

CONTROL DROOP DE UN GENERADOR DE INDUCCIÓN EN UNA
MICRORRED SIMPLE

Jaime Andrés Machuca Mayorga

Trabajo de Grado para optar al título de
Ingeniero Electricista

Director

Ricardo Alzate Castaño, Ph.D.

Co-Director

Fabián Leonardo Forero Ordóñez, Mag

Universidad Industrial de Santander

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Bucaramanga

2020

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a mi familia, en particular a mi madre y mi padre, por su apoyo, sacrificio y entrega en todo el transcurso de la carrera, pues fueron parte importante para culminar esta etapa de mi vida.

A mis amigos y demás personas que me acompañaron e hicieron parte de mi proceso de formación.

Un reconocimiento y agradecimiento especial a mi director y co-director de trabajo de grado por brindarme su valioso conocimiento, acompañamiento, tiempo y orientación que hicieron posible el desarrollo del presente proyecto.

Tabla de Contenido

Introducción	5
1. Objetivos	9
1.1. Objetivo general	9
1.2. Objetivos específicos	9
2. Máquina de inducción como generador	10
2.1. Generador de inducción autoexcitado	10
2.1.1. Determinación de capacitancia mínima para autoexcitación	11
2.1.2. Pruebas de generación en circuito abierto	13
2.1.3. Pruebas de generación con carga eléctrica	15
2.2. Caracterización operativa de la máquina	16
2.2.1. Modelo matemático del generador	17
2.2.2. Determinación de parámetros de máquina	19
2.2.3. Validación numérica de parámetros	25
3. Configuración del circuito inversor	29
3.1. Diseño de generador individual	32
3.1.1. Selección para condición de operación en GIAE	32

3.1.2. Dimensionamiento para rectificador trifásico	35
3.1.2.1. Elección de escenarios de perturbación	42
3.1.2.2. Regulación del circuito rectificador	43
3.1.3. Dimensionamiento para inversor de potencia	45
3.1.3.1. Filtrado de componentes armónicas	51
3.1.3.2. Caracterización de operación del inversor de potencia	53
3.1.3.3. Acople entre GIAE e inversor	56
3.1.4. Implementación de lazos resonantes	60
3.1.4.1. Controlador resonante	64
4. Control por reparto de potencias	74
4.1. Control de potencia activa en un generador	74
4.2. Control droop de un GIAE	80
4.2.1. Impedancia virtual	85
4.3. Implementación para microrred aislada	89
4.4. Comentarios finales	94
5. Conclusiones	97
5.1. Recomendaciones	100
5.2. Trabajo futuro	101
Referencias Bibliográficas	101

Lista de Figuras

Figura 1.	Corte de máquina de inducción con rotor jaula de ardilla	1
Figura 2.	Generador de inducción autoexcitado	3
Figura 3.	Mapa hidrográfico de Colombia	5
Figura 4.	Generador conectado a una red	6
Figura 5.	Generador de inducción autoexcitado	10
Figura 6.	Curva de magnetización de la máquina de inducción	12
Figura 7.	Montaje realizado en laboratorio para operación del GIAE	14
Figura 8.	Modelo de transformador de una máquina de inducción	17
Figura 9.	Modelo equivalente simplificado para la máquina de inducción	19
Figura 10.	Montaje experimental para pruebas en vacío y con rotor bloqueado	24
Figura 11.	Reconstrucción en <i>SimScape</i> para caracterización experimental de GIAE	27
Figura 12.	Contraste entre curvas de magnetización	27
Figura 13.	Comparación entre experimentos y simulaciones para diferentes cargas	28
Figura 14.	Modelo <i>SimScape</i> para pruebas con carga	30
Figura 15.	Potencias de entrada y de carga ante variaciones en R	31
Figura 16.	Magnitudes del sistema para $\tau_m = -5 [Nm]$ y ante variaciones en R	34
Figura 17.	Diagrama esquemático para puente rectificador	37

Figura 18.	Señales del circuito rectificador trifásico ante condiciones nominales	39
Figura 19.	Caracterización rectificador como función del ángulo de disparo	41
Figura 20.	Caracterización rectificador ante GIAE	42
Figura 21.	Magnitudes de salida para rectificador en lazo abierto perturbado	44
Figura 22.	Modelo <i>SimScape</i> para pruebas con carga	46
Figura 23.	Magnitudes de salida en el tiempo para rectificador bajo control PI	47
Figura 24.	Realización en <i>SimScape</i> para inversor	48
Figura 25.	Señales de entrada y salida del filtro LCL	54
Figura 26.	Diagrama de Bode y espectros de entrada y salida para filtro LCL	55
Figura 27.	Caracterización inversor para fuente de entrada ideal	57
Figura 28.	Acople entre inversor de potencia y GIAE en <i>SimScape</i>	58
Figura 29.	Señales en el tiempo para inversor alimentado por GIAE ante $M_a = 0.65$	61
Figura 30.	Caracterización inversor para GIAE como entrada	62
Figura 31.	Salidas de inversor en lazo abierto perturbado	63
Figura 32.	Configuración de doble lazo de control resonante en cascada	64
Figura 33.	Sistema de control realimentado	68
Figura 34.	Implementación de doble lazo resonante en <i>SimScape</i>	70
Figura 35.	Magnitudes en la carga ante control resonante con fuente ideal	71
Figura 36.	Variables y errores ante control resonante con fuente ideal	72
Figura 37.	Esfuerzos de control y potencia entregada ante una fuente ideal	73

Figura 38.	Magnitudes en la carga ante control resonante con GIAE	75
Figura 39.	Variables medidas y errores de lazo ante control resonante con GIAE	76
Figura 40.	Esfuerzos de control y potencia entregada ante GIAE	77
Figura 41.	Esquema de dos generadores en paralelo implementado en <i>SimScape</i>	78
Figura 42.	Potencia como función de $\Delta\phi$ para generadores ideales	79
Figura 43.	Aproximación lineal para P_2 respecto a $\Delta\phi$ y $\Delta\omega$	81
Figura 44.	Potencia como función de $\Delta\phi$ y $\Delta\omega$ para GIAE	83
Figura 45.	Control droop para GIAE implementado en <i>SimScape</i>	84
Figura 46.	Potencia y desfase ante perturbaciones	86
Figura 47.	Salida en V_2 ante perturbaciones	87
Figura 48.	Bloque de generación V_2 implementado en <i>SimScape</i>	90
Figura 49.	Microrred aislada con reparto de potencias a partir de control <i>droop</i>	92
Figura 50.	Potencias en microrred ante perturbaciones	93
Figura 51.	Desfases en microrred ante perturbaciones	94
Figura 52.	Salida en V_1 para microrred ante perturbaciones	95
Figura 53.	Salida en V_2 para microrred ante perturbaciones	96

Lista de Tablas

Tabla 1.	Datos de placa de la máquina	12
Tabla 2.	Resultados generación en circuito abierto	15
Tabla 3.	Resultados generación con carga eléctrica	16

RESUMEN

TÍTULO: CONTROL DROOP DE UN GENERADOR DE INDUCCIÓN EN UNA MICRORRED SIMPLE ¹

AUTOR: JAIME ANDRÉS MACHUCA MAYORGA²

PALABRAS CLAVE: CONTROL DROOP, ENERGÍAS RENOVABLES, GENERADOR DE INDUCCIÓN, MICRORREDES ELÉCTRICAS.

DESCRIPCIÓN:

El presente trabajo de grado aborda el control del reparto de potencia empleando la técnica de control droop, en una microrred aislada que contiene generadores de inducción autoexcitados. Inicialmente, se realiza la caracterización experimental en laboratorio para los parámetros de una máquina de inducción jaula de ardilla operando como generador autoexcitado. Posteriormente, se replica la operación del sistema de generación experimental a partir de simulaciones realizadas en SimScape de MATLAB. A partir de ello, se diseñan e implementan modelos de simulación para una unidad de generación basada en la máquina de inducción autoexcitada, conteniendo la rectificación de la potencia generada y su inversión monofásica mediante un puente de transistores controlado por un doble lazo de control resonante en cascada. Luego, se combinan dos de tales unidades de generación en paralelo con una fuente de respaldo, para constituir una topología de microrred aislada alimentando la demanda de una carga resistiva. El reparto de potencia entre los generadores se desarrolla a través de una estrategia de tipo droop, fundamentada en la relación lineal que aproxima la variación de la potencia activa generada con respecto al cambio de fase de generación. Los resultados de simulación obtenidos permiten corroborar la apropiada operación de la microrred en cuanto respecta a las proporciones de potencia generada tanto a nivel individual como a través de la superposición resultante, ante perturbaciones en los valores nominales del torque de entrada en los generadores autoexcitados y en la resistencia de carga. Trabajo complementario incluye la construcción de la microrred propuesta y la verificación experimental de la técnica droop, al igual que el estudio de estrategias para generar vía despacho económico las referencias de los lazos que regulan el reparto de potencias.

¹ Trabajo de grado

² Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: Ricardo Alzate Castaño, Doctorado en Ingeniería Informática y Automática.

ABSTRACT**TITLE:** DROOP CONTROL FOR INDUCTION GENERATORS IN A MICROGRID³**AUTHOR:** JAIME ANDRÉS MACHUCA MAYORGA⁴**KEYWORDS:** DROOP CONTROL, ELECTRICAL MICROGRID, INDUCTION GENERATOR, RENEWABLE ENERGY.**DESCRIPTION:**

In this work, the power sharing via droop control for a microgrid including induction generators is addressed. First of all, experiments are performed to characterize experimentally the parameters of a squirrel-cage induction machine operating as a self-excited generator. Then, simulations in MATLAB SimScape are developed to replicate the behavior of the induction machine but also for the whole generation unit including: a three-phase rectifier, a power inverter coupled to an LCL filter and a double-loop resonant controller regulating its output variables. In addition, a parallel combination of two generation units with an ideal source, allows to construct an isolated microgrid scheme feeding the power demand of a resistive load. Accordingly, the power sharing among generators is implemented using a droop control technique based on the linear relationship between the active power and the phase shift achieved by a generator subjected to small variations of angle. Simulation results allow to verify the appropriate distribution of power during operation of the microgrid in spite of disturbances applied to the input torque and the system load. Ongoing work includes the configuration for an experimental set-up regarding the microgrid with further verification for the droop technique and the analysis of dispatch strategies to schedule the references of regulation loops for the power sharing.

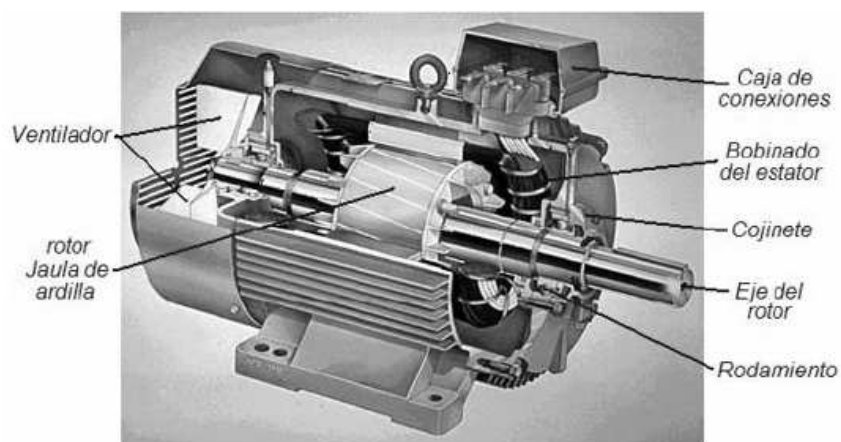
³ Bachelor Thesis

⁴ Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director: Ricardo Alzate Castaño, Doctorado en Ingeniería Informática y Automática.

Introducción

La máquina de inducción (ver Fig. 1) es uno de los convertidores electromecánicos de energía más ampliamente difundidos en la actualidad, permitiendo expandir el rango de aplicaciones de los accionamientos eléctricos Chapman (1987).

Figura 1. Corte de máquina de inducción con rotor jaula de ardilla



Tomado de Morales Rincón and Vanegas Serna (2005)

Es común desde hace mucho tiempo enumerar las ventajas que posee la máquina de inducción cuando se compara con otros convertidores electromecánicos de energía. Entre ellas se tienen: un mínimo costo de inversión y mantenimiento, así como una gran robustez mecánica Morales Rincón and Vanegas Serna (2005). A pesar de ello, controlar un motor de inducción no es una tarea fácil debido a su naturaleza multivariable, con dinámicas altamente acopladas y parámetros dependientes de la temperatura y la saturación magnética durante su operación.

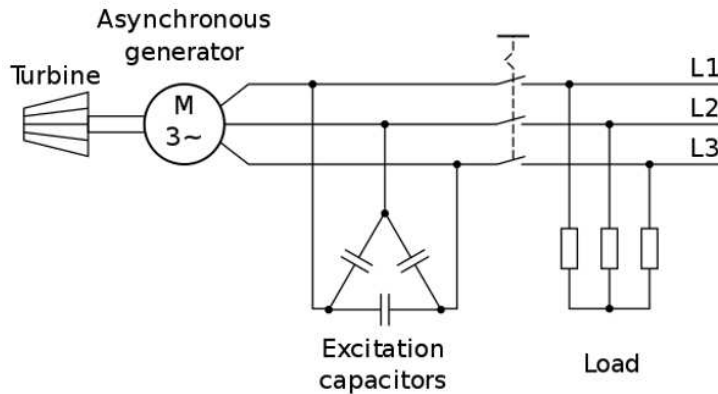
Al respecto, numerosos trabajos se reportan en la literatura para el control de motores de inducción Morales Rincón and Vanegas Serna (2005); Sanchez Acevedo and Giraldo Suárez (2009); Florez Castro (2006); Marulanda and Herrera (2010); Martínez Clemen (2006); Torres Ortíz (2006), de los cuales se destacan el control escalar V/f y la técnica de vectores de campo orientado (*FOC* - field oriented control, de su sigla en inglés).

A nivel de generación, la máquina de inducción (generador asíncrono) no resulta ser un caso muy común en aplicaciones debido a una mayor oferta de generadores sincronizados con la frecuencia de la red de distribución. Sin embargo, las actuales necesidades del sistema interconectado por aceptar estaciones generadoras basadas en fuentes no convencionales y/o alternativas de energía, abren la posibilidad para otro tipo de casos (e.g. generación eólica, aprovechamiento de olas marinas, corriente de ríos) donde el flujo de energía primaria no es constante y por tanto no se puede hablar de un generador totalmente síncrono como solución.

Configuraciones de turbinas (eólicas e hidráulicas) que utilizan varios tipos de generadores son objeto de investigación activa Ramírez Gómez (2013). Entre la tecnología de maquinaria eléctrica utilizada para la conversión de la energía se destaca el generador autoexcitado mostrado en la Fig. 41, siendo una opción viable para aplicaciones en baja potencia, debido a la alta fiabilidad, el bajo costo y el mantenimiento simple de los generadores de inducción tipo jaula de ardilla sobre los cuales se construye. Adicionalmente, la electrónica de potencia necesaria para realizar su control de accionamiento es relativamente simple Yaakoubi et al. (2016);

Giménez Álvarez and Gómez Targarona (2011).

