseño de la microrred a las necesidades de las cargas es una cuestión esencial a la hora de elegir la arquitectura. En esta línea, aunque luego lo veremos con mucho más detalle, los sistemas de control de-

scentralizado, que permiten garantizar la calidad del servicio sin necesidad de manejar información centralizada, son preferibles a los sistemas centralizados desde el punto de vista de la escalabilidad.

1.1.3 Sistemas de control de microrredes inteligentes

Considerando los elementos básicos de una microrred descritos en el apartado anterior y sus características operativas, los sistemas de control en microrredes responden a una estructura jerárquica que, generalmente se organiza en tres niveles: [7]

Control Primario Este control opera con las variables del sistema, tales como la tensión y frecuencia en diferentes puntos de la arquitectura de la microrred. No precisa de comunicaciones con otras unidades de la microrred porque opera con variables locales que pueden ser observadas localmente. Este sistema es responsable de la fiabilidad y estabilidad del sistema, así como del reparto de potencia entre generadores y unidades de almacenamiento.

Control Secundario Este control es responsable de la calidad del servicio y de la fiabilidad de operación de la microrred. Compensa, por ejemplo, las desviaciones de tensión y frecuencia debidas al control primario.

Control Terciario Es el control de más alto nivel. Es responsable de la coordinación del funcionamiento de varias microrredes, caso de que existan. También es responsable del intercambio de energía con la red de mayor potencia. En estas operaciones deben tenerse en consideración cuestiones de carácter técnico, pero también económico, como por ejemplo todo lo relativo al ámbito tarifario. Una estructura como la descrita se ha representado en la Fig.1.4, donde de forma esquemática se indican las tareas fundamentales de cada nivel de control. [8]

1.1.4 Modos de operación

Tal y como hemos indicado en la introducción en las microrredes de corriente alterna, la interfaz típica entre la fuente de energía renovable, las unidades de almacenamiento y la red es generalmente un convertidor continua-alterna (CC/CA). En tanto en cuanto actúan como unidades de interfaz son los responsables de mantener los flujos de potencia activa y reactiva asignados; así como contribuir a la regulación de la tensión y frecuencia de red. Sus diferentes modos de operación se encuentran muy bien estudiados y puede

Fig. 1.4: Esquema del control jerárquico de una microrred inteligente, control primario, secundario y terciario.

encontrarse con todo detalle en [9]. A continuación describiremos sus modos de operación más frecuentes en microrredes por ser relevantes para el trabajo desarrollado en esta tesis.

Grid-forming (Formador de red): Este modo de operación se configura cuando la microrred trabaja aislada de la red mayor, por lo tanto se encarga de generar el bus de alterna que define a la microrred, y en consecuencia, establecer y mantener los niveles de tensión V_L^* y frecuencia de red ω_L^* mediante control en lazo cerrado. La Fig.1.5 esquematiza un inversor en modo Grid-forming que se representa como una fuente de tensión ideal conectada a la microrred a través de una baja impedancia de salida en serie.

Grid-feeding (Alimentación de red): Este modo de operación no es capaz de operar en modo de conexión tipo isla, es decir que su correcto funcionamiento depende de la existencia de un bus de distribución en corriente alterna generado por otras unidades. Por tanto, su principal tarea es la de entregar potencia eléctrica activa y reactiva fijada por la estructura de control del convertidor. En la Fig.1.6, el esquema de un convertidor operando en modo Grid-feeding se representa por su equivalente Norton, como una fuente de corriente y una impedancia de valor elevado, ambas conectadas en paralelo al bus de distribución en alterna de la microrred. La potencia que el convertidor entrega a la microrred se establece mediante las referencias de potencia

Fig. 1.5: Convertidor de potencia CEP en modo de operación Grid-forming.

activa P_L^* y de potencia reactiva Q_L^* . Al conectar el convertidor en paralelo con el bus de alterna es necesario el uso de un sistema de sincronización muy preciso para garantizar que el sistema de control del convertidor sea capaz de inyectar la corriente necesaria para seguir las referencias de potencia activa y reactiva establecidas.

Grid-supporting (Apoyo a la red): Este modo de operación toma los dos anteriores y modifica sus parámetros de control en lazo cerrado, por lo que pueden operar tanto como una fuente de corriente o de tensión conectada al bus de alterna de la microrred. La función de estos convertidores en modo Grid-supporting es controlar los niveles de tensión y corriente de salida con el fin de apoyar y mantener los niveles de referencia de tensión V_L^* y frecuencia ω_L^* . La Fig.1.7 muestra un convertidor operando como fuente de corriente ideal, junto al bloque de control droop que modifica las referencias de potencia activa y reactiva para ayudar a mantener estables los valores de referencia de tensión y frecuencia del bus de alterna P^* , Q^* , V_L^* y ω_L^* . La conexión al bus es a través de una alta impedancia de salida en paralelo y, por lo tanto, exige buena sincronización.

También es posible la operación del convertidor de potencia en modo Grid-supporting como fuente de tensión. En este modo de operación se controla la

Fig. 1.6: Convertidor de potencia CEP en modo de operación Grid-feeding.

Fig. 1.7: Convertidor de potencia CEP en modo de operación Grid-supporting como fuente de corriente.

Fig. 1.8: Convertidor de potencia CEP en modo de operación Grid-supporting como fuente de voltaje.

tensión de salida del convertidor y se conecta al bus de alterna a través de una baja impedancia de salida en serie como muestra la Fig.1.8. Su objetivo de control es similar al Grid-supporting como fuente de corriente, En este caso se modifican los valores de referencia de la tensión y frecuencia de la tensión de salida del convertidor, en función de las diferencias entre la potencia activa y reactiva inyectada en el bus y sus valores de referencia

1.2 Modelos de CEP en microrredes inteligentes

Los modelos tienen como objetivo lograr reproducir o capturar con un buen grado de aproximación el comportamiento del sistema real. La diferencia entre los resultados obtenidos en el modelo y en el sistema real, da una idea del grado de comprensión que se tiene sobre este último. Por otra parte, resultan obvias las ventajas que supone disponer de buenos modelos en la medida que permiten realizar pruebas y ensayos en los modelos con los que podemos recrear el comportamiento real del sistema objeto de estudio.

Por otro lado dentro del contexto de las microrredes el desarrollar modelos de los convertidores permite, entre otras, cosas generar diseños que permitan realizar proyecciones de escalabilidad, extensión y flexibilidad de la mi-

corred. También permiten interactuar con las microrredes ya existentes con el fin de diagnosticar o prever su comportamiento frente a eventos deseados y no deseados, siendo estos últimos los más críticos de manejar y dignos de análisis. Como se ha descrito en los apartados anteriores, las microrredes son un sistema de sistemas, siendo a nuestro entender, los convertidores de potencia los dispositivos clave. Estos convertidores son los que permiten realizar la transformación de CC/CA, controlar los niveles de tensión y frecuencia, aislar galvánicamente las fuentes renovables de generación distribuida del bus de alterna, compartir la potencia que demandan las cargas en función de las características nominales de cada generador, así como conformar el bus de alterna el mismo que interactúa con la red mayor potencia a través del PCC.

Por lo tanto estos dispositivos se convierten en la piedra angular de este sistema de sistemas de generación y distribución de energía eléctrica. Con carácter general, un modelo debe representar el comportamiento del sistema real, capturando con gran precisión su dinámica y el estado del sistema en régimen permanente, definiendo claramente cuáles son las señales de entrada y salida y, todo ello, con la precisión necesaria y la mínima complejidad posible. En las páginas siguientes se describirán brevemente diferentes estrategias de modelizado, que sirvan de referencia, a modo de introducción de las técnicas de modelizado empleadas en este trabajo de tesis.

Modelos conmutados: Son modelos implementados utilizando las ecuaciones dadas por los fenómenos físicos de los circuitos que componen el convertidor, son los modelos empleados en la mayoría de los simuladores eléctricos tipo Spice en la medida que se incluyan modelos precisos de los componentes electrónicos de potencia y permitan definir con precisión la estructura de control, son modelos muy precisos que permiten predecir el comportamiento de los convertidores electrónicos de potencia. Por contra, en la medida que la complejidad del circuito a modelar aumenta, son muy intensivos computacionalmente, existiendo dificultades para simular una microrred en su conjunto de mediana complejidad [10]. Un ejemplo claro de lo mencionado se muestra utilizando un convertidor CC/CC tipo buck. En la Fig.1.9 se muestra en detalle el circuito del convertidor que queremos modelar, siendo necesario obtener las ecuaciones del circuito que nos permitan representar su comportamiento. Las siguientes ecuaciones representan el comportamiento del convertidor en función del estado del interruptor (SW). Si el interruptor SW está cerrado, entonces, la ecuación (1.1) es la que representa el comportamiento del circuito y si el interruptor SW está abierto, la ecuación (1.2) es la que representa el comportamiento del circuito por lo tanto podemos esquematizar el modelo completo utilizando símbolos básicos,

Fig. 1.9: Señal de control y circuito eléctrico de un convertidor CC/CC tipo buck.

tal como se describe en la Fig.1.10

$$V_{in}|_{sw=on} = L \frac{di(t)}{dt} + i(t)R \quad (1.1)$$

$$0|_{sw=off} = L \frac{di(t)}{dt} + i(t)R \quad (1.2)$$

Modelo promediado: Este modelo permite obtener el valor promedio de las variables del circuito en un ciclo de conmutación. La Fig.1.11 muestra el comportamiento promedio de la corriente en la bobina, i_L , matemáticamente expresado mediante la ecuación (1.3) [11]

$$\bar{i}_L(t) = \frac{1}{T} \int_{x=t-T}^{x=t} i_L \cdot d\tau \quad (1.3)$$

1.2.1 Modelos lineales y no lineales

Los modelos establecen las relaciones entre las variables de entrada y salida de un sistema. Estas relaciones se estructuran a través de ecuaciones

Fig. 1.10: Modelo conmutado o circuito equivalente exacto del convertidor buck.

Fig. 1.11: Comportamiento del modelo promediado de un convertidor tipo buck.

matemáticas que por su naturaleza se pueden clasificar en modelos en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia, de tipo continuo o discreto, determinísticos o estocásticos, lineales o no lineales.

Los mecanismos por el que se obtienen las relaciones entre las variables del sistema son muy variados, frecuentemente se basan en el análisis del comportamiento físico del sistema objeto de estudio, pero en otros, las ecuaciones que definen los modelos se obtienen de la observación de las variables de entrada y salida del sistema en ciertas condiciones. Los modelos que utilizan únicamente la observación del comportamiento de sus variables con el fin de obtener las ecuaciones que relacionan las variables de entrada y salida, las cuáles son registradas, procesadas y analizadas con el fin de inferir un modelo, se conocen como modelos por identificación de sistemas [12]. Los detalles sobre este proceso de modelizado serán descritos y analizados con más detenimiento en el capítulo 4.

Un punto fundamental en este proceso es la naturaleza no lineal que presentan los convertidores electrónicos de potencia en su comportamiento cuando operan en microrredes, dada la gran variedad de puntos de operación, su naturaleza, frecuentemente bidireccional, la saturación de algunas variables de control, etc. Sin embargo, como es bien sabido, cuando las condiciones de funcionamiento lo permiten, se realizan la aproximación de pequeña señal, que permite representar el comportamiento del sistema mediante modelos lineales en sistemas que intrínsecamente no lo son.

1.2.2 Modelos en caja blanca, en caja gris y en caja negra

Los modelos que buscan representar el comportamiento de un sistema son muy dependientes del grado de conocimiento del mismo. Dependiendo del nivel de información disponible, estos modelos se clasifican en: modelos en caja blanca, modelos en caja negra y modelos en caja gris. Los modelos en caja blanca son los que se obtienen con control. Por contra, en los modelos en caja negra solo se dispone de la información que aportan las variables de entrada y salida, lo que añade un grado de dificultad en la obtención de un modelo de cualquier tipo de sistema y en particular, en el caso que nos ocupa de los convertidores de potencia.

Un elemento más que condiciona la obtención de modelos en caja negra de convertidores electrónicos de potencia es la disponibilidad de realizar ensayos

en plataforma de los mismos, de manera, que permitan aplicar los estímulos adecuados de las variables de entrada y el registro de las variables de salida, para obtener así las funciones del modelo mediante los algoritmos de identificación correspondientes. Finalmente indicar que los modelos en caja gris se refieren a aquellos en los que se dispone de información parcial del sistema y deben combinarse las técnicas aplicables a la obtención de modelos en caja blanca y negra descritos anteriormente [13], [14].

1.3 Los modelos en caja negra. Sistemas de identificación

Por tanto, el termino caja negra resume la cantidad de información de que se dispone sobre el sistema que vamos a modelar, que en el caso particular de los modelos en caja negra, esta información está limitada a la evolución de las variables de entrada y salida accesible. El presente estudio se enfoca sobre los convertidores electrónicos de potencia, y de forma más específica, en los convertidores CC/CA, sin embargo, es necesario resaltar que el método propuesto puede ser aplicado a cualquier tipo de convertidor en cualquier tipo de aplicación. Es lógico además pensar, que sin importar la complejidad que tenga el sistema objeto de estudio, se dispone siempre de alguna información sobre su comportamiento. Por ejemplo, los convertidores CC/CA empleados en microrredes tendrán un comportamiento no lineal por la saturación de los ciclos de trabajo de los interruptores o la entrada de alguna de las protecciones que habitualmente incorporar estos convertidores.

Estas y otras informaciones, en ocasiones un tanto generales e imprecisas, sirven de orientación en las primeras etapas de modelizado. En todo caso, las técnicas de modelizado en caja negra se convierten en un problema típico de identificación de sistemas y, en consecuencia, las técnicas de identificación que propone la teoría de sistemas resultan de gran ayuda en la construcción de modelos en caja negra de convertidores electrónicos de potencia de aplicación en microrredes de corriente alterna.

1.3.1 Sistemas Lineales Invariantes en el Tiempo LTI.

En sistemas con una única entrada $u(t)$ y una única salida $y(t)$, conocidos como (Single Input Single Output, SISO), se dice que el sistema será invariante en el tiempo si la señal de salida en un instante depende únicamente

de la señal de entrada en esos instantes. Se dice que el sistema es lineal si cumple con el principio de superposición. Un sistema que cumpla estas características puede ser descrito por su respuesta impulsional. Esta respuesta está expresada de forma continua en la ecuación (1.4), donde $g(\tau)$ representa la función impulso.

$$y(t) = \int_{\tau=0}^{\infty} g(\tau) \cdot u(t - \tau) d\tau \quad (1.4)$$

Esta ecuación puede expresarse de forma discreta tal como se indica en 1.8, siendo $t_k = kT$, con $k = 1, 2, 3, 4, \dots$, y T el período de muestreo, asumiendo que (1.5)

$$y(kT) = \int_{\tau=0}^{\infty} g(\tau) \cdot u(kT - \tau) d\tau \quad (1.5)$$

asumiendo que $u(t) = u_k$ es constante durante un intervalo de muestreo $kT \leq t \leq (k+1)T$. En estas condiciones, representando mediante la ecuación de la función impulso en forma discreta (1.6), la ecuación que determina la variable de salida del sistema se representa en la ecuación (1.7)

$$g_T(n) = \int_{\tau=(n-1)T}^{nT} g(\tau) \cdot d\tau \quad (1.6)$$

$$y(t) = \sum_{k=1}^{\infty} g_{T=1}(k) \cdot u(t - k) = \sum_{k=1}^{\infty} gk \cdot u(t - k) \quad (1.7)$$

Por tanto, en este tipo de sistemas es posible determinar su salida en un instante, siempre que se conozca la entrada en ese instante, aunque con carácter general las perturbaciones o el ruido formaran aparte de la señal de entrada al sistema, dificultando el conocimiento exacto de la señal de salida. Estas condiciones pueden representarse, tal y como se ha indicado en la Fig.1.12 donde a la salida del sistema $y(t)$ se adiciona una perturbación $v(t)$, teniendo al final la señal de salida $y_{sal}(t)$, descrita por la ecuación (1.8)

$$y_{sal}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} g(\tau) \cdot u(t - k) + v(t) \quad (1.8)$$

Las perturbaciones $v(t)$ en general pueden ser de cualquier índole, en nuestro caso la mayoría serán señales eléctricas no deseadas inmersas dentro de las señales deseadas, también eventos no controlados y aleatorios de la red especialmente sobrevoltajes, cortes de conexión y el comportamiento aleatorio de las cargas, etc. En estas condiciones la función de perturbación puede ser descrita por la ecuación (1.9) siendo $e(t)$ una función de densidad normal y

Fig. 1.12: Sistema con perturbación a la salida.

$h(k)$ la respuesta impulsiva de la función de ruido.

$$v(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) \cdot e(t - k) \quad (1.9)$$

1.3.2 Métodos de Identificación

Los métodos de identificación que se aplican típicamente a los sistemas lineales invariantes en el tiempo se clasifican en métodos paramétricos y no paramétricos, son los que utilizan o no los parámetros de las variables involucradas en el proceso de identificación, dependiendo de ello se puede clasificar en métodos de identificación paramétrica o no paramétrica.

Los no paramétricos son los que usan métodos más directos para hallar sus funciones de transferencia, este método no emplea el o los conjuntos de valores finitos que toman las variables y que permiten obtener los modelos más adecuados que reproduzcan el comportamiento del sistema lti bajo estudio, como ejemplo de métodos no paramétricos podría mencionarse el análisis espectral realizado en el dominio de la frecuencia y el análisis por correlación, en este trabajo no toparemos más este tema.

Los métodos de identificación paramétricos por otro lado utilizan como elemento primordial los conjuntos de valores que toman las variables involucradas o vectores finitos con los cuales se obtienen las funciones de transferencia más adecuadas para lograr un modelo exitoso. Un modelo exitoso es una descripción muy certera y conveniente de las propiedades del sistema a ser reproducidas, cabe también mencionar que el modelo puede ser parcial es decir que puede únicamente capturar la dinámica de una parte de todo el sistema, es decir se puede obtener varios submodelos que pueden ser integrados

o conectados en serie o paralelo con el fin de lograr el modelo exitoso de todo el sistema. Como veremos más adelante es necesario tomar conocimiento de métodos paramétricos como la estimación y la predicción, en nuestro caso con el fin de escoger cual estructura de identificación de sistemas es la más adecuada describiremos el método de predicción ya que son herramientas muy útiles para desarrollar los métodos paramétricos.

1.3.2.1 Predicción

El poder predecir los eventos que puedan suceder en un futuro próximo suena a ficción en la vida real, sin embargo en el contexto de modelizado es necesario poder obtener los datos más probables de una variable que puedan suceder en instantes futuros, la idea de predecir valores futuros a la salida es en esencia lo que va a lograrse con el modelizado de cualquier sistema basado en la teoría de Identificación de Sistemas.

La siguiente ecuación (1.10) nos permitirá lograr predecir valores futuros de $v(t)$, si este cumple los requisitos antes mencionados, es decir debe ser un proceso estocástico, con variables aleatorias independientes de media cero y varianza σ^2 , adicional $H(q)$ se supone estable

$$v(t) = H(q) \cdot e(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) \cdot e(t-k) \quad (1.10)$$

entonces se cumple que 1.11.

$$\sum_{k=0}^{\infty} |h(k)| < \infty \quad (1.11)$$

Con las definiciones dadas se deben verificar las siguientes propiedades:

La invertibilidad del modelo del ruido, la cual manifiesta que si conocemos $v(t_i)$ para todo $t_i \leq t$, entonces es posible encontrar $e(t)$ dado por la ecuación (1.12) y

$$e(t) = H^{-1}(q) \cdot v(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \tilde{h}(k) \cdot v(t-k) \quad (1.12)$$

con 1.13, se define entonces el filtro H^{-1} 1.14, el cual cabe mencionar que debe ser de fase mínima, lo que implica que tanto polos y ceros de la función de transferencia deben estar contenidos dentro del círculo unitario.

$$\sum_{k=0}^{\infty} |\tilde{h}(k)| < \infty \quad (1.13)$$

$$H^{-1}(q) = \frac{1}{H(q)} = \sum_{k=0}^{\infty} \tilde{h}(k) \cdot q^k \quad (1.14)$$

Con estas anotaciones podemos entonces predecir los valores de $v(t)$ y también de $y_{sal}(t)$ del proceso a ser modelizado, quedando entonces la ecuación (1.15), la que nos permite dentro de un marco de probabilidades y con conocimiento

$$v(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) \cdot e(t-k) = e(t) + \sum_{k=1}^{\infty} h(k) \cdot e(t-k) \quad (1.15)$$

de los valores $v(t_i)$ observados dentro del intervalo $t_i \leq t-1$, cabe introducir el concepto de esperanza E , el mismo que define el valor medio esperado de una variable, en nuestro caso utilizaremos el concepto de esperanza condicional de $v(t)$, se la expresa como $\hat{v}(t|t-1)$ como es lógico deducir es el valor esperado condicionado en el intervalo propuesto de los valores de $v(t_i)$ observados, sin embargo en nuestro caso el valor esperado de perturbación es cero por lo que se deriva la ecuación de la esperanza condicional de $v(t)$ (1.16), y por lo tanto

$$\hat{v}(t|t-1) = \sum_{k=1}^{\infty} h(k) \cdot e(t-k) \quad (1.16)$$

finalmente la ecuación resultante es (1.17):

$$\begin{aligned} \hat{v}(t|t-1) &= \left[\sum_{k=1}^{\infty} h(k) \cdot q^{-k} \right] \cdot e(t) = [H(q) - 1] \cdot e(t) = \\ &= \frac{H(q) - 1}{H(q)} \cdot v(t) = [1 - H^{-1}(q)] \cdot v(t) \end{aligned} \quad (1.17)$$

Con igual filosofía obtenemos la predicción de $y_{sal}(t)$, conocidos los parámetros de $y(t_i)$ y $u(t_i)$ podemos plantear que la ecuación (1.18) que relaciona

$$v(t_i) = y(t_i) - G(q) \cdot u(t_i) \quad (1.18)$$

todos los parámetros conocidos y la función de transferencia del sistema LTI y por lo tanto permite obtener la ecuación de esperanza condicional buscada (1.19), finalmente

$$\begin{aligned} \hat{y}(t|t-1) &= G(q) \cdot u(t) + \hat{v}(t|t-1) = \\ &= G(q) \cdot u(t) + [1 - H^{-1}(q)] \cdot [y(t) - G(q) \cdot u(t)] \end{aligned} \quad (1.19)$$

obtenemos (1.20)

$$\hat{y}(t|t-1) = H^{-1} \cdot G(q) \cdot u(t) + [1 - H^{-1}(q)] \cdot y(t) \quad (1.20)$$

1.3.2.2 Modelos Paramétricos

Los modelos paramétricos de sistemas LTI son ecuaciones matemáticas que reproducen con un alto grado de exactitud el comportamiento del sistema bajo análisis, esto plantea ciertas ventajas como el hecho de que se puede modelar partes o elementos que constituyen el total del sistema al capturar las propiedades deseadas con el fin de lograr el objetivo planteado.

Para lograr mejores resultados es recomendable seguir un conjunto de pasos con el fin de obtener un modelo adecuado del sistema [12], el primer paso es determinar que clase de modelo debemos utilizar, en nuestro caso al estar inmersos en el análisis de modelo LTI tenemos varias alternativas o familias de modelos.

La ecuación (1.21) cuyos elementos ya descritos y la densidad de probabilidad de la perturbación $e(t)$, permite expresar matemáticamente el modelo en su totalidad, donde $G(q)$ y $H(q)$ corresponden a las ecuaciones (1.22) y (1.23).

$$y_{sat}(t) = G(q) \cdot u(t) + H(q) \cdot e(t) \quad (1.21)$$

$$G(q) = \sum_{k=1}^{\infty} g(k) \cdot q^{-k} \quad (1.22)$$

$$H(q) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) \cdot q^{-k} \quad (1.23)$$

Un conjunto de datos correspondientes a las variables involucradas en el modelizado deben ser limitadas con el fin de obtener funciones de transferencia adecuadas, es decir que tengan ordenes bajos principalmente lo que implica también que no sea excesivamente compleja, adicional a ello el uso de secuencias infinitas no son adecuadas para el modelizado, por lo que se debe seleccionar los datos con los cuales el modelo sea más exitoso.

El objetivo entonces es lograr obtener las funciones de transferencia que mejor capturen el comportamiento del sistema, en nuestro caso las $G(q)$, $H(q)$ más la función densidad de probabilidad dadas por los momentos de primer 1.24 y 1.25, lo que

$$E \{e(t)\} = \int x \cdot f_e(x) \cdot dx = 0 \quad (1.24)$$

$$E \{e^2(t)\} = \int x^2 \cdot f_e(x) \cdot dx = \sigma^2 \quad (1.25)$$

permite suponer que $e(t)$ tiene distribución gaussiana, es decir media cero y varianza uno, quedando enteramente especificada por los momentos definidos.

Toda esta matemática apunta entonces a encontrar los coeficientes de las funciones de transferencia que mejor ajusten el comportamiento del modelo con el del sistema real, un motivo más que refuerza el concepto de métodos paramétricos del modelizado. Típicamente el vector de parámetros a ser estimada esta simbolizado por θ , por lo que la ecuación será (1.26):

$$y(t, \theta) = G(q, \theta) \cdot u(t) + H(q, \theta) \cdot e(t) \quad (1.26)$$

además es necesario tomar en cuenta la función de densidad de probabilidad de $e(t)$ y $\{e(t)\}$ ruido blanco, cabe mencionar que esta ecuación se refiere a un conjunto de modelos definidos por los parámetros a ser encontrados. Finalmente la ecuación (1.27) del predictor del conjunto de modelos queda definida:

$$\hat{y}(t, \theta) = H^{-1}(q, \theta) \cdot G(q, \theta) \cdot u(t) + [1 - H^{-1}(q, \theta)] \cdot y(t) \quad (1.27)$$

una ventaja de este predictor es que no depende de la función de densidad de probabilidad $f_e(x, \theta)$.

1.3.2.3 Familias de Modelos de Funciones de Transferencia

Al no tener la certeza del funcionamiento y por lo tanto del comportamiento de algún sistema, es necesario lograr un modelo matemático que capture el comportamiento del sistema correctamente, para ello utilizamos la teoría arriba descrita, estas estructuras del modelo son por lo tanto modelos en caja negra.

Estructura ARX

Llamado así por Auto Regresión con entrada extra, la cual se refiere a la perturbación. Esta estructura es la representación de la relación entrada - salida de un sistema de la forma más sencilla como una ecuación lineal a diferencias (1.28), el termino ruido blanco $e(t)$ entra como un error directo en la

$$\begin{aligned} y(t) + a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) + \cdots + a_{n_a} y(t-n_a) = \\ b_1 u(t-1) + b_2 u(t-2) + \cdots + b_{n_b} u(t-n_b) + e(t) \end{aligned} \quad (1.28)$$

ecuación, el vector θ será: (1.29)

$$\theta = [a_1, a_2, \cdots a_{n_a} b_1, b_2, \cdots b_{n_b}]^T \quad (1.29)$$

Fig. 1.13: Estructura Auto Regresiva con entrada eXtra ARX.

Definiendo los polinomios $A(q)$ (1.30) y $B(q)$ (1.31) tenemos:

$$A(q) = 1 + a_1 \cdot q^{-1} + a_2 \cdot q^{-2} + \cdots + a_{n_a} \cdot q^{-n_a} \quad (1.30)$$

$$B(q) = b_1 \cdot q^{-1} + b_2 \cdot q^{-2} + \cdots + b_{n_b} \cdot q^{-n_b} \quad (1.31)$$

Luego las funciones de transferencia buscadas (1.32) y (1.33) son:

$$G(q, \theta) = \frac{B(q)}{A(q)} \quad (1.32)$$

$$H(q, \theta) = \frac{1}{A(q)} \quad (1.33)$$

la Fig.1.13 representa de forma gráfica el modelo ARX. Al ser esta estructura la más sencilla de un sistema que relaciona la entrada - salida puede ser de mucha utilidad sin embargo cabe notar que el ruido blanco se adiciona a la salida luego de ser afectado por el denominador del sistema dinámico, eso no empata con un sistema físico real ya que el ruido debe afectar a todo el sistema, por otro lado esta el predictor de la estructura que define una regresión lineal lo que es una ventaja importante.

El predictor esta expresado según la ecuación (1.34) la cual puede ser hallada sin problemas con la ecuación (1.27), es decir que

$$\hat{y}(t, \theta) = B(q, \theta) \cdot u(t) + [1 - A(q, \theta)] \cdot y(t) \quad (1.34)$$

es posible obviar el marco probabilístico que rodea este proceso si $e(t)$ es considerado despreciable como se lo hace teóricamente considerando que la

esperanza $E\{e(t)\}$ de un proceso con características del ruido blanco es nulo. Por lo tanto podemos introducir el vector de datos conocidos (1.35) cuyo producto con el vector de parámetros θ es el predictor como se muestra en la ecuación (1.36), esto se conoce en estadística como regresión lineal siendo el vector de regresión $\phi(t)$.

$$\phi(t) = [-y(t-1) - y(t-2) \cdots - y(t-n_a) - u(t-1) - u(t-2) \cdots - u(t-n_b)]^T \quad (1.35)$$

$$\hat{y}(t, \theta) = \theta^T \phi(t) = \phi^T(t) \theta \quad (1.36)$$

El calculo del vector de parámetros *theta* es entonces más sencillo mediante el uso del criterio de mínimos cuadrados o de otra norma similar, lo que permite ir acercando el comportamiento del modelo con el del sistema real modificando el vector *theta* hasta alcanzar una pequeña diferencia entre esos dos comportamientos, es decir calcula la $\epsilon(t, \theta)$ (1.37) para minimizar la función $V_N(\theta, Z^N)$ (1.38)

$$\epsilon(t, \theta) = y(t) - \hat{y}(t) = y(t) - \phi^T(t) \theta = \phi^T(t) \theta \quad (1.37)$$

$$V_N(\theta, Z^N) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \frac{1}{2} [y(t) - \phi^T(t) \cdot \theta]^2 \quad (1.38)$$

Estructura Auto Regresiva con Promedio Móvil y Entrada Extra.

ARX es mejorada mediante esta estructura ARMAX ya que incrementa la descripción del ruido o perturbación, esto se consigue agregando un termino conocido como Promedio Móvil del ruido blanco. Gráficamente esta estructura esta descrita en la Fig.1.14 que como se observa muestra el nuevo termino $C(q)$ (1.39).

$$C(q) = 1 + c_1 \cdot q^{-1} + c_2 \cdot q^{-2} + \cdots + c_{n_c} \cdot q^{-n_c} \quad (1.39)$$

La ecuación de esta estructura (1.40) es:

$$\begin{aligned} y(t) + a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) + \cdots + a_{n_a} y(t-n_a) = \\ b_1 u(t-1) + b_2 u(t-2) + \cdots + b_{n_b} u(t-n_b) + \\ e(t) + c_1 e(t-1) + c_2 e(t-2) + \cdots + c_{n_c} e(t-n_c) \end{aligned} \quad (1.40)$$

Quedando la estructura del modelo 1.41

$$A(q) \cdot y(t) = B(q) \cdot u(t) + C(q) \cdot e(t) \quad (1.41)$$

Fig. 1.14: Estructura Auto Regresiva con Promedio Móvil y entrada eXtra ARMAX.

Siendo entonces $G(q, \theta)$ 1.42 y $H(q, \theta)$ 1.43.

$$G(q, \theta) = \frac{B(q)}{A(q)} \quad (1.42)$$

$$H(q, \theta) = \frac{C(q)}{A(q)} \quad (1.43)$$

y el vector de parámetros θ será 1.44:

$$\theta = [a_1, a_2, \dots, a_{n_a} \ b_1, b_2, \dots, b_{n_b} \ c_1, c_2, \dots, c_{n_c}]^T \quad (1.44)$$

el producto entre $C(q) \cdot e(t)$ es el promedio móvil de esta estructura.

Estructura Error de Salida.