Figura 2. Generador de inducción autoexcitado



Para aplicaciones de generación a mayor escala, es popular el uso de generadores de inducción del tipo rotor-devanado, en configuraciones doblemente alimentadas (DFIG) Giménez Álvarez and Gómez Targarona (2011); Manaullah et al. (2014). Otros estudios como Burgos Graterón and Sierra Galindo (2014) realizado en la UIS, muestran el potencial de aprovechamiento que puede obtenerse con generadores sencillos como los alternadores de automóvil.

Quispe en Quispe Oqueña (1994) realiza un estudio muy completo acerca de la potencialidad del generador autoexcitado en aplicaciones de sistemas aislados en baja potencia; asimismo Ortíz en Ortíz Flórez (2011) justifica su uso en pequeñas centrales hidráulicas en Colombia.

En este contexto, la ubicación geográfica, la variada topografía y el régimen climático que

caracterizan al territorio colombiano han determinado que posea una de las mayores ofertas hídricas del planeta (ver mapa hidrográfico en la Fig. 3). Por lo anterior, es preciso hablar de generación hidráulica en Colombia no sólo a nivel de grandes proyectos de infraestructura, sino también a nivel de micro y pico-generación (≤ 5 kW).

Lo anterior se fundamenta aún más, si se piensa en que el mayor potencial hídrico del país se concentra en aquellas zonas menos pobladas, donde no se tiene la mayor cobertura del sistema interconectado nacional, mostrando un gran potencial para mejorar la calidad de vida de la población en zonas rurales a partir del aprovechamiento de recursos energéticos distribuidos.

Al respecto, las microrredes eléctricas (o sistemas de generación distribuida) representan un cambio de paradigma respecto a los sistemas de generación tradicional, en cuanto propenden por el aprovechamiento de fuentes (no convencionales) cercanas a las cargas Mojica et al. (2017). En ese orden de ideas, aparecen retos tecnológicos para facilitar la calidad del suministro de potencia en este tipo de esquemas de gestión energética, principalmente debido al carácter volátil de los recursos primarios.

En general, considere un generador conectado a un nodo (o barra) de una red, como se muestra en la Fig. 4.

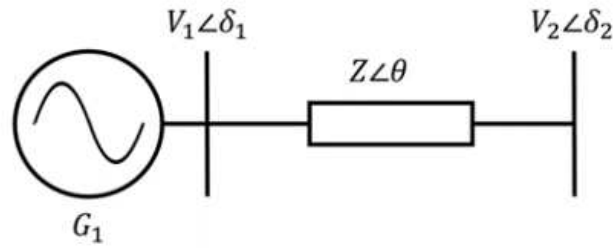
Figura 3. Mapa hidrográfico de Colombia



La potencia aparente S entregada por el generador a la red, puede calcularse como:

$$\begin{aligned}
 S &= V_1 \times I^* \\
 &= |V_1| e^{j\delta_1} \times \left(\frac{|V_1| e^{j\delta_1} - |V_2| e^{j\delta_2}}{|Z| e^{j\theta}} \right)^* \\
 &= \frac{|V_1|^2}{|Z|} e^{j\theta} - \frac{|V_1| |V_2|}{|Z|} e^{j(\delta_1 - \delta_2 + \theta)}.
 \end{aligned} \tag{1}$$

Figura 4. Generador conectado a una red



A partir de ello, la fórmula de Euler puede ser empleada para generar las siguientes expresiones para las componentes activa (real P) y reactiva (imaginaria Q):

$$P = \frac{|V_1|^2}{|Z|} \cos(\theta) - \frac{|V_1||V_2|}{|Z|} \cos(\delta_1 - \delta_2 + \theta);$$

$$Q = \frac{|V_1|^2}{|Z|} \sin(\theta) - \frac{|V_1||V_2|}{|Z|} \sin(\delta_1 - \delta_2 + \theta).$$

De esta manera, asumiendo una línea de transmisión completamente inductiva ($Z = jX$) se tendrá $\theta = 90^\circ$ y por tanto, ante una variación de ángulo $\phi = \delta_1 - \delta_2 \approx 0$, es posible reescribir las

expresiones en la forma:

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{|V_1|^2}{|Z|} \cos(90^\circ) - \frac{|V_1||V_2|}{|Z|} \cos(\phi + 90^\circ) \\
 &= \frac{|V_1||V_2|}{|Z|} \sin(\phi) \\
 &= \frac{|V_1||V_2|}{X} \phi; \tag{2}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{|V_1|^2}{|Z|} \sin(90^\circ) - \frac{|V_1||V_2|}{|Z|} \sin(\phi + 90^\circ) \\
 &= \frac{|V_1|^2}{|Z|} - \frac{|V_1||V_2|}{|Z|} \cos(\phi) \\
 &= \frac{|V_1|^2 - |V_2||V_2|}{X}, \tag{3}
 \end{aligned}$$

tras considerar $\sin(\phi) \approx \phi$ y $\cos(\phi) \approx 1$, verificando la dependencia explícita de P en la diferencia angular ϕ y de Q en términos de las amplitudes de tensión.

Estos resultados constituyen la base para el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\omega_i = \omega_o - m_{P_i} P_i$$

$$V_i = V_o - m_{Q_i} Q_i,$$

que definen la técnica de control *droop* clásico reportado en la literatura Chandorkar et al. (1993), siendo m_{P_i} y m_{Q_i} las pendientes para las relaciones lineales entre las componentes de potencia y los valores de velocidad ω_i y voltaje V_i en el *i-ésimo* generador.

El objetivo de control en este caso será seleccionar dichas proporciones para ajustar las variaciones de generación en términos de la potencia generada, realizando un reparto equitativo de recursos energéticos a partir de su disponibilidad con respecto a la demanda en un instante dado Planas Fullaondo (2012); Pizarro Pérez (2018).

El presente trabajo de grado abordará el control *droop* para un generador de inducción autoexcitado, en el contexto de un sistema de generación aislado para aplicaciones de baja potencia (microrred). A partir de su desarrollo, se resolverán inquietudes como las siguientes: ¿Cómo caracterizar el comportamiento de una máquina de inducción operando como generador? ¿Cómo configurar un generador autoexcitado para inyectar potencia a una microrred aislada? ¿Cómo realizar control sobre dicho generador? ¿Cómo realizar un reparto apropiado de los recursos de la microrred aislada a través de control *droop*?

1. Objetivos

1.1. Objetivo general

- Diseñar y simular una estrategia de control *droop* aplicada a un generador asíncrono en una microrred simple

1.2. Objetivos específicos

- Caracterizar los parámetros de un generador de inducción autoexcitado en laboratorio;
- Diseñar y simular una microrred eléctrica aislada que incluya el generador de inducción autoexcitado;
- Diseñar e implementar a nivel de simulación un control *droop* que permita realizar el reparto de potencias en la microrred.

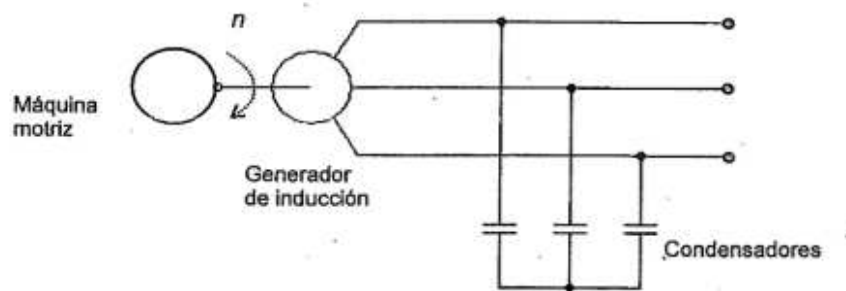
2. Máquina de inducción como generador

El presente *Capítulo* aborda las particularidades de la máquina de inducción como generador para el caso específico del rotor cortocircuitado, también conocido como generador de inducción autoexcitado. A partir de ello, se describirán experimentos de laboratorio desarrollados para identificar los parámetros reales de una máquina, sobre la cual se realizarán posteriores análisis de simulación.

2.1. Generador de inducción autoexcitado

La Fig. 5 muestra la configuración circuital para una máquina de inducción actuando como generador autoexcitado (GIAE), en la cual se observa que además del par de entrada proporcionado por un motor primario, se requiere de una fuente de reactivos a la salida del generador constituida por un banco de capacitores Ortíz Flórez (2011).

Figura 5. Generador de inducción autoexcitado



Tomado de Barrado (2013)

En el generador asíncrono así configurado, ocurre un proceso de autoexcitación en el cual

al girar el rotor su flujo remanente induce en la bobina del estator una fuerza contra electromotriz que hace circular por los condensadores una corriente. Esta corriente al circular por las bobinas del estator hace que su campo magnético aumente e induzca una fuerza contra electromotriz que incrementa a su vez, la corriente de los condensadores en un ciclo que termina sólo hasta alcanzarse la saturación magnética de la máquina Ortiz Flórez (2011).

2.1.1. Determinación de capacitancia mínima para autoexcitación

El primer paso requerido para lograr el fenómeno de autoexcitación, consiste en determinar la capacitancia mínima que debe ser conectada a la salida del generador. Para ello, es necesario aproximar experimentalmente la curva de magnetización de la máquina.

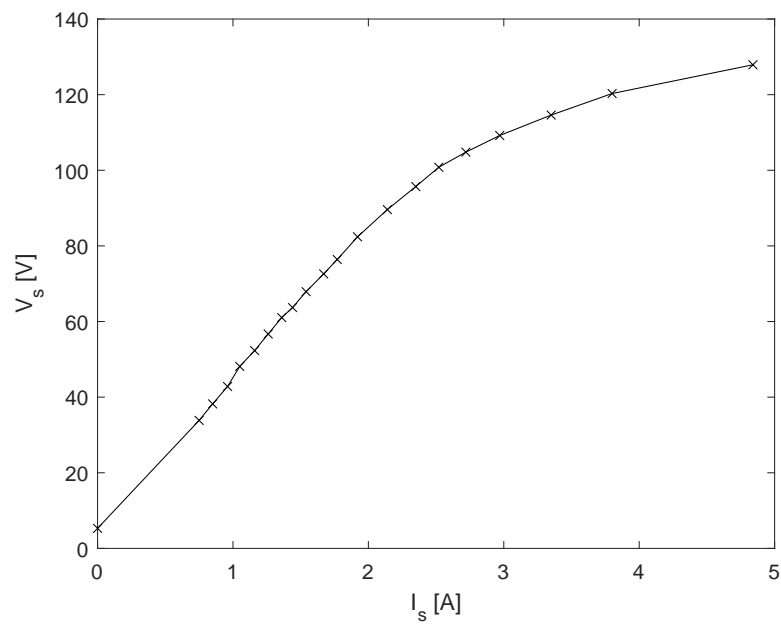
En el caso particular de estudio se utilizó una máquina de inducción (*jaula de ardilla*) con datos de placa resumidos en la Tabla 1. A partir de ello, se procedió a configurar la máquina como motor empleando alimentación variable a través de un *Variac*, realizando mediciones en vacío (es decir, sin carga mecánica en el eje del rotor) para valores de corriente en una de sus fases (I_s) ante diferentes valores de tensión de alimentación (V_s). Como resultado se obtuvo la curva mostrada en la Fig. 6.

Posteriormente, empleando la metodología sugerida por *J. A. Barrado* en Barrado (2013) se realizó la proyección de una recta desde el origen del plano (I_s, V_s) hasta su intersección con la curva de magnetización de la máquina. La pendiente de la recta define el valor de la capacitancia requerida para alcanzar dicha tensión en los terminales de salida del generador, tomando en cuenta

Tabla 1
Datos de placa de la máquina

Parámetro	Valor
Potencia	2 [HP]
Velocidad nominal	1700 [RPM]
Alimentación	220/440 [VAC]
Corriente nominal	7/3.5 [A]
Factor de potencia	0.80

Figura 6. Curva de magnetización de la máquina de inducción



que:

$$|V_s| = |X_c| |I_s|,$$

ante una operación en circuito abierto. De esta manera, seleccionando como punto de corte a la coordenada (2.72 [A], 104.8 [VAC]) es posible determinar $|X_c| = 38.5294 [\Omega]$, que a su vez corresponde con una capacitancia dada por:

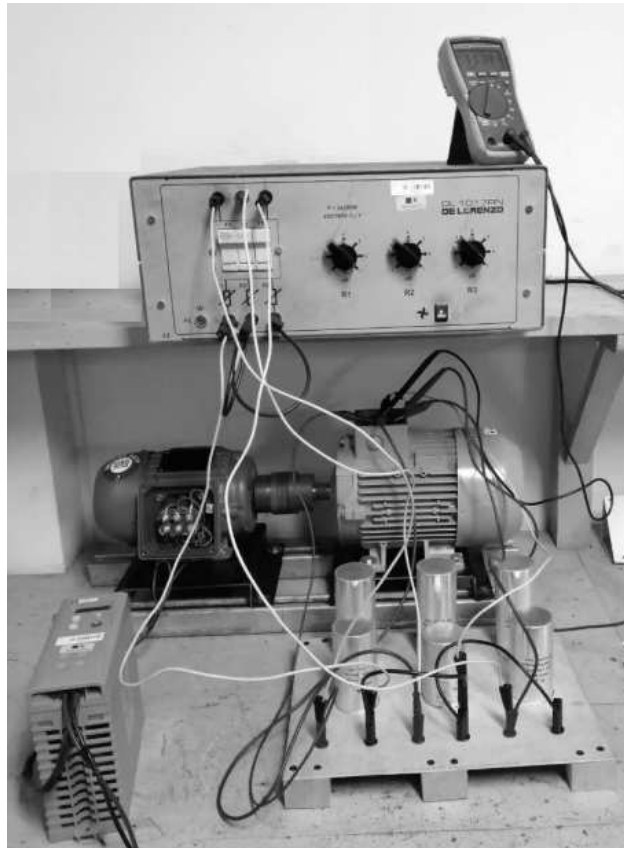
$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{2\pi \times 60 \times 38.5294} = 68.8456 [\mu F].$$

La elección para dicha coordenada específica se realizó buscando obtener la máxima pendiente en la zona de saturación para la curva de magnetización Barrado (2013) y con ello, la máxima reactancia y una mínima capacitancia. Por tanto, este valor se ajustó en la práctica a uno mayor y con disponibilidad comercial, siendo seleccionado como $C = 90 [\mu F]$.

2.1.2. Pruebas de generación en circuito abierto

Para verificar la validez del cálculo anterior, se procedió a configurar en laboratorio el esquema ilustrado en la Fig. 7, constituido por un primotor con velocidad controlada a través de un variador de frecuencia, un computador para generar los perfiles de velocidad deseados y un acoplamiento directo entre los ejes del motor y el generador. Es importante mencionar que la velocidad nominal del primotor corresponde con 3600 [RPM], lo cual representa un valor que duplica la velocidad síncrona del generador.