Esta es otra estructura planteada desde el punto de vista que el polinomio $A(q)$ no es parte de la misma pero es reemplazada por otro polinomio $F(q)$ (1.45) que permite realizar la parametrización de forma más apegada al proceso real, entonces la relación entrada - salida $w(t)$ (1.46) al igual que en las anteriores estructuras es

$$F(q) = 1 + f_1 \cdot q^{-1} + f_2 \cdot q^{-2} + \dots + f_{n_f} \cdot q^{-n_f} \quad (1.45)$$

$$w(t) + f_1 w(t-1) + f_2 w(t-2) + \dots + f_{n_f} w(t-n_f) = b_1 u(t-1) + b_2 u(t-2) + \dots + b_{n_b} u(t-n_b) \quad (1.46)$$

Fig. 1.15: Estructura de Error de Salida OE.

quedando la salida de la estructura como (1.47)

$$y(t) = w(t) + e(t) \quad (1.47)$$

representada como una ecuación en diferencias lineal y pretende comportarse como ruido blanco, quedando entonces la ecuación de la estructura como sigue (1.48):

$$y(t) = \frac{B(q)}{F(q)} \cdot u(t) + e(t) \quad (1.48)$$

La Fig.1.15 muestra la estructura descrita. En conclusión existen estas y otras estructuras que nos permiten realizar el proceso de parametrización con el fin de hallar un modelo que sea optimizable, es decir que mediante un proceso de comparación o validación que se explicara más adelante, garantice que los resultados del modelo sean muy cercanos a los resultados del sistema real. Adicional es pertinente mostrar una familia general de estructuras, la misma que matemáticamente será expresada como (1.49)

$$A(q) \cdot y(t) = \frac{B(q)}{F(q)} \cdot u(t) + \frac{C(q)}{D(q)} \cdot e(t) \quad (1.49)$$

Teniendo en cuenta esa generalidad, el predictor sería (1.50):

$$\hat{y}(t, \theta) = \frac{D(q) \cdot B(q)}{C(q) \cdot F(q)} \cdot u(t) + \left[1 - \frac{D(q) \cdot A(q)}{C(q)}\right] \cdot y(t) \quad (1.50)$$

Para finalizar es importante anotar que al ser estos procesos complejos desde el punto de vista de proceso matemático, es recomendable utilizar software de apoyo con el fin de lograr minimizar el riesgo de cometimiento de errores y rapidez en la obtención de los modelos, por lo tanto, en este trabajo se utiliza MATLAB/SIMULINK con el fin de realizar todos los procesos necesarios para obtener los modelos.

Adicional a lo dicho, como se menciona el proceso de modelizado debe seguir una secuencia de pasos, hasta aquí hemos descrito en buena manera el primer paso del proceso que es la determinación de la clase de modelo, quedando por describir los dos restantes pasos que son: la selección de la estructura y validación del modelo a su debido tiempo, además es también importante notar que siempre será necesario realizar la adecuación de la señal, especialmente etapas de filtrado con el fin de obtener modelos adecuados.

Capítulo 2

Microrredes de corriente alterna CA

Alrededor del mundo, el consumo de energía eléctrica para la mayoría de actividades productivas, comerciales, educativas, militares, lúdicas, etc., obligan a que el suministro eléctrico sea adecuado, es decir, que cumpla estrictamente con los estándares de calidad exigidos por la norma nacional o internacional adoptada. Esto se traduce en que los niveles de voltaje y frecuencia fijados se mantengan estables y que tanto la potencia activa como la reactiva necesarias para cubrir las necesidades de los consumidores sean igualmente respetadas. Tradicionalmente, estas variables han sido administradas por las empresas generadoras y distribuidoras de energía eléctrica.

A medida que aumenta el volumen de generación y distribución, también se incrementan las probabilidades de que se produzcan fallos en estas actividades. Esto, a su vez, incrementa el esfuerzo en la tarea de administración, repercutiendo en mayores costes de producción y, por lo tanto, encareciendo la energía entregada al usuario final. Este incremento de la probabilidad de fallos perjudica la calidad de la energía eléctrica y disminuye la confianza del usuario.

A finales del siglo pasado, la tendencia hacia descentralizar la generación y entregar al consumidor energía eléctrica más fiable hacía pensar en formas más eficientes de autogeneración de energía eléctrica. Una de las opciones consiste en la utilización de cualquier recurso o energía primaria, principalmente renovables, con el fin de consumirla de forma adecuada, es decir, administrarla con la finalidad de cubrir los posibles eventos no deseados que generalmente sufre la red principal, como son interrupciones producto de

apagones o caídas de voltaje, daños en las líneas de transmisión y el implícito problema de las pérdidas de transmisión al llevar la energía producida hasta el consumidor final.

Este enfoque supone el suministro de energía eléctrica de forma ininterrumpida, asegurando el correcto funcionamiento de su maquinaria tanto doméstica como industrial, centrales de datos, sistemas de salud tanto los críticos como los habituales, sistemas de defensa y seguridad y, en general, todos los sistemas necesarios para que una comunidad desarrolle sus actividades diarias sin contratiempos ni tiempos muertos. Sin embargo el concepto de generación descentralizada implica que estas pequeñas redes actúen principalmente de forma aislada y, por lo tanto, alimenten un conjunto de cargas de limitado consumo de potencia, pero que cubran requerimientos de seguridad, confianza, sin interrupciones y con alta capacidad de resiliencia. Entonces, la idea de generar pequeñas redes eléctricas que generen y distribuyan localmente su producto y que mediante una etapa de administración optimicen la producción, distribución y consumo de la energía eléctrica se robustece e inicia su desarrollo tanto teórico como en lo relativo a las aplicaciones prácticas.

Al ser una tendencia de generación y distribución relativamente nueva, el concepto mayormente aceptado de este pequeño sistema energético o mejor conocido como microrred de AC, se refiere al aprovechamiento de varias técnicas de generación de energía primaria, cercanas a las instalaciones donde será consumida. Dicha energía es transformada a energía eléctrica en ac y distribuida a los usuarios utilizando un protocolo que define la prioridad de producción y distribución balanceada de cargas a ser alimentadas, quedando el concepto como "un conjunto de cargas interconectadas, alimentadas mediante recursos energéticos distribuidos con capacidades eléctricas limitadas y claramente definidas que actúan como una sola entidad controlable vista desde la red principal, la cual puede trabajar conectada o desconectada de la misma" [15].

La literatura considerada, coincide en mayor o menor medida en esta definición [16], [17], [18], por lo que es necesario discutir o describir todas sus partes para comprender mejor su arquitectura, la cual ya fue introducida en el capítulo 1, con una microrred básica o elemental, al igual que su estructura y funcionamiento. La Fig.2 esquematiza las partes constitutivas de una microrred. Iniciaremos su análisis desde el punto de vista de la red principal, la misma que ve a cada GD como una fuente controlada, lo que es una ventaja porque además de ser controlable su comportamiento puede ser compatible con los parámetros de la red principal.

Fig. 2.1: Arquitectura de una microrred CA.

Otra relación importante de la microrred con la red principal es la ventaja que tienen de poder actuar de manera independiente, es decir, la microrred, a través del punto de conexión común PCC, se conecta o desconecta de la red principal cuando ésta sufre algún inconveniente funcional y no cumple con los niveles de calidad adecuados conforme a la norma exigida en cada región o país. Esto permite que la microrred actúe al margen de la red principal, manteniendo y optimizando sus características y ventajas propias, haciendo que la microrred sea más eficiente en la generación y distribución de energía. Cabe destacar que no hablamos de transporte, ya que, al estar los recursos energéticos distribuidos o microfuentes cercanos al usuario, la infraestructura de transporte de energía se minimiza o, en muchos casos, se elimina.

El PCC no consiste únicamente en un conmutador automático, donde se cambia el estado de la microrred de conectado a desconectado, es algo más complejo, ya que, incorpora otros recursos tales como relés de protección, instrumentos de medida y medios de comunicación. Todos estos dispositivos electrónicos están incluidos o son parte de un protocolo que permite administrarlos mediante valores de referencia con el fin de controlar la actuación del conmutador, es decir, definir los niveles de tolerancia, umbrales y tolerancia a fallos, en los cuales éste actuará para conectarse o desconectarse de la red principal. Es importante recalcar que la filosofía de la microrred consiste en permanecer funcionando aislada de la red principal y conectarse únicamente cuando sea necesario. Como es lógico pensar, estos datos deberán ser adquiridos por sensores, transmitidos, registrados, monitorizados y procesados a través de un sistema informático propio del PCC [17]

En el Control y Comunicación de la Microrred CCMR, es donde se fijan y controlan los niveles de referencia de voltaje, frecuencia y potencia activa y reactiva que debe mantener e inyectar al bus de AC, cada uno de los GD. El control jerárquico descrito en el capítulo 1 y del cual mostramos el primero y segundo nivel de control en la Fig. 20, sus acciones de control se inician y terminan en el CCMR, el cual establece los valores de referencia de voltaje y frecuencia que debe tener la microrred, los comunica a través de cada dispositivo de control y comunicación del generador distribuido y termina en el proceso inverso, es decir, lee los datos de cada GD y los envía al CCMR para su monitorización y corrección, en caso de que fuera necesario.

Asimismo, se observa en la Fig.2 que el canal de comunicaciones es de doble vía, permitiendo realizar la transmisión de los datos desde cada GD y desde cada carga o Controlador Local (CL). Este canal de comunicaciones puede utilizarse con el fin de controlar cada uno de los GD en sus parámetros de producción de energía e inyección de potencia a la red principal a través del

bus AC [13]. De esta forma, cada microrred tiene unos requerimientos particulares dependiendo de qué tipo de GD incorpora y cuál es la carga a la que debe suministrar energía eléctrica, por lo que también debe realizar un balance de sus capacidades con el fin de maximizar su rendimiento tanto técnico como económico. Para ello, debe entregar los datos pertinentes a la red principal con el fin de que ésta pueda relacionarse con la microrred y viceversa. Esa información permite tomar la decisión de conexión o desconexión cuando sea necesario. Los datos que la microrred pondrá a disposición del control de la red principal pueden ser su nivel nominal de voltaje y frecuencia. Con ello, la red principal entiende que es una carga con capacidad de autocontrol, es decir, que conoce las capacidades nominales de la microrred cuando actúa en modo isla de forma que permita un cambio de estado de conectado a modo isla, así como también una reconexión segura mediante una eficiente sincronización con la red principal.

Por otro lado, el control de las microrredes se puede clasificar en dos grandes grupos: controles centralizados y controles descentralizados. El control centralizado se realiza mediante el uso de un rápido y eficiente medio de comunicación, el cual permite gestionar los datos obtenidos por los sistemas de medida de cada controlador y realiza las correcciones en las referencias de los parámetros necesarios para que la microrred cumpla con el objetivo principal de entregar energía eléctrica ininterrumpidamente y que este producto sea de la mejor calidad posible según las normas impuestas. Este control es jerarquizado y responde a los controles primarios, secundario (voltaje y frecuencia) y terciario descritos en el capítulo 1.

En cambio, en los controles descentralizados cada GD se autorregula mediante las relaciones proporcionales existentes entre voltaje y potencia reactiva y entre frecuencia y potencia activa, cumpliendo igualmente con el fin de respetar los niveles de voltaje y frecuencia fijados a través del CCMR. Este tipo de control hace que cada uno de los GD sean independiente entre ellos y puedan interactuar igualmente individualmente con la red principal, lo que es una ventaja desde el punto de vista de la administración de la microrred. Cabe destacar que en este tipo de control descentralizado las comunicaciones permanecen, pero no cumplen tareas de control fundamentales, sino más bien establecen referencias de alto nivel para optimizar el flujo de potencia en la microrred, el enfoque de este estudio es sobre el segundo modo de control de la microrred.

En cada localidad donde se planee instalar una microrred, la tarea principal de esta fase será realizar un cuidadoso estudio de los recursos renovables existentes cerca del lugar donde se va entregar la energía eléctrica. Si por

razones orográficas o de otra índole no es posible aprovechar ninguno de estos recursos renovables o simplemente considerando la relación coste-beneficio la alternativa de pensar en otras formas de generación de tipo contaminante es válida, es decir se podrá pensar en generadores excitados por motores de combustión interna. Adicionalmente cada microrred debe tener un sistema de respaldo para cubrir la intermitencia de los GD basados en renovables y también en los casos de fallos y paradas intencionales de los GD no basados en renovables. Con el propósito de mantener la entrega de energía de forma ininterrumpida es necesario respaldar a los GD, mediante sistemas de almacenamiento de energía distribuidos (Distributed Storage Systems DSS). En general a cada una de estas posibles fuentes de energía primaria se les ha nombrado como recursos energéticos distribuidos GD. Además no se debe dejar de contar con otros tipos de generadores primarios que usan innovadoras tecnologías para generación de energía eléctrica como otras alternativas de GD.

En el capítulo 1 se menciona que una microrred mínima debe estar conformada por un GD, un DSS y lógicamente su carga. Estos elementos se podrán interconectar a través de dispositivos electrónicos de potencia, los cuales permiten, a su vez, la integración de estos elementos con otros para conformar una microrred más compleja. De la misma manera, la microrred es capaz de conectarse a la red principal de mayor potencia a través del PCC, como se ha mencionado anteriormente y se describe en la Fig.2.2.

Actualmente el avance en materia de semiconductores ha permitido la construcción de elementos electrónicos que permitan un eficiente procesamiento de la energía eléctrica, es decir, estos dispositivos permiten integrar una microrred de forma eficiente y adicionalmente conectarse a la red principal cuidando los niveles de referencia de voltaje y frecuencia fijados, así como de la sincronización con la misma, de igual forma permiten controlar la inyección de potencia activa y reactiva que se requiera para mantener estable la red AC contribuyendo con su control y estabilidad y por ende mejorando el control de calidad de la energía entregada al usuario final, estos dispositivos nombrados como convertidores son utilizados en varias etapas de las microrredes y permiten transformar la energía eléctrica DC de algunos de los GD a energía eléctrica AC para ser entregada a los usuarios finales o inyectada a la red principal. Finalmente, es importante hablar sobre el tipo de cargas que manejan las microrredes éstas se pueden clasificar en cargas críticas y convencionales, las críticas son cargas que no pueden dejar de ser alimentadas en ningún instante y las convencionales son las que no cumplen con esa condición de alimentación ininterrumpida. Algunos ejemplos de car-

Fig. 2.2: Configuración general de una Microrred CA.

gas críticas son: sistemas sanitarios de soporte vital, sistemas de vigilancia y defensa, sistemas financieros y servicios de suministros básicos, etc. Por lo tanto, estas cargas deben ser instaladas de tal forma que puedan alimentarse desde la red principal o al desconectarse de ella permanecer alimentadas por los GD como se describe más adelante y se muestra en la Fig.2.2. En el esquema se muestra la funcionalidad de una microrred más compleja compuesta por varias microrredes mínimas.

Ésta contiene los mismos elementos de control, pero se evidencian los GD, DSS y las cargas involucradas en la microrred. Constan además tres ramales nombrados A, B y C, de las cuales los ramales A y C tienen la capacidad de desconectarse del PCC, mientras que el ramal B contiene cargas convencionales que no necesitan ser alimentadas sin interrupciones ni tampoco tener DSS como respaldo y, por lo tanto, pueden ser desconectadas de la red principal a través del PCC en base a condiciones definidas por el control. Por otro lado, los ramales a y b son microrredes que contienen cargas críticas y, por lo tanto, no pueden quedar desabastecidas de energía eléctrica, pero si es posible a través de los conmutadores SW_A y SW_B desconectarlas de la red principal en el caso de que esta esté atravesando por problemas de estabilidad o cortes.

2.1 Estado del arte.

Desde 1990 aproximadamente, la polución mundial fue evidenciando más el daño ocasionado tanto al medio ambiente y por lo tanto al ser humano, flora y fauna. Esto motivó a un gran número de naciones a enfrentar el problema ambiental seriamente, pensando en metas a corto, mediano y largo plazo. Algunas de estas metas se han plasmado en acuerdos como el de Kyoto o París, donde los distintos países se han comprometido implementar varias acciones con el fin de lograr como meta principal el incremento de la temperatura ambiente promedio mundial en 2° C, considerando que al pasar ese umbral la vida en el planeta estaría seriamente amenazada.

Este plan conocido como el 20-20-20 persigue el cumplimiento de mejorar la eficiencia energética un 20%, reducir las emisiones de gases invernadero un 20% y consumir un 20% más de energía producida con fuentes renovables. Por otro lado, la tendencia hacia la descentralización de la generación, el transporte y la distribución de energía eléctrica se ha robustecido principalmente por los problemas intrínsecos de la red principal, es decir, las sobretensiones, caídas de tensión, fallos en la estabilidad de la frecuencia, cortes en las líneas de transmisión, pérdidas en la transmisión de potencia, altos costes de producción y, por lo tanto, altos costes para el usuario final, etc. Por ejemplo, en la unión europea de naciones EU, los mayoristas producen la energía a un coste de 3 - 5 euros pero llega al consumidor final a un precio de 10 - 15 euros [19].

Dentro del concepto de las microrredes, los GD son las fuentes que coordinadamente, pero de manera descentralizada, entregan energía a las cargas. Estas fuentes dependen de los recursos energéticos primarios y, en general, manejan potencias menores a los 50 MW. Los GD alimentan a las microrredes con voltajes afines a las aplicaciones de los usuarios finales, generalmente 110/220 V, 60/50 Hz, sin embargo también pueden conformar redes de voltajes de 230/415 V. Se podría considerar que el nacimiento de las microrredes parte como una necesidad de asegurar el suministro de energía eléctrica al consumidor, en especial a aquellos que requieren mantener sus sistemas productivos funcionando continuamente o cargas críticas. Este enfoque da confianza al usuario y reduce los tiempos muertos que eventualmente pueden producirse. Como efecto de ello, las pérdidas económicas se reducían, ya que mejoraba la producción al no sufrir paros no programados. Adicionalmente, permiten la integración de energías renovables, lidiando con su naturaleza intermitente y evitando problemas relacionados con la polución. Otro factor que ha ido tomando cada vez importancia en el ámbito de las microrredes es

la capacidad de resiliencia que brindan estos sistemas, es decir, la capacidad de recuperación o de retorno a un estado operativo óptimo después de haber sido afectada por un evento perjudicial no deseado. Esta característica da una ventaja a las microrredes, ya que, al no ser de gran magnitud, su gestión es mucho más sencilla.

Todas estas características y ventajas presentan a las microrredes como alternativas válidas de generación y distribución de energía eléctrica no solo en sectores rurales, donde la red principal no puede llegar con su suministro de energía, sino también en sectores urbanos donde las microrredes pueden insertarse en barrios, ciudadelas, edificios, centros de negocios, cuarteles militares, aeropuertos y otras infraestructuras vitales para prestar servicios a los ciudadanos.

En función de los avances en tecnología de generación mediante recursos renovables se han minimizado las limitaciones para poder generar energía eléctrica y, por lo tanto, se podría afirmar que es posible generar energía eléctrica en cualquier localidad, especialmente considerando la irradiación solar. Sin embargo, cabe destacar que la desventaja del carácter aleatorio de las fuentes renovables es cubierta por los DSS y, con el fin de que este sistema sea cubierto eficientemente, es necesario igualar o balancear la producción de energía con la demanda requerida, esto optimiza el crecimiento y distribución de los GD. A nivel mundial, de acuerdo a Navigant Research [20], USA lidera el desarrollo de las microrredes, seguido por países asiáticos como China y Japón. Estos desarrolladores de microrredes tiene un 42% de participación, seguidos de la UE con cerca del 11%, América Latina el 4%, África y el Medio Oriente que contribuyen con el 1% de las microrredes existentes en el mundo tanto a nivel comercial como académico y de investigación.

Actualmente, existen varias microrredes funcionando, según el mismo estudio, se han identificado 2.258 proyectos planeados e instalados que contribuyen con 19.5 MW de potencia, evidenciando el incremento de los mismos en áreas de Medio Oriente y África. También se menciona que el GD más utilizado es el fotovoltaico (PV) con DSS y, en lugares remotos, los grupos electrógenos. En el sector urbano las microrredes han sido instaladas en localidades como universidades e instituciones gubernamentales, instalaciones militares y conjuntos residenciales. Los resultados han superado las expectativas y han demostrado la validez de la descentralización de la generación de energía, así como la conformación de sistemas híbridos, es decir, la combinación GD renovables con GD basados en la quema de combustibles fósiles, han ayudado al desarrollo de sistemas de tipo conecta y opera "plug and play", cuyo objetivo es diseñar GD que, sin modificaciones ni cambios

en las infraestructuras, permiten conectarse a la microrred y, sin mayores adecuaciones, empezar a generar y contribuir al suministro de energía a las cargas. En sectores rurales y, más aún, en sectores remotos, las microrredes han sido la alternativa óptima con la cual poder energizar las cargas y llevar beneficios a las comunidades que habitan esos lugares. Se ha estimado que más de un billón de personas en el mundo no tienen acceso al suministro de energía eléctrica suministrada por la red principal. Al instalar este tipo de soluciones es innegable la mejora de la calidad de vida de los habitantes de las zonas rurales y la posibilidad de desarrollar otras actividades productivas, generando desarrollo en la comunidad.

Por otra parte las microrredes urbanas, también pueden ser sistemas híbridos y siempre contar con DSS que aseguran la entrega de energía ininterrumpidamente generando confianza en los usuarios finales. Por otro lado, un inconveniente que actualmente frena la instalación de microrredes, es la definición de políticas de regulación dictadas por los gobiernos, es decir, leyes que rijan tanto los detalles técnicos de conexión y desconexión, que regulen el mercado de energía y que den ventajas económicas a GD renovables sobre las no renovables. Desde el punto de vista técnico, se debe regular la calidad de la energía entregada a los usuarios finales, es decir, garantizar el suministro sin interrupciones y que los niveles de voltaje fijados para el consumo de las aplicaciones sean estables en voltaje y frecuencia, además de establecer cuotas de potencia activa y reactiva requeridas. En USA el estándar que rige esta temática es el IEEE standard 1547 Interconnection distributed resources with Electric Power Systems (IDR - EPS) y sus extensiones:

1. 1547.1 Reglas para conexión de GD con EPS.
2. 1547.2 Guía de aplicación para el IEEE 1547.
3. 1547.3 Guía de monitoreo y comunicación entre GD.
4. 1547.4 Plan de operación para la integración de GD en modo isla. En esta extensión trata sobre los efectos de las variaciones de voltaje, frecuencia, calidad de potencia, esquemas de protección y modificaciones.
5. 1547.6 Guía de interconexión de GD con EPS con redes secundarias de distribución.
6. 1547.7 Guía del uso del método, pruebas y evaluación de impacto de las GD en los sistemas.

En resumen, este estándar y sus extensiones cubren al menos en USA los requerimientos de los instaladores y comercializadores de las microrredes. En la UE se hacen esfuerzos para regir con políticas adecuadas la influencia que las microrredes van ganando paulatinamente en el tiempo. Ejemplo de ello es el incremento de formas de microgeneración, es decir, GD sin respaldo de baterías pero con sistemas combinados de generación CHP y PV. En Alemania, más de 1.5 GW de PV han sido instalados para cubrir consumo residencial y comercial, logrando reducciones en las tarifas [23], [24] [16], [19].

Además, existen varios desarrollos en Japón y en China que están impulsando el desarrollo de las microrredes para servir a sectores domésticos y comerciales. Esto también implica la reducción de costes de generación y distribución de energía eléctrica, de hecho en California se ha pensado en la instalación de centrales basadas en PV para cubrir la demanda, con el objetivo de poder expandir la red principal. Este hecho también soporta el argumento de que la red principal centralizada es un concepto que ha ido perdiendo vigencia por sus desventajas frente a las ventajas de las microrredes, cuyas perspectivas de futuro son alentadoras en función del desarrollo tecnológico en generación y en electrónica de potencia.

No obstante, las microrredes no reúnen todos los requisitos para ser consideradas la panacea de la generación y distribución de energía eléctrica, pero sus desventajas se enfrentan desde el punto de vista de vencer desafíos técnicos. Las principales desventajas son el coste elevado de obtener la energía eléctrica a través de los GD, la instalación del transductor que permite la transformación de energía primaria a energía eléctrica así como también el interfaz para realizar transformaciones CC/CA, CA/CC y CA/CA, son significativamente altos en comparación con el pago prorrateado de la factura de energía eléctrica periódica emitida por la red principal.

Otro factor negativo son las dificultades técnicas en especial en el control y administración de la microrred cuando ésta consta de varios GD del tipo conecta y opera "plug and play". Esta dificultad engloba consideraciones de seguridad, protección, dimensionamiento y localización de los GD, así como también las comunicaciones que sin ser relevantes en el control, son importantes para la monitorización de la microrred la adopción del estándar IEC 61850 para cubrir la reglamentación referente a las comunicaciones y optimizar las mismas, es lo que en general se considera más adecuado.

Como se ha mencionado, la ausencia de estándares consensuados y socializados son un problema a vencer ya que genera desconocimiento, desconfianza en los usuarios e inclusive no hay parámetros que rijan el control de la calidad

de la energía eléctrica distribuida. Además, al no haber un marco técnico que norme las operaciones de estas infraestructuras, implica que tampoco hay un marco legal que permita cobijar las actividades administrativas y fiscales por parte de los instaladores y usuarios finales. La relación de la microrred con la red principal exige la atención de varias actividades y administrirlas de forma óptima. Primero la microrred debe ser operada y administrada de manera que no represente un problema para la red principal, para lo cual se han observado varias tareas que deben ser cumplidas y mantenidas en el tiempo para evitar inconvenientes con la red de mayor potencia:

1. El balance de potencia activa y reactiva que genera la microrred es importante con el fin de mantener estable la red y garantizar una buena calidad de potencia.
2. Las microrredes pueden operar en modo isla o conectada a la red principal, lo que obliga a que el operador de la microrred conozca las regulaciones locales en relación a la conexión y desconexión de la red principal, así como la forma en que deben ser aplicadas.
3. La demanda es el parámetro principal para el dimensionamiento de la microrred, es decir que se definirá la potencia nominal de la microrred, la estrategia de distribución a los clientes y los recursos para almacenamiento de energía necesario, adicional proyectar la escalabilidad o expansión a mediano y largo plazo y finalmente definir los períodos de mantenimiento del sistemas en función de la existencia o no de cargas críticas.
4. Cualquiera que sea el enfoque de control de la microrred, es decir, si es controlada desde el CCMR o si utiliza el concepto de microrred (Consortium for Electric Reliability Technology Solutions CERTS), la etapa de control debe estar conformada por un sistema que supervise, controle, adquiera y registre datos (System of Control and Data Acquisition SCADA). Este permitirá generar diagnósticos y realizar estimaciones del posible comportamiento de la microrred bajo ciertos escenarios.
5. La seguridad de la microrred es un aspecto crítico, donde se deben analizar los posibles eventuales comportamientos no deseados que puede sufrir la red principal, por lo que para evitar daños es necesario definir un protocolo que genere un sistema de seguridad que permita mantener y estabilizar los niveles de voltaje y frecuencia de referencia fijados. De igual forma un sistema de monitoreo que además registre todos los eventos periódicos deseados y no periódicos no deseados con el fin de

establecer un historial estadístico herramienta que permite administrar objetivamente la generación y consumo de la microrred.

6. Otro problema frecuente es el desequilibrio entre la generación y la demanda. Esto puede ser corregido a través de una política de compartición de cargas, para ello es necesario una estadística levantada en función de eventos previos y actuales con el fin de planificar un horario que permita prever la conexión y desconexión de cargas y, por lo tanto, un adecuado sistema de distribución equilibrada de la energía eléctrica a las cargas.
7. Es importante contar con un adecuado sistema de comunicaciones, el cual debe responder y operar dentro de un protocolo que permita ejecutar las actividades de supervisión, control, protección y optimización del sistema SCADA propuesto
8. Tanto la microrred como la red principal deben preocuparse de cómo se afectan la una a la otra. Sin embargo, la microrred tiene la ventaja de poder desconectarse a voluntad de la red principal, lo cual es ventajoso para ambas redes, sin embargo es importante tener en cuenta la afectación a la red principal el incremento de GDs que aumentan la potencia de la microrred y que, por lo tanto, afectan al funcionamiento de la red principal.
9. Finalmente el tema económico es vital en cualquier actividad, por lo tanto, controlar la economía que soporta la microrred es una tarea que debe ser planificada y administrada según el cumplimiento de objetivos y metas futuras, las cuales tienen como tarea principal ser transparentes para los usuarios finales, manteniendo un flujo de energía sin interrupciones y de la mejor calidad posible.

2.1.1 Modos de operación

Las redes pueden funcionar en modo conectado a la red principal o en modo isla. En cada uno de estos modos de operación, los controladores tienen funciones específicas con las cuales se diseña un protocolo de control que define la actuación de la microrred. Sin embargo, de forma general, el protocolo de control para cualquier modo de operación debe considerar los siguientes puntos:

1. Diseño de protocolos que permitan administrar la microrred en función de criterios de oportunidad, eficiencia y de mercado de la energía eléctrica.
2. Utilización de dispositivos de interfaz que manejen la potencia mediante elementos electrónicos.
3. Sistemas de comunicación rápidos y seguros, en especial cuando el control sobre los GD es centralizado en el CCMR.
4. Establecer referencias de voltaje, frecuencia, potencia activa y reactiva que la microrred debe inyectar o absorber de la red principal.
5. Punto de conexión común PCC donde se encuentran los dispositivos electrónicos de control y protección para ambos lados del sistema.
6. Respetar las normas o estándares establecidos y adoptados para la conexión de GD en este caso, IEEE 1547 y UL 1741, así como la norma de comunicaciones IEC 61850, y acoplarse a las políticas regionales dictadas por los gobiernos locales sobre la explotación de fuentes renovables y sobre el cuidado del medio ambiente.
7. Minimizar los trabajos de ingeniería extra y revisión de procesos para escoger la localización de los GD en función de la localización de los GD y los costes consecuentes.

Del numeral 1 de la lista anterior se desprende los siguientes conceptos importantes de tomar en cuenta.

Oportunidad: Aprovechamiento de los GD renovables, que son parte de la microrred, y que en determinado momento pueden ser los que mayor energía eléctrica producen por lo tanto, la oportunidad esta en intentar cubrir con esa producción toda la demanda. Adicionalmente, cuando aquella producción supere al consumo, se debe almacenar la energía sobrante en DSS adecuados generalmente baterías. Por otro lado en cambio se puede dar el caso fortuito de que todos los GD renovables juntos no sean capaces de cubrir la demanda agravado con una insuficiente energía almacenada en el DSS lo que obligará a usar en ese caso GD contaminantes basados en motores de combustión interna o sencillamente conectarse a la red principal. También existe otra alternativa que es el uso limitado de al menos un GD no renovable como reserva que permita únicamente alimentar a las cargas críticas. Cabe destacar que la demanda debe ser dimensionada tomando en cuenta los picos de consumo y la hora del día a la que ocurre tal demanda, para planificar el consumo,

Fig. 2.3: Conmutador de la microrred con sus componentes.

priorizar el reparto de energía a las cargas y alimentar ininterrumpidamente las cargas críticas.

Eficiencia: Los controladores implementados tanto en el CCMR y el CGD deben coordinar sus acciones de tal manera que las respuestas de las señales de control sean enviadas oportunamente y obedeciendo a la situación existente, es decir, que con toda la información de las variables controladas y no controladas, los controladores deben mantener las referencias fijadas para mantener el flujo de potencia dentro de los parámetros de voltaje y frecuencia requeridos, así como la inyección de potencia activa y el balance correcto de la potencia reactiva. La Fig.2.3 muestra un esquema del conmutador donde se observan las señales tomadas del lado de la microrred e igualmente del lado de la red mayor o principal para lograr realizar las acciones de control de los GD de forma centralizada o descentralizada sin importar si están operando en modo isla o conectado a la red. En este conmutador no se encuentra únicamente el disyuntor que permite realizar la conexión y desconexión física de la microrred, sino que también se encuentran allí dispositivos de seguridad como relés, fusibles, sistemas de comunicación, sensores y el sistema de procesamiento basado en un microprocesador de alto desempeño generalmente (Digital Signal Processor DSP).

Mercado de energía: Este criterio obedece a la oferta y demanda de la energía con el cual se intenta minimizar los costes analizando la producción y maximizar las ganancias teniendo en cuenta la demanda en función de varios escenarios definidos por las horas de más o menos consumo, el com-

portamiento aleatorio de los GD renovables, el coste del combustible para los GD no renovables, el uso de infraestructura de transmisión y distribución donde sea necesario, además políticas gubernamentales sociales de subsidios y costes de operación y mantenimiento de los componentes tanto de la microrred como de la red principal.

2.1.1.1 Modo conectado

El modo conectado se establece cuando la microrred depende de los niveles de voltaje y frecuencia establecidos por la red principal. Esta conexión presenta ventajas y desventajas. En cuanto a las desventajas ya mencionadas en anteriores apartados, la más crucial y destacable es que la microrred es afectada por las perturbaciones generadas en la red principal, y por lo tanto debe ser capaz de soportar los transitorios que se presentan por las sobretensiones, caídas o cortes de tensión y también fluctuaciones en la frecuencia producto de la variación en el voltaje cuando las cargas se desconectan o conectan y/o por cualquier otro fenómeno deseado o no que afectan el comportamiento estable de la red principal. La principal ventaja que se puede resaltar es el hecho de que al estar conectada a la red, no necesita que un GD específico marque el nivel de voltaje y frecuencia requeridos, ya que esa tarea la ejecuta la red principal, que en general es una red robusta.

Es importante describir que en este modo el CCMR debe considerar tareas de protección y de administración por lo que se definen dos módulos que permiten realizar estas tareas.

El módulo de administración de la energía (Energy Management Module EMM), es el que fija las referencias de potencia activa y reactiva, voltaje y frecuencias para cada uno de los CGD, esto lo realiza utilizando las comunicaciones y mediante el monitoreo y control de los niveles requeridos, especialmente de potencias, ya que, como se anotó el voltaje y la frecuencia son parámetros considerados muy estables en una red de potencias altas. Para realizar estas acciones con mayor eficiencia se utilizan las técnicas innovadoras y de optimización tanto en el área de las comunicación y el control, estos detalles de avanzada permiten ofrecer potencia eléctrica de mejor calidad a los usuarios, cumplir con los requerimientos establecidos por la normas, estándares y capacidades contratadas, minimizar pérdidas y emisiones de gases contaminantes tratando de lograr niveles óptimos de eficiencia en la operación de la microrred.

El Módulo de Protección Coordinada (Protection Co-ordination Module

PCM), esta parte del MGCC tiene como principal objetivo el mantener la seguridad de microrred frente a los eventuales problemas que pueden presentarse en el lado de la red principal, para lo cual este elemento de la etapa de control es el encargado de sensar los niveles de voltaje y frecuencia de la red principal y discernir cuando es necesario desconectar la microrred si esta en peligro e igualmente conectar la microrred a la red principal cuando la estabilidad en la red principal se haya recuperado, para todas estas tareas es importante entonces tener correctamente establecidas las referencias de las variables controladas: voltaje, frecuencia y potencias, con el fin de establecer las coordinaciones entre cada CDG si estos están actuando independientemente o en el PCC cuando ellos son parte de una alimentador, en este punto también se debe siempre tener en consideración las cargas críticas que nunca deben ser desconectadas de cualquier alimentador y también las que son muy sensibles deben ser cuidadosamente conectadas con las protecciones adecuadas que permitan controlar variaciones de voltaje o aún más peligrosas variaciones de frecuencia.

En resumen, en modo conectado el CCMR debe monitorizar y registrar la información de la microrred, de cada uno de sus componentes: GDS, DSS y cargas. La información registrada es útil para generar estadísticas que permitan diagnosticar el comportamiento de la microrred en especial en los picos de demanda de los usuarios de la microrred y también su mínima demanda, factores mediante los cuales se pueda establecer una programación de generación y consumo que permita ser más eficientes y oportunos en la generación y distribución de la energía eléctrica aumentando con ello la confianza del usuario final. Otra tarea que aunque nombrada al final no es la menos importante es la supervisión de la sincronización de los GD conectados a la red principal, el cuidado del comportamiento de la frecuencia es vital ya que la variación de esta implica la variación de otros parámetros de la microrred, los rangos de variación de la frecuencia no deben ser mayores a ± 1 Hz del valor nominal ya que implican variaciones en niveles de potencia o voltaje dependiendo de la naturaleza de la red, este factor también afecta directamente sobre las cuotas de potencia que deben entregar cada GD a la microrred.

2.1.1.2 Modo isla

Una microrred en modo isla supone que uno de sus GD debe controlar los valores de voltaje y frecuencia fijados por el CCMR y transmitidos a cada CGD, además cada GD debe ser monitorizado e igualmente su información

registrada con igual fin de lo expuesto para el modo conectado. Como cada CGD debe transmitir información al CCMR, este también debe cumplir determinadas tareas con el fin de que los GD trabajen coordinadamente entre ellos, al igual que su DSS y cargas.

En el caso de que una microrred tenga control centralizado, el CCMR deberá fijar o establecer los niveles de potencia activa y reactiva de cada GD, con el fin de garantizar la estabilidad de la microrred en cuanto al voltaje y frecuencia que se entrega a las cargas. En el caso de que el control sea descentralizado, igualmente deberá transmitir las referencias de los mencionados parámetros con el fin de que cada GD, utilizando las técnicas de control (Droop Control) de voltaje V - potencia reactiva Q y potencia activa P - frecuencia f , mantengan estable el voltaje y la frecuencia necesaria para entregar a los usuarios finales. La regulación para compartir cargas mediante el uso de un protocolo la conexión y desconexión de cargas en función de la demanda de potencia y tipos de cargas. La utilización de la energía almacenada en el DSS con el fin en lo posible de siempre mantener el balance de potencia y el flujo de corriente en la microrred. Controlar el adecuado arranque de la generación de forma paulatina con el fin de garantizar una transición de apagado a encendido suavemente. Finalmente en caso que la microrred tenga acceso a un PCC de una red mayor se debe garantizar la sincronización de fases entre las microrredes y la red principal cuando haya reconexión y luego mantener vigilado este parámetro [19], [9], [2].

2.1.2 Los convertidores electrónicos de potencia en las microrredes de corriente alterna. Modos de funcionamiento

Los convertidores electrónicos de potencia CEP son dispositivos electrónicos que permiten realizar el procesamiento y control de la potencia eléctrica, con el fin de optimizar la calidad de la energía eléctrica entregada al usuario final. El desarrollo de estos dispositivos ha alcanzado niveles de eficiencia que han permitido el desarrollo de aplicaciones tecnológicas, las cuales se han integrado para permitir una eficiente gestión de la energía eléctrica.

La Fig.2.4 muestra las partes de un CEP con capacidad de conectarse a la red principal. Estos convertidores pueden ser de una o varias fases, este estudio se enfoca en los CEP trifásicos que configuran el sistema completo como fuentes de tensión (Voltage Source Inverter VSI) o de corriente (Current Source Inverter CSI). Estos dos tipos de fuente se diferencian en

Fig. 2.4: Diagrama de bloques de un convertidor.

la forma de conexión con la red principal, es decir, las CSI se conectan a la red principal a través de una alta impedancia en paralelo y las VSI lo hacen a través de una baja impedancia conectada en serie. Los CEP, en el contexto de las microrredes tienen una gran importancia, ya que permiten la conversión de la energía eléctrica de tipo continuo CC a la de tipo alterno AC y viceversa además permiten cambiar el nivel de voltaje y la frecuencia de oscilación configurándose varios tipos de convertidores nombrados como CC/CA, CA/CC, CC/CC y CA/CA. Esta capacidad de procesar la energía los convierte en elementos imprescindibles en la estructura de las microrredes en general y específicamente en las microrredes CA, donde como se ha explicado los GD renovables precisan de este equipo para poder aprovechar la energía producida y transformarla de CC/CA, además de ello son útiles para mantener y controlar la estabilidad de los niveles de voltaje y frecuencia. Otro tipo de convertidor que es posible sea parte de una microrred es el de tipo CC/CC, en ocasiones es necesario cambiar el nivel de voltaje CC de entrada por uno diferente a la salida del convertidor. De la misma manera, se presentan escenarios donde es necesario cambiar la frecuencia variable de un generador a una frecuencia fija y estable, para ello es necesario el uso de cicloconvertidores. En general, la Fig.2.5 esquematiza la funcionalidad de los convertidores dentro de la red. [21], [22] En este estudio nos enfocaremos en el análisis de los convertidores CC/CA, estos son los más utilizados en las microrredes. Estos dispositivos, en función de cómo se conectan a la red y cómo se controlan en redes de control descentralizado, pueden funcionar en diferentes modos, conocidos como Grid-forming, Grid-supporting y Grid-feeding.

Fig. 2.5: Diagrama general de un CEP como parte integrante de una microrred.

2.1.3 Modo “Grid-forming”

Los convertidores de potencia en modo Grid-forming son los que forman una microrred trifásica. Esta configuración permite fijar valores de referencia a la microrred tanto de voltaje V^* como de frecuencia ω^* . Por lo tanto, este convertidor está pensado en trabajar únicamente en modo isla, ya que no necesita de la red principal para fijar sus parámetros de referencias. Este convertidor se representa como una fuente ideal de voltaje AC, conectada a la microrred a través de una baja impedancia en serie a la salida. Su lazo cerrado de control permite cumplir con las mencionadas características.

El principal problema en este modo de operación consiste en la sincronización de las fases y la estabilidad de la microrred cuando varios GD son conectados en paralelo para conformar la microrred tarea que se realiza a través del CCMR donde se fijan los valores de referencia de la microrred y esta se controla utilizando dos controladores síncronos conectados en cascada dentro del marco dq de referencia. En este modo de operación se configuran dos lazos de control, lazo externo controla el voltaje de la microrred en función del V^* y lazo interno controla la corriente entregada por el convertidor al filtro LC o LCL, la cual genera una tensión que finalmente debe compararse con el V^* . La Fig.2.6 esquematiza un convertidor Grid-forming, donde las variables a ser controladas en función de los valores de referencia son procesadas para poder cubrir los requerimientos de la microrred.

2.1.4 Modo “Grid-feeding”

Los convertidores de potencia en modo Grid-feeding o alimentadores de red, tienen una configuración que permite representarlos como una fuente de corriente ideal conectada a la red principal a través de una alta impedancia en paralelo. Este modo de operación no puede conformar una microrred ya que no controla el voltaje de la misma y por lo tanto tampoco puede imponer una frecuencia de referencia, por lo tanto necesita estar conectada a una red principal robusta y verter su energía a la misma o en su defecto estar conectada a un GD cuyo CEP trabaje en modo de operación Grid-forming o Grid-supporting, los cuales se encargaran de fijar los valores del voltaje y frecuencia de red. En este modo de operación, los GD conectados en paralelo colaboran con el control del nivel de voltaje y frecuencia de la microrred mediante la inyección de potencia activa P y reactiva Q , según el requerimiento de los valores de referencia de P^* y Q^* fijados por el control secundario. El control del CEP en este modo consta de un solo lazo que controla la corriente en el marco de referencia dq , como se muestra en la Fig.3.27.

Fig. 2.7: CEP en modo de operación “Grid-feeding”.

2.1.5 Modo “Grid-supporting”

Existen dos tipos de configuración de CEP que operan este modo, cada uno de ellos se basa en los modos de operación descritos anteriormente. Lo más relevante de este modo es que participa en la regulación del voltaje y la frecuencia por medio del control de la potencia activa y reactiva que se inyecta a la red, la referencia de la potencia P^* y Q^* es determinada por la red principal [23], [24].

2.1.5.1 Modo “Grid-supporting” como fuente de corriente CSI

Este convertidor es una modificación del CEP operando en modo Grid-feeding, por lo tanto posee todas sus características descritas y adiciona al control los parámetros de P^* y Q^* , con el fin de contribuir en la estabilidad de la frecuencia y el voltaje de la microrred y de la red principal cuando estén operando conectados. la figura 2.8 muestra el control de este modo de operación, al igual que su predecesor posee solo el lazo de control mediante el cual se regula la corriente de la red en función de los requerimientos de V^* , ω^* , P^* y Q^* fijados por el control secundario, obedeciendo el requerimiento exigido por la red principal cuando opera en modo conectado o por un

Fig. 2.8: CEP en modo de operación “Grid-supporting” como fuente de corriente CSI.

GD operando en modo Grid-forming, cuando trabaja en modo isla. Cabe destacar que al añadir el control de P - f y Q - V (droop control), este CEP tiene un mejor comportamiento y más versatilidad.

2.1.5.2 Modo “Grid-supporting” como fuente de voltaje VSI

Al igual que en el caso anterior, este CEP está basado en el modo Grid-feeding conectado en modo VSI, donde se añade la fase de control de P - f y Q - V droop control y se adiciona la estrategia de la impedancia virtual para la regulación de voltaje y frecuencia en redes de medio voltaje, esta estrategia ha sido también aplicado en redes de bajo voltaje. Por lo tanto las microrredes conformadas por GD son autónomos desde el punto de vista del control cuando operan en modo Grid-supporting [25]. El control que ejerce este CEP en este modo de operación actúa sobre las P^* y Q^* en función del voltaje de la red, la cual es corregida al pasar a través de la impedancia virtual, la cual debe ser mayor que la impedancia de la línea. Caso contrario el control propuesto no es adecuado. Además de ello, debe cumplir la ecuación (2.1) que modifica el v^* fijado para la microrred.

$$v_{ref} = v_{ref}^* - Z_V \cdot i_{abc} \quad (2.1)$$

2.2 Convertidores CC/CA. Inversores

Los convertidores corriente continua a corriente alterna, son los dispositivos de potencia más utilizados en las microrredes. Estos elementos son el interfaz entre los GD que producen energía eléctrica continua CC y el resto de la microrred que opera con corriente alterna AC puntualmente sus cargas. En este apartado trataremos sobre este dispositivo que permite procesar la potencia generada e interactuar con la red trifásica de la microrred en modo isla o de la red principal en modo conectado. Estos dispositivos están compuestos por un conjunto de conmutadores electrónicos de potencia de rápida respuesta a los cambios de estado y que pueden manejar altos voltajes y corrientes, permitiendo gestionar elevadas potencias eléctricas. La Fig.2.10 muestra el espectro de los dispositivos de potencia, las microrredes convencionalmente no sobrepasan los 50 MW [26], por lo que los dispositivos semiconductores más utilizados por sus características de tolerancia con altos ciclos de trabajo

Fig. 2.10: Espectro de dispositivos electrónicos de potencia, que forman los convertidores.

y capacidad de respuesta en tiempos adecuados son el IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor), MCT (Metal Oxide Silice Controlled Thyristor), BJT (Bipolar Junction Transistor), GTO (Gate Turn-Off Thyristor) y tiristores, también constan en la Fig.2.10 los MOSFET de potencia, estos manejan potencias menores mientras que los tiristores son los que pueden procesar mayores potencias. [27].

La siguiente Fig.2.11 muestra un histórico del desarrollo de los conmutadores de potencia. El tiristor y otros dispositivos son construidos a base de silicio, los dispositivos actuales están construidos a base de carburo de silicio SiC, que presentan mejor desempeño en el manejo altos voltajes y altas corrientes [28] Dentro de este contexto y para completar el marco de estudio de los convertidores nos basaremos en el análisis del convertidor CC/CA monofásico de puente completo como el que se muestra en la Fig.2.12 este dispositivo es un buen ejemplo para desarrollar el tema del procesamiento de

Fig. 2.11: Desarrollo de los conmutadores de potencia.

la potencia eléctrica, existe extensa literatura que explica el funcionamiento de este dispositivo donde el concepto básico es la activación y desactivación coordinada de los IGBTs con el fin de lograr a la salida del inversor una señal pulsante que al pasar por un filtro pasa bajo entregue finalmente una señal de comportamiento senoidal o muy aproximado a ello.

Como se ha anotado estos convertidores son el interfaz entre le GD y la red principal o entre el GD y la microrred por lo tanto en estos dispositivos se ejecuta las tareas de control con el objeto de mantener los niveles de la red estables y obviamente lograr que la forma de onda del voltaje vertido a la red sea senoidal. Para lo cual en forma general describiremos muy ligeramente los dos métodos más utilizados para conseguir una señal senoidal a la salida del convertidor:

1. Cerrando el lazo de control a través de sensores que se instalan apropiadamente en el filtro del convertidor con el fin de obtener los datos de salida, son realimentados y corregidos por medio de la etapa de control, donde los controladores tipo Proporcional Integral Derivativo (PID) o Proporcional Resonante (PR) corrigen las señales que van a ser inyectadas al modulador de pulsos que controla la activación o desactivación de los conmutadores a través de su compuertas.
2. Lazo abierto, donde el control de la modulación se implementa mediante un tren de pulsos que define el ciclo de trabajo al cual los conmuta-

Fig. 2.12: Convertidor CC/CA monofásico, implementado con IGBTs.

dores se activan o desactivan. Este método no es utilizado en microrredes CA porque su etapa de control no está adecuada para interactuar con los parámetros necesarios para el control o la implementación del controlador de caída.

El modulador por ancho de pulsos es la técnica más utilizada para definir el ciclo de trabajo con que son controlados cada conmutador. Sin embargo este método podría afectar al rendimiento del convertidor y presentar armónicos a bajas frecuencias que afectan el comportamiento del convertidor, por lo que se han derivado de este otros métodos más complejos que han permitido lograr mejores resultados e incrementar el rendimiento del inversor y, por lo tanto, la calidad de potencia entregada.

Uno de ellos es el modulador por ancho de pulsos con referencia senoidal, Senoidal Pulse Width Modulator (SPWM) con variantes, en especial en el modo de fijar las referencias para su modulación. Actualmente el que ha dado mejores resultado, es el vector de modulación de ancho de pulso, Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM), cuya principal ventaja es la eliminación de armónicos, por lo tanto, reduce la distorsión armónica total, Total Harmonic Distortion (THD).

De los métodos de modulación mencionados, describiremos el PWM y el SVPWM con mayor detalle. Por otro lado, las señales que generan estos moduladores y que controla a los conmutadores, definen la calidad de la etapa de control, la cual debe ser lo suficientemente robusta para que pueda permanecer el convertidor estable frente a perturbaciones producidas en ambos lados del mismo.

Fig. 2.13: Esquema del PWM.

2.2.1 Modulador por ancho de pulso PWM

Este tipo de modulación es la más sencilla y, por lo tanto, muy utilizada en aplicaciones de potencia eléctrica como control de velocidad de motores, control de iluminación y en manejo de conmutadores como los dispositivos semiconductores de los convertidores. Su funcionamiento está basado en la comparación de los niveles de una señal periódica tipo triangular o diente de sierra con una señal con un nivel continuo. Esta comparación produce un tren de pulsos que definen el ciclo de trabajo $D = t_{enc}/T_S$, donde t_{enc} es el lapso de tiempo en que la señal toma un valor constante diferente de cero y T_S es el periodo de la señal portadora.

La Fig.2.13 muestra un diagrama sencillo de lo descrito, la señal alterna diente de sierra o triangular es la portadora y la continua es la señal de referencia. Cuando la referencia cambia de nivel, el ancho de pulso varía permitiendo controlar el tiempo en que la señal modulada está a nivel alto, lo que permite controlar el ciclo de trabajo D . La Fig.2.14 muestra dicha variación. Cabe mencionar que el período de D es igual al período de la portadora. Por otro lado, la razón dada por el valor del voltaje de la referencia V_{ref} , sobre la amplitud del voltaje de la portadora V_{port} determina la relación de modulación de amplitud m_a , esta razón descrita en la ecuación (2.2) puede variar

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{por}} \quad (2.2)$$

desde 0 hasta 1 y muestra el cociente entre la amplitud de la referencia y la amplitud de la portadora este cociente define la calidad de la modulación, los valores más cercanos a 1 son los más aconsejables, ya que, los armónicos generados son de alta frecuencia y por lo tanto, estos son filtrados fácilmente

Fig. 2.14: Variación del ciclo de trabajo D en función del cambio de nivel de la referencia.

por el filtro pasa bajo a la salida del convertidor.

2.2.2 Modulación PWM con señal de referencia senoidal SPWM

El esquema de modulación anterior ha sufrido variaciones con el fin de mejorar el desempeño y la calidad de la potencia entregada en los convertidores. El cambio en la señal de referencia de modulación de una señal continua a una señal sinusoidal permite que el ciclo de trabajo D no tenga un tiempo en alto y en bajo constante, sino que en función de la variabilidad que tiene la señal sinusoidal, el ciclo de trabajo D cambiará produciendo un tren de pulsos variable, como se observa en la Fig.2.15. Este tren de pulsos es la señal de control que manejan los conmutadores de potencia. Lo descrito anteriormente, es el enfoque más sencillo de la modulación SPWM existen otros métodos como la SPWM unipolar, donde la amplitud de los pulsos van desde 0 hasta su máximo voltaje positivo V_d en el primer semiciclo y desde 0 hasta su mínimo voltaje negativo $-V_d$, como se muestra en la Fig.2.16. Además, sin importar el tipo de SPWM que se utilice para el control de los conmuta-

Fig. 2.15: Tren de pulsos periódico generado por SPWM utilizando modulación bipolar.

dores, es necesario tener en cuenta la relación m_a , ya que cumple las mismas funciones descritas anteriormente con el fin de tratar con los armónicos.

2.2.3 Modulación por ancho de pulso mediante vector espacial SVPWM.

Este tipo de modulación por ancho de pulso mediante un vector espacial es un enfoque diferente a los anteriores ya que es un algoritmo computacional que permite generar los pulsos de control en función de las condiciones de las señales de entrada, actualmente es muy utilizado por ser el que mejor rendimiento del convertidor logra alcanzar en comparación de los anteriores. Este algoritmo al ser más eficiente es aplicado para convertidores trifásicos con el fin de lograr voltajes de salida sinusoidales muy exactos, el mayor inconveniente es reducir la Distorsión de armónicos total (Total Harmonic Distortion THD) generada por la rápida velocidad de conmutación.

Este enfoque se basa en la representación de un sistema trifásico en un solo vector y su variación en el tiempo, es decir en un espacio bidimensional se lo representa mediante la ecuación (2.3). En sistemas balanceados de cuatro

$$x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) = 0 \quad (2.3)$$

hilos se puede expresar sus voltajes instantáneos según las ecuaciones (2.4),

Fig. 2.16: Tren de pulsos periódico generado por SPWM utilizando modulación unipolar.

(2.5), (2.6). Este sistema

$$V_R(t) = V_L * \text{sen}(\omega t) \quad (2.4)$$

$$V_S(t) = V_L * \text{sen}(\omega t - \phi) \quad (2.5)$$

$$V_T(t) = V_L * \text{sen}(\omega t - 2\phi) \quad (2.6)$$

trifásico montado en un plano permite describir un único vector mediante la suma de los vectores como muestra la ecuación (2.7), los voltajes instantáneos mencionados mantienen un espacio angular constante ϕ de $2\pi/3$ o 120° girando con una frecuencia ω en sentido horario y que matemáticamente se expresa mediante la ecuación (2.8), el factor $\frac{2}{3}$ permite que el modulo del vector resultante coincida con el modulo de cada vector de las fases.

$$V_R(t) + V_S(t) + V_T(t) = 0 \quad (2.7)$$

$$\mathbf{V}(\mathbf{t}) = \frac{2}{3}(\mathbf{V}_R + \mathbf{V}_S e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{V}_T e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2.8)$$

Para los sistemas trifásicos de tres líneas es igualmente aplicable con algunas particularidades que se definen por la falta de neutro del circuito, la ecuación que se cumple esta dada por (2.9) cada voltaje se define por las ecuaciones

$$V_{RS}(t) + V_{ST}(t) + V_{TR}(t) = 0 \quad (2.9)$$

(2.10), (2.11) y (2.12), por otro lado la

$$\begin{aligned} V_{RS} &= V_R - V_s \\ v_{RS}(t) &= V_{LL} * \text{sen}(\omega t + \frac{\pi}{6}) \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} V_{ST} &= V_S - V_T \\ v_{ST}(t) &= V_{LL} * \text{sen}(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} V_{TR} &= V_T - V_R \\ v_{TR}(t) &= V_{LL} * \text{sen}(\omega t + \frac{5\pi}{6}) \end{aligned} \quad (2.12)$$

amplitud V_{LL} esta dada por el voltaje entre lineas (2.13)

$$V_{LL} = \sqrt{3} * V_L \quad (2.13)$$

Por lo tanto los voltajes compuestos al ser sumados forman un solo vector definido por la siguiente ecuación (2.14)

$$\mathbf{V}(\mathbf{t}) = \frac{2}{3}(\mathbf{V}_{RS}(t) + \mathbf{V}_{ST}(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{V}_{TR}(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2.14)$$

donde al igual que en el caso de cuatro hilos el modulo debe ser corregido con el factor $\frac{2}{3}$ y desfasado 30° .

Este enfoque más complejo se lo aplica con excelentes resultados en el control de la conmutación de los semiconductores en sistemas trifásicos, estos poseen tres ramales con al menos 2 conmutadores por cada uno, es decir esta compuesto por tres medios puentes. Los conmutadores son unidireccionales para manejar el voltaje y bidireccionales en relación a la corriente Fig.2.17. Su salida es filtrada a través de un filtro pasa bajo cuya forma más sencilla es una bobina L o más complejos como, el filtro tipo LC o LCL, con el fin de mejorar la calidad de la potencia entregada.

El vector del SVPWM, al tener la estructura descrita y como se verá más adelante, debe presentar ocho posiciones o combinaciones de los estados de sus conmutadores, como se muestra en la Fig.2.18. Estos vectores se denominan Vectores de Voltajes conmutados (Switching Voltage Vectors SVV), los vectores $V_0(000)$ y $V_7(111)$ son conocidos como vectores nulos ya que no presentan voltajes, como un ejemplo si tomamos el SVV $V_4(011)$ significa que

Fig. 2.17: Comportamiento de los conmutadores en un VSI trifásico.

Fig. 2.18: Estados de los conmutadores $sw1 \cdots sw6$ establecidos por la modulación SVPWM.

tenemos $\mathbf{V}_{\mathbf{RS}}(t) = 0$, $\mathbf{V}_{\mathbf{RS}}(t) = +V_{dc}$ $\mathbf{V}_{\mathbf{RS}}(t) = -V_{dc}$ valores que al ser reemplazados en la ecuación (2.14) conforman el vector en el sistema de 3 hilos, generalizando el vector se define con la siguiente ecuación (2.15).

$$\mathbf{V}(m) = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \cdot e^{-j\frac{(m-1)\pi}{3}} & m = 1 \cdots 6 \\ 0 & m = 0, 7 \end{cases} \quad (2.15)$$

Por lo tanto los SVV toman los valores como se muestra en la tabla 2.1 donde cada vector corresponde a cada estado posible de los conmutadores, además si los vectores se los representa en un plano $\alpha\beta$, se genera un hexágono donde se puede observar el comportamiento de los vectores al girar en sentido horario con una velocidad angular dada por ω , Fig.2.19, mientras más posiciones intermedias defina el vector al girar, más senoidal será la señal que se consiga a la salida del inversor. También consta la secuencia en que los vectores

Vector	Estados SW	$\mathbf{V}_{\mathbf{RS}}$	$\mathbf{V}_{\mathbf{ST}}$	$\mathbf{V}_{\mathbf{TR}}$	SVV
V_0	(0 0 0)	0	0	0	0 V
V_1	(1 0 0)	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle 0^\circ$
V_2	(1 1 0)	0	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle -60^\circ$
V_3	(0 1 0)	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle -120^\circ$
V_4	(0 1 1)	$-V_{dc}$	0	$+V_{dc}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle -180^\circ$
V_5	(0 0 1)	0	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle -240^\circ$
V_6	(1 0 1)	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} \angle -300^\circ$
V_7	(1 1 1)	0	0	0	0

Tabla 2.1: Vectores SVV

Fig. 2.19: Hexágono formado por los vectores SVV.

Fig. 2.20: Diagrama de bloques de un inversor con SVPWM.

deben ser generados tomando como punto de inicio el eje α , $V_6, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_1, \dots$, los vectores nulos V_0 y V_7 se los intercala en la secuencia con el fin de controlar la amplitud de la salida al definir mediante el algoritmo los tiempos de permanencia de los mismos en la modulación, $V_6, V_0, V_1, V_0, V_2, V_0, V_3, V_0, V_4, V_0, V_5, V_0, V_6, V_0, V_1$, debiendo verificar que la sumatoria de los tiempos de permanencia sean igual al período de la señal deseada, V_0 puede ser reemplazado por V_7 , cuando se prefiere tener mínimas conmutaciones.

Por otro lado la implementación dentro del control de un inversor es similar al resto de PWM tratados, es decir, que es parte del lazo de control y toma señales de referencia tanto del lado de la microrred como del lado de la red principal, la Fig.2.20 muestra el diagrama de bloques de un inversor con SVPWM. Las señales de voltaje de referencia de un SVPWM para un VSI simulado en modo de operación Grid-forming se muestran en la Fig.2.21. Dos señales casi sinusoidales desfasadas 90° las mismas que son producto de procesar las señales realimentadas desde el filtro del inversor y desde la red principal a través de la transformada de Clark que permite cambiar un sistema trifásico a un bifásico sin perder la información requerida. Este marco es conocido como marco $\alpha\beta 0$. Ambas son comparadas con las señales de referencia impuestas por el control con el fin de obtener un voltaje senoidal estable con una THD bajo a la salida 2.22, el tren de pulsos que controlan los estados de los conmutadores se muestra en la Fig.2.23, además el voltaje de cada ramal del convertidor desfasado 120° , antes de pasar por el proceso comparativo para generar los pulsos y luego a través del filtro de salida del inversor se muestra en la Fig.2.24.

Fig. 2.21: Señal de voltaje de referencia en el marco $\alpha\beta 0$. Fig. 2.22: Voltaje de salida V_o del convertidor CC/CA.

Pulsos de control de los conmutadores

Fig. 2.23: Pulsos de control de los conmutadores generados por el SVPWM.

Voltaies de ramal sistema trifásico 3 hilos

Fig. 2.24: Voltaje de ramal del convertidor CC/CA, se muestra el desfase 120° .

En la sección 1.1.2 se describió los modos de operación en que los convertidores CC/CA pueden operar. Cada uno posee un particular detalle en sus etapas de control los cuales serán explicados en el apartado siguiente.

2.2.4 Filtro de salida del convertidor CC/CA

El filtro a la salida del convertidor es una parte importante en el procesamiento de la energía. A través de este dispositivo el inversor se conecta a la red principal por lo tanto es la interfaz entre la potencia entregada por los conmutadores, voltaje línea - línea y recibida en el bus AC de la microrred. Por lo tanto, deben considerarse en su diseño generalidades de los filtros como la atenuación de ruidos y armónicos de alta frecuencia y particularidades como la necesidad de amortiguamiento que se necesita para no disminuir la eficiencia del inversor, su tiempo de vida y su coste. Este filtro es pasivo, incluye componentes pasivos como bobina L y condensador C, formando diferentes topologías. El más sencillo está conformado únicamente por una bobina, conocido como filtro L. Sin embargo, este tipo de filtro no es el más eficiente, ya que presenta problemas de volumen y por lo tanto de coste y tamaño, al ser bobinas voluminosas y pesadas no son las más adecuadas para los convertidores utilizados en microrred, sin contar con los problemas de ruido y deficiencia en el filtraje.

El objetivo de estos filtros, de forma general, es cancelar o minimizar los armónicos de alta frecuencia, causados por el proceso de modulación PWM y el amortiguamiento de los picos a la frecuencia de resonancia, permitiendo estabilizar y suavizar la dinámica del convertidor por efecto de cambios en la carga. Por lo tanto, con el fin de conseguir mejoras en los filtros de salida de los convertidores de potencia, se han ido modificando hasta llegar a filtros óptimos que consideran la frecuencia de la red principal f_n y la frecuencia de conmutación f_{sw} para seleccionar la frecuencia de corte f_c del filtro. La f_c debe estar entre las dos frecuencias mencionadas. Más específicamente, la frecuencia de resonancia f_{res} del filtro debe estar aproximadamente entre 10 veces la f_n y 0.5 veces la f_{sw} lo cual garantiza la ubicación media de la f_c . Por otro lado, otros aspectos como el material magnético para construir la bobina, las pérdidas y la temperatura, así como también, los medios de refrigeración deben considerarse en la implementación del filtro, especialmente en microrredes de medio voltaje (MV).

Con el filtro L el principal inconveniente es su alta caída en el voltaje, gran tamaño, peso y coste, sin embargo, sus características son adecuadas ya que,

Fig. 2.25: Topologías de filtros pasivo LCL con circuito de amortiguamiento.

por su alta inductancia limita el rizado de alta frecuencia de la conmutación, lo que lo hace muy efectivo para bajas frecuencias 50 o 60 Hz. Por otro lado, los filtros pasabajo LC y LCL atenúan los efectos descritos dos o tres veces en función de la f_c , esto implica la reducción del tamaño, peso, por lo tanto, el coste de la bobina, lo que los convierte en la mejor alternativa a ser utilizada en CEP para microrredes [29], [30].

Ademas de lo mencionado otro problema es la necesidad de adicionar amortiguamiento del pico producido por la f_{res} lo que inestabiliza el comportamiento del sistema, por la amplificación de armónicos de alta frecuencia. Para solucionar este efecto se adiciona en el filtro LCL circuitos de amortiguamiento en paralelo como se esquematiza en la Fig.2.25, donde constan circuitos o filtros de amortiguamiento pasivos. Por otro lado al tener componente capacitivo el filtro, se incrementa la potencia reactiva y por lo tanto las pérdidas asociadas al efecto de amortiguamiento.

La capacitancia en los filtros pasivos pueden ser un problema difícil de resolver, ya que estos filtros para su optimización deben tener bajas inductancias y altas capacitancias. Esto implica rizados elevados en ambos lados del filtro y dificulta y encarece la etapa de control, ya que los sensores deberán ser dimensionados en su sensibilidad y en función de ello será necesario la implementación de filtros activos para adecuar las señales que intervienen

en el control. Existe mucha literatura sobre el diseño de estos filtros pasivos [31], [32], [33], donde la mayoría coincide en que el rizado debe ser calculado en función del balance voltaje-segundo en la corriente del inductor en su período y, de la misma manera, para el voltaje en el condensador. Además, el cálculo de la f_{res} , ecuación (2.16) y del ancho de banda ω_b , dado por la frecuencia correspondiente a la ganancia en lazo cerrado del control cuando deja de ser igual a 1 o cuando su magnitud en lazo cerrado es igual a -3dB. Una garantía de buen diseño es que la f_c se fije ligeramente mayor a la f_n .