Figura 7. Montaje realizado en laboratorio para operación del GIAE



A partir de ello, se realizó una prueba consistente en aplicar incrementos de velocidad sobre el rotor del generador para valores n [RPM] por encima de su velocidad síncrona n_1 y procediendo a efectuar mediciones RMS en la tensión generada V_s [VAC] y la corriente circulante a través del banco de capacitores I_c [A].

Los resultados para dicha prueba se incluyen en la Tabla 2, a partir de los cuales se observa la manera en la cual la generación ocurre a partir de la velocidad síncrona de la máquina, hecho que además confirma la apropiada selección del valor de la capacitancia.

Tabla 2

Resultados generación en circuito abierto

n [RPM]	V_s [VAC]	I_c [A]
1400	2.97	0.09
1500	6.1	0.17
1636	95.4	3.04
1741	111.5	3.83
1814	120.1	4.47
1874	127.7	4.81

2.1.3. Pruebas de generación con carga eléctrica

En un segundo momento se realizó la conexión de cargas eléctricas resistivas con diferentes impedancias R [Ω] para un mismo valor de velocidad en vacío $n_0 = 1800$ [RPM]. Ante esto, se obtuvieron los valores de medidas listados en la Tabla 3, donde I_g [A] refiere la corriente del generador hacia la carga.

Tabla 3

Resultados generación con carga eléctrica

n [RPM]	V_s [VAC]	I_s [A]	I_c [A]	R [Ω]
1800	120	0	4.49	1824
1798	118.5	0	4.1	1521
1775	114.4	0.09	4.04	1280
1760	113.2	0.1	3.98	1154
1747	111.5	0.1	3.9	1088
1739	110.3	0.11	3.83	1040
1735	110	0.11	3.78	1019
1706	105.6	0.13	3.53	719
1660	98.6	0.18	3.18	470
1626	91.5	0.24	2.86	399
1606	86.5	0.28	2.66	273

A partir de dichos resultados es posible observar la disminución en los valores de velocidad y de voltaje obtenidos al disminuir las impedancias, siendo consistente con el incremento correspondiente en la demanda.

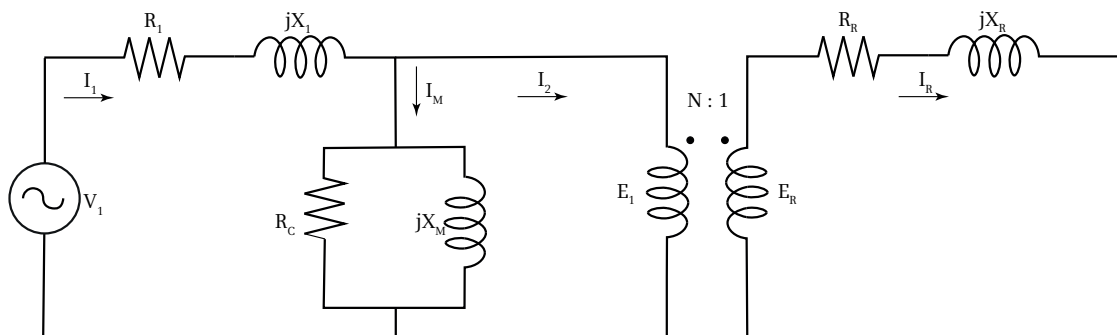
2.2. Caracterización operativa de la máquina

A favor de verificar la operación del generador mediante simulación numérica, se requiere obtener una aproximación tanto para el modelo matemático de la máquina, como para sus parámetros circuitales más relevantes. En el primer caso se realizan algunas consideraciones teóricas, mientras en el segundo se procede con pruebas experimentales, tal y como se describe a continuación:

2.2.1. Modelo matemático del generador

De la teoría de máquinas eléctricas Chapman (1987), se sabe que cada una de las fases de una máquina de inducción puede representarse equivalentemente como un transformador eléctrico a partir del esquema ilustrado en la Fig. 8, siendo: R_1 la resistencia del estator, X_1 la reactancia de dispersión del devanado del estator, E_1 la fuerza electromotriz inducida en el estator y acoplada a la fuerza electromotriz E_R del rotor mediante un transformador ideal con relación de vueltas N , R_C las pérdidas en el núcleo, jX_M la reactancia de magnetización, R_R la resistencia del devanado de rotor y jX_R su correspondiente reactancia de dispersión. Por su parte, I_1 es la corriente de línea, I_M la corriente de magnetización, I_R el flujo de corriente en el rotor e I_2 la corriente rotórica.

Figura 8. Modelo de transformador de una máquina de inducción



De otro lado, cuando se aplica voltaje al estator de un motor de inducción se induce un voltaje en el rotor de la máquina. Mientras mayor sea el movimiento relativo entre los campos magnéticos del rotor y del estator, mayores serán el voltaje y la frecuencia del rotor. El movimiento relativo es más grande cuando el rotor está estacionario y se llama condición de rotor bloqueado

o de rotor detenido, induciendo el mayor voltaje E_R y frecuencia f_R posibles en el rotor Chapman (1987). A partir de ello, es válido formular las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} E_R &= sE_{R0}; \\ f_R &= sf_e, \end{aligned} \tag{4}$$

siendo s el deslizamiento de la máquina, E_{R0} la magnitud del voltaje inducido en condición de rotor bloqueado y f_e la frecuencia de alimentación, misma que genera una variación en la reactancia de rotor dada por:

$$\begin{aligned} X_R &= 2\pi f_R L_R \\ &= 2\pi (sf_e) L_R \\ &= s(2\pi f_e L_R) \\ &= sX_{R0}, \end{aligned}$$

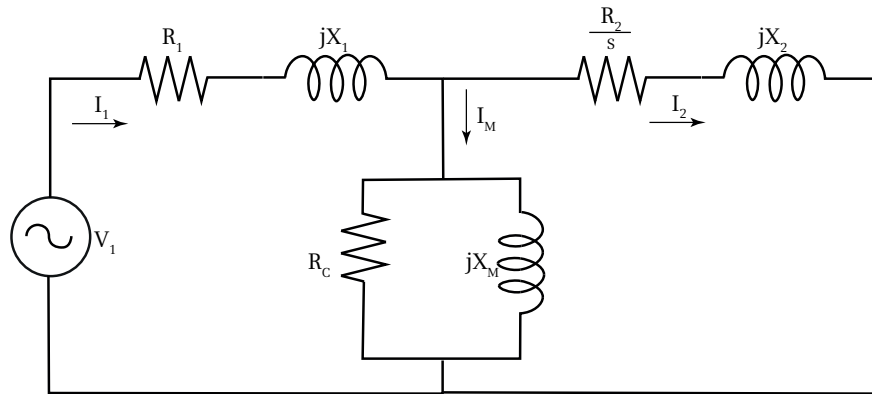
para una inductancia L_R en los devanados del rotor y una reactancia X_{R0} en la condición de rotor bloqueado.

De esta manera, combinando las expresiones anteriores con la relación de transformación, se tiene:

$$\begin{aligned}
 E_1 = NE_R &\Rightarrow E_1 = NsE_{R0}; \\
 E_1 = I_2 (jN^2X_R + N^2R_R) &\Rightarrow NsE_{R0} = I_2 (jN^2sX_{R0} + N^2R_R) \\
 &= I_2s \left(jN^2X_{R0} + N^2\frac{R_R}{s} \right); \\
 \Rightarrow NE_{R0} &= I_2 \left(jN^2X_{R0} + N^2\frac{R_R}{s} \right) \\
 &= I_2 \left(jX_2 + \frac{R_2}{s} \right),
 \end{aligned}$$

situación que se refleja en la Fig. 9 para $X_2 = N^2X_{R0}$ y $R_2 = N^2R_R$.

Figura 9. Modelo equivalente simplificado para la máquina de inducción



2.2.2. Determinación de parámetros de máquina

Para determinar los valores de parámetro del circuito equivalente de la máquina mostrado en la Fig. 9, se procede en el modo siguiente:

- i. Inicialmente se aproxima la resistencia R_1 en el estator. Para ello se identifica a través de

- los datos de placa que la máquina posee devanados parciales (*part-winding*, i.e. la máquina posee su estator dividido en dos devanados para facilitar maniobras de arranque) con conexión interna tipo Y, dejando 6 bornes externos. Luego se realiza medición de la resistencia entre dos bornes, obteniendo $3.2 [\Omega]$ y por tanto, teniendo en cuenta que la operación de la máquina se realizará mediante una conexión externa en Y (o sea YY), los devanados estarán en paralelo y así la resistencia física del estator será la mitad de este valor; es decir: $1.6 [\Omega]$;
- ii. Para determinar los valores de la resistencia de pérdidas en el núcleo R_C y de la reactancia de magnetización X_M , se realiza una prueba en vacío. En este proceso, se lleva la máquina hasta su velocidad nominal mediante un voltaje de alimentación controlado a través de un *variac*, según se ilustra en la Fig. 10. Observe que, siendo la velocidad n de la máquina un valor cercano al nominal (y por ende a la velocidad síncrona n_1), este hecho representa operación en un deslizamiento:

$$s = \frac{n - n_1}{n_1},$$

suficientemente pequeño como para considerar $\frac{R_2}{s} \rightarrow \infty$, y por tanto, una malla abierta equivalente desde el punto de vista eléctrico para el circuito de rotor. Así, teniendo medidas (valores RMS instantáneos) para el voltaje de línea V_L , la corriente de estator I_1 y la potencia

activa P de línea, es posible determinar R_C en el modo siguiente:

$$\begin{aligned}
 I_1 &\approx I_M \Rightarrow \\
 P &= \frac{\left(\frac{V_L}{\sqrt{3}}\right)^2}{R_1 + R_C} \\
 550.5 &= \frac{\left(\frac{220}{\sqrt{3}}\right)^2}{1.6 + R_C} \Rightarrow \\
 \frac{550.5}{16133} &= \frac{1}{1.6 + R_C} \Rightarrow \\
 R_C &= \frac{16133}{550.5} - 1.6 \\
 &= 27.70 [\Omega]
 \end{aligned}$$

recordando que $V_L = \sqrt{3}V_1$. Asimismo, el valor de X_M se obtiene asumiendo la notación fasorial: $\vec{V}_1 = V_1 \angle 0$; $\vec{I}_1 = I_1 \angle \theta$, a partir de la cual la impedancia equivalente Z_{eq} del paralelo

entre R_C y X_M , puede plantearse como:

$$\begin{aligned}
 Z_{eq} &= \frac{\vec{V}_1 - \vec{V}_{R_1} - \vec{V}_{X_1}}{\vec{I}_1} \\
 &= \frac{V_1 \angle 0 - [(I_1 \times R_1) \angle \theta] - [(I_1 \times X_1) \angle (\theta + 90)]}{I_1 \angle \theta} \\
 &= \frac{V_1 \angle 0}{I_1 \angle \theta} - \frac{(I_1 \times R_1) \angle \theta}{I_1 \angle \theta} - \frac{(I_1 \times X_1) \angle (\theta + 90)}{I_1 \angle \theta} \\
 &= \frac{V_1}{I_1} \angle (-\theta) - R_1 \angle 0 - X_1 \angle 90 \\
 &= \frac{V_1}{I_1} (\cos(-\theta) + j \sin(-\theta)) - \\
 &\quad - R_1 (\overset{1}{\cos(\theta)} + j \overset{0}{\sin(\theta)}) - X_1 (\overset{0}{\cos(90)} + j \overset{1}{\sin(90)}) \\
 &= \frac{V_1}{I_1} (\cos(-\theta) + j \sin(-\theta)) - R_1 - jX_1 \\
 &= \frac{V_1}{I_1} (\cos \theta - j \sin \theta) - R_1 - jX_1 \\
 &= \left(\frac{V_1}{I_1} \cos \theta - R_1 \right) - j \left(\frac{V_1}{I_1} \sin \theta + X_1 \right).
 \end{aligned}$$

Adicionalmente, el paralelo entre R_C y X_M es también:

$$\begin{aligned}
 Z_{eq} &= \frac{R_C \times jX_M}{R_C + jX_M} \\
 &= \frac{R_C \times jX_M}{R_C + jX_M} \left(\frac{R_C - jX_M}{R_C + jX_M} \right) \\
 &= \left(\frac{X_M^2 R_C}{R_C^2 + X_M^2} \right) + j \left(\frac{R_C^2 X_M}{R_C^2 + X_M^2} \right),
 \end{aligned}$$

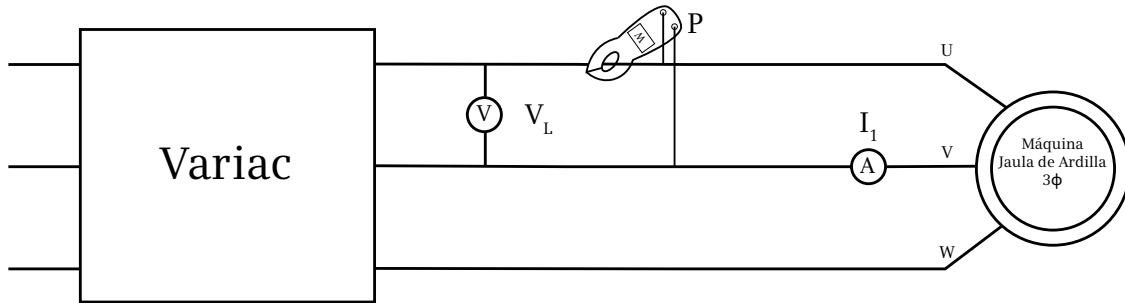
y por tanto, para un valor medido $\theta = -30$ es posible calcular:

$$\begin{aligned} \left(\frac{220}{5} \cos(-30) - 1.6 \right) &= \left(\frac{X_M^2 27.70}{(27.70)^2 + X_M^2} \right) \Rightarrow \\ 27.70 X_M^2 &= \left(\frac{220}{5} \cos(-30) - 1.6 \right) \left((27.70)^2 + X_M^2 \right) \Rightarrow \\ X_M^2 - \left(\frac{\frac{220}{5} \cos(-30) - 1.6}{27.70} \right) X_M^2 &= \left(\frac{\frac{220}{5} \cos(-30) - 1.6}{27.70} \right) (27.70)^2 \Rightarrow \\ X_M^2 &= \frac{\left(\frac{\frac{220}{5} \cos(-30) - 1.6}{27.70} \right) (27.70)^2}{1 - \left(\frac{\frac{220}{5} \cos(-30) - 1.6}{27.70} \right)} \Rightarrow \\ X_M &= 46.3056 \Omega = 2\pi \times 60 \times L_M \Rightarrow \\ L_M &= 122.83 [mH]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} - \left(\frac{220}{5} \sin(-30) + X_1 \right) &= \left(\frac{(27.70)^2 X_M}{(27.70)^2 + X_M^2} \right) \Rightarrow \\ X_1 &= - \left(\left(\frac{(27.70)^2 \times 33.2782}{(27.70)^2 + (33.2782)^2} \right) + \left(\frac{220}{5} \sin(-30) \right) \right) \\ &= 0.4984 \Omega = 2\pi \times 60 \times L_1 \Rightarrow \\ L_1 &= 1.32 [mH]; \end{aligned}$$

iii. Para determinar los parámetros del rotor, se realiza una prueba con rotor bloqueado o de