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (2.16)$$

El filtro LCL en general tiene una estructura en forma de T donde la inductancia del lado del inversor L_1 debe ser mayor que la inductancia del lado de la microrred L_2 , de tal manera que $L_1 > L_2$ y el capacitor C debe ser lo más pequeña posible en función de limitar las pérdidas por efecto del amortiguamiento.

La norma IEEE-519-1992 dicta recomendaciones prácticas para el control de armónicos en sistemas de potencia, donde se muestran los límites de armónicos de muy alta frecuencia, con el fin de evitar interferencias electromagnéticas. La tabla 2.2.4 resume las características básicas de los filtros pasivos LCL y su circuito de amortiguamiento. En general, la secuencia para el diseño de estos filtros se puede resumir en los siguientes pasos:

1. Escoger la f_{res} , tomando en cuenta el factor de amortiguamiento ζ entre 0.5 a 0.7, fase del filtro ϕ entre -115° a -90° , el máximo armónico y la f_c .
2. Calculo de inductancia equivalente L_{eq} mediante la ecuación (2.17), además se debe cuidar no caer en saturación.

$$L_{eq} = \frac{V_{dc} \sqrt{\sum_{k \geq 1} \left(\frac{\omega_{res}^2}{k \omega_{sw} (k \omega_{sw}^2 - \omega_{res}^2)} \right)^2}}{2\sqrt{2}(THD_{i,max})I_1} \quad (2.17)$$

3. Calculo del condensador C cuidando su variación en función del resto de parámetros involucrados en la ecuación (2.18).

$$C = \frac{\left(1 + \frac{L_1}{L_2}\right)^2}{\frac{L_1}{L_2} L_{eq} \omega_{res}^2} \quad (2.18)$$

4. Verificación de indicadores de optimización según las ecuaciones (2.19), (2.20), (2.21)

$$\frac{L_{LCL}(THD_{i,max}^*)}{L_L(THD_{i,max}^*)} \leq 40\% \quad (2.19)$$

$$\frac{Z_c(\omega_{sw})}{Z_{L_2}(\omega_{sw})} \leq 20\% \quad (2.20)$$

$$I_{rizado} = \frac{V_{dc}}{8\sqrt{2}f_{sw}L_1} \leq 0.4I_1 \quad (2.21)$$

5. Estimación de la corriente del condensador mediante la ecuación (2.22), teniendo en cuenta los armónicos múltiplos de la frecuencia de conmutación.

$$I_C = \sqrt{I_{C,1}^2 + \sum_{k \geq 1} I_{C,k}^2} \quad (2.22)$$

2.2.5 Control del convertidor CC/CA

En esta sección se describe la etapa de control de los convertidores CC/CA. El objetivo es lograr señales de salida senoidales. Utilizando la teoría de control, al sistema a controlar se la nombra como planta G_p y su correcta operación depende de las señales que controlan su comportamiento en el tiempo. La señal de salida deseada se compara con una señal de referencia esta comparación genera una señal de error cuyo valor en estado estable debe tender a cero, permitiendo que el sistema en su conjunto opere de la manera deseada. La señal de referencia es un valor fijado por el usuario, por las características de operación y necesidades del sistema. Además de este valor de referencia, es necesario identificar las variables que pueden ser manipuladas con el fin de mantener estables otras variables no manipulables pero si controlables y observables en el tiempo dependientes de las primeras.

La etapa de control debe de ser lo suficientemente robusta para anular o minimizar las perturbaciones o eventos no deseados que se puedan presentar y afectar a la dinámica de la planta.

2.2.5.1 Control en lazo cerrado

El control en lazo cerrado toma información de la salida de la planta a ser controlada y las compara con la señal de referencia fijada con el fin de mini-

TOPOLOGÍA FILTRO LCL AMORTIGUADO			
Circuito	Ventajas	Desventajas	Aplicación
R serie (a)	1. Simple diseño e implementación	1. Decremento de atenuación de altas frecuencias. 2. Altas pérdidas en el circuito de amortiguamiento por altas capacitancias y/o por alta resonancia de amortiguamiento.	Baja potencia
RC shunt (b)	1. Bajas pérdidas por efecto del amortiguamiento. 2. Buena atenuación para altas frecuencias.	1. Altas pérdidas por la alta capacitancia del circuito de amortiguamiento y/o por la resonancia del mismo circuito.	Baja potencia
RLC shunt (c)	1. Muy pocas pérdidas por efecto de la resonancia del circuito de amortiguamiento. 2. Buena atenuación para altas frecuencias.	1. Muy difícil de implementar. 2. Requiere adicional inductancia para el circuito de amortiguamiento.	Alta potencia
RLC serie (d)	1. Muy pocas pérdidas por efecto de la resonancia del circuito de amortiguamiento. 2. Buena atenuación para altas frecuencias.	1. Muy difícil de implementar. 2. Requiere adicional inductancia de bajo valor para el circuito de amortiguamiento, tolera altas corrientes.	Alta potencia
Filtro tipo Trap con RC shunt (e)	1. Filtro de pequeño tamaño y costo.	1. Reducida atenuación para altas frecuencias. 2. Difícil de implementar. 3. Incremento de pérdidas de potencia. 4. Muy sensible a desintonización.	Baja y alta potencia
Filtro tipo Doble-trap con RC shunt (e)	1. Muy pequeño tamaño y bajo costo.	1. Reducida atenuación para altas frecuencias. 2. Difícil de implementar. 3. Mayor incremento de pérdidas de potencia, debido a rizado altos. 4. Muy sensible a desintonización.	Baja y alta potencia

Tabla 2.2: Tipos de circuito de amortiguamiento del filtro LCL en referencia con la Fig.2.25.

mizar la señal de error (2.23) y con ello mantener estable el comportamiento del sistema.

$$E(t) = Refencia(t) - Salida(t) \quad (2.23)$$

Esta realimentación se implementa tomando medidas o muestras de los parámetros de salidas tanto de la corriente y el voltaje en el PCC. De hecho, la muestra

puede ser tomada en diferentes puntos del filtro dependiendo si es un filtro L, LC o LCL. La etapa de control de los convertidores CC/CA son sistemas complejos, cuyo fin es el de lograr generar señales de salida cuasi-senoidales, fijando valores de referencia de ω^* y V^* de la microrred. Como se mencionó en la sección 1.1.2 y se muestra en el lazo cerrado de control de la Fig.2.4, el inversor puede operar en modo isla o conectado a la red principal, por lo que su etapa de control puede cambiar cuando está configurado como fuente de voltaje o de corriente.

Si el inversor opera como CSI, este no puede hacerlo de forma autónoma, siendo necesario que en esta configuración el inversor esté ligado a la red principal o a un generador en modo Grid-forming, ya que son los que fijan los valores de referencia de ω^* y V^* . En cambio cuando el inversor está configurado como VSI, este puede operar en modo isla o conectado a la red principal.

Los convertidores trifásicos, dentro de su lazo cerrado de control tienen un componente que permite adecuar las señales de referencia y las retroalimentadas, luego son procesadas por un controlador que maneja el PWM para la generación de los pulsos de control conectados a las puertas de los conmutadores. Los elementos de adecuación de las señales pueden ser la transformada de Clarke, que permite transformar un sistema trifásico a un sistema bifásico $\alpha\beta$ con un desfase de 90° entre fases.

Este método es compatible y facilita el control mediante el uso de controladores Proporcional Resonante (PR) que depende del valor estable de la frecuencia para mantener un control óptimo, y la transformada de Park, que transforma un sistema trifásico a un sistema continuo de tres coordenadas nombradas $dq0$, al ser señales continuas son compatibles con controladores PID, de hecho la parte derivativa del PID puede ser obviada.

2.2.5.2 Marco de referencia síncrono $dq0$.

Este marco de referencia $dq0$, es una herramienta que permite transformar un sistema trifásico denominado marco de referencia trifásico abc , en tres señales continuas $dq0$. La coordenada nombrada 0 varía su valor de cero si el sistema no está balanceado, en esta tesis únicamente trataremos con sistemas balanceados por lo que obviaremos la coordenada 0, por lo tanto deberá cumplir que la sumatoria de las tres fases sea igual a cero, expresado por la ecuación (2.24) en cualquier instante. El proceso para lograr esta transformación de marco abc a marco dq pasa primero por entender la

transformación del marco abc al sistema bifásico marco $\alpha\beta$

$$f_a + f_b + f_c = 0 \quad (2.24)$$

para finalmente conseguir obtener el sistema de tres fases sintetizado en dos señales continuas marco dq , las cuales son más sencillas de procesar y comparar para efectos de controlar el inversor. La matemática involucrada es un conjunto de matrices que permiten lograr este cambio sin perder información de las señales generadas, por lo que es posible recomponer las señales trifásicas originales a partir de las señales continuas obtenidas. Las transformadas de Clarke y de Park se explican mediante el análisis de un vector $\vec{v}$ que gira con una velocidad angular ω_o en un espacio tridimensional, el ángulo de desfase entre las señales para el marco abc es de $\frac{2}{3}\pi$, entonces mientras cumpla la ecuación (2.24) el vector puede ser representado matemáticamente mediante la ecuación (2.25) y gráficamente como se muestra en la Fig.2.26.

$$\mathbf{V}_{abc} = \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = v \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

Este esquema también define un ángulo θ que se deriva de la frecuencia de giro del vector y se expresa por la ecuación (2.26) determinando un ángulo desde su posición inicial y variación en tiempo igual a la expresión (2.27).

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.26)$$

$$\theta = \omega t + \theta_0 \quad (2.27)$$

Este ángulo θ es insumo importante para la sincronización de los convertidores con la frecuencia de la red principal, por lo tanto también es parte de la etapa de control. El enfoque mayormente usado para conseguir el ángulo θ es el llamado Phase Locked Loop (PLL), del cual realizaremos su análisis más adelante. Definido $\vec{v}$ es posible proyectarlo en un marco bidimensional con dos ejes ortogonales $\alpha\beta$ fijos estableciendo un marco estacionario y un vector que gira a la frecuencia uniforme. Este esquema es conocido como marco estacionario $\alpha\beta$. Matemáticamente, esta transformación se basa en un cambio de base y se expresa mediante la ecuación (2.28) que define la transformada de Clarke en forma general, para sistemas trifásicos sin neutro

Fig. 2.26: Representación gráfica del $\vec{v}$ en el marco de referencia abc .

o de tres hilos la ecuación (2.29) se simplifica ya que la componente homopolar se elimina por lo que v_γ desaparece siempre que se cumpla la ecuación (2.24), es decir que el sistema este correctamente balanceado.

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_\gamma \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

Como se observa de un sistema trifásico se logra un sistema bifásico que elimina algunas variables pero ni pierde información de la energía procesada. Este marco estacionario $\alpha\beta$ es muy utilizado en controladores que utilizan PR donde es necesario definir la frecuencia de resonancia para lograr resultados eficientes en la forma de onda producida por el convertidor. Este controlador PR tiene varias reseñas de sus ventajas y características que serán descritas brevemente más adelante junto con el controlador PI. Gráficamente la transformada desde el marco abc al marco estacionario $\alpha\beta$ se muestra en la Fig.2.27.

La diferencia entre el marco estacionario con el marco síncrono $dq0$ es

Fig. 2.27: Representación gráfica del $\vec{v}$ en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$.

que en este marco, gira el $\vec{v}$ juntamente con sus ejes dq a la misma ω lo que produce dos valores constantes proyectados en los ejes dq como se muestra en la Fig.2.28. Matemáticamente se expresa con las ecuaciones (2.30) y (2.31), donde la primera es general y la segunda es sobre un sistema trifásico de tres hilos, estas ecuaciones permiten realizar la

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

transformada directamente desde el marco abc al marco síncrono dq , al igual que en el anterior caso la componente homopolar es eliminada al no existir neutro. Otra alternativa es realizar la transformada desde el marco estacionario $\alpha\beta$ al marco síncrono dq directamente mediante la ecuación (2.32), esta transformada al igual que la anterior facilita el procesamiento de las

Fig. 2.28: Representación gráfica del $\vec{v}$ en el marco de referencia síncrono dq .

señales lo que es una ventaja en la tarea de la etapa de control del inversor. Cabe destacar que, en función de los armónicos que se produzcan en el proceso de la transformación aparecerán deformaciones que generan formas

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

de onda defectuosas a la salida, por lo que será necesario filtrar las señales de referencia, las realimentadas y transformadas al marco dq y además a la señal CC de alimentación que se pretende convertir en AC.

Para recuperar las señales trifásicas desde sus proyecciones dq se utiliza el proceso inverso como se muestra en la siguiente ecuación para un sistema trifásico de tres hilos.

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

La siguiente Fig.2.29 muestra el proceso de transformación desde el marco referencia abc al marco síncrono dq . Adicionalmente podemos observar otras características generales de este proceso. Por ejemplo la amplitud de las

señales trifásicas se conservan tanto en el marco $\alpha\beta$ como en el dq , la traza de color rojo del marco bifásico corresponde a la componente homopolar, debido a que se utilizó un sistema de tres hilos. En el marco dq , la componente homopolar está oculta por la proyección en el eje q , en este caso ideal donde el balance del sistema es perfecto. Sin embargo cuando existen perturbaciones producidas por armónicos, u otras causas que generan presencia de potencia reactiva, esta coordenada deja de ser cero.

2.2.5.3 Métodos de sincronización

Se ha mencionado anteriormente que, la etapa de control de los convertidores deben monitorizar y controlar el voltaje y la frecuencia de la red principal y de la microrred con el fin de evitar que existan diferencias entre sus niveles de voltaje, frecuencia y fase. Estas condiciones de sincronía deben ser observadas antes, durante y después de conectar el inversor a la red principal, el objeto de esto es mantener estables las tres variables anotadas, caso contrario los problemas de daños de las cargas se presentarán ya que estos no pueden soportar transitorios de corriente de larga duración e intensidad en el instante de conexión. Durante la conexión, los tiempos de respuesta de los conmutadores deben ser los adecuados en función del tiempo de respuesta del PCC y luego mantener constante la frecuencia, amplitud de voltaje y fase.

Existen varios métodos que permiten realizar esta sincronización, el más sencillo, aunque menos adecuado para los sistemas trifásicos, es el método de detección de cruce por cero. Este sincronizador es un elemento que realiza su cometido en lazo abierto, lo que es una desventaja frente a otros que consideran las salidas de los parámetros a ser controlados.

También pueden cumplir esta función métodos como el filtro de Kalman con algunas variaciones, sin embargo, su limitación es la gran cantidad de esfuerzo computacional requerido, lo que genera retrasos que representan un serio problema en la sincronización.

Generalmente, los más usados en sistemas monofásicos son los basados en lazo de bloqueo de fase (Phase Locked Loop PLL) y para sistemas trifásicos los de referencia giratoria síncrona PLL (Synchronously Rotating Reference PLL SRF-PLL). El problema principal que enfrentan estos elementos son los efectos desequilibrantes que generan los armónicos de orden bajo, que se presentan a la salida del SRF-PLL. Sin embargo, esto puede controlarse mediante filtros adecuados, los cuales a su vez generan el problema de los retrasos que se añaden al proceso de sincronización. Disminuir el ancho de

Fig. 2.29: Transformación desde el marco de referencia trifásico abc al marco de referencia síncrono dq .

Fig. 2.30: Lazo de sincronización de fase PLL básico.

banda puede ayudar, pero perjudica la dinámica de respuesta del convertidor.

Otra alternativa es el uso de métodos de sincronización más complejos como el lazo de bloqueo de fase con referencia giratoria síncrona y doble desacoplamiento (Decoupled Double Synchronously Rotating Reference Frame PLL DDSRF-PLL). Existen métodos en el dominio de la frecuencia, como la transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform FFT), sin embargo, estos requieren recursos computacionales de gran capacidad para ser capaces de proporcionar respuestas adecuadas en tiempo real. Los métodos más comunes en convertidores CC/CA trifásicos son el SRF-PLL y el SOGI-PLL, los cuales están basados en el PLL básico. A continuación se incluye una breve descripción de estos tres métodos, con el fin de esclarecer la mecánica del proceso de sincronización.

1. **PLL básico** Es el más sencillo de implementar es utilizado para convertidores monofásicos, el lazo de control se describe en la Fig.2.30 en ella se muestra tres bloques que procesan la multiplicación de la entrada de referencia v y la realimentación y , obteniendo una salida de error v_e que será filtrada mediante un filtro pasabajo $\tilde{v}_e$ y luego controlada a través de un controlador PI. Su salida es la frecuencia instantánea estimada ω la cual luego de ser integrada entrega el ángulo de fase θ de sincronización, el cual a su vez, es realimentado a la entrada y entregado al control del convertidor. La matemática del proceso se muestra con las siguientes ecuaciones (2.34), donde se multiplican el coseno de la señal de referencia y el seno de la señal realimentada obteniendo v_e .

Esta es filtrada en un LPF

$$\begin{aligned} v_e &= v \cdot y = V \sen(\theta) \cos(\theta_{ref}) \\ v_e &= \frac{V}{2} \sen(\theta - \theta_{ref}) + \frac{V}{2} \sen(\theta + \theta_{ref}) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Estas mismas ecuaciones en el tiempo se modifican pudiendo reconocer las que tienen componentes en alta frecuencia ecuación (2.35), y baja frecuencia ecuación (2.36). Lógicamente al pasar ambos componentes por el LPF la componente de alta frecuencia se elimina quedando únicamente

$$v_{e(altafrecuencia)} = \frac{V}{2} \sen(\omega + \omega_{ref})t + (\phi + \phi_{ref}) \quad (2.35)$$

la componente de baja frecuencia, que es inyectada en el controlador PI para obtener la frecuencia $\omega = \theta$, que al integrarse proporciona el ángulo requerido de sincronización de fase.

$$v_{e(bajafrecuencia)} = \tilde{v}_e = \frac{V}{2} \sen(\omega - \omega_{ref})t + (\phi - \phi_{ref}) \quad (2.36)$$

Resumiendo el PLL posee tres bloques: Detector de Error de Fase, LPF y VCO que permiten sincronizar al GD con la red principal, cuando opera en modo conectado, o con el GD Grid-forming cuando trabaja en modo isla.

2. PLL con marco de referencia de rotación síncrona SRF-PLL.

Este método es ampliamente usado en los sistemas trifásicos por su sencillez y efectividad aunque son afectados por los armónicos de baja frecuencia, este método usa la transformada de Park y esta elimina el LPF. La coordenada d entrega el nivel de voltaje de la red a sincronizar $V_d = E$ y la coordenada q para sistemas trifásicos balanceados debe ser $V_q = 0$. Sin embargo esta señal será la que presente desvíos del valor deseado por lo que se inyecta al bloque PI y su salida es integrada para obtener el ángulo de fase deseado. La Fig.2.31 muestra el lazo de control y las señales, además en este esquema se incluye la señal de realimentación positiva (feedforward) que asegura la correcta estimación del ángulo limitando una posible deriva. Se puede usar un seguro o comprobación del proceso mediante la evaluación de las salidas V_d y V_q , utilizando la ecuación (2.37), que se vale de que la coordenada en q tienda a cero, por lo tanto cuando $V_d = E$ el ángulo de fase resultante será el de sincronización.

$$E = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (2.37)$$

Fig. 2.31: Lazo de control para SRF-PLL para sistemas trifásicos.

2.2.5.4 Control Potencia Activa P -frecuencia f (P, f) y Potencia Reactiva Q -Voltaje V (Q, V) (droop control).

En los modos de operación revisados anteriormente, los convertidores en modo Grid-supporting en sus dos configuraciones, VSI y CSI, utilizan este método de control con el fin de lograr autonomía y poder realizar el control individual de cada GD y así mantener los niveles de voltaje V y frecuencia ω requeridos controlando por lo tanto las potencias activa P y reactiva Q .

Si el convertidor está conectado como CSI, a través de una alta impedancia en paralelo a la carga y al PCC, este CEP no por sus características no puede ser autónomo pero si contribuir en la regulación del V y ω de la microrred y de la red principal. Si, por otro lado, el convertidor se conecta como VSI a través de una baja impedancia en serie, la P y Q que es vertida a la red principal dependen de los parámetros de esta. En este control se debe considerar una impedancia de enlace, que es estimada con el valor de impedancia del cableado que conecta el VSI con el PCC este impedancia por facilidad del control ha sido reemplazada en el proceso de control por el enfoque de la impedancia virtual la cual emula el comportamiento de los conductores mencionados.

El control de caída (droop control) regula el voltaje de la microrred en función de la Q que inyecta a la red principal y, de igual manera, regula ω en función de P , por lo que su objetivo es regular el intercambio de P y Q con la red principal para que la ω y la amplitud de V se mantengan estables. Este control se fundamenta en la diferencia de ángulo δ que existe entre el GD y la red principal, de aquí se deriva la relación lineal que existe entre la frecuencia ω y la P , así como también, entre V y la Q del sistema. Estos parámetros son

Fig. 2.32: Modelo para la conexión de un GD a la microrred.

fijados previamente como referencias por parte del CCMR, en función de los requerimientos de la red principal, mediante el control jerárquico, ejecutados en el PCC.

Para evitar confusiones definiremos E como la amplitud de voltaje del inversor y V como el voltaje de la red principal. La matemática es similar a la desarrollada para un generador síncrono conectado a cargas que pueden variar sus componentes capacitivos e inductivos, haciendo que las redes consuman potencia P y Q . Sin embargo, cabe destacar que, en general, las microrred de bajo voltaje BV son consideradas resistivas, lo que cambia el comportamiento del CEP, como se verá más adelante. La Fig.2.32 muestra un modelo simple de la conexión entre el GD y la microrred, donde consta el componente resistivo e inductivo de los conductores entre las dos fuentes, el ángulo de desviación entre los dos voltajes, δ , y la corriente con su dirección de flujo, en la Fig.2.33 se muestra el análisis fasorial del sistema y de donde se desprende las siguientes ecuaciones (2.38) y (2.39), que definen P_E y Q_E del GD. Considerando el tipo de impedancia predominante en la red, estas expresiones se pueden simplificar como se describe a continuación.

$$P_E = \frac{E}{R^2 + X^2} [R(E - V \cos \delta) + XV \sin \delta] \quad (2.38)$$

$$Q_E = \frac{E}{R^2 + X^2} [X(E - V \cos \delta) - RV \sin \delta] \quad (2.39)$$

La impedancia $Z=R+jX$, $R = Z \cdot \cos(\theta)$ y $X = Z \cdot \sin(\theta)$, en general las redes de alto y medio voltaje son inductivas, por lo que su componente resistiva es muy pequeña que puede ser despreciada y el ángulo δ tiende a ser muy pequeño por lo que se puede aproximar $\sin(\delta) = \delta$ y $\cos(\delta) = 1$.

Fig. 2.33: Diagrama de fasores para la conexión de un GD en el punto PCC.

Modificando las ecuaciones anteriores para P_E y Q_E quedando para las redes inductivas las expresiones de las ecuaciones (2.40) y (2.41), de ahí también se desprende que el ángulo δ se puede hallar

$$P_E \approx \frac{E}{X} [V \sin \delta] \quad (2.40)$$

$$Q_E \approx \frac{E}{X} [E - V \cos \delta] \quad (2.41)$$

con la ecuación (2.42) y la diferencia de amplitudes de los voltajes del GD y la microrred con la ecuación (2.43). Analizando estas ecuaciones se observa la relación

$$\delta \approx \frac{X P_E}{E V} \quad (2.42)$$

$$E - V \approx \frac{X Q_E}{E} \quad (2.43)$$

entre ω y P_E que permite controlar la frecuencia de la microrred por medio de la manipulación de su potencia activa. De igual manera controlar la variación de la amplitud del voltaje manipulando la potencia reactiva, las ecuaciones (2.45) y

$$\omega - \omega_0 = -k_P (P - P_0) \quad (2.44)$$

$$V - V_0 = -k_Q (Q - Q_0) \quad (2.45)$$

(2.45) son las que por lo tanto definen el control de caída (P, f) y (Q, V) . Expresando estas relaciones mediante gráficas, se definen dos rectas que muestran fácilmente la relación inversamente proporcional entre las variables descritas. Además, definen dos ganancias de proporcionalidad k_P y k_Q , como se

Fig. 2.34: Rectas definidas por las ecuaciones de control de caída en una red inductiva.

muestra en la Fig.2.34. . Análogamente, las redes de bajo voltaje se caracterizan por tener una impedancia principalmente resistiva, por ello, en este caso, se desprecia la componente inductiva y las ecuaciones quedan modificadas como se muestra en (2.46), (2.47)

$$P_E \approx \frac{E}{R}[E - V \cos \delta] \quad (2.46)$$

$$Q_E \approx \frac{-EV}{R} \sin \delta \quad (2.47)$$

De la misma manera, de ellas se derivan (2.49) y (2.49)

$$E - V \approx \frac{RP_E}{E} \quad (2.48)$$

$$\delta \approx \frac{RQ_E}{EV} \quad (2.49)$$

Se observa que en las ecuaciones cambian y los parámetros que se relacionan son diferentes, es decir, la variación (P, f) cambia a (P, V) y (Q, V) cambia a (Q, f) con pendiente positiva, obteniéndose otras relaciones que definen el control de caída para redes. Estas nuevas relaciones se describen en las ecuaciones (2.51) y (2.51) quedando las rectas definidas como se muestra en la figura 2.35

$$V - V_0 = -k_P(P - P_0) \quad (2.50)$$

$$\omega - \omega_0 = -k_Q(Q - Q_0) \quad (2.51)$$

Por lo tanto para una red genérica donde no es posible realizar las simplificaciones descritas se considera una impedancia $Z = Z \angle \theta$ dentro de las

Fig. 2.35: Rectas definidas por las ecuaciones de control de caída en una red resistiva de bajo voltaje.

ecuaciones dadas. Entonces arreglando los dos casos se obtiene una matriz T que facilita el manejo de las expresiones matemáticas como se muestra en la ecuación (2.52).

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} P' \\ Q' \end{pmatrix} &= [T] \cdot \begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{X}{Z} & \frac{-R}{Z} \\ \frac{R}{Z} & \frac{X}{Z} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.52)$$

el ángulo requerido es calculado mediante $\phi = \frac{\pi}{2} - \theta = \tan^{-1}\left(\frac{R}{X}\right)$. Las ecuaciones modificadas son semejantes a las del caso inductivo con la diferencia que la parte netamente inductiva es reemplazada por Z quedando las ecuaciones (2.53) y (2.54)

$$P'_E \approx \frac{E}{Z}[V \sin \delta] \quad (2.53)$$

$$Q'_E \approx \frac{E}{Z}[E - V \cos \delta] \quad (2.54)$$

y por lo tanto 2.55 y 2.56 son las ecuaciones para δ y diferencial de V

$$\delta \approx \frac{Z P'_E}{E V} \quad (2.55)$$

$$E - V \approx \frac{Z Q'_E}{E} \quad (2.56)$$

Por lo tanto las ecuaciones generales del control de caída (P, f) y (Q, V) son (2.57) y (2.58)

$$\omega - \omega_0 = -k_P(P' - P'_0) = -k_P \frac{X}{Z}(P - P_0) + k_Q \frac{R}{Z}(Q - Q_0) \quad (2.57)$$

$$V - V_0 = -k_Q(Q' - Q'_0) = -k_P \frac{R}{Z}(P - P_0) - k_Q \frac{X}{Z}(Q - Q_0) \quad (2.58)$$

La Fig.2.36 muestra el comportamiento de un convertidor en modo Grid-supporting con control de caída conectado a la red principal la cual se supone inductiva, cuyas cargas están balanceadas. Se observa la variación de la f en función de la ganancia proporcional k_P y de la variación de P , así como también la variación de la amplitud del V en función de la ganancia proporcional k_Q y la variación de Q . La tabla 2.3 muestra los valores nominales de la microrred y las variaciones tanto de ω como de V para simular el comportamiento del GD con control de caída, conectado a la red principal.

V_0 [V]	f_0 [Hz]	P_0 [kVA]	Q_0 [kVAr]	ΔV	Δf	ΔQ	ΔP
310	50	10	0	0.1	0.3	-0.5	-3
310	50	10	0	-0.1	-0.3	3.8	3

Tabla 2.3: Características de la red principal y variación de sus parámetros controlados por control de caída.

2.2.6 Convertidor CC/CA Trifásico

El objeto principal de estudio son los convertidores CC/CA trifásicos o también conocidos como inversores trifásicos. Estos elementos son conformados por los elementos descritos en los apartados anteriores, es decir, poseen conmutadores de potencia cuyo número y tipo pueden variar para obtener formas de onda senoidales muy exactas, pero siempre manteniendo tres ramales de donde nacen las fases del inversor. La etapa de control podría considerarse la más compleja, ya que en función de las señales de referencia fijadas por las necesidades de la red principal a través del control jerárquico, junto con las señales de realimentación obtenidas por sensores colocados convenientemente dentro del filtro LCL, deben mantener la estabilidad del comportamiento del inversor mediante la generación de señales pulsantes sincronizadas y coordinadas que manejen las compuertas de control de los conmutadores. Otro

Fig. 2.36: Efectos del control de caída entre P-f y Q-V en un DQ en modo Grid-supporting conectado a una red inductiva.

elemento importante es el filtro, que puede ser tipo L, LC o LCL y cuyo diseño debe ser adecuado para filtrar señales no deseadas que perturban la forma de onda a ser controlada, como son los armónicos de alta frecuencia generados por la conmutación de los semiconductores, y finalmente verter su energía a la red principal. La Fig.2.37 muestra un inversor genérico que debe cumplir las siguientes funciones para ser apto para formar parte de una microrred CA.

1. La microrred debe ser capaz de conectarse y desconectarse rápidamente de la red principal de forma muy eficiente, con el fin de evitar que el inversor se vea afectado por eventos no deseados en la red principal.
2. GD debe ser de tipo conecte y opere, de manera que pueda incrementarse el número de GDs a la microrred sin la necesidad de realizar modificaciones onerosas.
3. P y Q se controlaran independientemente.
4. Caídas de voltaje y desbalances deberán ser corregidas rápidamente, sin que lleguen a afectar a las cargas.
5. Los fallos serán corregidas sin pérdida de estabilidad.
6. Las microrredes pueden ser vistas como cargas desde la red principal por su comportamiento y dinámica.

2.2.7 Convertidor CC/CA como fuente de tensión o fuente de corriente

1. Inversor como Fuente de Voltaje (Voltage Source Inverter VSI): Este inversor tiene como característica que el voltaje de entrada debe mantenerse constante y la amplitud del voltaje de salida no depende de la carga. Al contrario, la corriente queda afectada, tanto en su forma de onda como en su amplitud, por efecto de la impedancia de la carga.

Por otro lado, el GD configurado como VSI deberá conectarse a la red principal mediante una baja impedancia en serie con la red principal. Dicha conexión podrá o no considerar la necesidad de implementar aislamiento galvánico. En función de su control, puede operar en modo isla o modo conectado a la red.

Fig. 2.37: Inversor conectado a la red.

2. Inversor como Fuente de Corriente (Current Source Inverter CSI): La entrada de este convertidor CC/CA es la corriente y, al igual que el anterior, la entrada debe mantenerse constante, pero puede ser regulable. La amplitud de la salida de la corriente es independiente de la carga, pero el voltaje depende de la naturaleza de la impedancia de la carga. Los GD configurados como CSI se conectan a la red principal en paralelo con una alta impedancia. Este GD siempre deberá estar conectado a la red principal o a un GD que fije la frecuencia y el nivel de voltaje requerido. Igualmente, el aislamiento galvánico será necesario o no en función de la potencia requerida.

2.3 Objetivo de la tesis

A partir de la última década del siglo pasado, el mundo observó que el nivel de contaminación ambiental estaba llegando a límites peligrosos para la vida, de tal manera se intensificó el desarrollo y optimización de otras formas o métodos de generación de energía eléctrica. En ese momento, un alto porcentaje de la generación eléctrica implicaba la quema de combustibles a base de carbón, generador de gases de efecto invernadero los cuales provocan el calentamiento global.

Fig. 2.38: Generación eléctrica en los EUA.

Adicionalmente, existen otras fuentes contaminantes, como son la industria y los medios de transporte. La Fig.2.38 muestra la evolución de los generadores de energía eléctrica desde 2001 - 2017 en los EUA [34]. En ella, se observa como el consumo de carbón se ha reducido e, inversamente, otras tecnologías de generación han incrementado su producción. Entre ellas, las más comunes, sin contar con la generación hidráulica, son el viento, el sol y la biomasa. Todas estas generan energía eléctrica continua o alterna de frecuencia variable, por lo que es necesario procesarla para adecuarla para el consumo de las cargas CA. Dependiendo de la localización geográfica los voltajes de operación son de 110 Vrms a 60 Hz o 220 Vrms a 50 Hz, por lo que los inversores deberán cumplir los estándares que rijan en cada jurisdicción.