Figura 10. Montaje experimental para pruebas en vacío y con rotor bloqueado



corto circuito. Para ello, se aplica una tensión reducida al estator para limitar la corriente I_1 a su valor nominal, evitando magnitudes típicas de arranque. Bajo estas condiciones el deslizamiento es unitario y por tanto $\frac{R_2}{s} \rightarrow R_2$. Asimismo, típicamente los valores de R_2 y X_2 son menores que los de R_C y X_M y por tanto puede asumirse $I_M \rightarrow 0$ para la prueba en cortocorcuito. De esta manera, empleando la misma configuración ilustrada en la Fig.10, se realizan mediciones en corto circuito para el voltaje de línea V_L , la corriente de estator I_1 y la potencia activa P de línea, permitiendo determinar R_2 en el modo siguiente:

$$I_1 \approx I_2 \Rightarrow$$

$$P = I_1^2 (R_1 + R_2)$$

$$128 = (7)^2 \times (1.6 + R_2) \Rightarrow$$

$$\frac{128}{49} = 1.6 + R_2 \Rightarrow$$

$$R_2 = \frac{128}{49} - 1.6$$

$$= 1.0122 [\Omega].$$

De manera similar, es posible involucrar en los cálculos a la reactancia equivalente del esquema $(X_1 + X_2)$, a partir de:

$$\begin{aligned}
 |(R_1 + R_2) + j(X_1 + X_2)| &= \frac{V_1}{I_1} \Rightarrow \\
 (X_1 + X_2)^2 &= \left(\frac{88.4039}{\sqrt{3} \cdot 7} \right)^2 - (R_1 + R_2)^2 \\
 &= \left(\frac{88.4039}{\sqrt{3} \cdot 7} \right)^2 - (1.6 + 1.0122)^2 \\
 &= 46.3414 \Rightarrow \\
 X_1 + X_2 &= \sqrt{46.3414} = 6.8075 \text{ } [\Omega] \Rightarrow \\
 X_2 &= 6.8075 \text{ } [\Omega] - X_1 = 6.3091 \text{ } [\Omega].
 \end{aligned}$$

2.2.3. Validación numérica de parámetros

Los valores de parámetro fueron validados empleando simulación numérica en MATLAB. Para ello, se configuró el bloque para una máquina asíncrona trifásica en el sistema inglés de unidades (Asynchronous Machine SI Units) de la caja de herramientas *SimScape* de *Simulink*. En particular, la configuración de parámetros realizada fue la siguiente:

- Tipo de rotor: jaula de ardilla, sin parámetros de preselección (*No preset models*);
- Entrada mecánica: torque;
- Marco de referencia: rotor;
- Parámetros nominales (potencia, voltaje y frecuencia): como indicados en placa;

- $[R_1, L_1, R_2, L_2]$: conforme calculados;
- Para la constante de inercia y el factor de fricción, se utilizaron valores típicos obtenidos del fabricante de la máquina (SIEMENS);
- El número de polos se determina a partir de los datos de placa;
- Como condición inicial se asume: $s = 0$; $\theta = 0$; $I_1 = 0.01 \sin(\theta)$; $I_2 = 0.01 \sin(\theta + 120)$; $I_3 = 0.01 \sin(\theta + 240)$, para asegurar condiciones que faciliten la autoexcitación de la máquina;
- El valor para L_m no se ingresa, sino que se estima activando el campo `Simulate saturation` a partir de los datos de la curva de saturación debidamente digitados;
- En el flujo de carga se configura la potencia de la máquina (-1492 [W]) con signo negativo para operación como generador.

A partir de ello, se realizó el montaje mostrado en el circuito esquemático de la Fig. 11 donde se reconstruyó el esquema experimental mostrado en las Figs. 5 y 7, para replicar por simulación la curva de magnetización de la máquina.

El resultado del contraste entre los datos experimentales y las predicciones de simulación se muestra en la Fig. 12, a partir de lo cual se nota una apropiada reconstrucción de los datos, validando en principio los parámetros configurados para el modelo de la máquina.

Posteriormente, se aplicaron resistencias de carga (trifásica conectada en Y a los bornes de la máquina) para recrear el escenario experimental considerado en la *Sección 2.1.3*. A partir de

Figura 11. Reconstrucción en SimScape para caracterización experimental de GIAE

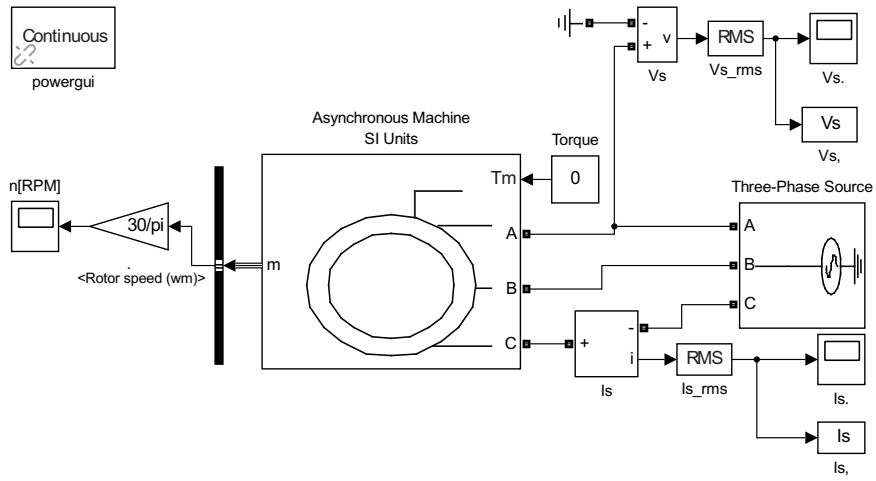
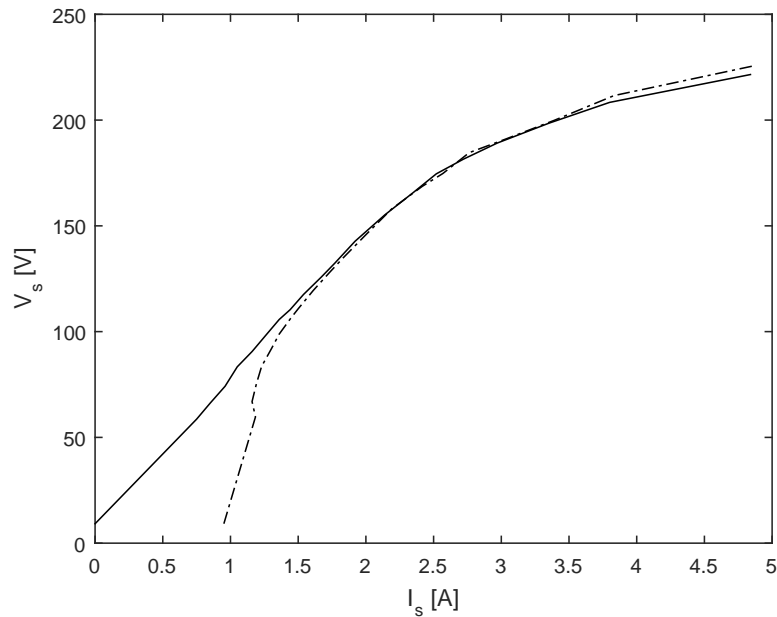


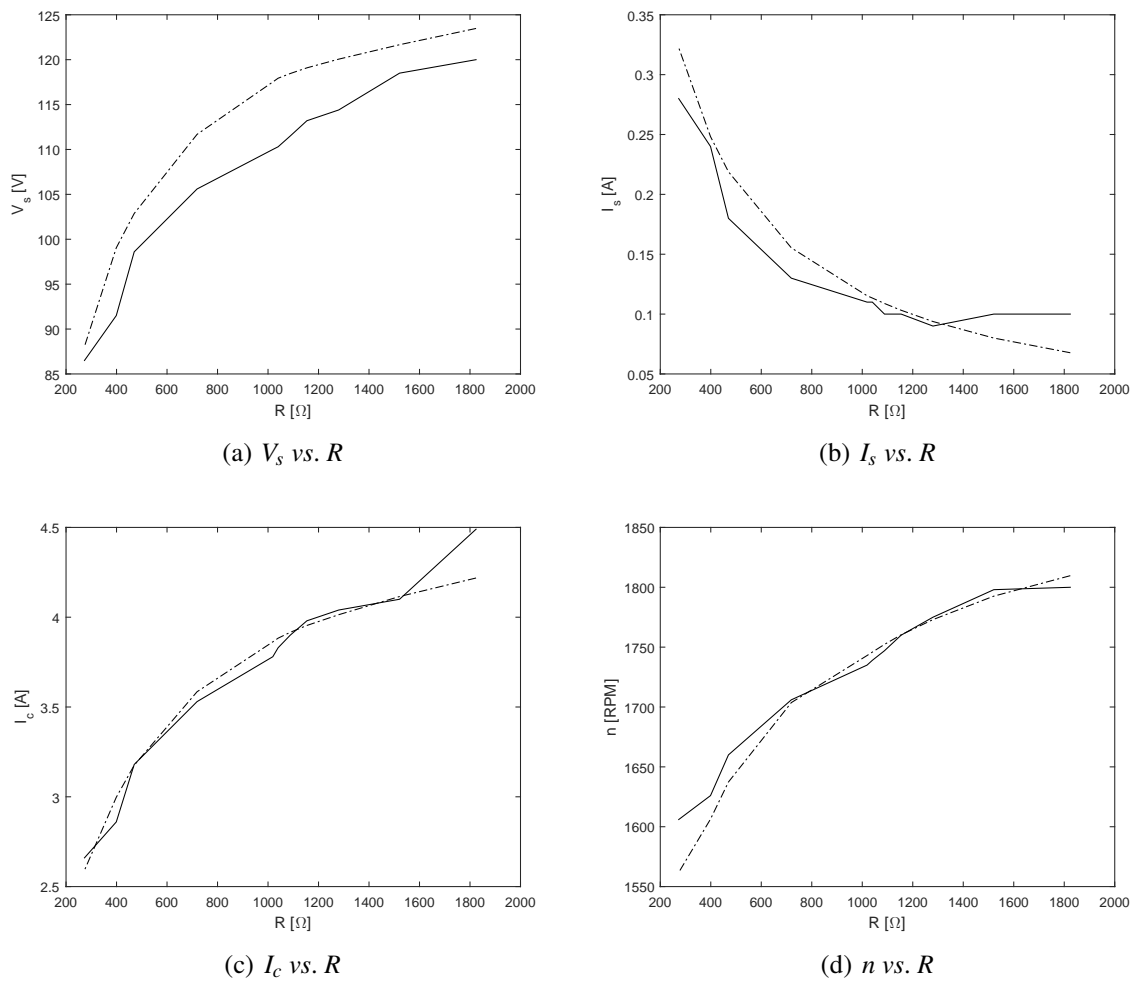
Figura 12. Contraste entre curvas de magnetización



Contraste entre curva de magnetización experimental (trazo continuo) y simulada (trazo punteado)

ello, el contraste entre los datos incluidos en la Tabla 3 y simulaciones equivalentes se presenta en la Fig. 13. De estos se observa la pertinencia del modelo de la máquina y de los parámetros configurados para replicar la operación del GIAE.

Figura 13. Comparación entre experimentos y simulaciones para diferentes cargas



Resultados comparativos entre experimentos (trazo continuo) y simulaciones (trazo punteado), bajo diferentes condiciones de carga

El modelo implementado en *SimScape* para realizar dichas pruebas con carga se presenta en la Fig 14. El escenario de simulación consistió en un transitorio inicial en vacío seguido de la

conexión del banco de resistencias posterior a alcanzarse una condición de estado estacionario. El valor de torque mecánico de entrada fue seleccionado (por ensayo y error) como $\tau_m = -1 [Nm]$, por ser el que permitió replicar los rangos de variación de velocidad en el eje del rotor obtenidos experimentalmente (ver Fig. 14(d)).

Asimismo, para este valor de τ_m fue posible calcular la potencia mecánica de entrada P_m como el producto entre dicho torque y la velocidad angular del rotor en $[rad/s]$. El resultado se muestra en la Fig 16(a), a partir de lo cual se observa una excursión de alrededor $25 [W]$ ante los diferentes valores de carga considerados. De manera similar, la relación entre valores de voltaje y corriente presentados en las Figs. 14(a) y 14(b), permite determinar el consumo de potencia eficaz P_L (por fase) en la resistencia de carga, misma que a partir de los resultados visualizados en la Fig. 16(b) sugiere un intervalo de variación similar al de P_m .

A partir de lo anterior, se confirma que la energía almacenada en el banco de capacitores posee importancia sólo en el estado transitorio, pues para condiciones de régimen permanente la potencia de entrada ante un torque constante, se ajusta a través de variaciones de velocidad producidas por los cambios considerados en la resistencia carga.

3. Configuración del circuito inversor

Posterior a efectuar la caracterización de los parámetros de máquina y a validar por simulación el comportamiento del GIAE, se realizará en el presente *Capítulo* un dimensionamiento para el esquema de generación a partir de recursos distribuidos. En particular, se abordará el diseño para

Figura 14. Modelo SimScope para pruebas con carga

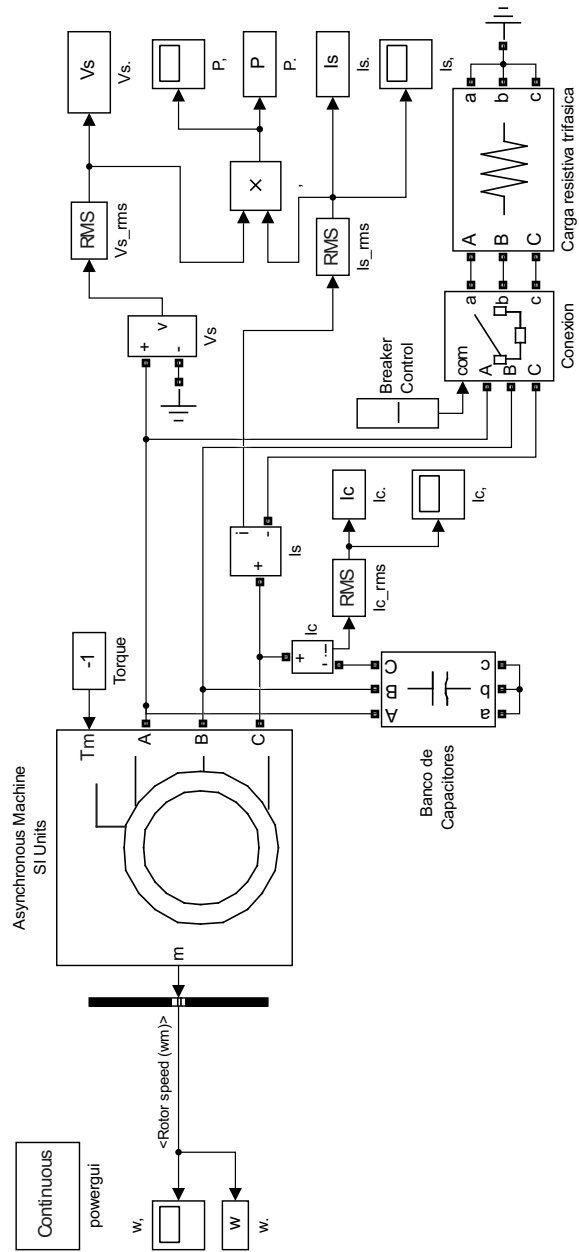
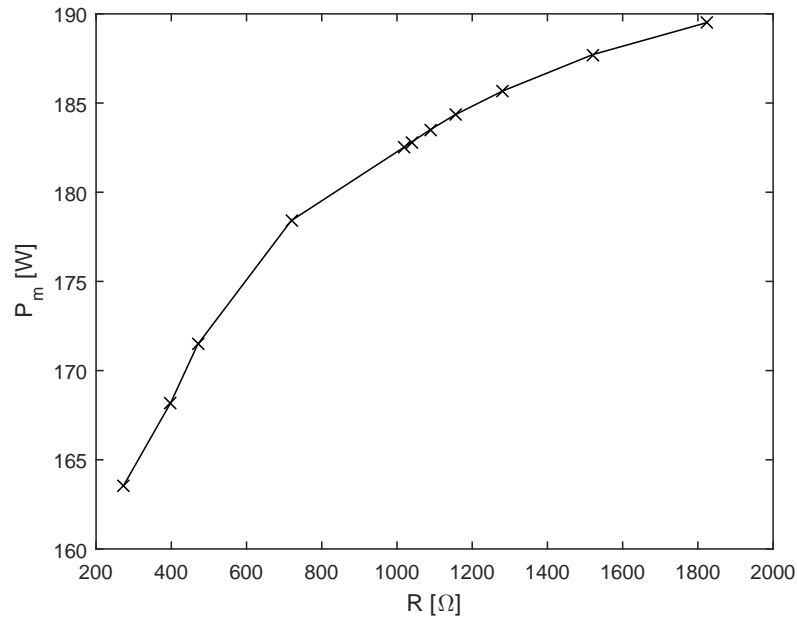
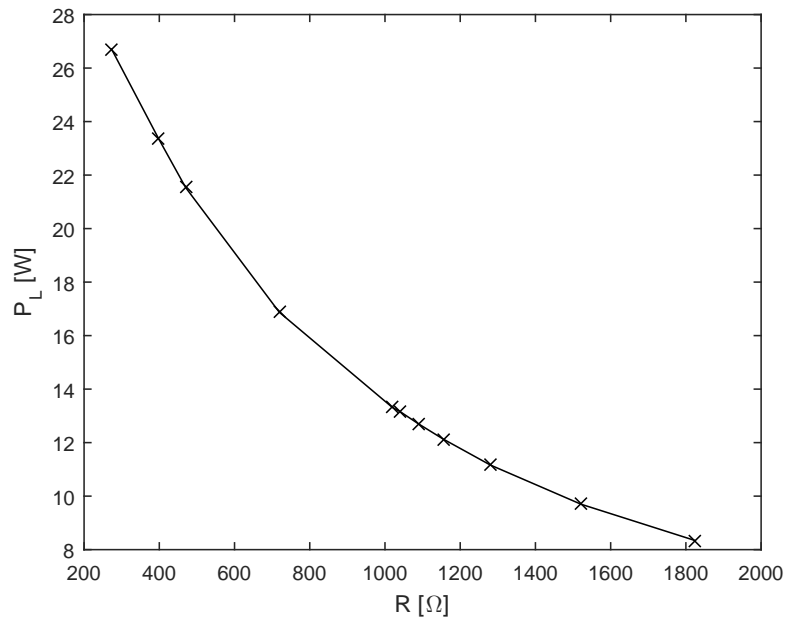


Figura 15. Potencias de entrada y de carga ante variaciones en R (a) P_m vs. R (b) P_L vs. R

Comportamiento para potencias de entrada y de carga ante variaciones en R

las etapas de rectificación (trifásica) e inversión de potencia.

3.1. Diseño de generador individual

El primer paso para constituir una microrred eléctrica aislada (esquema de generación a partir de recursos distribuidos) que incluya un GIAE, corresponde con la configuración circuital para las diferentes etapas del generador individual. Adicionalmente, se deben dimensionar los parámetros del sistema a partir de la definición para condiciones nominales de operación. A continuación, se presentan dichos procedimientos sobre el GIAE mediante su acople con otras etapas circuitales complementarias.

3.1.1. Selección para condición de operación en GIAE

Retomando los resultados presentados en la Fig. 15 y recordando que para un sistema de cargas balanceadas conectadas en Y la potencia total es 3 veces la potencia de fase, es evidente que existen pérdidas energéticas para el rango de cargas empleado en las pruebas.

Al respecto se pueden mencionar los siguientes aspectos:

- 1) Los niveles de velocidad utilizados en las pruebas de caracterización experimental correspondieron con limitaciones prácticas de los elementos disponibles en laboratorio, principalmente en cuanto a rangos de torque del primotor;
- 2) Ante esta situación el GIAE no desarrolló su capacidad nominal de operación y por tanto generó pérdidas;
- 3) Dichas pérdidas se manifestaron con un incremento en la corriente de estator, facilitando la

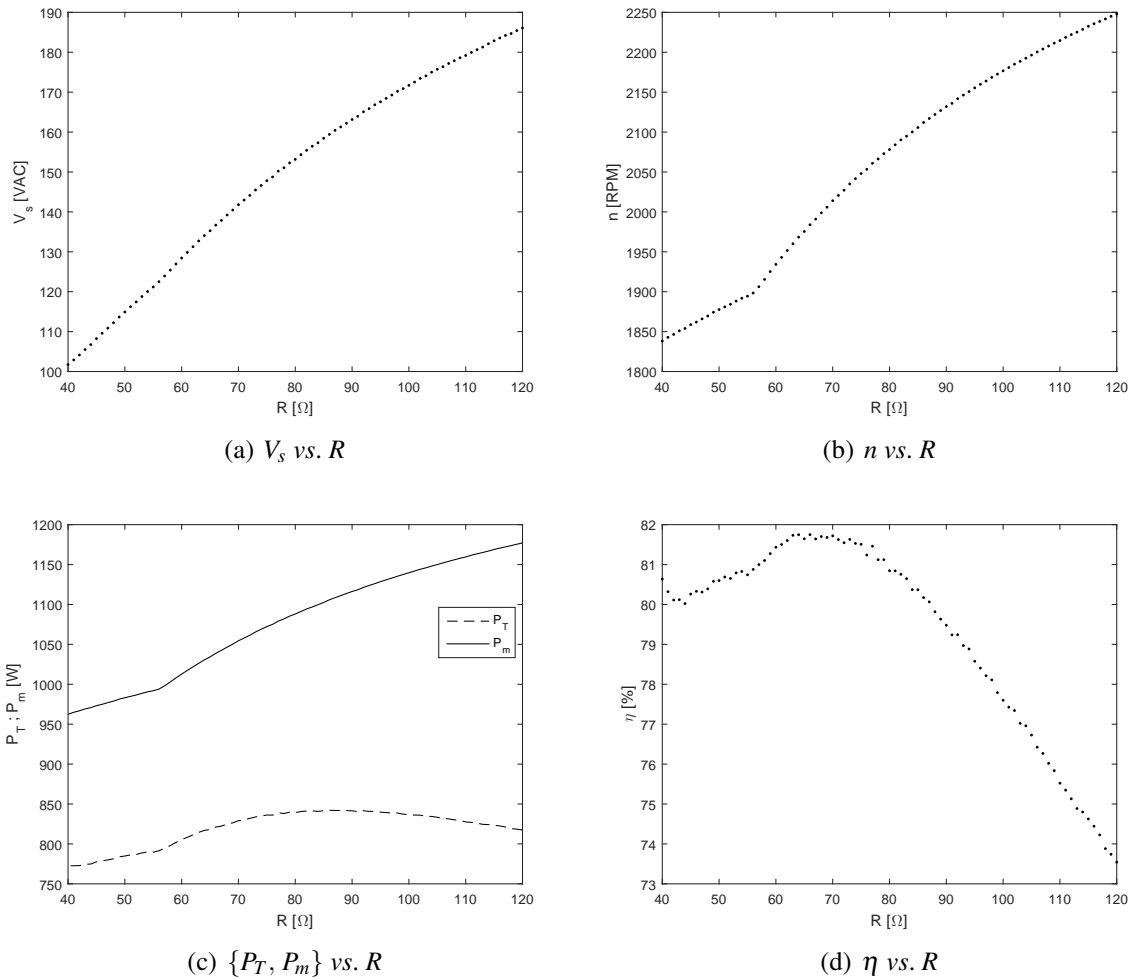
disipación de energía al interior de la máquina. Al mismo tiempo se acumuló energía reactiva en el banco de capacitores, explicando el incremento de I_c en la Fig. 13. Es importante aclarar que en dicha figura I_s hace referencia a la corriente en la carga y no en el estator. La corriente de estator será la suma entre I_c e I_s , confirmando la baja transferencia energética hacia la carga y la alta acumulación de reactiva en el banco de capacitores;

- 4) Para mejorar lo anterior se debe modificar apropiadamente el factor de potencia. Una manera sencilla de lograrlo es aumentando el par de entrada a la máquina, lo cual puede obtenerse fácilmente a través de experimentos de simulación.

Por tanto, se procedió al desarrollo de pruebas adicionales sobre el esquema de la Fig. 14, pudiéndose observar que ante cualquier torque constante de entrada τ_m la variación de carga provocaba alteraciones en la proporción de potencias: entregada en la carga y almacenada en el banco de capacitores.

Más aún, para valores de $\tau_m < -1$ [Nm] se pudo notar un incremento en la eficiencia η a partir de un mejoramiento de la relación entre la potencia mecánica T_m de entrada a la máquina y la potencia total $P_T = 3P_L$ entregada a la carga. Asimismo, los incrementos de potencia se acompañaron de incrementos en los valores de velocidad n de rotación del rotor y de voltaje de estator V_s . Por tanto, se intentó maximizar η ante operación de n por encima de la velocidad síncrona de la máquina y ante un V_s que respetase los datos nominales de placa.

Figura 16. Magnitudes del sistema para $\tau_m = -5 [Nm]$ y ante variaciones en R



A partir de ello, para $\tau_m = -5 [Nm]$ y $R \approx 70 [\Omega]$ se obtuvo una buena relación de variables en los términos descritos y por tanto, se seleccionó a esta como la condición de operación del GIAE. La Fig. 16 ilustra los resultados de simulación obtenidos.

3.1.2. Dimensionamiento para rectificador trifásico

La conversión de la tensión trifásica entregada por el GIAE a corriente continua, se realiza mediante una etapa de rectificación con ángulo de disparo α , ajustable Rashid (2001).

En general, la señal entregada por el GIAE puede escribirse como:

$$\begin{aligned}v_{an} &= V_p \operatorname{sen} \omega t \\v_{bn} &= V_p \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\v_{cn} &= V_p \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right),\end{aligned}$$

o equivalentemente:

$$\begin{aligned}v_{ab} &= v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}V_p \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \\v_{bc} &= v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3}V_p \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \\v_{ca} &= v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3}V_p \operatorname{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right),\end{aligned}$$

siendo $V_p = \sqrt{2} \times V_s$.

A partir de ello, el nivel medio o tensión DC a la salida del circuito rectificador puede formularse mediante la expresión:

$$\begin{aligned}
v_{DC} &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} v_{ab} d(\omega t) \\
&= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \left[\sqrt{3}V_p \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right] d(\omega t) \\
&= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_p \cos \alpha,
\end{aligned} \tag{5}$$

con intervalos de integración explicados a través de los patrones de conmutación de los 6 dispositivos configurados en puente Rashid (2001) e ilustrados en la Fig. 17. Como se observa, para este caso se seleccionaron *tiristores* debido a su característica de rectificación controlada que (para el caso particular de *triacs*) actúa sobre ambas polaridades de la señal senoidal aplicada como entrada. En cuanto a las señales de disparo, el patrón de conmutación sigue el orden propuesto por la numeración indicada mediante pulsos con duración individual de 60 y sincronizados con las fases de alimentación del circuito rectificador a partir de una secuencia positiva. De esta manera, siguiendo la expresión (5) una excursión del ángulo de disparo en el intervalo $0 \leq \alpha < \frac{\pi}{2}$ permite obtener una tensión rectificadora en el rango $0 \leq v_{DC} < (1.6540 \times V_p)$.

El circuito rectificador se configuró en SimScape de MATLAB empleando el bloque Universal Bridge a partir de la selección de los siguientes valores de parámetro:

- Número de brazos del puente (*Number of bridge arms*): 3 para un puente trifásico;
- Dispositivo electrónico de potencia (*Power electronic device*): tiristores;

Figura 17. Diagrama esquemático para puente rectificador

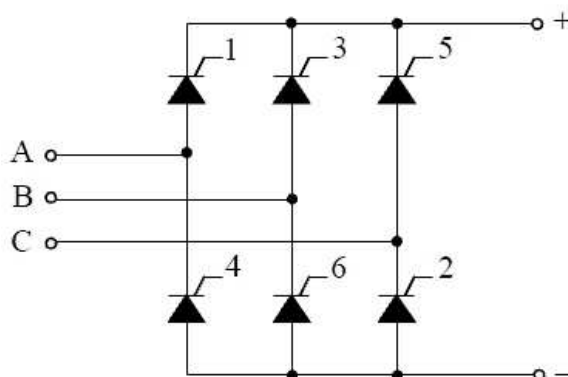


Diagrama esquemático para puente rectificador, ilustrando secuencia de pulsos de disparo

- Parámetros eléctricos (*Snubber capacitance and resistance*, R_{ON} , L_{ON} , *forward voltage*): valores por defecto.

A su vez, el bloque `Pulse Generator (Thyristor)` se configuró con parámetros por defecto para la generación de las señales de disparo, constituyendo un tren de 6 pulsos sincronizados con la fase *A* de alimentación del circuito a través de un bloque `Phase Locked Loop (PLL)`, también configurado a valores por defecto.

Inicialmente, se realizaron pruebas con una fuente trifásica satisfaciendo el punto de operación seleccionado en la Fig. 16: $V_s \approx 140$ [V] RMS (y por tanto $V_p \approx 198$ [V]), $R = 70$ [Ω], $P_T \approx 835$ [W]. Ante estas condiciones la tensión máxima rectificadora a partir de (5) corresponde con:

$$v_{DC} = 1.6540 \times V_p = 1.6540 \times 198 \approx 327.5 \text{ [V]},$$

permitiendo calcular una carga de corriente continua R_1 equivalente:

$$P_T = \frac{v_{DC}^2}{R_1} \Rightarrow R_1 = \frac{v_{DC}^2}{P_T} = \frac{(327.5)^2}{835} \approx 128.5 [\Omega].$$

Los resultados de simulación para la etapa de rectificación se presentan en la Fig. 18. En la Fig. 19(a) se ilustran dos periodos de señal para la fase A de alimentación al puente de tiristores. La superposición de los efectos debidos a las demás fases de entrada se muestra en la Fig. 19(b) a partir de la forma de onda rectificada (sin filtrado) para un valor arbitrario de α . Por su parte, la Fig. 19(c) muestra la tensión v_{DC} suavizada mediante un capacitor C de rizado.