La Fig.2.39 muestra la evolución de los generadores de energía eléctrica, se observa como el uso de energía primaria como el sol y el viento se incrementan dando paso al esquema de los GD, y en donde inicia o toma fuerza la idea de las microrredes. La proliferación a nivel mundial de estos elementos, como son las granjas eólicas o solares, han obligado a desarrollar convertidores con alta eficiencia y prestaciones, lo cual lleva a un amplio conjunto de ofertas de convertidores que serán instalados en las mencionadas granjas generadoras de energía.

Con el impulso que han tomado estos generadores, se han implementado nuevas infraestructuras que pretenden lograr eficiencia energética mediante la

Fig. 2.39: Incremento de la capacidad de generación eléctrica con recursos renovables en EUA.

aplicación de conceptos como la reducción de quema de combustibles a base carbón, incremento de generación mediante el uso de energías primarias renovables, programación de generación y consumo basado en aprovechamiento de los recursos primarios renovables y el manejo o administración de cargas. En esta estructura energética, se observa que uno de los elementos clave son los convertidores, en especial y objeto de este estudio, los convertidores CC/CA.

Como se ha mencionado, la gran variedad de estos convertidores y el incremento de las instalaciones con GD para conformar microrredes o un conjunto organizado y coordinado de ellas nombrado Smart-Grids, han obligado a poner mucha atención en esta interfaz. De lo anterior, podemos inferir que las Smart-Grids tienen en la actualidad un alto grado de aceptación como solución para cambiar de la generación tradicional a la generación con recursos renovables, así como toda la tecnología a fin a ellas, como son los elementos de almacenamiento de energía, sistemas de comunicaciones y monitorización, sistemas y técnicas de control. También se busca dejar vías abiertas para que nuevas tecnologías de generación puedan sumarse a la tarea, como por ejemplo los vehículos eléctricos, enfoques de optimización de generación y consumos de energía eléctrica y el involucramiento del manejo del mercado energético, donde el consumidor también pasa a ser productor de energía. Los inversores, por lo tanto, son dispositivos que facilitan el desar-

rollo de las redes inteligentes de energía eléctrica mediante sus prestaciones, que permiten controlar los GD en relación con la red principal, integrar comunicaciones, conectar o desconectar al GD de la red principal e incrementar la cantidad de GD en la microrred.

La dinámica de los CEP es variable en función de parámetros no controlables, como son la irradiación solar y la fuerza del viento, y otros controlables, como el estado del sistema de almacenamiento de baterías o el modo de operación, conectado a la red o en modo isla, y, finalmente, el manejo de las cargas de forma adecuada para mantener el sistema balanceado y la ininterrumpida alimentación de cargas prioritarias. Esto lleva a que los CEP trabajen en un amplio rango de condiciones de operación, que son necesarias analizarlas para tratar de particularizar en un punto deseado de operación.

Los fabricantes de los CEP ofrecen varias alternativas o versiones de sus productos y cada uno de ellos son adecuados para ser instalados con un tipo de generador, en función de sus características nominales de parámetros de entrada y salida. Sin embargo, para poder tener la seguridad de haber escogido el CEP adecuado para las necesidades de un diseño concreto, es necesario conocer más profundamente las características del inversor, información que en la mayoría de casos no es difundida por parte del fabricante.

Tareas como el análisis del comportamiento de la red frente a eventos no deseados que perturban o incluso dañan los componentes de la red, así como la estimación de parámetros de diseño se dificultan al no poseer la información adecuada, por lo tanto, los métodos de modelizado en caja negra son una alternativa válida para lograr obtener modelos comportamentales que faciliten y permitan salvar los obstáculos mencionados de forma óptima. Frente a esta problemática descrita, el uso de modelos para lograr realizar simulaciones precisas de las microrredes es el contexto de la tesis cuyo objetivo principal es obtener un método para lograr modelos en caja negra (MCN) que sean capaces de reproducir con gran exactitud el comportamiento de convertidores en todo su rango de funcionamiento capturando su comportamiento no lineal.

Capítulo 3

Modelizado en caja negra de convertidores CC/CA

El modelizado es un método mediante el cual se trata de representar el comportamiento de un sistema, de tal manera que esta representación capture con gran fidelidad las características y comportamiento del fenómeno. En este caso, el objetivo es modelar un convertidor CC/CA trifásico del cual tenemos muy poca información o únicamente un conocimiento teórico de su operación.

En el capítulo 1 se describieron los tipos de métodos de modelizado que pueden ser usados: Caja blanca cuando se tiene toda la información requerida disponible con el fin de obtener un modelo matemático cuya respuesta se ajuste al dispositivo real; caja gris cuando se conoce la estructura del sistema pero no sus parámetros; y el método de modelizado en caja negra donde se tiene muy poca información sobre el sistema y el modelo debe obtenerse fundamentalmente a partir de métodos de identificación de sistemas.

Como se ha descrito anteriormente, el CEP es un dispositivo complejo que opera como una interfaz entre la fuente de energía primaria: sol, viento, celdas de combustible, etc., que generan CC y la microrred que consume CA, por lo tanto es un elemento clave e imprescindible de las mismas. Los CEP poseen señales de entrada y salida que permiten realizar el proceso de observación requerido para obtener el modelo en caja negra del inversor. La Fig.3.1 muestra el modelo en caja negra genérico que se pretende encontrar utilizando técnicas de identificación de sistemas.

En la literatura, existen trabajos realizados sobre este tema, sin embargo,

Fig. 3.1: Modelo en caja negra MCN de un CEP trifásico conectado a la microrred.

no cubren sistemas realimentados conectados a la red principal, por lo que, una de las contribuciones de esta tesis es lograr capturar, con un elevado grado de exactitud, la dinámica del CEP conectado a la microrred. Al no tener información sobre el dispositivo, la alternativa disponible para su modelizado es la observación de su comportamiento. Por lo tanto, se analiza la respuesta transitoria donde la dinámica del CEP se manifiesta y es producto de sus linealidades intrínsecas y la respuesta en estado permanente, donde los niveles deseados deberán ser controlados y mantenidos. El procedimiento para obtener el modelo en caja negra de un sistema se puede describir en los siguientes pasos:

1. Manipular la señal a la entrada del inversor con el fin de lograr un escalón en un determinado instante t_0 . Este escalón deberá tener la suficiente duración hasta un tiempo t_1 , con el fin de recolectar la cantidad de datos necesarios para ser procesados en el algoritmo de identificación, manteniendo el resto de entradas del sistema invariables.
2. Se registran las señales de entrada y su efecto en la señal de salida, cuidando que ambos vectores de información posean igual cantidad de datos y que estén sincronizadas en el tiempo.
3. Se selecciona el método de identificación más adecuado para obtener el modelo final, para ello, este paso deberá ser iterativo, ya que al menos deberá probarse dos métodos de identificación, con el fin de que a través

Fig. 3.2: Representación genérica de función de transferencia, para un sistema H .

de la validación lograr obtener respuestas discriminantes que permitan escoger el mejor de ellos.

4. Seleccionado el método de identificación, se realiza el proceso de obtención de todas las funciones de transferencias necesarias para lograr el modelo en pequeña señal. Estas funciones de transferencia, como es bien conocido, son las relaciones matemáticas entre las señales de entrada y salida del CEP. La ecuación (3.1) muestra la relación de un sistema genérico H configurado como muestra la Fig.3.2.

$$H = \frac{Y_{out}}{X_{in}} \quad (3.1)$$

Las funciones de transferencia se definen por su orden, el cual está dado por el mayor exponente en el polinomio del denominador. Usar funciones de transferencia de orden alto en el proceso de identificación incrementa el abanico de posibles respuestas que se pueden representar, sin embargo, también aumenta la complejidad del modelo y el esfuerzo computacional. Por lo tanto, se debe encontrar un compromiso entre precisión del modelo y complejidad en la elección del orden de las funciones de transferencia.

5. La validación es un proceso repetitivo con el fin de lograr la precisión deseada para el modelo. La validación consiste en realizar una comparación por métodos matemáticos entre la respuesta del modelo con la respuesta del sistema real con objeto de verificar su desempeño.
6. Se obtienen las funciones de transferencia (FT) necesarias para conformar el modelo completo en caja negra lineal o de pequeña señal. La cantidad de funciones de transferencia obedecen a la cantidad de combinaciones entre entrada y salida existen, como se describe en la ecuación (3.2).

$$N_{FT} = num_{entradas} \cdot num_{salidas} \quad (3.2)$$

Fig. 3.3: Modelo en caja negra de un inversor trifásico en el marco síncrono dq .

Sin embargo existen particularidades como en nuestro planteamiento donde la entrada v_{abc} y salida i_{abc} trifásica serán procesadas como un sistema con dos parámetros utilizando la transformada del marco abc al marco síncrono dq . Por lo tanto, las entradas y salidas que consideraremos serán las que se muestren en la Fig.3.3

7. La sumatoria de todas las salidas de las FT obtenidas en un punto de operación definido, conforman el modelo total del inversor en pequeña señal.
8. Este modelo completo de pequeña señal es otra vez validado con el fin de comprobar su comportamiento en conjunto, es decir, se comprueban todos los modelos de pequeña señal para un punto de operación particular.
9. El modelo de gran señal conjuga todos los modelos de pequeña señal o lineales obtenidos en sus respectivos puntos de operación. Cada modelo lineal está asociado a una función de peso que activa a cada modelo cuando su entrada está atravesando el punto de operación respectivo y sus cercanías. De esta manera, este modelo cubre un mayor rango de operación ya que al juntar los puntos de operación adyacentes se suman las respuestas capturando las no linealidades existentes en la transición de un punto de operación a otro reproduciendo con gran exactitud el modelo de gran señal o no lineal. Este tipo de modelo es conocido en la literatura como modelo politópico.

Fig. 3.4: Duración del escalón $t_0 - t_1$ y registro $t_{-1} - t_1$ para identificación de la función de transferencia.

10. Finalmente se valida el modelo politópico mediante el uso de grandes variaciones en las señales de entrada..

A continuación se describirán en detalle los aspectos más relevantes del procedimiento de obtención de modelos en caja negra.

Tiempo de duración del escalón en la señal de entrada.

Es importante para el proceso de identificación de las funciones de transferencia obtener los datos suficientes [12], es decir, que si se toman escasos datos desde un tiempo pequeño antes del escalón $t_{(-1)}$ hasta un tiempo t_1 , que no capture la totalidad de la respuesta transitoria del sistema, la respuesta del modelo será deficiente. Por otro lado, si este conjunto de datos está sobredimensionado, el recurso computacional se verá afectado, incrementando sus necesidades de cálculo. La Fig.3.4 muestra lo descrito para ambos casos.

Punto de operación, pequeña señal y gran señal o modelo Politópico.

El punto de operación es el punto de intersección de la curva característica del comportamiento del CEP con su recta tangente y define una pequeña sección de la curva donde su comportamiento puede considerarse lineal, como se muestra en la Fig.3.5. Por lo tanto la sección lineal va estar limitada por el comportamiento lineal del sistema. En esta sección lineal solo una señal

Fig. 3.5: Punto de operación para pequeña señal.

de pequeña amplitud que no sobrepase los límites de la sección lineal no generará distorsión en la señal de salida. Por el contrario si su amplitud sobrepasa los límites de linealidad o sección lineal esta generará distorsión en la respuesta deseada, un ejemplo simple de lo dicho se muestra en la Fig.3.6 La figura de la izquierda muestra la distorsión de la señal $X_{in(1)}$ cuando es afectada por la relación entrada - salida del sistema dada por su curva característica, obteniendo la salida distorsionada $Y_{in(1)}$. Esta sección sobrepasa los límites de linealidad dados por a y b , por otro lado en la figura derecha se muestra que la sección $a - b$ es más pequeña que la anterior e igualmente la señal de entrada $X_{in(2)}$ es pequeña comparada por la $X_{in(1)}$, por lo que no sobrepasa los límites de linealidad sin que se genere distorsión en la salida $Y_{in(2)}$. Generalmente se puede considerar como pequeña señal el 10% del máximo valor que puede tomar la respuesta del sistema, sin ser esto una regla por lo que, si aún se observan comportamientos no lineales se deberá reducir ese porcentaje. Adicionalmente la recta producto de derivar la curva característica en el punto de operación es el método más sencillo de linealización en cada punto de operación, método muy conocido y explicado en la literatura correspondiente [35], [36].

El análisis en pequeña señal para obtener modelos lineales efectivos debe en lo posible estimar la longitud de la sección lineal definiendo los límites como la máxima distancia entre los puntos a y b de la recta tangente a la curva en el punto de operación que no genera distorsión, o que ésta es despreciable en la señal de salida. Luego, si tomamos puntos de operación consecutivos que siguen la trayectoria de la curva de comportamiento del sistema, se conforma una sección no lineal que soporta una entrada de mayor amplitud. Por este motivo, este modelo es conocido como de gran señal y se describe gráficamente en la Fig.3.7, sin embargo el modelo no discrimina por

Fig. 3.6: Demostración gráfica del modelo de pequeña señal o de comportamiento lineal.

si solo la transición entre la sección correspondiente al punto de operación P_1 y la sección correspondiente al P_2 , por lo que necesita adicionar un mecanismo que cumpla esta función. Para lograr que el modelo no lineal detecte la transición desde P_1 a P_2 se añade un mecanismo de ponderación que va activando cada sección correspondiente a su punto de operación en función del comportamiento o evolución de la señal de entrada, es decir, que si esta señal es creciente la señal de salida o la respuesta del sistema se comportará inicialmente como el modelo lineal correspondiente al punto de operación P_1 , hasta alcanzar el punto donde se cortan las líneas tangentes correspondientes a las dos secciones lineales pertenecientes al P_1 y P_2 . Entonces, paulatinamente y al mismo tiempo el modelo lineal 1 pierde influencia y el modelo lineal 2 gana influencia en la respuesta final del sistema. Este efecto logra que el modelo adapte su comportamiento entre los dos puntos de operación, capturando las no linealidades del sistema.

La ponderación puede ser efectuada por varios métodos. La característica principal para realizar esta tarea es que sus formas de onda tengan un cambio de estado de 0 a 1 creciente y que puedan invertirse para que cambien su estado de 1 a 0, siendo la más simple la señal triangular. Todo este complejo modelo se conoce como modelo politópico [37] donde un conjunto de al menos dos puntos de operación consecutivos se marcan en la intersección de la recta tangente y la trayectoria de la curva característica de un sistema de comportamiento no lineal. La recta tangente define una sección de la

Fig. 3.7: Corrección de la señal de salida con distorsión por efecto del comportamiento no lineal del sistema.

curva considerada de comportamiento lineal, la cual es activada secuencialmente en función de la ponderación, que actúa en función de los valores de la entrada del modelo, generando una salida del modelo que aproxima el comportamiento no lineal del sistema.

La Fig.3.8 muestra el efecto de la ponderación utilizando la función doble sigmoidea, que cumple con el requisito de crecimiento 0 - 1 y decrecimiento 1 - 0 requerido para lograr una ponderación. Finalmente, en la Fig.3.9 se muestra el modelo politópico total. Es importante hacer notar que durante todo el trayecto están presentes funciones doble sigmoideas que permiten obtener el modelo politópico mediante su ponderación, por lo tanto, la sumatoria punto a punto de todas las sigmoideas involucradas en un instante determinado debe ser siempre igual a 1. La Fig.3.10 explica la sumatoria descrita antes, es decir la $w_1 + w_2 + w_3 = 1$, generalizando las condiciones de las funciones doble sigmoideas w_n , puede expresarse con las siguientes ecuaciones (3.3) y (3.4).

$$0 \leq w_i(\theta) \leq 1 \quad (3.3)$$

$$\sum_{i=1}^r w_i(\theta) = 1 \quad (3.4)$$

En la literatura que trata sobre modelizado [12], [14], [37], [38], la matemática

Fig. 3.8: Funciones sigmoideas w_1 y w_2 que ponderan el comportamiento de la sección de influencia de los puntos de operación P_1 y P_2 .

Fig. 3.9: Representación de la estructura de un modelo de gran señal o politópico.

Fig. 3.10: Estructura del modelo politópico.

con que se representan los modelos no lineales se expresa mediante (3.5), que puede ser extendida por (3.6), donde A y B son matrices que describen el modelo no lineal que

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (3.5)$$

$$\dot{x} = A(x, u)x + B(x, u)u \quad (3.6)$$

puede ser particionado en varios modelos lineales centrados en puntos de operación contiguos pertenecientes a la trayectoria de la curva característica del sistema real. Cada uno de estos son activados por sus respectivas funciones de ponderación, quedando, por lo tanto, la ecuación completa como (3.7). Por otro lado, las ecuaciones que expresan las funciones sigmoideas izquierda (3.8) y derecha (3.9) conforman la función doble sigmoidea completa que pondera cada punto

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \sum_{i=1}^n w_i(x, u)(A_i x + B_i u) \\ y &= \sum_{i=1}^n w_i(x, u)(C_i x + D_i u) \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$f(x, a_1, c_1) = \frac{1}{1 + e^{-a_1(x-c_1)}} \quad (3.8)$$

$$f(x, a_2, c_2) = \frac{1}{1 + e^{-a_2(x-c_2)}} \quad (3.9)$$

de operación considerado en función de la señal de entrada. La forma de la doble sigmoidea es acampanada, la Fig.3.11 muestra la activación de las funciones sigmoideas dobles en función de la entrada tipo rampa con pendiente 1 que incrementa su valor de 0 – 10, en 10 seg. En ese crecimiento va activando las doble sigmoideas, según el avance de la rampa. En la figura se observa que w_1 inicia su activación en aproximadamente 0.2 seg y su incremento es paulatino y leve hasta llegar a 0.4 seg donde su comportamiento exponencial permite un incremento abrupto con una pendiente $m=15$ pasando por su punto medio en 1 seg, luego alcanza su valor máximo formando una meseta durante todo el intervalo que corresponde al punto de operación e inicia su decrecimiento a los 4.4 seg con un comportamiento similar al anterior pero inverso siendo su caída abrupta una línea recta con $m=-15$, para finalizar su activación a los 5.6 seg, igual mecánica sucede con las otras doble sigmoideas y finalmente en la mencionada figura se muestra como la rampa es reproducida mediante esta técnica de activación de los segmentos correspondientes a cada punto de operación coincidentes con las mesetas de las doble sigmoideas. Cabe destacar que el punto medio donde se cruzan dos dobles

Fig. 3.11: Activación de las dobles sigmoideas w_1 , w_2 y w_3 en función del avance de la función rampa y su reconstrucción.

Fig. 3.12: Puntos de intersección entre sigmoideas dobles o puntos de referencia de límites de linealidad.

sigmoideas en este caso la mitad derecha de la w_1 con la mitad izquierda de la w_2 , deben coincidir con el límite de linealidad entre dos puntos de operación consecutivos, como se muestra en la Fig.3.12.

La función doble sigmoidea se forma restando la mitad izquierda de la mitad derecha como se expresa en la ecuación (3.10).

$$f(x, a_1, c_1, a_2, c_2) = \frac{1}{1 + e^{-a_1(x-c_1)}} - \frac{1}{1 + e^{-a_2(x-c_2)}} \quad (3.10)$$

Redes de dos puertos - parámetros híbridos.

Una red que posee dos pares de terminales, unos de entrada y otros de salida, con los que interactúa con otra red o redes, puede ser simplificada utilizando los teoremas de Thevenin y Norton. Estos teoremas denotan que cualquier circuito puede ser reemplazado por una fuente de corriente en paralelo con una resistencia equivalente o como una fuente de voltaje en serie con la resistencia equivalente del circuito, respectivamente, siempre y cuando su comportamiento sea lineal.

La Fig.3.13 muestra los terminales de entrada y salida de una red de dos puertos. Además, se observa el sentido del flujo de las señales, donde por el terminal a entra el flujo y su salida es por el terminal b . De igual forma el flujo se produce desde los terminales de la salida c y d . Esta simplificación es muy útil para obtener modelos de caja negra de un CEP conectado a la

Fig. 3.13: Esquema de la red de dos puertos.

Fig. 3.14: Red de dos puertos aplicado a un convertidor electrónico de potencia.

red, es decir, a la entrada del CEP la señal CC y a la salida las señales AC. Adicionalmente, únicamente se trata con las relaciones entre las corrientes y tensiones en los terminales, sin tener en cuenta sus interacciones dentro de cada red. Particularmente, considerando lo descrito anteriormente, podemos configurar una red de dos puertos con los siguientes terminales de entrada V_1 e I_1 y salida V_2 e I_2 , Fig.3.14. Las dos corrientes entran a la red y los voltajes se consideran las salidas del mismo formando una red que se puede expresar mediante la ecuación (3.11), donde los parámetros y_{xx} corresponden a admitancias. Matricialmente la ecuación se expresa como en (3.12), quedando por lo tanto el valor de las admitancias y_{xx}

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\ I_2 &= y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Como se muestra en las ecuaciones (3.13) admitancia de entrada en cortocircuito, (3.14), (3.15) admitancias de transferencia en cortocircuito y (3.16)

admitancia de salida en cortocircuito, obtenidas considerando que uno de los valores de voltaje es igual a cero. Por lo tanto, si se cortocircuita V_2 se obtiene y_{11} y y_{21} y si se cortocircuita V_1 se obtiene y_{12} y y_{22}

$$y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \big|_{V_2=0} \quad (3.13)$$

$$y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \big|_{V_1=0} \quad (3.14)$$

$$y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \big|_{V_2=0} \quad (3.15)$$

$$y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \big|_{V_1=0} \quad (3.16)$$

Este procedimiento es adecuado para analizar los CEP y obtener sus modelos lineales mediante el uso de los parámetros híbridos, que responden a la misma teoría descrita anteriormente. Por otro lado, los mencionados parámetros responden a una relación entrada - salida, pudiendo tratarlas como funciones de transferencia las cuales serán obtenidas utilizando métodos de identificación. El uso de estos métodos permite hallar modelos con respuestas muy cercanas a las respuestas del sistema real, es decir, que logran capturar con gran precisión la dinámica del CEP. Los modelos en caja negra se construyen únicamente a partir de la observación de sus señales de entrada - salida, siendo esto una ventaja, ya que con la instrumentación adecuada y aplicando el protocolo adecuado, se pueden obtener las señales necesarias para el desarrollo de los modelos de CEP conectados en cascada y en paralelo.

Los parámetros híbridos G son utilizados para lograr modelar sistemas lineales y ligeramente no lineales, los cuales están conformados por elementos resistivos, inductivos, capacitivos y fuentes dependientes. Estos modelos generan cuatro tipos de funciones de transferencia $G_o(s)$ Audiosusceptibilidad, $Z_o(s)$ Impedancia de salida, $Y_i(s)$ Impedancia de entrada y $H_i(s)$ Ganancia de corriente inversa, como se muestra en la Fig.3.15. Matemáticamente, se expresa con ecuaciones (3.17) y su forma matricial (3.18), definen finalmente las cuatro funciones de transferencia mencionadas (3.19), (3.20), (3.21) y (3.22).

$$\begin{aligned} V_2 &= G_o V_1 - Z_o I_2 \\ I_1 &= Y_i V_1 + H_i I_2 \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_o & -Z_o \\ Y_i & H_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Fig. 3.15: Esquema del modelo en Caja Negra.

$$G_o = \frac{V_2}{V_1} \big|_{I_2=0} \quad (3.19)$$

$$Z_o = \frac{-V_2}{I_2} \big|_{V_1=0} \quad (3.20)$$

$$Y_i = \frac{I_1}{V_1} \big|_{I_2=0} \quad (3.21)$$

$$H_i = \frac{I_1}{I_2} \big|_{V_1=0} \quad (3.22)$$

Función de transferencia (FT).

La transformada de Laplace es una herramienta matemática muy utilizada en el modelizado. Sus principales características de las cuales nos valemos para el modelizado son el cumplimiento del principio de superposición y la respuesta impulsiva definida en el marco de la variable compleja s . Utilizando la convolución en un sistema Lineal e Invariante en el Tiempo (LTI) se puede obtener su respuesta a una determinada entrada convolucionando esta con la respuesta al impulso unitario. El principio de superposición establece que si una señal que excita a un sistema puede ser expresado por la sumatoria de sus señales componentes, entonces la respuesta del sistema puede expresarse como la suma individual de respuestas correspondientes a las componentes de la señal de entrada - salida (3.23), (3.24) y (3.25) entonces si el sistema es LTI, se debe cumplir (3.26).

$$u_1(t) \Rightarrow y_1(t) \quad (3.23)$$

$$u_2(t) \Rightarrow y_2(t) \quad (3.24)$$

$$u(t) = \alpha_1 u_1(t) + \alpha_2 u_2(t) \quad (3.25)$$

$$y(t) = \alpha_1 y_1(t) + \alpha_2 y_2(t) \quad (3.26)$$

Además, se cumple la no variación en el tiempo dada por: si $u_1(t) \Rightarrow y_1(T)$ entonces $u_1(t-T) \Rightarrow y_1(t-T)$, lo que implica que el retardo τ en la entrada debe evidenciarse a la salida de la misma manera.

Un impulso se considera a una señal rectangular que evoluciona en el tiempo manteniendo constante su área pero variando su ancho de forma decreciente haciéndolo tender a cero y, por el contrario, el alto se incrementara hacia infinito. Por lo tanto la relación entre ancho y altura es inversa, es decir, mientras menor ancho mayor altura, este concepto define el impulso que dentro de un sistema LTI, donde su salida es generalmente expresada como (3.27). Considere entonces que $\tau_1 = t - \tau$, por lo tanto, la integral de convolución se expresa 3.28 donde $h(t)$ es la respuesta impulsiva.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad (3.27)$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{-\infty} u(t-\tau_1)h(\tau_1)(-d\tau_1) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)u(t-\tau)d\tau \quad (3.28)$$

La función del escalón unitario es la que se utilizará en la obtención de las funciones de transferencia. Esta función escalón se expresa (3.29), y su respuesta impulsiva es $y(t) = h(t) = e^{-kt}$ para todo $t > 0$.

$$1(t) = \begin{cases} 0, & t < 0, \\ 1, & t \leq 0. \end{cases} \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)u(t-\tau)d\tau \\ y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-k\tau}1(\tau)u(t-\tau)d\tau \\ y(t) &= \int_0^{\infty} e^{-k\tau}u(t-\tau)d\tau \end{aligned} \quad (3.30)$$

Por lo tanto, si la entrada de un sistema es $u(t) = e^{st}$ la salida resultante será $y(t) = H(s)e^{st}$. Ambas exponenciales y de diferente amplitud, $H(s)$ es la función de transferencia de esa relación entrada - salida, expresada por (3.31) y definida como la ganancia transferida por $U(s)$ a $Y(s)$, aplicando la transformada de la Laplace pasa al dominio complejo.

$$\begin{aligned} H(s) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)e^{-st}d\tau \\ H(s) &= \frac{Y(s)}{U(s)} \end{aligned} \quad (3.31)$$

De lo descrito se puede concluir que las funciones de transferencia pueden ser obtenidas en el dominio del tiempo y la frecuencia, en este estudio las funciones serán obtenidas por medio de datos de entrada - salida en el dominio del tiempo. Sin embargo las funciones de transferencia que se obtendrán están en el dominio s , compuestas por dos polinomios, donde las raíces del polinomio numerador son conocidos como ceros y los del denominador como polos. Estos parámetros se utilizan para el análisis de estabilidad del sistema enfoque que no es considerado en este trabajo.

Por otro lado, el análisis de polos y ceros permite reducir el orden de las funciones de transferencia. Esto se basa en la influencia de polos dominantes en la dinámica del sistema, los mismos que son observados mediante el análisis de sus autovalores que definen la controlabilidad y observabilidad de los sistemas. Brevemente, se considera que un sistema es controlable y observable si es posible medir y controlar todos sus estados posibles, describiendo al sistema en el espacio de estados.

Por lo tanto, para reducir el orden de la función de transferencia, se considera que los sistemas son controlables y observables, entonces se considera su dinámica, que no debe ser modificada cuando se eliminan polos y ceros no trascendentales o poco influyentes, como podrían ser los efectos de capacitancias e inductancias parásitas en altas frecuencias. El efecto de esta reducción es evidente en el tiempo de cálculo y el uso de recursos informáticos y más importante es que el comportamiento a bajas frecuencias de la función de transferencia de orden reducido es igual a la de orden completo, para altas frecuencias las diferencias son evidentes pero no influyen en el comportamiento del modelo [39].

3.1 Identificación de sistemas

La teoría de identificación de sistemas ha demostrado su efectividad y presentado varias alternativas que, dependiendo de las condiciones del sistema, de los datos recogidos y de la complejidad del sistema, pueden lograr modelos matemáticos que suponen una buena aproximación de la respuesta real del sistema. En la sección 1.3.2 se explicó la teoría de la identificación de sistemas. En este apartado, se desarrolla parte del método utilizado en el modelizado en caja negra propuesto en este trabajo.

Tomaremos como sistema para análisis un GD fotovoltaico conectado a la red, simulado en MATLAB de 250 kW de potencia nominal, Fig.3.16 [40],

Fig. 3.16: Modelo conmutado de un GD basada en PV conectado a red en modo Grid-feeding sin control de caída.

este modelo conmutado tiene un CEP con tres ramas de IGBT y posee un filtro RLC a la salida conectado a una red a través de un transformador, como se muestra en la figura 3.17. Adicionalmente, se muestra el planteamiento del modelo en caja negra en de la Fig.3.18, donde i_{abc} transformada a las coordenadas síncronas i_d e i_q son las entradas, junto con el V_{in} al modelo. Las salidas son la corriente de entrada, I_{in} , y los voltajes de salida en coordenadas síncronas v_d y v_q , que finalmente se transforman a v_{abc} .

El procedimiento a seguir consiste en hallar las funciones de transferencia del modelo lineal que establecen la relación de cada salida con cada una de las entradas del sistema definido. En esta sección solo se abordará el procedimiento de modelizado en un punto de operación, con el fin de obtener su modelo lineal en caja negra y mostrar el proceso de identificación. En este caso, se utilizarán dos estructuras de identificación, la estructura ARX (AutoRegressive with eXogenous Model) y la OE (Output Error Model) [referencias]. Sus resultados serán comparados y se escogerá la de mejor desempeño con el fin de utilizar la misma estructura para obtener los modelos lineales en otros puntos de operación consecutivos y así obtener el modelo politópico. Es deseable, por facilidad y uniformidad, que los mejores modelos sean obtenidos con la misma estructura, sin embargo, no es un requisito, ya que los modelos lineales pueden ser optimizados en función de qué estructura genera mejores resultados en comparación con el comportamiento del sistema real.

Fig. 3.17: Modelo en caja negra del CEP y sus señales de entrada - salida.

Fig. 3.18: Planteamiento del Modelo caja negra del CEP con entradas y salidas en coordenadas dq .

Las ecuaciones y el análisis del modelo serán explicadas más adelante, en la subsección 1.3.1. Aquí abordaremos únicamente la identificación del sistema. El procedimiento de identificación se detalla a continuación:

1. Observación y adecuación de muestras de las señales de entrada y salida del CEP. A pesar de que el filtrado de las señales puede afectar a la obtención de las funciones de transferencia del modelo, es necesario realizar un filtrado adecuado de las señales para evitar que las funciones de transferencia capturen los componentes de alta frecuencia, eliminando polos y ceros innecesarios y colaborando con la reducción del orden de la FT. En este caso se implementa un filtro paso bajo de segundo orden según la ecuación (3.32) con $f_c = 200$ Hz y $\zeta=0.707$ el cual produce un retraso de $400\mu\text{seg}$ con referencia de la señal de la simulación. En la Fig.3.19 se muestra el diagrama de bloques del proceso de adecuación. Así mismo, en la Fig.3.20 se muestran las señales del modelo conmutado y las señales filtradas.