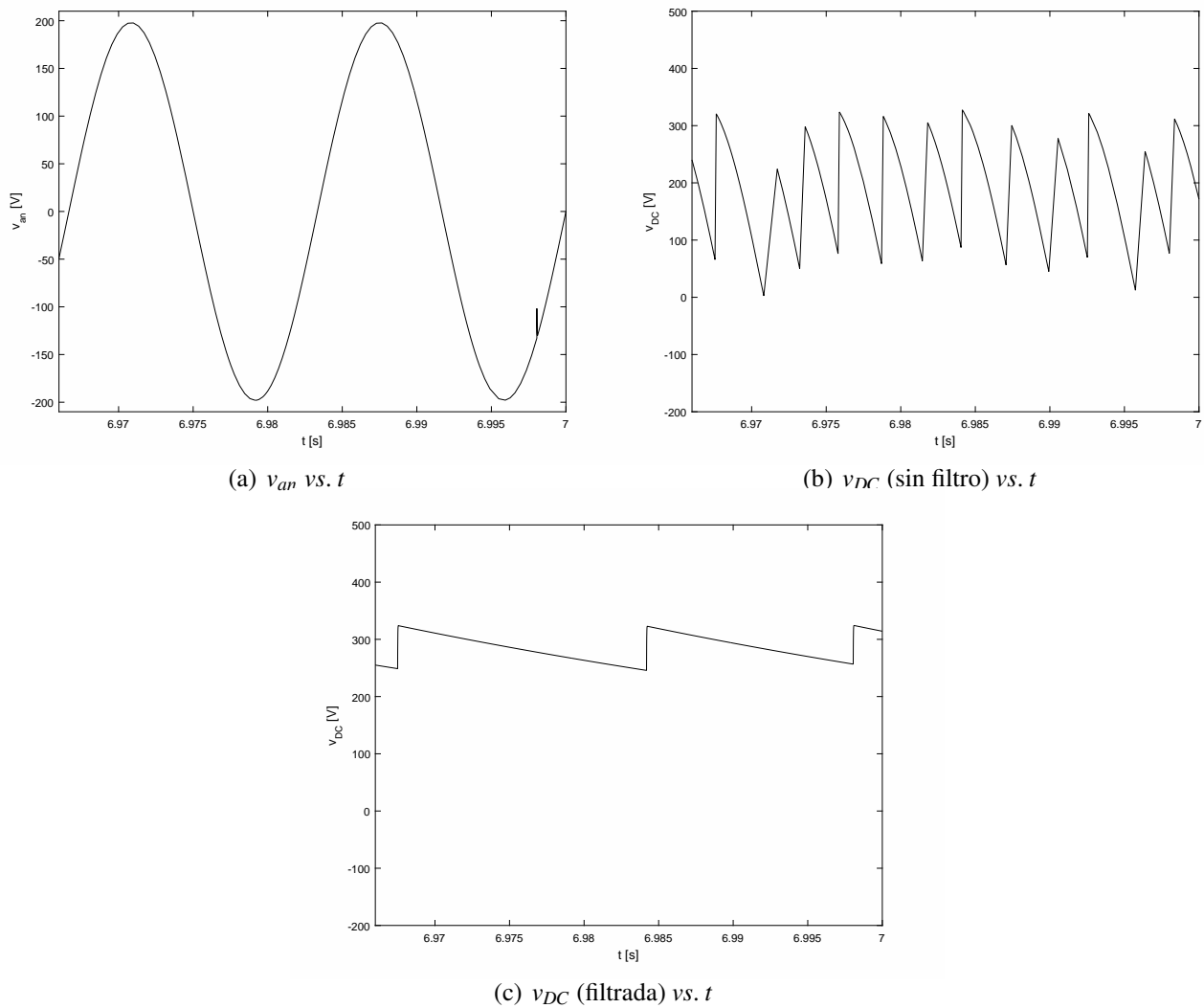
El valor de C se calcula tomando en cuenta la duración del ciclo de carga y descarga del circuito paralelo que se forma con R_1 . Dicho de otro modo, el capacitor se comporta como un filtro de paso bajo que debe dejar pasar la componente fundamental de la señal rectificada ante los cambios de corriente, empleando la función de transferencia:

$$\frac{V_{DC}(s)}{I_{DC}(s)} = \frac{R_1}{1 + CR_1s},$$

con respuesta impulsiva:

$$v_{DC}(t) = \frac{1}{C} \left(e^{-\frac{t}{CR_1}} \right).$$

Figura 18. Señales del circuito rectificador trifásico ante condiciones nominales



Así entonces, una selección para $C = 470 [\mu F]$ representa una constante de tiempo de aproximadamente 60 [ms].

Ahora bien, la caracterización operativa del circuito rectificador se logra a partir de la relación entre las magnitudes rectificadas y el ángulo de disparo α , según se muestra en la Fig. 19. De estos resultados es evidente que el rango útil de variación para α corresponde con $[30, 90]$ replicando los datos propuestos por la teoría para el puente de *Graetz* Rashid (2001) que indican una excursión efectiva de 60 para este tipo de configuraciones circuitales. También, se observa la variación hacia cero en los valores de corriente i_{DC} , voltaje v_{DC} y potencia P_T suministrados a la carga R_1 ante incrementos de α . Asimismo puede concluirse que los valores para $\alpha \leq 30$ satisfacen las especificaciones nominales de potencia del sistema y representan información importante para el dimensionamiento de dispositivos (principalmente i_{DC} para la selección de *tiristores*).

En un segundo momento, se reemplazó la fuente trifásica ideal por el GIAE. Los resultados de caracterización se muestran en la Fig. 20, permitiendo evidenciar una operación más errática por parte de la fuente renovable que para el caso de la fuente ideal. Este comportamiento se explica en términos de la alta sensibilidad que posee el proceso de autoexcitación ante cambios del entorno (tomando en cuenta la imposibilidad física de manipular la magnetización del rotor) constituyendo una condición típica. Es interesante notar que las características no ideales del GIAE permiten obtener variaciones fuertemente no lineales entre las magnitudes a la salida del rectificador y el ángulo de disparo α . No obstante, es también evidente que las variaciones se verifican en un rango

Figura 19. Caracterización rectificador como función del ángulo de disparo

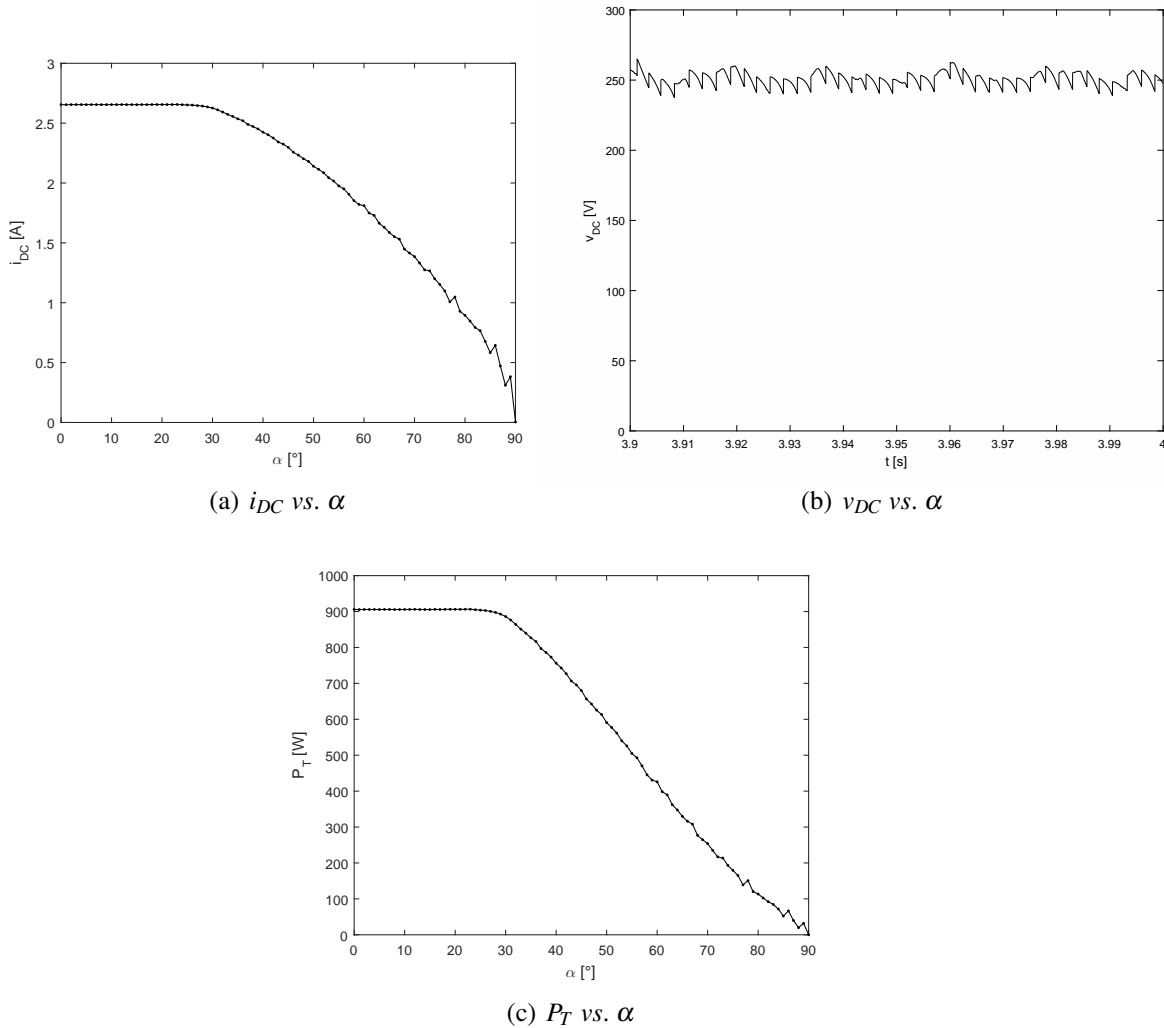
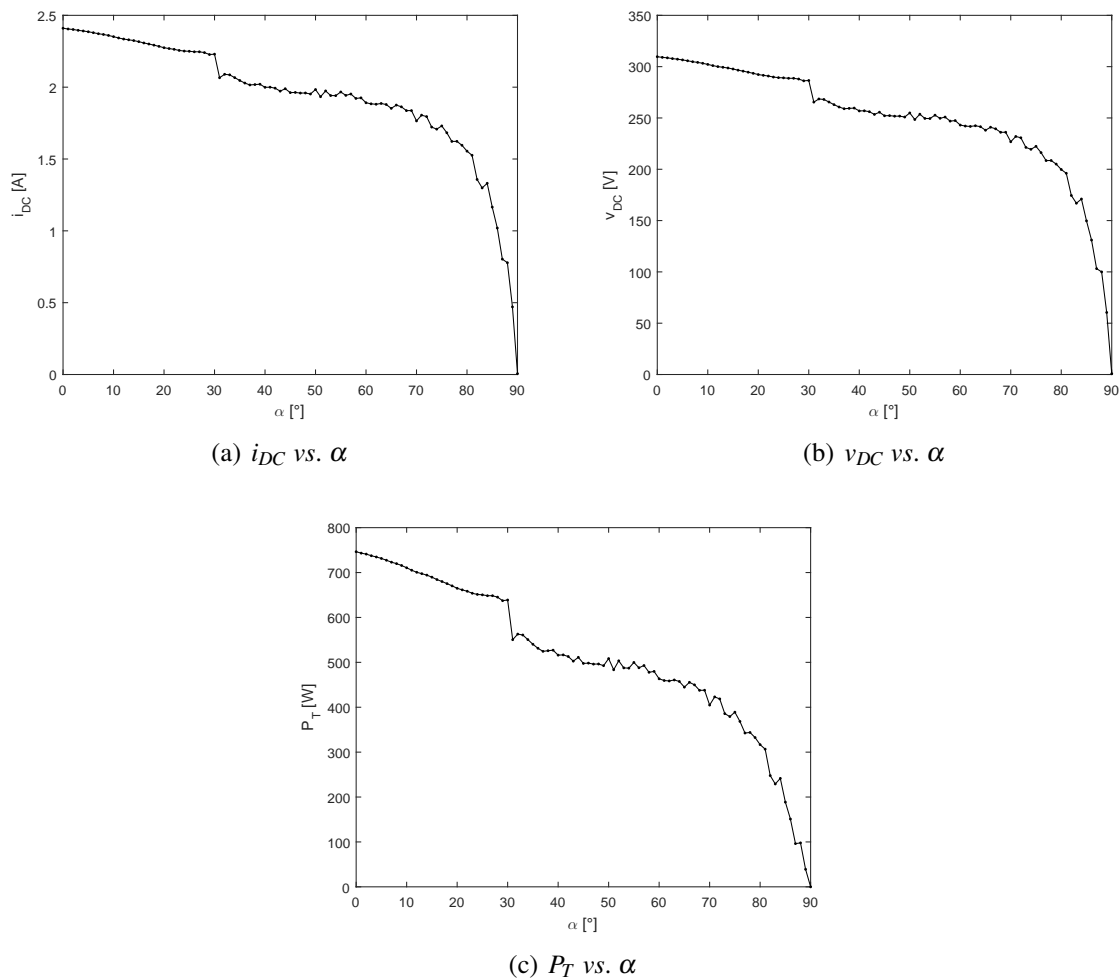


Figura 20. Caracterización rectificador ante GIAE



mayor de valores para α . A partir de lo anterior, es posible seleccionar $\alpha = 45$ (el valor medio del rango) como el valor nominal de actuación para el circuito rectificador y por tanto a $v_{DC} \approx 250 [V]$ y $P_T \approx 500 [W]$ como valores nominales de operación.

3.1.2.1. Elección de escenarios de perturbación Tomando en cuenta los resultados anteriores, se realiza la elección de cambios instantáneos en las magnitudes del torque de entrada τ_m y de carga en corriente continua R_1 a manera de perturbaciones. La Fig. 21 presenta los resultados

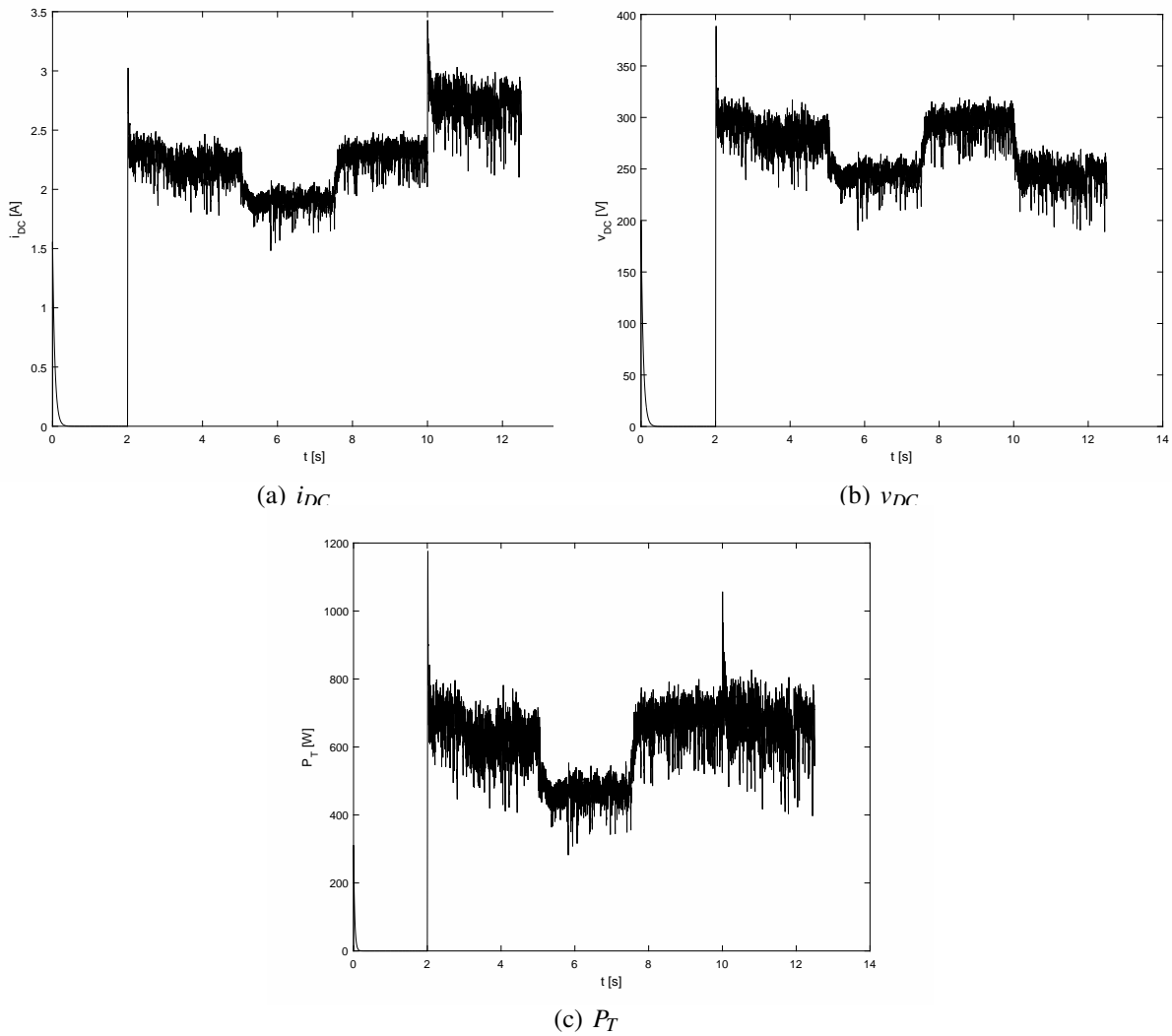
para el sistema perturbado en lazo abierto considerando el siguiente escenario de simulación:

- Un arranque suave del generador a través de una rampa de torque, que permite incrementar τ_m desde cero hasta su valor nominal de -5 [Nm] en 2 [s];
- En $t = 2$ [s] se conecta el GIAE al circuito rectificador con una carga nominal $R_1 = 128.5$ [Ω];
- En $t = 5$ [s] se aplica una perturbación de par a la entrada del GIAE correspondiente con 1.2 [Nm], de manera tal que τ_m se reduce a -3.8 [Nm];
- En $t = 7.5$ [s] se elimina la perturbación de par y se regresa a las condiciones nominales;
- En $t = 10$ [s] se aplica una perturbación de carga tras colocar en paralelo con R_1 a una resistencia de 300 [Ω], de manera tal que R_1 se reduce a 90 [Ω] aproximadamente.

A partir de ello, se observan alteraciones en valores de variables que, sin embargo, respetan los límites de operación caracterizados en el rango útil del ángulo de disparo α . Lo anterior, facilita la implementación de estrategias de control automático para recuperar mediante regulación las condiciones nominales de operación del sistema.

3.1.2.2. Regulación del circuito rectificador La Fig 22 ilustra el esquema implementado en SimScape para simular un lazo de control PI encargado de regular la tensión v_{DC} a la salida del circuito rectificador, sometido a perturbaciones en τ_m y R_1 . El ajuste de parámetros del controlador ($k_p = 1$; $k_i = 10$) fue realizado empleando el método de *ensayo y error*, dada la dificultad para construir un modelo matemático del sistema y la incapacidad de MATLAB para ejecutar la rutina

Figura 21. Magnitudes de salida para rectificador en lazo abierto perturbado



de auto-sintonización. aduciendo problemas de muestreado en los bloques del modelo.

Por tanto, los resultados de simulación presentados en la Fig 23 permiten verificar la regulación en el valor de las variables del sistema por cuenta de la acción de control implementada. En particular, en la Fig. 24(b) se observa cómo los niveles de tensión rectificadora v_{DC} se mantienen a pesar de las perturbaciones aplicadas y sin representar saturaciones en la señal de control $\alpha(t)$ según verificado a partir de la Fig. 24(e). Lo anterior es consistente con una tendencia del error a mantenerse en cero, aunque con oscilaciones propias de un sistema conmutado según se ilustra en la Fig. 24(d). De otro lado, en la Fig. 24(c) se observa la alteración provocada en la potencia entregada a la carga ante la variación de R_1 , debido a que la tensión se regula pero la corriente se incrementa según mostrado en la Fig. 24(a).

3.1.3. Dimensionamiento para inversor de potencia

A favor de convertir la tensión entregada por el rectificador en una señal de corriente alterna, se emplea un circuito inversor de potencia. Dentro de las posibles configuraciones topológicas para dicho circuito se seleccionó el tipo puente completo (o *puente H*) monofásico mostrado en la Fig. 24 (para su realización circuital en SimScape de MATLAB). Esta topología presenta como ventaja adecuarse a una sola fuente de entrada en corriente continua, manejando una menor corriente de salida ante condiciones predefinidas de potencia en la carga, comparado con la configuración de medio puente. Adicionalmente, evita el incremento de costo y tamaño (i.e. transformadores) de la configuración *Push-Pull* Rashid (2001).

Figura 22. Modelo SimScape para pruebas con carga

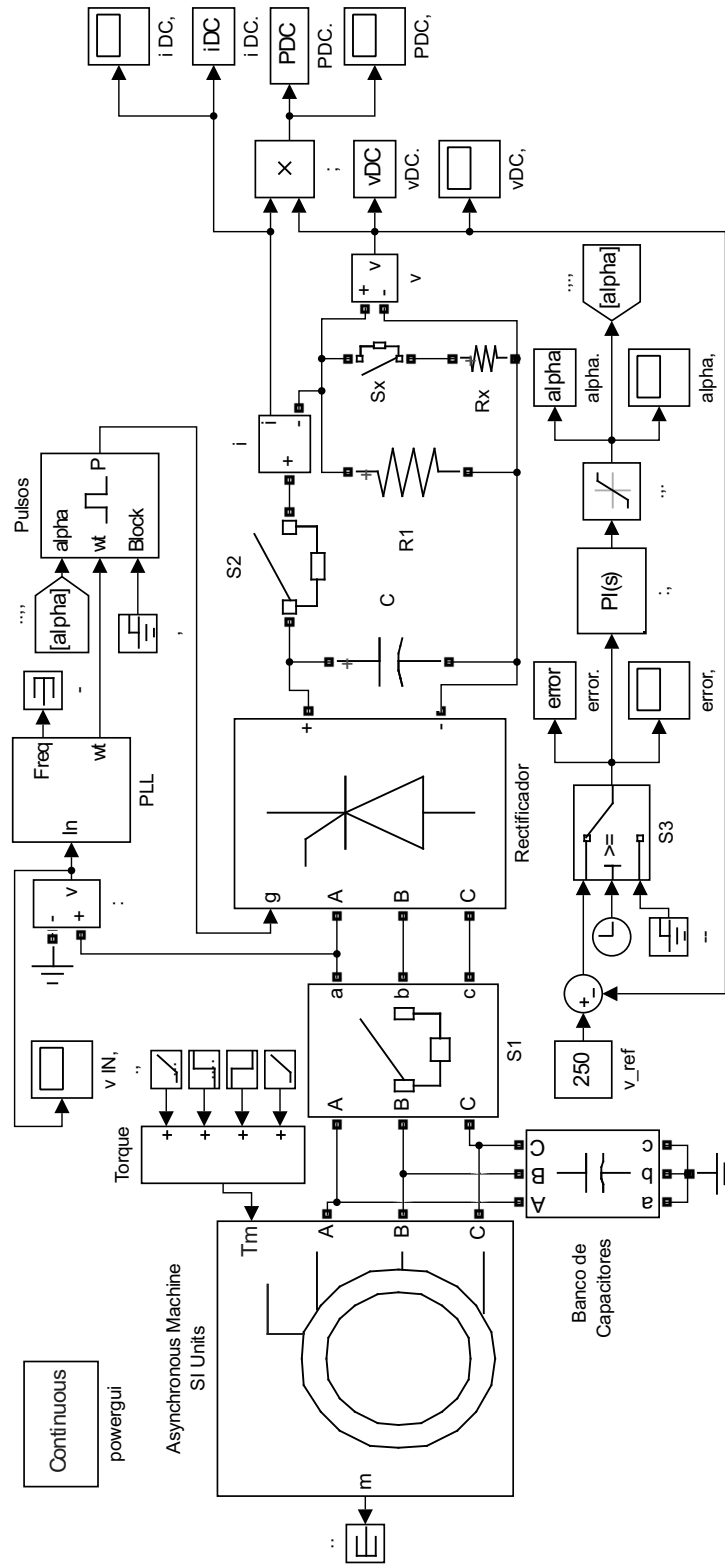


Figura 23. Magnitudes de salida en el tiempo para rectificador bajo control PI

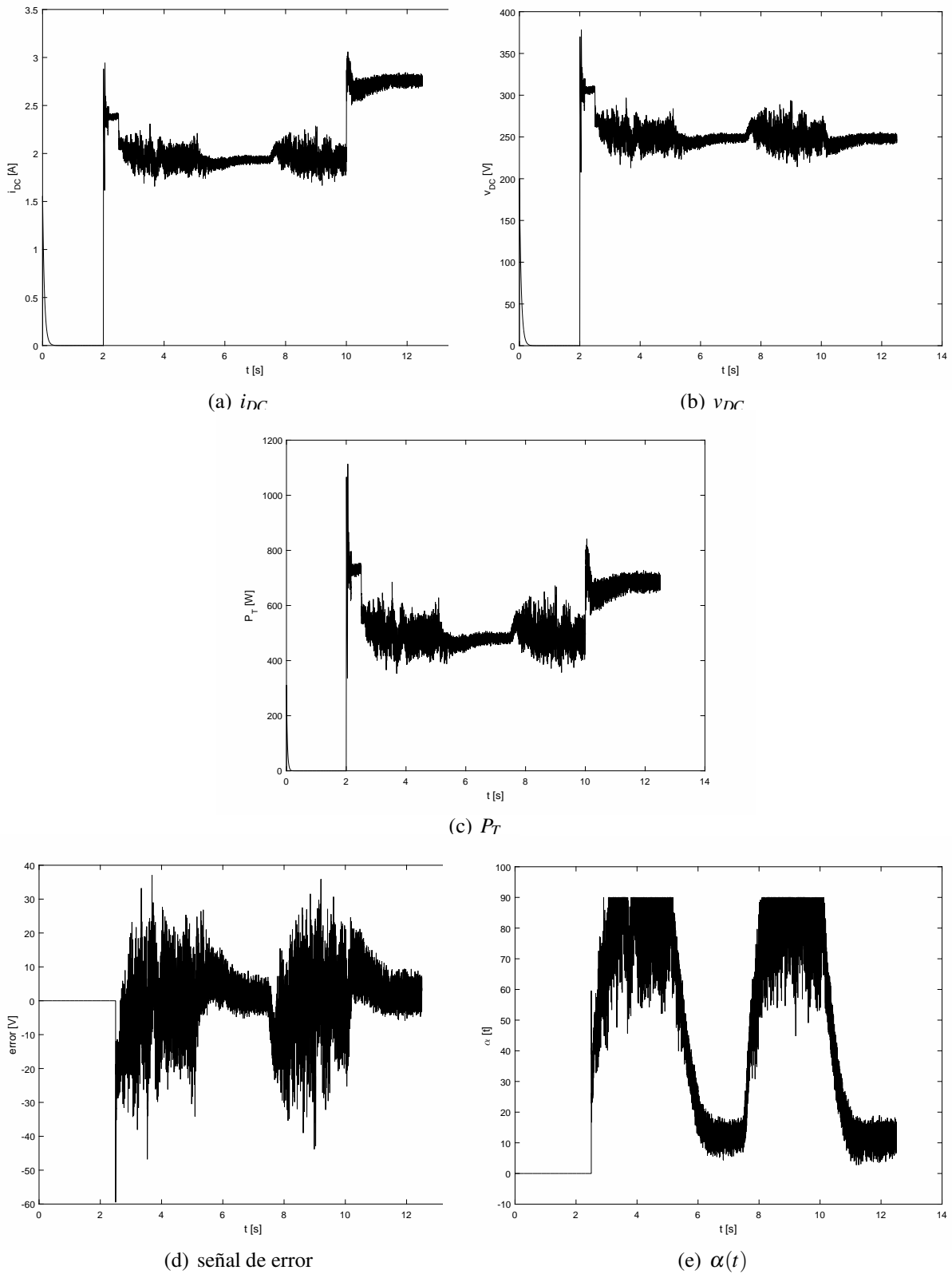
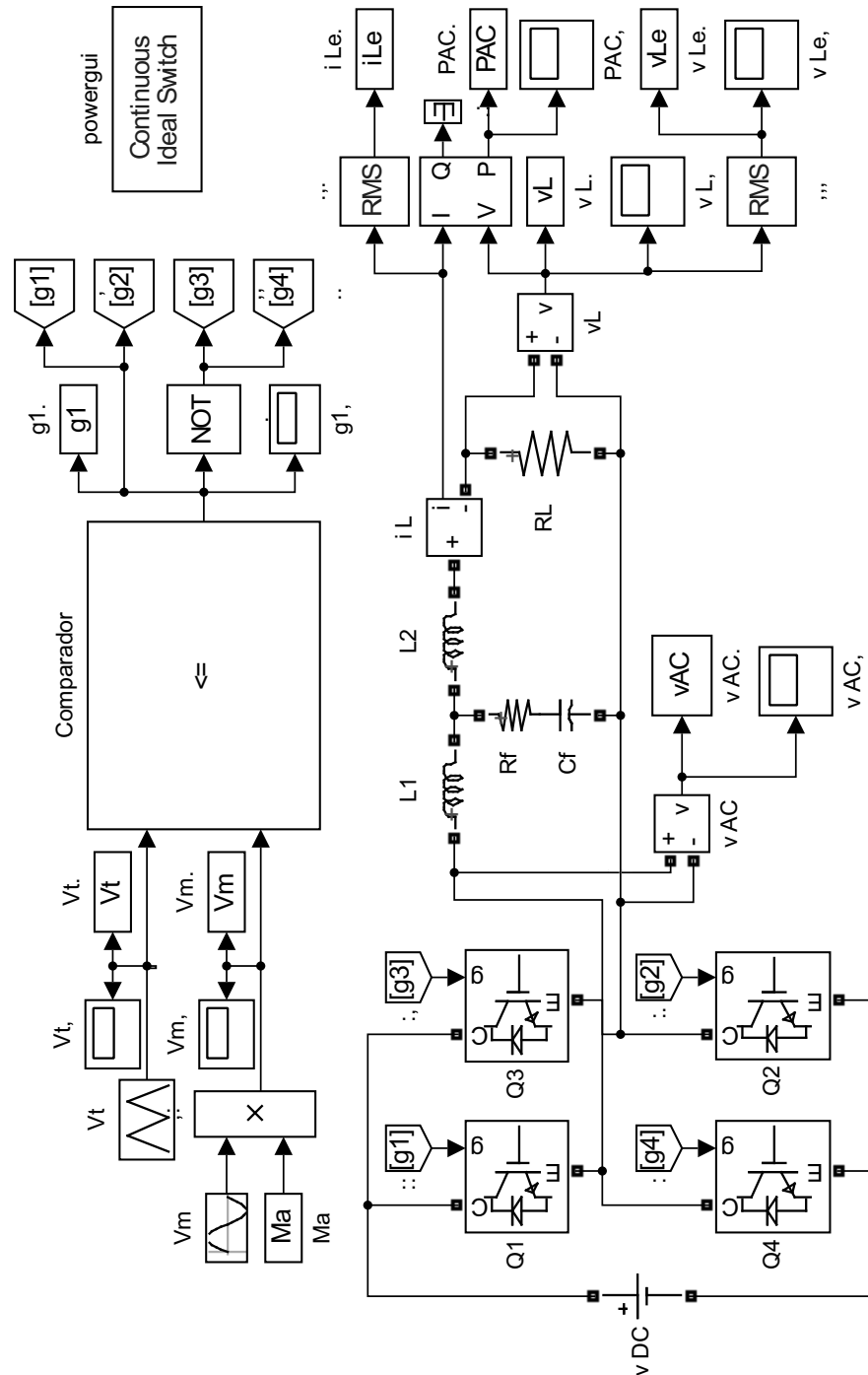