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.32)$$

2. Con el objetivo de obtener las FT del modelo, seleccionamos un punto de operación, en este caso $V_{in}=481$ V y $i_{p(abc)}=7.9$ A., el mismo que al ser transformado al marco dq se convierte en $i_{od}=7.9$ e $i_{oq}=0$. Luego, se genera un escalón negativo a modo de perturbación, en este caso se hace caer desde $V_{in}=481$ V hasta $V_{in}=465$ V y se registra las respuestas del CEP como se muestra en la Fig.3.20.
3. La cantidad de datos registrados debe ser adecuada con el fin de lograr FT que aproximen adecuadamente el comportamiento del convertidor. Inicialmente se han registrado los datos desde 300 - 800 ms, correspondiente a 9900 datos recogidos desde t_{-1} hasta t_2 , que corresponden a un instante poco antes del salto de la señal hasta el momento en que la señal se estabiliza. La comparación entre la respuesta de las FT y el modelo conmutado se realizará durante el proceso de validación, donde una de las causas de una mala correlación puede ser la insuficiente cantidad de datos utilizados durante la identificación, por lo tanto, ésta será una de las variables que se pueden considerar para mejorar los resultados de las mismas.
4. Selección de la estructura de identificación: ARX u OE. MATLAB ofrece la aplicación "System Identification", la cual resulta de gran

Fig. 3.19: Diagrama del proceso de adecuación de las señales a ser observadas y registradas.

Fig. 3.20: Adecuación de señales se muestra las señales simuladas y filtradas.

utilidad a la hora de identificar las FTs. El procedimiento se detalla a continuación:

- (a) Tomar los datos de entrada y salida en el punto de operación escogido. Para ilustrar este punto y analizar el grado de exactitud de las funciones de transferencia se obtendrá tres FTs, en el punto de operación mencionado. La ecuación (3.33) de la FT que representa la conductancia del CEP descrito, por lo tanto, los datos que deben ser registrados y procesados son la entrada V_{in} y la salida I_{in} .

$$Y_i(s) = \frac{I_{in}(s)}{V_{in}(s)} \quad (3.33)$$

- (b) Adecuar los datos es decir recortar la señal como se explico en el apartado 3 y restarle su componente continuo CC, con el fin de centrar en cero su valor medio.
- (c) Aplicar la estructura ARX u OE.
- (d) Validar la FT y escoger la que presenta una mejor respuesta.

En este caso, con la estructura ARX se ha conseguido una aproximación del 94.13% y con la estructura OE del 97.85%, siendo esta ultima la mejor opción. La Fig.3.21 muestra las respuestas comparadas con la del modelo conmutado. Las FTs identificadas se muestran en las ecuaciones (3.34) para la estructura ARX y (3.35) para la estructura OE.

$$Y_{i(arx)}(s) = \frac{3.208s^{15} - 4.769e05s^{14} - 7.756e09s^{13} - 7.531e14s^{12} + 1.93e20s^{11} - 4.705e25s^{10} + 1.871e30s^9 - 4.477e34s^8 + 1.444e39s^7 - 4.279e42s^6 + 1.64e47s^5 + 1.259e50s^4 + 3.3e52s^3 + 2.226e54s^2 + 1.044e56s + 1.536e57}{s^{15} + 3.149e05s^{14} + 4.42e10s^{13} + 3.694e15s^{12} + 2.077e20s^{11} + 8.381e24s^{10} + 2.49e29s^9 + 5.372e33s^8 + 8.074e37s^7 + 8.207e41s^6 + 6.026e45s^5 + 3.169e49s^4 + 8.402e51s^3 + 3.91e53s^2 + 4.302e54s + 9.433e55} \quad (3.34)$$

Fig. 3.21: Comparación de las respuestas de las ft obtenidas con ARX y OE con la respuesta de la simulación.

$$Y_{i(oe)}(s) = \frac{0.2882s^8 - 5.047e05s^7 + 1.26e10s^6 - 5.318e15s^5 + 4.317e19s^4 - 6.823e24s^3 + 5.198e27s^2 + 5.716e29s + 1.752e31}{s^8 + 2.376e05s^7 + 2.352e10s^6 + 1.242e15s^5 + 3.689e19s^4 + 5.844e23s^3 + 3.858e27s^2 + 1.452e28s + 9.457e29} \quad (3.35)$$

5. Finalmente, se procede a reducir el orden de la FT, como se explicó anteriormente, este proceso elimina polos y ceros que no aportan mucha información a la respuesta de la FT. El proceso se basa en el estudio de la controlabilidad y observabilidad del sistema analizando los valores propios de la matriz de la planta. La ventaja de la reducción del orden de las FT, es el ahorro de tiempo en el proceso de cálculo al estructurar el modelo no lineal completo y del recurso informático necesario para poder realizarlo. Igualmente, utilizando un algoritmo implementado en MATLAB, se facilita la realización de esta tarea. La Fig.3.22 muestra el comportamiento en el dominio de frecuencia de la FT y se observa que para bajas frecuencias el comportamiento es muy aproximado, sin embargo para altas frecuencias es totalmente distinto. En cualquier caso, el comportamiento que interesa reproducir en este proceso es el que se presenta en bajas frecuencias, es decir que este proceso podrá ser mejorado utilizando filtros pasabajo adecuados que

Fig. 3.22: Trazas de Bode de las magnitudes de la FT - OE original comparadas con las fts de reducido, orden 1 y 2.

no afecten al comportamiento esperado del CEP. Las ecuaciones (3.36) y (3.37) corresponden a las FTs de orden reducido, de orden 1 y 2, en relación con las FTs originales (3.34) y (3.35) respectivamente. Este procedimiento asegura un bajo consumo de recursos informáticos sin afectar significativamente al comportamiento real de la planta.

$$Y_{i(arx-red)}(s) = \frac{3.208s^2 - 1.489e04s + 1.654e09}{s^2 + 1443s + 1.064e08} \quad (3.36)$$

$$Y_{i(oe-red)}(s) = \frac{0.2882s^2 + 157.4s + 4270}{s^2 + 3.789s + 243.8} \quad (3.37)$$

3.2 Modelizado “Conmutado”

Es un modelo tipo caja blanca, es decir, que se posee toda la información posible y necesaria para obtener un modelo matemático preciso. Las ecuaciones que se derivan obedecen a los principios físicos que rigen el comportamiento del circuito eléctrico y se consideran todas las suposiciones posibles o establecidas para su funcionamiento [14]. Estos modelos capturan las características básicas del sistema a bajas frecuencias, es decir, que son bases

Fig. 3.23: Modelo conmutado de un convertidor CC/CC tipo reductor (buck).

para el desarrollo de modelos más complejos que aproximen con mayor exactitud el comportamiento real del CEP, lo que permite realizar diseños de mejor rendimiento y adecuados para el fin requerido. Las suposiciones necesarias que se suelen considerar en el caso de este tipo modelizado son: se debe considerar conmutadores ideales, es decir, su resistencia debe ser cero cuando conduce e infinita cuando está abierto; que su tiempo de respuesta es despreciable y que las fuentes son ideales y el comportamiento de los elementos pasivos es lineal e invariante en el tiempo.

En los siguientes apartados se utilizarán modelos conmutados que serán simulados en el software MATLAB/SIMULINK. Este modelo obedece a las librerías y algoritmos del mencionado software, las cuales están basadas en ecuaciones que aplican los principios físicos de cada uno de ellos, por lo que evidentemente es un modelo conmutado válido para este estudio. Se presentará un ejemplo sencillo de un modelo conmutado con el fin mostrar la validez de las simulaciones, se presenta el modelo de un convertidor reductor (buck) y se compara con las ecuaciones o el modelo matemático obtenido de la información disponible.

La Fig.3.23 muestra el circuito de un CC/CC reductor, cuyos parámetros se detallan en la misma. El modelo en caja blanca fue implementado en MATLAB/SIMULINK y comparado con sus ecuaciones que se expresan (3.38), corriente en la bobina, y (3.39), tensión en el condensador. El modelo matemático donde se implementan las ecuaciones se muestra en la Fig.3.24,

$$L \frac{di_L}{dt} = -R \cdot i_L + E \cdot u(t) \quad (3.38)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} (-v_C + E \cdot u(t)) dt$$

Fig. 3.24: Modelo matemático correspondiente al convertidor CC/CC tipo reductor (buck) del caso de estudio.

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L - \frac{v_C}{R}$$

$$v_C = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} \left(i_L - \frac{v_C(t)}{R} \right) dt \quad (3.39)$$

donde el bloque Ec.IL tiene programado la ecuación (3.38) y el bloque Ec.VC la ecuación (3.39). En la Fig.3.25 se observa la validez del modelo, sin embargo también se destacan las pequeñas diferencias entre los dos modelos. Estos detalles pueden considerarse despreciables dependiendo de los requerimientos y exigencias de la ingeniería de detalle.

Por otro lado, también se debe subrayar que en un modelo sencillo como el del caso de estudio los detalles son mínimos en comparación de los modelos que exigen más complejidad. En conclusión, observando la gran exactitud del modelo bajo análisis, en referencia a la matemática derivada de la aplicación de la física fundamental e implementados ambos en el mismo ambiente computacional, entrega resultados comparativos cuyo porcentaje de exactitud roza el 100%, por lo tanto y bajo consideraciones como la dificultad de disponer una microrred real, hemos basado parte del estudio sobre modelos conmutados de los CEP.

3.3 Modelizado de CEP conectados a la microrred.

Esta sección presenta el modelizado de un CEP- CC/CA con capacidad de operar en modo isla y también conectado a la microrred. Se tratarán los mo-

Fig. 3.25: Comparación de las señales de respuesta entre el modelo conmutado y el modelo matemático del DC/DC reductor bajo estudio.

Fig. 3.26: Modelo general en caja negra para CEP con modo de operación isla o conectado a la red.

dos de operación que permiten esta transición desde modo isla a conectado a la red y viceversa, ya que este evento es crucial en el diseño e implementación de las microrredes. Este evento es monitorizado y controlado en el PCC en relación a los parámetros de referencia entregados por el control terciario del control jerárquico, que regula el funcionamiento de las redes inteligentes de potencia eléctrica. El proceso de modelizado se realiza utilizando los conceptos y herramientas descritas en los apartados anteriores. Por otro lado, cabe mencionar que los dos primeros modelizados están realizados a nivel de simulación, mientras que el tercer modelo es de una microrred real. De forma general, plantearemos un modelo en caja negra de donde se derivarán cada uno de los modelos para los CEP que presentaremos como casos de estudio. La Fig.3.26 muestra el modelo de un CEP con capacidad de conectarse a una red mayor potencia o a una máquina síncrona que fije sus parámetros de referencia.

3.3.1 Modelizado conmutado de CEP conectados a la red en modo Grid-feeding.

El modo de operación Grid-feeding se describió en el capítulo 2.1.4. La Fig.3.27 muestra sus componentes y el funcionamiento de este modo de operación, cuyos parámetros de referencia son la potencia activa y reactiva, las mismas que son fijadas con el fin de colaborar con la estabilidad de la microrred. Por otro lado, este modo de operación no es autónomo, es decir, que para su correcto funcionamiento debe estar conectado a la microrred o a un CEP en modo de operación Grid-forming. Para operar, de esta manera se

Fig. 3.27: CEP en modo de operación “Grid-feeding”.

considera que ω y V no dependen de su funcionamiento y son impuestas por la red mayor y, por lo tanto son consideradas constantes. El modelo conmutado del CEP - CC/CA a ser analizado se muestra en la Fig.3.28. Dentro del contexto del modo de operación mencionado, el bloque VCC modela la fuente de tensión CC que alimenta al convertidor y éste a la vez a la microrred o a un GD en modo de operación Grid-supporting.

Los valores nominales de la microrred son: $V_{CC} = 1.600 \text{ V}$; $V_L = 220 \text{ Vrms} / 50 \text{ Hz}$. La microrred se considera balanceada y de bajo voltaje, por lo tanto, es una red resistiva. Cabe mencionar que los estándares conocidos y generalmente utilizados para redes de bajo voltaje no superan los 1.000 V , las de medio voltaje desde $1.000 - 30.000 \text{ V}$ y sobre 30.000 son de alto voltaje [2]. El CEP tiene una carga local balanceada de potencia 10 kW .

El modelo conmutado entrega los siguientes resultados que se muestran en la Fig.3.29 y obedecen a los parámetros descritos arriba.

El objetivo de este estudio es modelar el CEP en caja negra, esto implica que se desconocen todos los detalles técnicos del mismo, sin embargo, haremos una breve descripción del CEP conmutado que se ha implementado. El CEP utiliza un conjunto de seis conmutadores IGBT, el filtro de salida es del tipo LCL, se modula por medio de un DPWM de seis pulsos y el control tiene

Fig. 3.28: Modelo conmutado en modo de operación “Grid-feeding”.

dos lazos de control: el interno para la corriente y el externo el de tensión. Para el control se utilizan controladores PI y la transformación de Park, con el fin de facilitar el control del CEP finalmente para sincronizarse con la red mayor utiliza un PLL simple.

3.3.1.1 Modelos en caja negra para pequeña señal - selección de puntos de operación.

Este CEP, como se ha mencionado anteriormente, tiene como parámetros fijos ω y v_{abc} , y la P^* y Q^* son también parámetros fijos dados por el control terciario. Esto permite realizar simplificaciones en el modelo. El modelo simplificado se muestra en la Fig.3.30, es decir, se eliminan los parámetros de referencia excepto el v_{abc} , ya que el CEP está conectado a la microrred y, a pesar de ser un parámetro muy estable y robusto, podría variar por alguna eventualidad. La frecuencia se considera extremadamente estable, de hecho, según los estándares ésta no debe exceder la variación de ± 0.5 Hz, [6]. En lo que se refiere a la P^* y Q^* , se suponen constantes con el fin de simplificar el modelo, cabe recordar que la cantidad de FTs es el producto del número de entradas por el número de salidas del modelo. Se considera por tanto que, la P_{out} y Q_{out} variarán en función de las condiciones aleatorias

Fig. 3.29: Comportamiento del modelo conmutado del CEP.

Fig. 3.30: Modelo en caja negra del CEP en modo de operación Grid-feeding.

de conexión y desconexión de las cargas. Por lo tanto, el parámetro que debe ser considerado será i_{abc} , el cual se modificará para mantener las potencias de referencia fijadas.

Con el fin de tener la certeza de que este CEP tiene comportamiento no lineal aplicamos el siguiente procedimiento:

1. Revisamos las referencias en los valores deseados, $P^* = 10 \text{ VA}$, $Q^* = 0 \text{ VAR}$ y $f = 50 \text{ Hz}$.
2. Tomamos un punto de operación, en este caso $V_{in} = 1600 \text{ V}$, $v_{abc(rms)} = 220 \text{ V}$, $I_{od} = 18,5 \text{ A}$, $I_{oq} = 0 \text{ A}$
3. Generamos un escalón de amplitud correspondiente al 10% de los valores fijados en los parámetros de entrada en el paso 2 y procedemos a obtener las FT, con el fin de conseguir el modelo en pequeña señal. Se espera que el comportamiento será lineal para el pequeño escalón inyectado. El circuito del modelo en pequeña señal se describe gráficamente en la Fig.3.31 y obedece a la ecuación (3.40) formada por las FT obtenidas utilizando la estructura OE de identificación de sistemas.
4. Generamos un escalón que supere al menos el 50% de los parámetros impuestos en el punto de operación, y procedemos a realizar el mismo proceso que en el paso 3. Sin embargo por la mayor amplitud del escalón, esperamos un comportamiento no lineal ya que ha sido excitado por una señal de alto valor que evidenciará su comportamiento no lineal.

$$\begin{bmatrix} I_{in} \\ i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ii} & Y_{di} & Y_{qi} \\ Y_{id} & Y_{dd} & Y_{qd} \\ Y_{iq} & Y_{dq} & Y_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Fig. 3.31: Circuito de pequeña señal del CEP Grid-feeding.

La Fig.3.32 muestra el comportamiento del modelo en pequeña señal al ser excitado por un escalón del 10% del $V_{in} \approx 160$ V, y también con un escalón del 50% ≈ 800 V, ambos comparados con el comportamiento del modelo conmutado correspondiente. Por otro lado, realizamos el mismo ensayo con saltos en el v_{od} y el v_{oq} , generados en la red mayor, es decir, que inyectamos saltos de ≈ 36 V y ≈ 180 V en las componentes de la transformación de V_{abc} a V_{dq} . La generación de los escalones será descrita más adelante. La Fig.3.33 muestra el comportamiento del modelo en pequeña señal en comparación con el modelo conmutado cuando el escalón ha sido inyectado en la componente d del voltaje de la microrred y, finalmente, la Fig.3.34 muestra las respuesta cuando el escalón ha sido inyectado en la componente q .

Las figuras evidencian que el modelo en pequeña señal captura muy bien el comportamiento del modelo conmutado cuando las variaciones de las entradas son pequeñas. Sin embargo, también muestran que cuando estas variaciones son suficientemente grandes, no se cumple la condición de pequeña señal, en este caso cuando superan el 40% del valor nominal de los parámetros del sistema, y su precisión se ve afectada de manera considerable.

Este ensayo confirma además que el CEP tiene un comportamiento no lineal y que es necesario aplicar el enfoque del modelo politópico con el fin de obtener un modelo que, en condiciones de gran señal, sea capaz de capturar la dinámica del convertidor en todo su rango de funcionamiento.

La generación del escalón en los parámetros de entrada para el caso de la simulación del CEP conectado para operación en modo Grid-feeding, lo

Fig. 3.32: Comportamiento del modelo en pequeña señal (lineal) frente a escalones de 10% (Mod. Conmutado - negro, Mod. Caja Negra - rojo) y 50% (Mod. Conmutado - azul, Mod. Caja Negra - magenta) en el V_{in} del CEP.

Fig. 3.33: Comportamiento del modelo en pequeña señal (lineal) frente a escalones de 10% (Mod. Conmutado - negro, Mod. Caja Negra - rojo) y 50% (Mod. Conmutado - azul, Mod. Caja Negra - magenta) en el v_{od} del CEP.

Fig. 3.34: Comportamiento del modelo en pequeña señal (lineal) frente a escalones de 10% (Mod. Conmutado - negro, Mod. Caja Negra - rojo) y 50% (Mod. Conmutado - azul, Mod. Caja Negra - magenta) en el v_{oq} del CEP.

Fig. 3.35: Bloques para generación del escalón en los parámetros de entrada (a) escalón en V_{in} , (b) escalón en v_{od} , (c) escalón en v_{oq} .

realizamos produciendo un escalón en el V_{in} y en las componentes d y q obtenidas de la transformación del marco trifásico al marco síncrono dq . En la Fig.3.35 se muestra un extracto de los elementos de la simulación utilizados para dicho fin. Los bloques utilizados para el escalón en V_{in} se muestran en Fig.3.35 (a), para el escalón en v_{od} el diagrama de bloques 3.35 (b), finalmente, para el escalón en v_{oq} el diagrama de bloques 3.35 (c).

3.3.1.2 Modelo Politópico en caja negra.

Para obtener el modelo politópico, primero debemos identificar o seleccionar los puntos de operación adecuados, es decir, estimar su rango de comportamiento lineal. Para ello, observamos el comportamiento del modelo en pequeña señal cuando se producen saltos de pequeña amplitud, los cuales

Fig. 3.36: Dimensiones de los Puntos de Operación seleccionados y de los escalones de V_{in} , v_{od} y v_{oq} .

se van incrementando en amplitud hasta observar que su comportamiento no es similar al del modelo conmutado, determinando por lo tanto cuál es la magnitud máxima del salto y poniendo en evidencia la no linealidad del modelo en pequeña señal.

Esto es algo complejo y arduo, en este caso de estudio en particular, partimos con un escalón del 10% del valor nominal de los parámetros, ya que como se mostró en las figuras de la sección anterior, los saltos dados con este valor reproducen respuestas del modelo con alto grado de precisión. Luego se procedió a incrementar el salto en pasos del 5%, observando que para saltos superiores al 15% el modelo empezaba a fallar. Por lo tanto, la separación entre puntos de operación deberá ser del 15% y la amplitud de los escalones del 10% del valor nominal desde cada punto de operación, produciendo un solapamiento del 5% entre cada punto de operación, la Fig.3.36 muestra lo descrito. Se definen entonces 8 puntos de operación dados por el V_{in} , v_{od} y v_{oq} según la siguiente tabla 3.1 Para construir el modelo lineal e implementarlo en MATLAB, nos hemos basado en la estructura dada por la ecuación (3.40)

Pto. Op.	V_{in}	ΔV_{in}	v_{od}	Δv_{od}	v_{oq}	Δv_{oq}	% Escalón	% Solap.
1	1600	240	360	54	0	54	10	5
2	1840	240	414	0	54	0	10	5
3	2080	240	–	–	–	–	10	5
1	2320	240	–	–	–	–	10	5

Tabla 3.1: Detalle de los puntos de operación, del valor del escalón de prueba y del solapamiento.

donde cada uno de los elementos de la matriz es una función de transferencia. Obtenemos el modelo como se muestra en la Fig.3.37, siendo por lo tanto las entradas del modelo voltajes y las salidas corrientes en señal continua, es decir en el formato síncrono dq , lo que demuestra la importancia que tiene la transformación de Park en este proceso de modelizado. Cabe destacar que las funciones de transferencia que constan en los modelos son las de orden reducido, es decir, las que tienen similar comportamiento que las originales para frecuencias menores de 200 Hz.

Para cada uno de los puntos de operación obtenemos un modelo lineal, en este caso 12 modelos con las características descritas y procedemos a implementar el modelo en gran señal o politópico basados en la ecuación antes anotada (3.7). Es decir, debemos implementar un modelo que incluya todos los modelos lineales obtenidos y ponderarlos en relación con su zona de influencia.

El modelo final se muestra resumido en un diagrama de bloques en la Fig.3.38, donde el modelo politópico completo son tres etapas similares. En la Tabla 3.2, se muestran los distintos puntos de operación que se han considerado para la tensión de entrada, manteniendo fijo los valores de d y q de la tensión de salida. Así mismo, se muestra el rango de acción de las funciones de peso asociadas a cada uno de los modelos lineales.

Finalmente, procedemos a mostrar el resultado del modelo politópico en comparación con el comportamiento del modelo conmutado. La Fig.3.39 muestra la comparación cuando se inyectan saltos de 320 V (20%) en $t = 50$ mseg, y 400 V (50%) en $t = 70$ mseg. Tomando como referencia los valores de las corrientes obtenidas en la sección 1.4.1.1 y mostradas en la Fig.3.32, se puede observar la mejora del comportamiento del modelo politópico comparado con el modelo lineal. Se observa una mejora considerable en la precisión del modelo, comparado a la que se obtiene con un solo modelo de pequeña señal, para todos los parámetros de las corrientes. En I_{in} los saltos son más evidentes y en las coordenadas de corrientes i_{od} e i_{oq} la diferencia es

Fig. 3.37: Estructura del modelo lineal, par un punto de operación.

Fig. 3.38: Diagrama de bloques del modelo no lineal para el CEP conectado en modo Grid-feeding.

Pto. Op			V_{in}				v_{od}				v_{oq}			
			Resp		F. Sig		Resp		F. Sig		Resp		F. Sig	
V_{in}	v_{od}	v_{oq}	Pico	e.e	mín	máx	Pico	e.e	mín	máx	Pico	e.e	mín	máx
1600	360	0	166,5	160	-300	253	37,5	36	-300	45	37,5	36	-300	45
1840	414	54	334	320	253	420	54,8	54	45	60	54,8	54	45	60
2080	-	-	500,5	480	420	588	-	-	-	-	-	-	-	-
2320	-	-	667,5	640	588	1000	-	-	-	-	-	-	-	-

Tabla 3.2: Coordenadas de los puntos de operación y valores de su comportamiento durante la respuesta transitoria y su estado estable (Resp), además los límites de las funciones sigmoideas (F. Sig) de ponderación.

Fig. 3.39: Comportamiento del modelo politópico para salto mayores al 15% en el V_{in} .

Fig. 3.40: Comportamiento del modelo politópico para salto mayores al 15% en la coordenada v_{od} .

mínima. Esto se debe a la naturaleza de la operación en modo Grid-feeding que, se ha manifestado, está conectado a una red robusta que controla la frecuencia ω y el voltaje V de la microrred.

La Fig.3.40, por otro lado, muestra el comportamiento del modelo cuando la perturbación es inyectada en la componente v_{od} resultante de la transformación del v_{abc} trifásico al marco síncrono dq , para lo cual se inyecta las perturbaciones individualmente en las componentes d y q . Además, se considera que la microrred está correctamente balanceada, por lo que la componente $q \approx 0$, la respuesta del modelo cuando se perturba la componente v_{oq} se muestra en la Fig.3.41. Una de las características del modelo politópico es que permite observar el comportamiento del modelo cuando las perturbaciones en

Fig. 3.41: Comportamiento del modelo politópico para salto mayores al 15% en la coordenada v_{oq} .

Fig. 3.42: Comportamiento del modelo politópico con perturbaciones mayores al 15% en V_{in} y la coordenada v_{od} .

uno o varios parámetros suceden en diferentes instantes o simultáneamente. Esta característica quedó en evidencia mediante la Fig.3.36, en este caso, se define un modelo con tres variables de entrada y tres de salida. La Fig.3.42 muestra el comportamiento del modelo y la comparación con el modelo conmutado, cuando el escalón del $\hat{V}_{in} = 320$ V se da en $t = 50$ mseg, y otro siguiente $\hat{V}_{in} = 640$ V se da en $t = 70$ mseg, además se perturba el $\hat{v}_{od} = 36$ V en $t = 60$ mseg y finalmente $\hat{v}_{od} = 54$ V en $t = 80$ mseg. Se observa la precisión del modelo identificado ya que es capaz de capturar tanto la dinámica como el estado estable del modelo conmutado. Los resultados obtenidos y mostrados deben ser validados de forma objetiva con el fin de hallar una medida de calidad del modelo. Esta medida permite representar

mediante una figura de mérito el grado de precisión del modelo con respecto al comportamiento del modelo conmutado analizado.

Para esta tarea utilizamos algoritmos que se basan en una función de coste que permite cuantificar el porcentaje de ajuste de las curvas. Se analizarán todos los modelos obtenidos, tanto modelos de pequeña como de gran señal, ya que los primeros son elementos constitutivos de los segundos. Esto implica que mientras menor error poseen los modelos de pequeña señal en su rango de acción, los modelos de gran señal serán más precisos. El proceso de validación y sus detalles se presentarán más adelante, ya que es útil para cualquier modelo identificado.

3.3.2 Modelizado conmutado de inversores trifásicos conectados a la red en modo Grid-supporting.

La descripción del convertidor de potencia en modo Grid-supporting y su comportamiento fue detallada en el capítulo anterior, sin embargo cabe recordar sus principales características con el fin de obtener el modelo en caja negra del mismo. Los convertidores en modo de operación Grid-supporting pueden funcionar como fuente de corriente o fuente de tensión, siendo, ambas alternativas válidas para la conexión de fuentes distribuidas a microrredes de corriente alterna. En modo de operación Grid-supporting se contribuye a regular la tensión y frecuencia de red, mediante el control de la potencia activa y reactiva inyectada por el convertidor a la red.

La regulación de la tensión y la frecuencia de red se apoya en la relación existente entre la potencia activa y la frecuencia, y la potencia reactiva y la amplitud de la tensión. Sin embargo, esta relación depende fuertemente de la impedancia de red en el punto de conexión. En redes de alta tensión la impedancia de red es fundamentalmente inductiva, pero en líneas de media y baja tensión esta impedancia es fundamentalmente resistiva. Los valores típicos de la impedancia de línea se representan en la tabla 3.3.2 [6], donde puede observarse lo indicado anteriormente. Esta circunstancia hace que las ecuaciones características de los controladores tipo *droop* sean diferentes para impedancias de línea inductiva o resistiva, como queda reflejado en las ecuaciones (3.41), (3.42). De forma general para aplicar un control más al detalle sobre los parámetros involucrados se utiliza la ecuación general dada

Valores típicos de Impedancia de línea			
Tipo de línea	$R(\Omega/km)$	$X(\Omega/km)$	R/X (p.u)
Bajo Voltaje BV	0.642	0.083	7.7
Medio Voltaje MV	0.161	0.190	0.85
Alto Voltaje AV	0.06	0.191	0.31

por (3.43).

$$\begin{aligned} V - V_o &= -k_p(P - P_o) \\ f - f_o &= k_q(Q - Q_o) \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} V - V_o &= -k_q(Q - Q_o) \\ f - f_o &= -k_p(P - P_o) \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} V - V_o &= -k_p \frac{R}{Z}(P - P_o) - k_q \frac{X}{Z}(Q - Q_o) \\ f - f_o &= -k_p \frac{X}{Z}(P - P_o) + k_q \frac{R}{Z}(Q - Q_o) \end{aligned} \quad (3.43)$$

La mayoría de las microrredes operan conectadas a redes de alterna de media y baja tensión, y en consecuencia deben considerarse las impedancias de línea eminentemente resistivas. La Fig.3.43 representa el diagrama de bloques de un modelo conmutado en el que la impedancia de línea se supone resistiva. En la Fig.3.44 se representa el diagrama de bloques del modelo conmutado del convertidor operando como fuente de corriente, asumiendo también que la impedancia de línea es resistiva [41], [8].

El modelo conmutado del convertidor en modo fuente de tensión se ha descrito en MATLAB/SIMULINK. El convertidor está integrado por 6 IGBT y un filtro LCL, alimentado desde una fuente de tensión continua de 1800 V y una potencia nominal de 10 kVA. Se conecta a una red trifásica de baja tensión de 220 V y 50 Hz. El diagrama de bloques del modelo se representa en la Fig.3.45. En un convertidor con impedancia de línea resistiva, puede observarse con facilidad la relación que existe entre la potencia activa y la tensión de red, y la potencia reactiva y la frecuencia. Las Figs. 3.47, 3.48 y 3.49 muestran esta relación entre estas variables en ciertas condiciones de operación y que cumple con la ecuación (3.41) para redes con línea resistiva antes anotada. En ambos casos puede observarse la evolución semejante,

Fig. 3.43: Diagrama de control de un CEP como VSI donde las relaciones de control se establecen entre P vs V y de Q vs ω dentro de una microrred de bajo voltaje con impedancia de línea resistiva.

Fig. 3.44: Diagrama de control de un CEP como CSI donde las relaciones de control se establecen entre P vs V y de Q vs ω dentro de una microrred de bajo voltaje con impedancia de línea resistiva.

Fig. 3.45: Diagrama del CEP-VSI operando en modo Grid-supporting en una microrred de BV resistiva.

prácticamente lineal de potencia activa y tensión de red, lo mismo que en el caso de potencia reactiva y frecuencia, tanto en régimen permanente como en régimen transitorio. Por lo tanto, basados en las razones expuestas antes, obtenemos el modelo en caja negra reducido para este modo de operación como se muestra en la Fig.3.46, en relación con el mostrado en la Fig.3.26.

El modelo conmutado propuesto no es más que la representación de un inversor trifásico conectado a red, empleando las posibilidades que ofrece MATLAB/SIMULINK, especialmente para incorporar la estructura de control compleja, pero sobradamente conocida, de un inversor trifásico conectado a red, operando como fuente de tensión en modo Grid-supporting. Con carácter operativo para desarrollar el modelo de gran señal en caja negra que vamos a describir a continuación, asumimos que el modelo conmutado, que incluye todos los elementos de la estructura de potencia y control, representa con bastante fidelidad el comportamiento real del convertidor.

De este modo, al tomar el modelo conmutado del convertidor como referencia, la comparación con el modelo en caja negra en gran señal permitirá hacer una valoración de la precisión del mismo. Por otra parte, el modelo en caja negra que describiremos en el epígrafe siguiente, precisa de un conjunto de ensayos que permitan determinar las funciones de transferencia del modelo. En una primera aproximación, si asumimos que el modelo conmutado

Fig. 3.46: Modelo en Caja Negra de un CEP-VSI reducido, perteneciente a una microrred de BV con impedancia de línea resistiva.

Fig. 3.47: Comportamiento de v_{od} vs P de una microrred resistiva, decremento en la tensión - incremento en la potencia activa.

Fig. 3.48: Comportamiento de f vs Q de una microrred resistiva, incremento en ambos parámetros.

Fig. 3.49: Curvas de comportamiento de una microrred resistiva. (a) v_{od} vs P - pendiente negativa, (b) f vs Q - pendiente positiva.

tiene un comportamiento próximo al convertidor real, podremos aplicar los ensayos al modelo conmutado, con las consiguientes ventajas frente a ensayos realizados con el convertidor real. En todo caso, la utilización del modelo conmutado como referencia no es más que un método operativo muy útil durante el desarrollo del modelo en caja negra, ya que una vez puesto a punto se ha verificado sobre un convertidor real.

3.3.2.1 Modelos en caja negra para pequeña señal - selección de puntos de operación.

El modelo en caja negra debe construirse con la información obtenida de las variables de salida del sistema, cuando se aplican ciertos valores a las variables de entrada del mismo. La complejidad computacional del modelo está directamente relacionada con el número de variables de entrada y salida del sistema a modelar. En nuestro caso serían variables de entrada, la tensión de red v_{abc} , la tensión continua de entrada, V_i , y las referencias de potencia activa P^* y reactiva Q^* y la frecuencia. Las variables de salida serían la corriente de entrada I_{in} y las corrientes trifásicas inyectadas en red, i_{abc} . Esta simplificación reduce el coste computacional del modelo, pero no supone ninguna restricción conceptual, siendo factible incorporar las variables de entrada que ahora proponemos eliminar. Si además, convertimos las variables trifásicas en ejes d y q , mediante la transformada de Park, el esquema del modelo en caja negra propuesto sería el representado en la Fig.3.26. Considerando el modelo completo en caja negra del CEP propuesto, el modelo matemático completo de un convertidor en cuya etapa de control se incluye los parámetros de referencia de P^* , Q^* , ω^* y V_{pp}^* y verifica la ecuación matricial (3.44).

Si además, admitimos que el sistema tiene un comportamiento lineal admitiendo las condiciones de pequeña señal alrededor de un punto de operación, las condiciones para la obtención del modelo se simplifican notablemente, ya que en un sistema lineal, el valor de los incrementos en una variable de salida puede obtenerse como combinación lineal de los incrementos producidos en

Modelo Peq Señal			Modelo Politópico	
N_{ent}	N_{sal}	N_{FT}	$NPtos.Op$	N_{FT} Total
3	3	9	9	81
4	3	12	9	108

Tabla 3.3: Calculo del numero de ft total para el modelo politópico y su relación con el costo computacional para su ejecución

cada una de las variables de entrada independientemente.

$$\begin{bmatrix} I_{in} \\ i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ii} & Y_{iod} & Y_{ioq} & K_{fi} & K_{Pi} & K_{Qi} \\ Y_{iod} & Y_{odd} & Y_{oqd} & K_{fod} & K_{Pod} & K_{Qod} \\ Y_{ioq} & Y_{odq} & Y_{oqq} & K_{foq} & K_{Poq} & K_{Qoq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ v_{od} \\ v_{oq} \\ f \\ P \\ Q \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Este modelo requiere gran cantidad de coste computacional para procesar los datos, además en este caso se incrementa una variable de entrada, lo que implica el incremento en el número de FTs necesarias para formar el modelo en pequeña señal y, por lo tanto, el modelo politópico crece en FTs y de igual forma el coste computacional sube. La tabla 3.3 describe el incremento del coste computacional en función de las variables de entrada y de salida. Asumiendo la hipótesis de comportamiento lineal en condiciones de pequeña señal, se propone un modelo reducido matemático reducido expresado por la ecuación (3.45)

$$\begin{bmatrix} I_{in} \\ i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{iod} & Y_{ioq} & K_{fi} & K_{Pi} \\ Y_{odd} & Y_{oqd} & K_{fod} & K_{Pod} \\ Y_{odq} & Y_{oqq} & K_{foq} & K_{Poq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \\ f \\ P \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Para obtener las funciones de transferencia del modelo de pequeña señal en caja negra es necesario realizar un conjunto de ensayos, sobre el sistema a modelar. Estos ensayos consisten en aplicar un escalón de pequeña señal a

Fig. 3.50: Procedimiento para obtener el escalón en la componente v_{od} de la tensión de la microrred.

cada variable de entrada al sistema, manteniendo el resto de las variables de entrada constantes, en los valores del punto de operación y observar la evolución de las variables de salida. Al ser todas las variables de entrada, menos una, constantes, es posible obtener las funciones de transferencia de cada variable de salida para incrementos en la variable de entrada objeto del ensayo.

Es oportuno recordar, que en esta fase, estamos empleando el modelo conmutado para realizar los ensayos indicados y obtener las funciones de transferencia del modelo en caja negra. Por tanto, en las páginas siguientes analizaremos el resultado al aplicar escalones de pequeña señal a las variables de entrada del modelo reducido: v_{od} , v_{oq} , P^* y f^* .

Escalón en el parámetro v_{od} . Para obtener el escalón en la tensión v_{od} , procedemos a conectar una carga en paralelo R con la carga local, que activamos en un determinado momento mediante el bloque t_o . Este procedimiento nos permite obtener las funciones de transferencia Y_{iod} , Y_{odd} e Y_{odq} , correspondientes a esta variable de entrada. La Fig.3.50 muestra el circuito descrito.

Fig. 3.51: Procedimiento para obtener el escalón en la componente v_{oq} de la tensión de la microrred.

Escalón en el parámetro v_{oq} . El escalón en v_{oq} es generado por una carga capacitiva C_c conectada en paralelo a la carga local que se conecta a la microrred a través del interruptor $sw1$ accionado en el tiempo t_o . La Fig.3.51 muestra el circuito descrito.

Escalón en el parámetro f^* y en P^* . La generación de estos escalones es más simple, al tratarse de las referencias de estas variables. La Fig.3.51 detalla el proceso, donde mediante los bloques P_{t0}^* y f_{t0}^* se generan los escalones en el instante deseado. Una vez que se han aplicado los escalones descritos al modelo conmutado y se dispone de la información de las variables de salida, es posible obtener las funciones de transferencia del modelo en caja negra mediante los algoritmos de identificación de MATLAB. Para comprobar la precisión del modelo de pequeña señal obtenido se realiza la comparación de un conjunto de ensayos con los modelos conmutados y en caja negra. De forma específica, se aplican escalones a las variables de entrada a los modelos del 10% y del 50% del valor nominal de estas variables en el punto de operación elegido, excepto en el caso de la referencia de frecuencia, en que estos escalones son del 1% y del 2% respectivamente. Los resultados para escalones en las variables v_{od} , v_{oq} , P^* y f^* se representan en las Figs. 3.53, 3.54, 3.55, 3.56. Las variables de salida se representan de modo que la respuesta del modelo conmutado a escalones de pequeña y gran señal está indicada en

Fig. 3.52: Procedimiento para obtener el escalón en los parámetros. (a) escalón en P^* y (b) escalón en f^* de la microrred.

traza negra y amarilla respectivamente, mientras que las variables de salida del modelo en caja negra para escalones de pequeña y gran señal están representados en traza azul y roja respectivamente.

Como puede concluirse de la observación de estas figuras, el modelo de pequeña señal responde con gran precisión cuando se aplican escalones de pequeña señal (10% en general y 1% en el caso de la referencia de frecuencia). Por el contrario, estos resultados son mucho peores cuando se aplican escalones de gran señal (50% en general y 2% en el caso de referencia de frecuencia) [42].

En concreto, las trazas negra y azul están muy próximas, casi idénticas, mientras que las trazas amarilla y roja se diferencian de manera significativa. Este hecho confirma que los convertidores de potencia en este tipo aplicaciones tienen un comportamiento no lineal que obliga a obtener modelos de gran señal, si queremos representar con precisión el comportamiento del convertidor en cualquier modo de operación. El circuito equivalente del modelo en pequeña señal se muestra en la Fig.3.57. Los modelos en pequeña señal deben ser obtenidos en cada punto de operación, en este desarrollo se obtuvieron 9 puntos de operación, por lo tanto 108 FT, de acuerdo a lo indicado en la tabla 3.3, esto supone un gran costo computacional para este modelo politópico, el tiempo de procesamiento para cada modelo superó

Fig. 3.53: Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza azul) para un escalón del 10%, modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza amarilla) para un escalón del 50% en v_{od} .

Fig. 3.54: Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza azul) para un escalón del 10%, modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza amarilla) para un escalón del 50% en v_{oq} .

Fig. 3.55: Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza azul) para un escalón del 10%, modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza amarilla) para un escalón del 50% en P^* .

Fig. 3.56: Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza azul) para un escalón del 10%, modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza amarilla) para un escalón del 50% en f^* .

Fig. 3.57: Circuito equivalente del CEP-VSI en modo de operación Grid-supporting.

Puntos Operación Modelo Politópico CEP-VSI modo Grid-supporting		
Pto. op 1	Pto. op 2	Pto. op 3
f* = 50 Hz P* = 8 kW V _{pp} * = 320 RL = 6 kW vod = 369; voq = - 70 iod = 11.5; ioq = - 2.1	f* = 50 Hz P* = 8 kW V _{pp} * = 340 RL = 6 kW vod = 379; voq = - 71 iod = 11.7; ioq = - 2.2	f* = 50 Hz P* = 8 kW V _{pp} * = 360 RL = 6 kW vod = 388; voq = - 72 iod = 12; ioq = - 2.25
Pto. op 4	Pto. op 5	Pto. op 6
f* = 50 Hz P* = 8 kW V _{pp} * = 320 RL = 8 kW vod = 335; voq = - 84 iod = 13.85; ioq = - 3.5	f* = 50 Hz P* = 8 kW V _{pp} * = 340 RL = 8 kW vod = 344; voq = - 87 iod = 14.2; ioq = - 3.6	f* = 50 Hz P* = 8 kW V _{pp} * = 360 RL = 8 kW vod = 352; voq = - 88 iod = 15; ioq = - 3.6
Pto. op 7	Pto. op 8	Pto. op 9
f* = 50 Hz P* = 8 kW V _{pp} * = 320 RL = 10 kW vod = 307.5; voq = - 97 iod = 15.87; ioq = - 5	f* = 50 Hz P* = 8 kW V _{pp} * = 340 RL = 10 kW vod = 315; voq = - 99 iod = 16.5; ioq = - 5.5	f* = 50 Hz P* = 8 kW V _{pp} * = 320 RL = 10 kW vod = 322; voq = - 102 iod = 16.8; ioq = - 5.75

Tabla 3.4: Puntos de Operación para el Modelo en Caja Negra no lineal, Politópico del CEP-VSI en modo Grid-supporting.

las 36 horas utilizando el modo «acelerator» de MATLAB, adicional para obtener los resultados se corrieron varias simulaciones cada una ocupaba un tiempo de procesamiento de 1h 43 min, siendo por lo tanto evidente que es necesario utilizar sistemas computacionales de gran capacidad, o el uso de sistemas (Hardware In the Loop) HIL cuyo desempeño tanto en capacidad computacional e integración de sistemas es superior a las simulaciones en un ordenador estándar, al ser sistemas electrónicos embebidos y que interactúan con el hardware bajo prueba.

En la siguiente tabla 3.4 se describe los parámetros de los 9 puntos de operación para la implementación del modelo politópico, del cual se detalla su explicación en el próximo apartado, sin embargo vale la pena indicar que los puntos de operación que se presentan son únicamente en dos dimensiones V e I , la frecuencia se mantiene en 50 Hz y la potencia en 8 kW .

3.3.2.2 Modelizado caja negra en gran señal con estructura politópica.

Los modelos en caja negra de pequeña señal representan con bastante fidelidad el comportamiento de los convertidores electrónicos de potencia como el descrito en el epígrafe anterior, pero si el convertidor se ve obligado a operar en condiciones de gran señal, los modelos de pequeña señal se alejan de manera significativa del comportamiento real del convertidor. Por ello se propone obtener un modelo en caja negra capaz de operar en gran señal. La estructura de gran señal elegida es la del modelo politópico, ya descrito anteriormente. En este modelo se eligen un conjunto de puntos de operación del sistema que están determinados por cierta combinación de las variables de entrada. Alrededor de cada uno de los puntos de operación elegidos se determinan los modelos de pequeña señal siguiendo el procedimiento descrito en el apartado anterior. Los modelos de pequeña señal obtenidos se interconectan mediante funciones de peso, de manera que las variables de salida, para una cierta combinación de variables de entrada, se obtienen por la suma ponderada de las variables de salida de los modelos de pequeña señal cuyos puntos de operación están en el entorno de la combinación de variables de entrada elegida.

En el caso que nos ocupa se han elegido los puntos de operación en dos dimensiones, variando las tensiones y corrientes trifásicas, manteniendo constante la referencia de frecuencia, f^* , en 50 Hz, y la referencia de potencia activa P^* , en 8 kW. Los puntos de operación elegidos se indican en la tabla 3.4.

Cada modelo de pequeña señal, en función de lo indicado en la ecuación (3.45), consta de 12 funciones de transferencia y su diagrama de bloques se muestra en la Fig.3.58

Tomando como base el modelo lineal anterior cuyas funciones deben obtenerse para cada punto de operación, hemos representado en la Fig.3.59, un esquema de la estructura del modelo politópico en la que se observan las funciones doble sigmoideas empleadas como funciones de ponderación. Para comparar los resultados del modelo politópico propuesto con el modelo conmutado que nos sirve de referencia y con el modelo de pequeña señal, hemos sometido a los tres modelos a escalones de gran señal en las variables de entrada, representando las corrientes de salida que proporcionan los tres modelos. En trazo celeste en modelo de pequeña señal, en trazo rojo el modelo conmutado y en trazo amarillo el modelo politópico. Los resultados se muestran en las Figs. 3.60, 3.61, 3.62 y 3.63, mostrando una mejora de la precisión del modelo politópico en comparación con el modelo de pequeña señal.

Fig. 3.58: Diagrama del Modelo en Caja Negra reducido para pequeña señal del CEP-VSI en modo Grid-supporting.

Fig. 3.59: Esquema del Modelo en Caja Negra no lineal, Politópico para en CEP-VSI Grid-Supporting.

Fig. 3.60: Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza celeste) y con el modelo politópico (traza amarilla) para un escalón de gran señal en el parámetro v_{od} .

Fig. 3.61: Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza celeste) y con el modelo politópico (traza amarilla) para un escalón de gran señal en el parámetro v_{oq}

Fig. 3.62: Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza negra) con el modelo en pequeña señal (traza celeste) y con el modelo politópico (traza amarilla) para un escalón de gran señal en el parámetro P

Fig. 3.63: Comparación del comportamiento entre el modelo conmutado (traza roja) con el modelo en pequeña señal (traza celeste) y con el modelo politópico (traza amarilla) para un escalón de gran señal en el parámetro f .

3.3.3 Obtención del modelo politópico y evaluación del proceso de modelizado de un CEP conectado a una microrred real.

Hasta el momento hemos presentado dos análisis que involucran modelos conmutados, a los cuales se les obtuvo los modelos en caja negra correspondientes los mismos que como se propuso capturan la dinámica del modelo conmutado de forma exacta y fiable, dando entonces ese objetivo por cumplido el siguiente paso es lograr un modelo en caja negra de una microrred real.

El CEP real está configurado como un CEP-VSI conectada a una red mayor cuya carga esta balanceada, esto implica entonces que la secuencia cero no es tomada en cuenta para el modelizado. Por otro lado es importante también plantear la necesidad de reducir el modelo en caja negra en función del número de FT que intervienen en el mismo, esto obviamente es importante ya que el número de FT aumenta proporcionalmente al número de entradas y salidas consideradas para el modelo. Al igual que el anterior desarrollo procedemos a obtener el modelo en caja negra reducido eliminando las señales que tienen valores constantes o que se considera que su variación afecta en muy poco o casi nada al comportamiento del CEP.

El modelo en caja negra propuesto para este CEP tiene como entradas las componentes v_{od} y v_{oq} del v_{abc} de la red mayor, ω , la potencia activa P y reactiva Q y finalmente la tensión de alimentación CC V_{in} , de similar manera que en los anteriores modelos obtenemos el modelo reducido analizando las señales que no van a modificar el comportamiento del convertidor ya que estas en el transcurso del tiempo permanecerán en valores constantes, es decir que no sufrirán modificaciones durante el funcionamiento del CEP en condiciones normales de trabajo.

En el presente caso como el CEP está conectado a una red mayor con características de control robusto, implica que la frecuencia ω se deberá mantener en un valor siempre constante dentro de los estándares que rigen la distribución de la energía eléctrica, igualmente considerando que la microrred está correctamente balanceada la componente v_{oq} del v_{abc} es de valor cero y constante por lo que se elimina del proceso de construcción del modelo.

En lo relacionado a las potencias activa P^* y reactiva Q^* de referencia estas obedecen a las ecuaciones 3.46 las mismas que se reducen a las ecuaciones

Fig. 3.64: Esquema del Modelo en Caja Negra del CEP-VSI.

3.47 porque $v_{oq} = 0$, adicional la

$$\begin{aligned} P^* &= \frac{3}{2} (v_{od} i_{od} + v_{oq} i_{oq}) \\ Q^* &= \frac{3}{2} (v_{oq} i_{od} - v_{od} i_{oq}) \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} P^* &= \frac{3}{2} v_{od} i_{od} \\ Q^* &= -\frac{3}{2} v_{od} i_{oq} \end{aligned} \quad (3.47)$$

componente v_{od} es la que se verá modificada en caso de perturbaciones de la red por lo tanto modificará ambas potencias, siendo por lo tanto necesario únicamente referenciar las corrientes i_{od}^* e i_{oq}^* con el fin de realimentar el lazo de control de las corrientes y controlar la potencia de la microrred, el modelo en caja negra reducido se muestra en la Fig.3.64 y su ecuación matricial de donde se obtienen los modelos en caja negra en pequeña señal, está dada por (3.48)

$$\begin{bmatrix} I_{in} \\ i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ii} & Y_{di} & H_{di} & H_{qi} \\ Y_{id} & Y_{dd} & H_{dd} & H_{qd} \\ Y_{iq} & Y_{dq} & H_{dq} & H_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ v_{od} \\ i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

De lo anterior se obtiene el circuito equivalente del CEP-VSI que se muestra en la Fig.3.65 y del cual obtenemos el modelo en caja negra lineal o de

Fig. 3.65: Circuito equivalente del CEP-VSI a ser modelizado en Caja Negra.

pequeña señal. Aplicando el mismo procedimiento que para los modelos anteriores, generamos los escalones en cada señal de entrada con el fin de obtener las FTs, sin embargo en este caso consideramos realizar una descripción de la microrred bajo estudio.

3.3.3.1 Descripción de la microrred.

La microrred posee un CEP que está compuesto por 6 IGBT con diodos en antiparalelo configurados en tres ramas por par de IGBT, son alimentados por un rectificador a través de un capacitor de enlace y a la salida del convertidor un inductor trifásico como filtro, este montaje se muestra en la Fig.3.66, de forma general, en detalle, su etapa de control posee un microcontrolador de doble núcleo el cual recibe la información de los niveles de tensión y corriente de la microrred necesarios para completar los lazos de control a través de sensores. El microcontrolador divide las tareas de control y comunicación, las primeras son ejecutadas mediante el núcleo F28335 las cuales llevan la información para la conmutación de los IGBT, además toma las muestras de la información de la tensión y la corriente a una tasa de muestreo de 5 kHz. las tareas de comunicaciones son realizadas por el núcleo ARM Cortex M3 este básicamente entrega los datos para implementar la interface usuario máquina a través del puerto USB, entre los dos núcleos mencionados se comparte una memoria RAM con el fin de interactuar y gestionar la información requerida para cada tarea a ser ejecutada. Además de lo mencionado y con el fin de realizar los experimentos necesarios para la obtención del modelo

Fig. 3.66: Elementos que conforman la microrred.

el sistema incluye dos tipos de relé, trifásico y CC estos elementos permiten lograr los escalones necesarios para la obtención de las FT, igualmente se considera un banco de resistencias y un autotransformador, todos estos elementos como se explicará más adelante servirán para generar los escalones a modo de perturbaciones a la microrred.

3.3.3.2 Sistema de control

El sistema de control ejecutado por el núcleo Concerto del microcontrolador el algoritmo que se ejecuta es un SVPWM estándar para un CEP con capacidad de conexión a la red, la Fig.3.67 muestra el diagrama del controlador, se observa dos lazos de control para las corrientes d y q componentes de las corrientes trifásicas i_{abc} inyectadas a la red y reguladas por compensadores PI, las tensiones entonces son corregidas por los términos cruzados de desacoplamiento y finalmente son convertidos a los datos necesarios para modular la conmutación de los IGBT. Como resultado de lo anterior el CEP genera tensión trifásica regulada por las corrientes de referencia i_{ds}^* e i_{qs}^* . Los componentes eléctricos necesarios para completar la microrred y realizar los experimentos se detallan en la siguiente tabla 3.5.

Fig. 3.67: Esquema del controlador del CEP conectado a la microrred.

Dispositivo	Modelo	Valores
CEP-VSI	Semikron SEMISTACK SKS35F B5U	$I_{max}=35$ A; $VAC_{max}=380$ V; $VDC_{max}=750$ V; $f_{max}=10$ kHz
Microcontrolador doble núcleo	Texas Instruments F28M35x Concerto	150MHz F28335+120MHz ARM Cortex M3
Transformador conexión	Y-y 0	Sn=10kVA;400 V/230 V 14.4/25.1 A
Inductancias	Núcleo de hierro laminado	$L = 48$ mH
Relé CC de estado sólido	CRYDOM LVD75B80	0-80 A; 3-75 VCC
Relé 3-fases de estado sólido	CRYDOM D53TP500	50 A por fase; 48-530 VAC
Banco de resistencias (2)	Arreglo de resistencias	16 Ω - 570 Ω
Autotransformador (2)	Y-y	400 V regulable
Osciloscopio (2)	Tektronics TPS2024	20 MHz; 2 GS/s
CA/CC pinzas amperimétricas	Fluke i30s	Resolución 100 mV/A
Sensores de voltaje	LEM LV15-P	Efecto Hall; sobre 680V
Voltaje de la microrred	3-fases	100 V_{rms} línea - línea; 50 Hz

Tabla 3.5: Dispositivos, modelos y valores nominales de los elementos de la microrred a ser modelada.

Fig. 3.68: Diagrama del circuito para generar el escalón en el voltaje CC de entrada V_{in} .

3.3.3.3 Modelizado en caja negra

Corroborando el método para conseguir el modelo en caja negra del CEP procedemos a generar los escalones en las señales correspondientes.

Escalón en V_{in} . Debido a la alta capacitancia de la fuente de tensión no es el mejor método para lograr el escalón en el V_{in} , por lo que en este caso dos fuentes de tensión de diferente nivel son implementadas donde la diferencia entre las dos tensiones es el valor del escalón generado. Para lograr lo dicho conectamos ambas fuentes en paralelo y se conecta un relé CC en serie con la fuente de mayor nivel de tensión, en determinado t_0 el relé se abre desconectando la fuente mayor y dejando activo la tensión de nivel menor, en el proceso inverso el relé se cierra y el diodo a la salida se polariza inversamente dejando entonces activa la fuente de mayor valor, la Fig.3.68 muestra el esquema del circuito descrito, cabe mencionar que los autotransformadores permiten implementar las dos fuentes de tensión, el relé es controlado por medio del microcontrolador lo que permite sincronizar el disparo que acciona el relé con el funcionamiento del CEP, esto es importante ya que se debe registrar las señales del CEP un instante antes del disparo, los cambios generados en las señales y su comportamiento en estado estable,

Fig. 3.69: Diagrama del circuito para generar el escalón en la componente v_{od} del voltaje v_{abc} CA de la red.

este registro se lo realiza también a través del microcontrolador y su memoria de trabajo, adicionalmente el relé tiene como máximo valor nominal 75 V, por lo tanto este valor limita la amplitud del escalón.

Escalón en v_{od} . Para lograr el escalón en la componente v_{od} de la tensión v_{abc} de la microrred utilizamos un banco de resistencias conectado en paralelo con la red a través del relé AC, el cual es controlado por el microcontrolador, la Fig.3.69 muestra el diagrama del circuito implementado para el caso.

Escalón en i_{ds}^* e i_{qs}^* . Los escalones en las corrientes de referencia son incluidas en el algoritmo de control, estas se ejecutarán en el instante deseado y al igual que el anterior sus efectos en las señales bajo estudio serán registradas en la memoria del controlador.

Otros detalles importantes sobre este modelizado se describen a continuación, a diferencia de los otros dos modelizados donde los convertidores eran modelos conmutados simulados y, por lo tanto, los efectos de la carga como de las fuentes no se evidenciaban en la obtención del modelo, ambos casos generaban modelos terminados cuya aproximación al modelo conmutado eran lo suficientemente eficientes, al contrario en este caso los efectos de

la fuente y las cargas deben ser eliminados para obtener el modelo final, es decir que inicialmente se logra el modelo no-terminado el mismo que incluye los efectos mencionados. Por lo tanto aplicaremos la metodología detallada en [43], donde en resumen se explica la obtención de una matriz T que elimina los efectos de la fuente y la carga conectados al CEP y se logra un modelo eficiente y adecuado.

El filtrado de las señales cobra mayor importancia, en este caso hemos utilizado el filtro de promedio móvil (Moving Average Filter MAF) [7], este filtro toma una cantidad de datos definidos previamente y obtiene un promedio ese resultado es el valor significativo o salida del filtro, este proceso es iterativo hasta finalizar el proceso de toda la señal que se pretende filtrar, la cantidad de datos a ser promediados define la calidad del filtrado, esta cantidad de datos se la conoce como ventana móvil ya que es la que avanza en función de los datos recogidos y promediados para obtener el valor final de cada iteración. En el presente caso los filtros son implementados en el algoritmo de procesamiento de las señales registradas a través de los osciloscopios utilizados en la etapa experimental y detallados en la tabla 3.5.

Proceso de modelizado El proceso de modelizado entonces toma los datos obtenidos y registrados en la fase experimental y se los procesa mediante la estructura OE de los métodos de identificación de sistemas ya descritos anteriormente, los modelos obtenidos son los modelos de pequeña señal los que ayudan a lograr el objetivo final que es el obtener el modelo en caja negra para gran señal, es importante recordar que los modelos lineales de pequeña señal fueron validados con el fin de lograr un modelo de gran señal eficiente el mismo que también será validado, la estructura del modelo de pequeña señal se muestra en la Fig.3.70, continuando con el proceso de modelizado es importante comprobar si el modelo en pequeña señal captura eficientemente el comportamiento del sistema real cuando es perturbado con escalones de mayor amplitud, sin embargo de las anteriores experiencias podemos adelantar que el modelo en pequeña señal es ineficiente para escalones de mayor amplitud, los escalones para evaluar los modelos de pequeña señal son del 10% de la amplitud nominal mientras que los escalones para gran señal alcanzan el 50% del valor nominal de la amplitud.

Entonces para comprobar lo dicho procedemos a probar el modelo inicialmente con un escalón pequeño el mismo que es inyectado tanto al CEP real como al modelo, la Fig.3.71 muestra el comportamiento del modelo para un escalón de 30 V en el V_{in} , cuando el CEP esta trabajando en el punto de operación inicial dado por $i_{od}=3$ A, $i_{oq}=0$ A, $I_{in}=0$ A, $v_{od}=100$ V y $V_{in}=320$ V,

Fig. 3.70: Modelo en caja negra para pequeña señal del CEP.

se observa que el modelo es muy exacto en comparación al comportamiento del CEP real.

Con el fin de mostrar el comportamiento del mismo modelo, pero ahora cuando la señal inyectada es mucho mayor, procedemos a realizar la comparación entre la respuesta del CEP real y del modelo para un escalón de 60 V, desde el mismo punto de operación inicial descrito antes, la Fig.3.72 muestra la comparación y se observa que las respuestas difieren especialmente en su respuesta transitoria. Para mejorar la exactitud del modelo cuando la perturbación excede el límite de linealidad del modelo de pequeña señal, es necesario obtener el modelo politópico, proceso que ha sido explicado anteriormente y que es una colección ordenada de modelos de pequeña señal con el fin de lograr un desempeño más eficiente del modelo, el presente modelo politópico es la propuesta y aporte principal de este trabajo.

Para construir el modelo de gran señal o politópico es necesario escoger los punto de operación adecuados, en la tabla 3.6 se describe los puntos de operación donde se obtuvieron los modelos de pequeña señal que conformarán el modelo en gran señal. La selección de los puntos de operación indicados, se hizo tomando en cuenta la pérdida de linealidad de los puntos de operación frente a incrementos de amplitud del escalón de perturbación, dicho escalón esta limitado por los valores nominales de tensiones y corrientes dados por el fabricante de los diferentes dispositivos involucrados en el modelizado. La simple observación de las figuras anteriores evidencian que el modelo en pequeña no es adecuado para capturar la dinámica del CEP, por lo tanto la alternativa más adecuada y probada es el desarrollo del modelo politópico basado en los puntos de operación dados, donde de cada uno de ellos se obtiene los modelos de pequeña señal, los cuales son activados por las funciones doble sigmoideas en los intervalos correspondientes a cada una de las variables involucradas.

La Fig.3.73 muestra la comparación del comportamiento del modelo politópico y del CEP para saltos de mayor amplitud, es decir para evaluar su comportamiento para gran señal, en este caso el salto es de 60 V en el V_{in} , a continuación también se muestran los resultados de la comparación para saltos en las corrientes de referencia i_{ds}^* e i_{qs}^* , la Fig.3.74 muestra la respuesta para el escalón de 9 A en i_{ds}^* y la Fig.3.75 10 A en i_{qs}^* .

La comparación muestra una clara mejora en la estimación del modelo comparada con el desempeño del modelo en pequeña señal, probando nuevamente la validez del modelo politópico, el cual integra todos los modelos de pequeña señal obtenidos en cada punto de operación y que van siendo

Fig. 3.71: Comparación entre (a) I_{in} , (b) I_{odq} y (c) i_{abc} del CEP y del modelo en pequeña señal MPS para el escalón en el V_{in} de 30 V.

Fig. 3.72: Comparación entre (a) I_{in} , (b) I_{odq} y (c) i_{abc} del CEP y del modelo en pequeña señal MPS para el escalón en el V_{in} de 60 V.

Puntos de operación						
Variable	1		2		3	
	Pto.O	Esc.	Pto.O	Esc.	Pto.O	Esc.
V_{CC}	320 V	30 V	320 V	30 V	320 V	30 V
v_{od}	100 V	-8 V	100 V	-8 V	100 V	-8 V
i_{ds}^*	3 A	3 A	6 A	3 A	9 A	3 A
i_{qs}^*	0 A	5 A	0 A	5 A	0 A	5 A
	4		5		6	
V_{CC}	350 V	30 V	350 V	30 V	350 V	30 V
v_{od}	100 V	-8 V	100 V	-8 V	100 V	-8 V
i_{ds}^*	3 A	3 A	6 A	3 A	9 A	3 A
i_{qs}^*	0 A	5 A	0 A	5 A	0 A	5 A
	7		8		9	
V_{CC}	380 V	20 V	380 V	20 V	380 V	20 V
v_{od}	100 V	-8 V	100 V	-8 V	100 V	-8 V
i_{ds}^*	3 A	3 A	6 A	3 A	9 A	3 A
i_{qs}^*	0 A	5 A	0 A	5 A	0 A	5 A

Tabla 3.6: Puntos de operación escogidos y amplitud de los escalones

Fig. 3.73: Comparación entre (a) I_{in} , (b) I_{odq} y (c) i_{abc} del CEP, el modelo en pequeña señal MPS y el modelo politópico MP para el escalón en el V_{in} de 60 V.

Fig. 3.74: Comparación entre (a) I_{in} , (b) I_{odq} y (c) i_{abc} del CEP, el modelo en pequeña señal MPS y el modelo politópico MP para el escalón en el i_{ds}^* de 9 A.

Fig. 3.75: Comparación entre (a) I_{in} , (b) I_{odq} y (c) i_{abc} del CEP, el modelo en pequeña señal MPS y el modelo politópico MP para el escalón en el i_{ds}^* de 10 A.

activados por sus correspondientes funciones doble sigmoideas programadas dentro del intervalo definido por el punto de operación. Con los resultados expuestos vale la pena insistir en la validez del modelo politópico para capturar la dinámica del CEP cuando las perturbaciones son grandes, se observa que este modelo es adecuado y por lo tanto útil para el propósito planteado en esta tesis. Sin embargo también es evidente la complejidad de la estructura del modelo y el costo computacional del mismo tanto para su construcción como para su ejecución por lo que para ser implementados previamente debería ejecutarse un análisis de costo beneficio.

Por otro lado es claro también que este modelo de gran señal es eficiente para modelar cualquier CEP, es decir se lo puede aplicar a cualquier dispositivo convertidor sea CC/CA, CC/CC, CA/CC y CA/CA, además que se puede conseguir un modelo completo con un alto costo computacional y gran complejidad y también obtener el modelo reducido el cual simplifica la complejidad y por lo tanto el costo computacional. También se ha evidenciado que estos modelos pueden capturar la dinámica de los CEP en cualquier modo de operación, tipo de red y conectado o no la red mayor, lo que los hace atractivos para el proceso de diseño y diagnóstico de las microrredes. [44]

3.3.3.4 Validación del modelo politópico.

El proceso de validación del modelo permite evaluar o estimar la exactitud que existe entre el dispositivo a ser modelizado y el modelo obtenido, el proceso esta basado en la comparación entre las dos señales y su cercanía de valores punto a punto, en este trabajo utilizamos las instrucciones de MATLAB que permiten realizar estas comparaciones y que realizan la comparación de sus valores mediante criterios o funciones de costo como el Error Cuadrático Medio MSE, Error Cuadrático Medio Normalizado NMSE y la Raíz del Error Cuadrático Medio Normalizado NRMSE. Con el fin de lograr modelos eficientes el proceso de validación lo realizamos durante la obtención de las FT de los modelos lineales de pequeña señal, una segunda validación es la del modelo lineal completo y la tercera y última validación se la realiza al modelo en gran señal, este proceso garantiza que los modelos obtenidos son eficientes y viables en comparación con el comportamiento del dispositivo real. En este caso hemos logrado porcentajes promedio de 96%, para las FT perteneciente a cada modelo, por lo tanto, en los modelos lineales el porcentaje de validación toma el mismo valor y dependiendo del ajuste de las funciones doble sigmoideas del modelo en gran señal hemos logrado un promedio en validación del 95% para el modelo no lineal politópico. El

proceso de validación se lo explica con mayor detalle en el próximo capítulo, donde se habla sobre los algoritmos utilizados para realizar el proceso de modelizado y su automatización.

Capítulo 4

Sistematización del modelo

La sistematización en la obtención del modelo es uno de los objetivos planteados en el desarrollo de este trabajo de tesis. Mediante este procedimiento se pretende automatizar el proceso de modelizado en caja negra, inicialmente, para inversores trifásicos conectados o no a la red de alterna, para luego generalizarlo a cualquier tipo de convertidor electrónico de potencia, ya que el método propuesto no se limita a la aplicación descrita en microrredes de corriente alterna. Durante el desarrollo de este trabajo se ha evidenciado lo harto complejo que resulta el modelizado en caja negra de los convertidores y su alto coste computacional, también se ha evidenciado que el modelizado obedece a un conjunto de pasos secuenciales, los cuales debidamente procesados y optimizados, llevan finalmente a la obtención de modelos en caja negra muy exactos, que son capaces de capturar toda la dinámica del comportamiento del convertidor, tanto en régimen transitorio como en régimen permanente.

La Fig.4.1 describe el proceso de modelizado paso a paso, el flujo de datos del mismo hasta lograr el modelo en caja negra para pequeña señal o modelo lineal en un punto de operación determinado. La mayoría de estos pasos sucesivos ya han sido explicados en capítulos anteriores, sin embargo, con el fin de esclarecer las interrelaciones y tratar de abundar en detalles, procedemos a explicar la operación de cada bloque representado en el diagrama de flujo.

1. **Punto de Operación:** Definido por dos o más coordenadas que localizan el punto en donde la curva o el espacio dimensional es linealizado, es decir, el punto donde la tangente intercepta la curva en espacios bidimensionales o el plano tangente a la superficie en sistemas de más

Fig. 4.1: Diagrama de flujo del proceso de modelizado en caja negra para pequeña señal o modelo lineal.

Fig. 4.2: Concepto general de Punto de Operación.

dimensiones. Este punto también define el origen de la distancia lineal sobre la trayectoria dada por la curva o el radio del círculo sobre el espacio dimensional donde el comportamiento del modelo es lineal [39]. La Fig.4.2 (a) describe la distancia lineal d_l y la 4.2 (b) el radio del círculo r_l , que define las condiciones en que puede hacerse la aproximación lineal alrededor de un punto de funcionamiento.

2. **La distancia lineal d_l o el radio del círculo r_l :** Estas variables son estimadas en función del ajuste entre las respuestas del modelo lineal y el sistema real o el modelo conmutado. Este ajuste se realiza mediante el uso de una función de coste como pueden ser: el Error Cuadrático Medio (Mean Square Error, MSE), Error Cuadrático Medio Normalizado (Normalized Mean Square Error, NMSE) o por la Raíz del Error Cuadrático Medio Normalizado (Normalized Root Mean Square Error, NRMSE). La ecuación (4.1) describe la función de costo MSE, la ecuación (4.2) describe la función de costo NMSE y finalmente la ecuación (4.3) la función de costo de NRMSE, el resultado de estos métodos de evaluación del ajuste son valores expresados en porcentaje y mide cuanto se aproxima la curva obtenida x en referencia a la curva medida original x_{ref} , ambas curvas para el calculo se expresan como vectores con los cuales se puede aplicar la norma cuadrada definida por la ecuación (4.4) con el fin de obtener el valor del ajuste y definir su grado de exactitud.

$$ajuste = \frac{\|x - x_{ref}\|^2}{N_s} \quad (4.1)$$

$$ajuste = 1 - \left\| \frac{x_{ref} - x}{x_{ref} - \bar{x}_{ref}} \right\|^2 \quad (4.2)$$

Fig. 4.3: Diagrama de flujo para el subproceso estimación del limite del comportamiento lineal.

$$ajuste = 1 - \frac{||x_{ref} - x||}{||x_{ref} - \bar{x}_{ref}||} \quad (4.3)$$

$$||v|| = \sqrt{v_1^2 + v_2^2 + \dots + v_n^2} \quad (4.4)$$

Por lo tanto el subproceso para definir los parámetros d_l o r_l se basa en un ciclo iterativo que termina definiendo el limite hasta donde la perturbación puede crecer en amplitud en función del error máximo admisible. La Fig.4.3 muestra el diagrama de flujo del subproceso, donde se define el parámetro k_i que toma valores $0 < k_i \leq 1$. En nuestro caso se ha elegido el valor 0,1 para este parámetro, por lo que, la perturbación va creciendo en cada iteración un 10% del valor total de la señal hasta que el ajuste sea menor del 95%, este umbral indica que el modelo ha perdido su comportamiento lineal y por lo tanto es necesario definir otro punto de operación consecutivo, respetando sus limites y

considerando que el nuevo punto de operación tenga los valores d_l o r_l , tal que permita solapar una pequeña parte del área de influencia del punto de operación anterior. Este solapamiento parcial de las áreas de influencia de cada punto de operación desde el punto de vista de las curvas sigmoideas coincide con, la parte creciente de la sigmoidea derecha y la parte decreciente de la sigmoidea izquierda de dos puntos de operación consecutivos y tiene como finalidad el cumplimiento de que su sumatoria sea siempre uno [38].

3. **Registro de la señal:** Los valores que limitan la aproximación lineal estimada en el paso anterior, permite tener uniformidad en el proceso de obtención del resto de las funciones de transferencia. Una vez que los puntos de operación son correctamente escogidos se realizan los experimentos pertinentes y se recogen los datos de ambas señales entrada y salida, se registran y almacenan en toda su extensión. Finalmente se recorta la señal con el fin de tomar únicamente los datos necesarios a ser procesados, desde un poco antes del instante que se produce el escalón hasta cuando la señal haya llegado a su régimen permanente.
4. **Adecuación de señales:** Este subproceso es quizá el de mayor importancia ya que las señales producto de este paso son las que intervienen en la obtención de las FT.
 - (a) **Eliminación del valor en régimen permanente:** Para el proceso de identificación es necesario que las señales a ser procesadas sean únicamente los incrementos de las variables respecto a sus valores en el punto de operación.
 - (b) **Longitud de datos:** Los vectores de datos que sirven de valores de entrada a los algoritmos de identificación de las funciones de transferencia deben tener la longitud necesaria para capturar el comportamiento dinámico en régimen transitorio, pero no deben tener una extensión en el tiempo excesiva para no sobrecargar el coste computacional de los algoritmos de identificación. Típicamente se considera que la señal llega a su valor de régimen permanente cuando está a menos del 3% de su valor esperado, por el contrario, en caso de señales con un gran rizado, este valor sube al 5%. Cuando alcanza valores con una diferencia del $\pm 3\%$ del valor esperado en estado estable, sin embargo cuando la señal en régimen permanente tiene un rizado sobre el 5% es recomendable que la longitud del vector sea de la totalidad de la señal registrada.
 - (c) **Filtros:** En todos los procesos, las señales medidas tienen niveles

de ruido que dificultan el proceso de modelizado y, que son debidas a un conjunto de causas diversas. Para mejorar el proceso de identificación de las funciones de transferencia, frecuentemente recurrimos a su filtrado. En nuestro caso hemos empleado un filtro digital de promedio móvil (Moving Average Filter, MAF). Este filtro toma un número definido de muestras, denominado ventana del filtro y, calcula su promedio, siendo este valor el que toma la salida del filtro en cada iteración. La longitud de la ventana condiciona la calidad del filtro.

5. **Obtención de las Funciones de transferencia:** Las perturbaciones de las variables de entrada y salida, $\hat{x}(t)$ e $\hat{y}(t)$, adecuadas en el paso anterior, son materia prima para procesarlas en el algoritmo de la estructura OE o ARX del proceso de identificación. MATLAB entrega las funciones de transferencia en el dominio z , por lo tanto, los pasos siguientes deben ser discretizados. La conversión de señales continuas a discretas la realizamos mediante el método Zero Order Hold (ZOH) [45].
6. **Estructura del Modelo Lineal en caja negra o de pequeña señal:** Este modelo se genera con las funciones de transferencia obtenidas en el paso anterior. En la Fig.??, se representa la estructura de un modelo de pequeña señal de un sistema con tres variables de entrada y tres variables de salida. Los bloques tendrán las funciones de transferencia obtenidas en el paso anterior y el modelo podrá simular el comportamiento del sistema empleando MATLAB/SIMULINK.

4.1 Construcción del modelo no lineal

Para implementar el modelo de gran señal, tomamos los registros donde se encuentran almacenados los modelos lineales en cada punto de operación e implementamos el modelo politópico, es decir, tomamos cada modelo de pequeña señal, lo ponderamos con una función, en este caso, la función doble sigmoidea y cada uno de estos productos son sumados para lograr las salidas completas del modelo. Este proceso se ha explicado ampliamente en capítulos previos y no vamos a insistir ampliamente sobre ello. Puede ser implementado en MATLAB/SIMULINK, aportando una posibilidad muy útil, ya que permite manipular las variables correspondientes a las funciones doble sigmoideas y así afinar el comportamiento del modelo politópico, hasta conseguir la mejor aproximación al comportamiento del dispositivo real. La

Fig. 4.4: Diagrama esquemático del modelo politópico.

Fig.4.4 muestra un diagrama conceptual del modelo politópico donde se observa su complejidad y extensión, ya que involucra todos los modelos lineales de pequeña señal ponderados por las funciones doble sigmoideas. .

4.2 Validación de resultados del modelo no lineal

El proceso de validación ha sido empleado en varias fases del modelizado con el objeto de medir y ajustar, la precisión del modelo obtenido. Como es lógico la mejor validación es la comparación con los resultados experimentales, o en su defecto, con los correspondientes al modelo conmutado. El objetivo es la obtención de un modelo eficiente y que capture todo el comportamiento del dispositivo en cuestión. El proceso utilizado es el mismo en todas las fases es decir la comparación de la señal medida con la señal obtenida del modelo, de la cual obtenemos un valor porcentual que indica que tan cercanas son las dos señales mencionadas. El uso de los criterios de función de costo expuestos antes permiten llevar a cabo esta tarea. Entonces la validación del

modelo politópico al igual que los otros modelos es validado mediante este proceso. Para esto se emplean los comandos de MATLAB «compare» y «goodnessOfFit» las cuales permiten seleccionar la función de costo más adecuada. La Fig.4.5 muestra varias gráficas donde se evidencian los resultados de la validación de las funciones de transferencia para el inversor trifásico operando en modo Grid-supporting. Finalmente cabe mencionar que en este estudio se ha logrado valores porcentuales promedio del 95% de precisión en la validación de los modelos lineales y politópicos.

Fig. 4.5: Gráficas de validación de las FT para un punto de operación definido correspondiente al CEP-VSI en modo Grid-supporting

Capítulo 5

Conclusiones y futuros trabajos

En esta tesis doctoral se ha pretendido dar respuesta a la siguiente pregunta de investigación: ¿Es posible obtener un modelo en caja negra, capaz de representar con precisión el comportamiento de convertidores electrónicos de potencia conectados al bus de distribución en microrredes trifásicas de corriente alterna? La disponibilidad de modelos precisos de estos convertidores está orientada a permitir la simulación de la microrred en su conjunto, y considerar la posibilidad de realizar un análisis de estabilidad de la misma en los diferentes modos de funcionamiento en los que opera. La condición de caja negra del modelo está basada en el hecho de que frecuentemente se diseñan las microrredes de corriente alterna empleando convertidores electrónicos de potencia comerciales en los que los fabricantes proporcionan una información limitada, por razones de confidencialidad, de la estructura de control del convertidor.

Los modelos en caja negra se obtienen mediante algoritmos de identificación de las funciones de transferencia mediante la información que proporcionan las variables de entrada y salida, cuando sometemos al convertidor a ciertos ensayos. Los convertidores electrónicos de potencia pueden usarse en diferentes puntos de la arquitectura de la microrred, con diferentes funcionalidades. Pueden ser la interfaz de unidades de generación distribuida, frecuentemente basadas en fuentes renovables, formar parte de unidades de almacenamiento con baterías, hacer de interfaz con las cargas, etc.

En la mayoría de los casos, los convertidores trabajan con puntos de operación muy variables, con niveles de potencia que cubren todo el rango de operación, desde cero hasta el valor máximo. Puede operar con flujos unidireccionales o bidireccionales de potencia. Entre estos últimos, el caso más

paradigmático son las unidades de almacenamiento mediante baterías, donde por su propia naturaleza, el flujo de potencia activa debe ser bidireccional.

En esta tesis, se ha tomado como referencia para el desarrollo del modelo, los inversores trifásicos empleados en unidades de generación distribuida, donde la energía primaria está disponible en corriente continua y se precisa de un convertidor como interfaz con el bus de distribución en corriente alterna trifásica. Esta restricción no es tal, ya que la metodología propuesta es genérica, y, por tanto, es aplicable a otros convertidores electrónicos de potencia conectados a la red trifásica. El trabajo toma como punto de partida la tesis doctoral de Airán Francés orientada al modelizado, también en caja negra, de convertidores electrónicos de potencia en microrredes de corriente continua. En este trabajo de tesis se concreta una metodología para la obtención de modelos caja negra, en gran señal, de convertidores continua-continua. Las conclusiones de este trabajo de tesis pueden concretarse en las siguientes:

1. Después de un análisis exhaustivo de los convertidores electrónicos de potencia conectados a una microrred, particularmente los que sirven de interfaz con el bus trifásico de alterna en unidades de generación distribuida, se constata que las condiciones de operación precisan de modelos capaces de operar en gran señal, con un comportamiento no lineal.
2. Al ser el convertidor objeto de análisis un inversor trifásico, el modelo debe ser capaz de manejar variables de continua, en la entrada, y variables de alterna trifásica en la salida. Siento esto así, si empleamos la transformación de Park para las corrientes y tensiones trifásicas, éstas se convierten en variables continuas en ejes d y q , por lo que el modelo a obtener puede convertirse en un modelo que emplea variables de continua, tanto en la entrada, como en la salida.
3. Mediante el cambio de variables descrito en el punto anterior, es posible emplear las soluciones para el modelizado de convertidores en caja negra y gran señal de convertidores continua-continua. Este enfoque permite emplear soluciones propuestas en el Centro de Electrónica Industrial para el modelo en caja negra de convertidores continua-continua. La incorporación del conocimiento previo en el modelizado de convertidores continua-continua en caja negra al modelizado de convertidores continua-alterna es una aportación original de esta tesis.

4. De los diferentes modelos en caja negra en gran señal disponibles, después de una revisión general, y considerando la experiencia previa en continua, se optó por los modelos de estructura politópica. Estos modelos se obtienen por la combinación de modelos de pequeña señal, lineales, en caja negra, mediante funciones de peso, frecuentemente doble sigmoideas, en diferentes puntos de operación.
5. Los modelos de pequeña-señal, lineales, propuestos, se obtienen mediante la superposición de los efectos en las variables de salida de las perturbaciones, aplicadas, de una en una, de las variables de entrada. En una primera fase, para la obtención de los modelos de pequeña señal, se emplea un modelo conmutado del inversor, como convertidor virtual, de modo que los ensayos para la obtención de las funciones de transferencia se aplican sobre el convertidor virtual y no sobre un convertidor real. Este procedimiento ha simplificado notablemente el ajuste del modelo y constituye una de las aportaciones originales de la tesis.
6. Las funciones de transferencia de los modelos de pequeña señal se obtienen con los algoritmos de identificación de MATLAB. Los resultados del modelo en caja negra comparados con el modelo conmutado de referencia muestra una excelente adecuación mientras se mantengan las condiciones de pequeña señal.
7. Se ha resuelto de forma satisfactoria como aplicar los escalones en las variables continua de entrada al modelo, especialmente en las tensiones y corrientes en ejes d y q , cuando las variables accesibles son las tensiones de la distribución trifásica.
8. Se ha desarrollado un procedimiento sistemático para determinar en el espacio definido por las variables de entrada, cuáles son los márgenes en que se puede admitir la validez del modelo de pequeña señal alrededor de un punto de operación. Este procedimiento es fundamental para determinar el número de puntos de operación necesarios para desarrollar el modelo politópico. Este procedimiento es una aportación original de este trabajo de tesis.
9. Una vez determinados los puntos de operación necesarios se ha construido un modelo en caja negra, de gran señal, con estructura politópica. Los ensayos para la obtención de las funciones de transferencia de los modelos de pequeña señal que lo integran se ha realizado sobre el modelo conmutado, que hemos denominado convertidor virtual. La construcción de este modelo permite responder de forma afirmativa a la

pregunta de investigación planteada al principio de este trabajo de tesis, y recogida al principio de este capítulo. La comparación de los resultados del modelo politópico con el convertidor virtual en condiciones de gran señal muestran una gran precisión. Esta es una aportación original de esta tesis.

10. Todo el proceso de obtención del modelo desarrollado sobre el convertidor virtual se ha extendido a un convertidor real sobre una plataforma experimental. Los resultados confirman la precisión del modelo propuesto en condiciones de gran señal.
11. El concepto de convertidor virtual podría emplearse por los fabricantes de convertidores, en el sentido de proporcionar a sus clientes un modelo suficientemente preciso del convertidor real sobre el que hacer los ensayos necesarios para la obtención del modelo, evitando la complicación que supone realizar estos ensayos sobre los convertidores reales. Esta es una aportación original de este trabajo de tesis.

En conclusión, se puede afirmar de forma categórica que la respuesta a la pregunta planteada inicialmente sobre si es posible obtener un modelo preciso en caja negra de gran señal es afirmativa, aunque también es preciso reconocer que el modelo obtenido tiene unos costes, medidos en tiempo de computación elevados, que crece notablemente a medida que aumenta el número de variables de entrada y salida.

5.1 Futuros trabajos

El trabajo desarrollado deja algunas cuestiones pendientes, a la vez que abre nuevos territorios para la investigación en el campo de las microrredes de alterna. Sin pretender ser exhaustivo, entre otros, cabe mencionar:

1. En todo el trabajo de tesis se ha asumido que la distribución trifásica es equilibrada y sin distorsión, pero resulta imprescindible evaluar sobre el modelo propuesto el efecto del desequilibrio y la presencia de armónicos en el bus de distribución de la microrred.
2. En el modelo politópico propuesto se han empleado funciones doble sigmoideas como funciones de peso. Recientemente, en continua, se ha propuesto el concepto de funciones de transferencia dinámicas que

mejoran el comportamiento transitorio del modelo en ciertas condiciones. ¿Podría extenderse el concepto de funciones de transferencia dinámicas al modelo propuesto?

3. Una de las cuestiones claves en el funcionamiento de las microrredes está relacionada con su estabilidad. ¿Podría realizarse algún tipo de análisis de estabilidad no lineal a partir de los modelos en caja negra propuestos?
4. Podría extenderse el concepto propuesto a convertidores alterna-continua, caso, por ejemplo, de los cargadores de baterías. Aplicando la transformada de Park a las variables de alterna, es inmediato convertir el problema en el desarrollo de modelo con variables de continua, tal y como hemos hecho con los inversores trifásicos.
5. El proceso de identificación de las funciones de transferencia y la determinación de los márgenes de operación de los modelos de pequeña señal puede optimizarse.

Apéndice A

Códigos en MATLAB

En este apéndice mostramos los códigos desarrollados para la obtención de las FT de los modelos lineales. Las simulaciones fueron realizadas en SIMULINK y son presentadas en apéndice B, por otro lado datos obtenidos del CEP-VSI para la microrred fueron adquiridos y registrados por los instrumentos de medida y extraídos de la memoria de su microcontrolador. Los datos fueron procesados mediante los siguientes algoritmos escritos en código de MATLAB.

1. Algoritmo para obtener las ft.

Ts=1e-6; Tiempo de muestreo de la simulación.

tol=1e-5; Tolerancia que define la eliminación de polos y ceros de la ft en el algoritmo para reducción del orden de la misma.

iter=10; Número de iteraciones que cambia los parámetros de las instrucciones para optimizar la ft, mediante la estructura OE.

a=990000; Inicio del vector de datos a ser procesado.

b=1350000; Fin del vector de datos a ser procesados, ambos parámetros definen la longitud del vector.

% A las señales procesadas en este paso previamente se elimina su

% valor en estado estable es decir únicamente ingresan los valores

% $\hat{x}$ entrada y $\hat{y}$ salida, esta operación se la

% realiza en la simulación o el proceso de adecuación explicado

% antes.

```

% En forma general estas son las instrucciones para hallar las ft
% de cada punto de operación.
% Xxxdata=iddata(( $\hat{y}$ )salida(a:b),( $\hat{x}$ )entrada(a:b),Ts);
% Xxxcoef=oemax(Xxxdata,iter); optimiza los coeficientes
% Xxxpre=oe(Xxxdata,[Xxxcoef(1,2) Xxxcoef(1,3) Xxxcoef(1,4)]);
% Xxx=reduorder(Xxxpre,tol); función de transferencia
% Yii
Yiidata = iddata(iinsVin.data(a : b),vinsVin.data(a : b),Ts)
Yiicoef = oemax(Yiidata,iter)
Yiio = oe(Yiidata,[Yiicoef(1,2)Yiicoef(1,3)Yiicoef(1,4)])
Yiir = reduorder(Yiio,tol)
% Yid
Yiddata = iddata(iodsVin.data(a : b),vinsVin.data(a : b),Ts)
Yidcoef = oemax(Yiddata,iter)
Yido = oe(Yiddata,[Yidcoef(1,2)Yidcoef(1,3)Yidcoef(1,4)])
Yidr = reduorder(Yido,tol)
% Yiq
Yiqdata = iddata(ioqsVin.data(a : b),vinsVin.data(a : b),Ts)
Yiqcoef = oemax(Yiqdata,iter)
Yiqo = oe(Yiqdata,[Yiqcoef(1,2)Yiqcoef(1,3)Yiqcoef(1,4)])
Yiqr = reduorder(Yiqo,tol)
El resto de funciones usan el mismo conjunto de instrucciones
% Yiod
% Yodd
% Yodq
% Yioq
% Yoqd
% Yoqq
% KPi
% KPod
% KPoq

```

```
% Kfi
```

```
% Kfod
```

```
% Kfoq
```

Finalmente se registran las ft obtenidas para el punto de operación considerado.

```
save('ftpol','Yiir','Yidr','Yigr','Yiodr','Yoddr','Yodqr','Yioqr','Yoqdr',  
'Yoqqr','Kfir','KPodr','KPoqr','Kfir','Kfodr','Kfoqr')
```

2. Obtención de la ft optima.

```
% Optimos ordenes para el metodo Output Error.
```

```
% fundata: datos del proceso a modelar % a: máximo valor deseado  
para el orden de los polinomios del modelo.
```

```
function funmm = oemax(fundata,a)
```

```
fit = 0;
```

```
p = 0;
```

```
for i = 1 : a;
```

```
for j = 1 : a;
```

```
for l = 1 : a; opt = oeOptions('InitialCondition','zero','Focus','simulation');
```

```
fun = oe(fundata,[ijl]);
```

```
fsim = sim(fun,fundata(:,[],:));
```

```
fit = goodnessOfFit(fsim.y,fundata.y,'NRMSE');
```

```
p = p + 1;
```

```
R(p,:) = [fitijl];
```

```
avnc = [ijl] end
```

```
end
```

```
end
```

```
R;
```

```
[funm,ind] = max(R(:,1));
```

```
funmm = R(ind,:)
```

```
compare(fundata,oe(fundata,[funmm(2)funmm(3)funmm(4)]))
```

3. Reducción del orden de la ft. Este algoritmo permite reducir el orden de la ft, sin perder el comportamiento capturado de la dinámica del sistema real o simulado para bajas frecuencias, respetando el ancho de banda del convertidor.

```
function[f_opt, g, o, r] = reduorder(data, tol)
```

```
[sdata, g] = balreal(data);
```

```
e = (g < tol);
```

```
f_opt = modred(sdata, e);
```

```
o = order(data);
```

```
r = order(f_opt);
```

Apéndice B

Diagramas generales de las simulaciones realizadas en SIMULINK para la implementación del Modelo conmutado de los CEP.

Fig. B.1: Simulación de la fuente de VCC de alimentación del CEP en modo Grid-feeding.

Fig. B.2: Elementos del CEP en modo Grid-feeding, Puente de IGBTs, Filtro LCL y etapa de Control del Inversor.

Fig. B.3: Filtro LCL y sensores de tensión y corriente de la microrred.

Fig. B.4: Elementos de la etapa de Control del CEP en modo Grid-feeding, bloque PLL, Regulador de corriente, Calculo de P y Q .

Fig. B.5: Bloque PLL y bloques para transformar las señales trifásicas al marco síncrono $dq0$, Transformada de Park.

Fig. B.6: Diagrama de bloques para implementar el regulador de corriente para el CEP en modo Grid-feeding.

Bibliography

- [1] IEC. (2018) <https://basecamp.iec.ch/download/efficient-electrical-energy-transmission-and-distribution/>.
- [2] R. H. Lasseter, J. H. Eto, B. Schenkman, J. Stevens, H. Vollkommer, D. Klapp, E. Linton, H. Hurtado, and J. Roy, “Certs microgrid laboratory test bed,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 1, pp. 325–332, Jan 2011.
- [3] Microgrid Knowledge. (2017) <https://microgridknowledge.com/white-paper/rise-clean-energy-microgrids/>.
- [4] M. Mao, Y. Liu, P. Jin, H. Huang, and L. Chang, “Energy coordinated control of hybrid battery-supercapacitor storage system in a microgrid,” in *2013 4th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, July 2013, pp. 1–6.
- [5] R. H. Lasseter and P. Paigi, “Microgrid: a conceptual solution,” in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 6, June 2004, pp. 4285–4290 Vol.6.
- [6] “Ieee guide for smart grid interoperability of energy technology and information technology operation with the electric power system (eps), end-use applications, and loads,” *IEEE Std 2030-2011*, pp. 1–126, Sep. 2011.
- [7] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in ac microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, Nov 2012.
- [8] A. Vinayagan, K. Swarna, S. Khoo, S. Oo, and A. Stojcevsky, “Pv based microgrid with grid-support grid-forming inverter control-(simulation and analysis),” *Scientific Research Publishing*, vol. Smart Grid and Renewable Energy, no. 8, pp. 1–30, Dec 2017.

- [9] H. H. Zeineldin, E. F. El-saadany, and M. M. A. Salama, "Distributed generation micro-grid operation: Control and protection," in *2006 Power Systems Conference: Advanced Metering, Protection, Control, Communication, and Distributed Resources*, March 2006, pp. 105–111.
- [10] M. Erickson RW, *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publisher, 2001, ch. 4, pp. 63 – 103.
- [11] A. S. Kislovski, R. Redl, and N. O. Sokal, *Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters*, 01 1991, pp. 149–174.
- [12] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User*, ser. Prentice Hall information and system sciences series. Prentice Hall PTR, 1999. [Online]. Available: <https://books.google.com.ec/books?id=nHFoQgAACAAJ>
- [13] J. G. Reid, *Linear System Fundamentals*, ser. McGraw-Hill series in electrical engineering Networks and systems. McGraw-Hill, Inc, 1983.
- [14] A. L. S. Bacha, L. Munteanu, *Power Electronic Converters Modeling and Control*, ser. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. Springer-Verlag London, 2014. [Online]. Available: <https://www.springer.com/gp/book/9781447154778>
- [15] A. Hirsch, Y. Parag, and J. Guerrero, "Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 90, pp. 402 – 411, 2018. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211830128X>
- [16] L. Mariam, M. Basu, and M. F. Conlon, "Microgrid: Architecture, policy and future trends," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 64, pp. 477 – 489, 2016. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116302635>
- [17] B. Kroposki, R. Lasseter, T. Ise, S. Morozumi, S. Papathanassiou, and N. Hatziaargyriou, "Making microgrids work," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 40–53, May 2008.
- [18] J. H. Eto, R. Lasseter, D. A. Klapp, A. S. Khalsa, B. L. Schenkman, M. Illindala, and S. Baktiono, "The certs microgrid concept, as demonstrated at the certs/aep microgrid test bed," 09 2018.

- [19] C. Marnay, H. Asano, S. Papathanassiou, and G. Strbac, "Policymaking microgrids: Economic and regulatory issues of microgrid implementation," *IEEE Power & Energy Magazine*, vol. May/June, p. 11, 06/2008 2008.
- [20] Navigant Research. (2018) <https://www.navigantresearch.com/research-solutions/microgrids>.
- [21] A. Engler, "Control of inverters in isolated and in grid tied operation with regard to expandability," in *Tutorial: Power Electronics for Regenerative Energy at IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'04) Conference, Aachen*, 2004.
- [22] K. De Brabandere, B. Bolsens, J. Van den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, and R. Belmans, "A voltage and frequency droop control method for parallel inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1107–1115, July 2007.
- [23] H. H. Zeineldin, "Aq-fdroop curve for facilitating islanding detection of inverter-based distributed generation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 665–673, March 2009.
- [24] H. H. Zeineldin, E. F. El-saadany, and M. M. A. Salama, "Distributed generation micro-grid operation: Control and protection," in *2006 Power Systems Conference: Advanced Metering, Protection, Control, Communication, and Distributed Resources*, March 2006, pp. 105–111.
- [25] J. Driesen and K. Visscher, "Virtual synchronous generators," in *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, July 2008, pp. 1–3.
- [26] S. Chowdhury, S. Chowdhury, and P. Crossley, *Microgrids and Active Distribution Networks*, 01 2009.
- [27] T. M. U. N. Mohan and W. P. Robbins, *Electrónica de Potencia Convertidores, aplicaciones y diseño*. Mc Graw Hill/Interamericana Editores, S.A de C.V., 2009.
- [28] K. A.-H. H. Abu-Rub, M. Malinowski, *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*. Wiley-IEEE Press, 2014. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?bknumber=7753049>

- [29] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, and C. L. Bak, "A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 54–69, March 2016.
- [30] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, Sep. 2005.
- [31] Y. Patel, D. Pixler, and A. Nasiri, "Analysis and design of trap and lcl filters for active switching converters," in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, July 2010, pp. 638–643.
- [32] L. Wei and R. A. Lukaszewski, "Optimization of the main inductor in a lcl filter for three phase active rectifier," in *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, Sep. 2007, pp. 1816–1822.
- [33] R. Teichmann, M. Malinowski, and S. Bernet, "Evaluation of three-level rectifiers for low-voltage utility applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 2, pp. 471–481, April 2005.
- [34] U.S. Energy Information Administration. (2019) <https://www.eia.gov/todayinenergy/detail.php?id=35412>.
- [35] S. S. J. D'azzo, C. Houppis, *Linear Control System Analysis and Design with Matlab*. Taylor and Francis, 2003.
- [36] K. Ogata, *Ingeniería de Control Moderna*. Pearson Education. S.A, 2010.
- [37] S. F. Glover, "Modeling and stability analysis of power electronics based systems," 2003.
- [38] V. Valdivia Guerrero, "Behavioral modeling and identification of power electronics converters and subsystems based on transient response," 2013.
- [39] L. Arnedo, "System level black-box models for dc-dc converters," 2008.
- [40] MathWorks. <https://es.mathworks.com/help/physmod/sps/examples/250-kw-grid-connected-pv-array.html>.
- [41] A. M. Bouzid, J. M. Guerrero, A. Cheriti, M. Bouhamida, P. Sicard, and M. Benghanem, "A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications," *Renewable*

- and Sustainable Energy Reviews*, vol. 44, pp. 751 – 766, 2015. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211500026X>
- [42] I. , “Ieee application guide for ieee std 1547TM, ieee standard for interconnecting distributed resources with electric power systems,” *IEEE Standard*, 07 2003.
- [43] I. Cvetkovic, M. Jaksic, D. Boroyevich, P. Mattavelli, F. C. Lee, Z. Shen, S. Ahmed, and D. Dong, “Un-terminated, low-frequency terminal-behavioral d-q model of three-phase converters,” in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep. 2011, pp. 791–798.
- [44] G. Guarderas, A. Frances, D. Ramirez, R. Asensi, and J. Uceda, “Blackbox Large-Signal Modeling of Grid-Connected DC-AC Electronic Power Converters,” *Energies*, vol. 12, no. 6, pp. 1–22, March 2019. [Online]. Available: <https://ideas.repec.org/a/gam/jeners/v12y2019i6p989-d213792.html>
- [45] M. W. G. Franklin, J. Powell, *Digital Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley Publishing Company, 1998.