Figura 24. Realización en SimScape para inversor



Realización en SimScape para inversor en puente completo monofásico con modulación SPWM bipolar

Como se observa, se eligieron transistores bipolares de puerta aislada (*IGBT*) como dispositivos de conmutación, combinando las ventajas de los transistores *BJT* y *MOSFET* en un sólo dispositivo (i.e. alta impedancia de entrada, manejo de grandes magnitudes de corriente y control simple por voltaje Rashid (2001)).

La operación de un circuito inversor de potencia queda determinada por las señales de activación de sus elementos de conmutación. A partir de ello, se puede notar que en la configuración de puente completo la activación sucesiva de los pares Q_1Q_2 y Q_3Q_4 permite obtener cambios de polaridad en la carga, *alternando* la corriente circulante con formas de onda que dependerán de los tiempos de conducción y no conducción (anchos de pulso).

Al proceso de construir estas señales de conmutación se le denomina *modulación*. Para objetivos de control, se debe introducir información que modifique (o module) a conveniencia los pulsos del disparo y a través de ello las características de la forma de onda a la salida del inversor. Entre las modulaciones más comunes para inversores monofásicos se tienen: de un sólo ancho de pulso, de varios anchos de pulso, senoidal del ancho de pulso (*SPWM*) y *SPWM* modificada Rashid (2001). De ellas, se optó por la *SPWM* debido a su reducción de contenido armónico y su relativa simplicidad de implementación. A partir del esquema ilustrado en la Fig. 24 se observa que la señal portadora V_t (onda triangular de frecuencia f_t y amplitud unitaria) se compara con la señal moduladora V_m (onda senoidal de frecuencia f_m y amplitud A_m) para producir un ancho de pulso variable, posteriormente aplicado a las puertas de los transistores del puente inversor. Dicha

implementación construye pulsos de tipo *bipolar* (i.e. valores alto y bajo solamente), siendo una estructura simple que se adecúa mejor a topologías sin transformador, a pesar de su incremento en distorsión armónica, con relación a la de tipo *unipolar*.

De otro lado, existen dos aspectos importantes a tomar en cuenta en el diseño del SPWM.

El primero de ellos corresponde con el *índice de modulación de frecuencia*:

$$M_f = \frac{f_t}{f_m},$$

que define la frecuencia a la cual aparecen las componentes armónicas en la señal de salida del inversor. En estos términos, conviene que M_f sea grande para facilitar la construcción del filtro que entregará la componente fundamental deseada en la carga (a mayor M_f mayor frecuencia de las armónicas y por tanto menor pendiente en las bandas de paso de los filtros empleados para removerlas). El valor práctico de M_f se limita a las restricciones del hardware para implementación de los circuitos, refiriendo particularmente a la máxima frecuencia de conmutación en la compuerta de los IGBT. Por tanto, tomando en cuenta que el *Laboratorio de Integración Energética* del grupo de investigación *GISEL* posee inversores *SEMIKRON Semiteach IGBT* (www.semikron.com) con frecuencia máxima de conmutación de 50 [kHz], se considera pertinente fijar $f_t = 10$ [kHz] (con lo cual $M_f = 166.7$ dada una $f_m = 60$ [Hz]).

Una vez definido M_f , se procede a variar el *índice de modulación de amplitud*:

$$M_a = \frac{A_m}{A_t},$$

para modificar el valor eficaz de la señal de salida del inversor, que a su vez dependerá de la cantidad de pulsos por ciclo de señal moduladora y su duración Rashid (2001). Así entonces, manteniendo fijo el valor de $A_t = 1 [V_{pico}]$ y variando $A_m \in [0, 1] [V_{pico}]$, es posible obtener una variación lineal en el voltaje de salida.

3.1.3.1. Filtrado de componentes armónicas La remoción de armónicos a la salida del inversor se realiza mediante una estructura pasiva del tipo LCL (ver Fig. 24). Este tipo de filtro se prefiere a cambio de los tipo L o LC, debido a que permiten configurar de manera más sencilla las pendientes de la banda pasante, al distribuir el esfuerzo en tres elementos almacenadores de energía. La función de transferencia para el filtro LCL corresponde con Villa Manrique (2011):

$$\frac{I_L(s)}{V_{AC}(s)} = \frac{C_f R_f s + 1}{s^3 (C_f L_1 L_2) + s^2 (C_f R_f (L_1 + L_2)) + s (L_1 + L_2)}, \quad (6)$$

siendo $I_L(s)$ la transformada de Laplace de la corriente i_L en la carga y $V_{AC}(s)$ la transformada de Laplace del voltaje v_{AC} a la salida del inversor de potencia.

Un análisis de la expresión (6) en el dominio de la frecuencia (diagrama de *Bode*) permite determinar de manera simple sus valores de parámetro. De esta manera, su forma canónica

corresponde con:

$$\frac{I_L(s)}{V_{AC}(s)} = \frac{K(\tau s + 1)}{s \left(\frac{s^2}{\omega_n^2} + 2\zeta \left(\frac{s}{\omega_n} \right) + 1 \right)}, \quad (7)$$

siendo:

$$K = \frac{1}{L_1 + L_2}; \quad \tau = C_f R_f; \quad \omega_n^2 = \frac{L_1 + L_2}{C_f L_1 L_2}; \quad \frac{2\zeta}{\omega_n} = C_f R_f.$$

Por tanto, seleccionando $L_1 = L_2 = L$ para obtener simetría del filtro alrededor de C_f y reduciendo eventualmente la cantidad de armónicos a partir de esta elección Cossoli et al. (2018), una ganancia de baja frecuencia $K = 80$ (válido como referencia para $\omega = 1$ [rad/s] debido al polo en el origen) permite obtener:

$$K = \frac{1}{L_1 + L_2} \Rightarrow 80 = \frac{1}{2L} \Rightarrow L = \frac{1}{160} = 6.3 \times 10^{-3} \approx 6 [mH].$$

Asimismo, seleccionando una frecuencia de corte para el término de segundo orden $\omega_n = 2\pi \times f_{max} = 2\pi \times 900 \approx 5700$ [rad/s], se proporciona un margen amplio para la banda pasante del filtro. Sin embargo, al observar el espectro de la señal de salida del inversor en la Fig. 27(b), se verifica que las componentes armónicas aparecen a partir de los 10 [kHz] (corroborando la elección realizada sobre M_f), razón por la cual una frecuencia de corte cercana a los 900 [Hz] es una opción viable para el efecto de filtrado requerido y, más aún, representa valores de capacitancia pequeños

que facilitan su implementación física. En particular:

$$\omega_n^2 = \frac{L_1 + L_2}{C_f L_1 L_2} \Rightarrow (2\pi \times 900)^2 = \frac{2L}{C_f L^2} \Rightarrow C_f = \frac{2}{L \times (2\pi \times 900)^2} \approx 10 [\mu F].$$

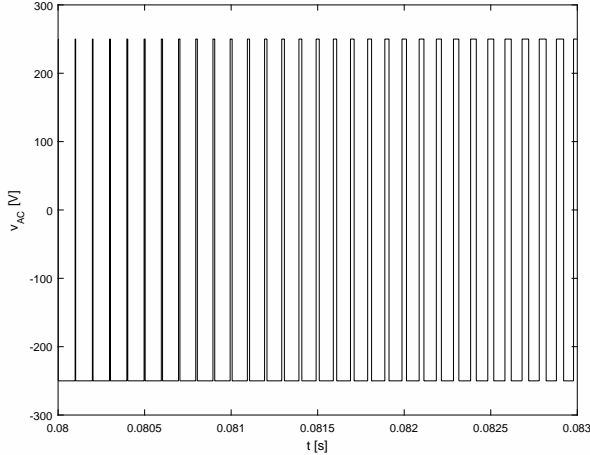
Finalmente, con el ánimo de brindar un mayor énfasis de rechazo a las frecuencias alrededor de la frecuencia de corte, conviene emplear valores pequeños del factor de amortiguamiento ζ de manera tal que se acentúe el pico de resonancia Ogata (2010). De esta manera seleccionando $\zeta = 0.17$ se obtiene:

$$\frac{2\zeta}{\omega_n} = C_f R_f \Rightarrow R_f = \frac{2\zeta}{C_f \omega_n} = \frac{2 \times 0.17}{10 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 900} \approx 6 [\Omega].$$

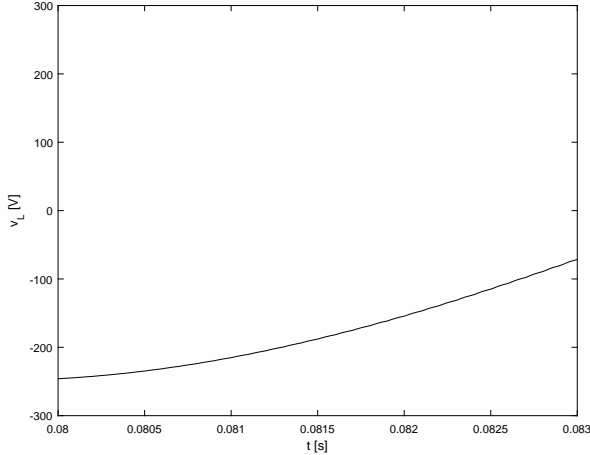
Con estos valores de parámetro se obtiene la respuesta frecuencial (diagrama de Bode) del filtro mostrada en la Fig. 27(a). El efecto de filtrado se verifica tanto a nivel espectral (en la Fig. 27(d)) como a partir de la recuperación de la señal senoidal a la salida del filtro (Figs. 26(b) y 26(c)), tras ejecutar simulaciones en SimScape de MATLAB para el circuito de la Fig. 24.

3.1.3.2. Caracterización de operación del inversor de potencia Teniendo el inversor de potencia debidamente modulado y con señal de salida filtrada, se procede a realizar la caracterización de su operación en lazo abierto ante variación del índice de modulación M_a .

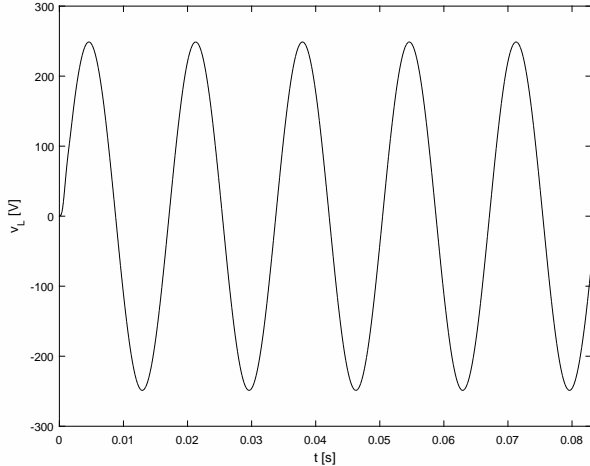
Figura 25. Señales de entrada y salida del filtro LCL



(a) detalle para v_{AC}

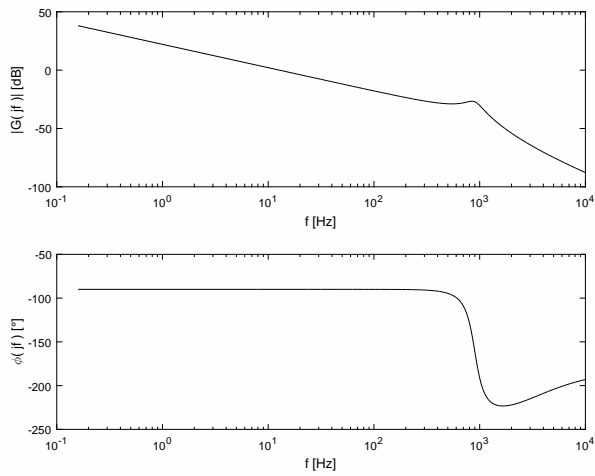


(b) detalle para v_L

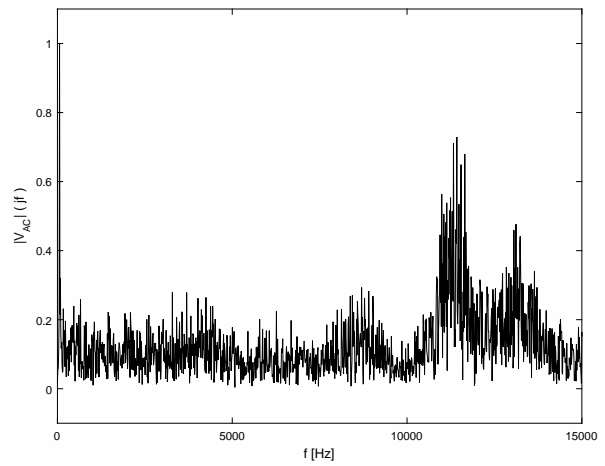
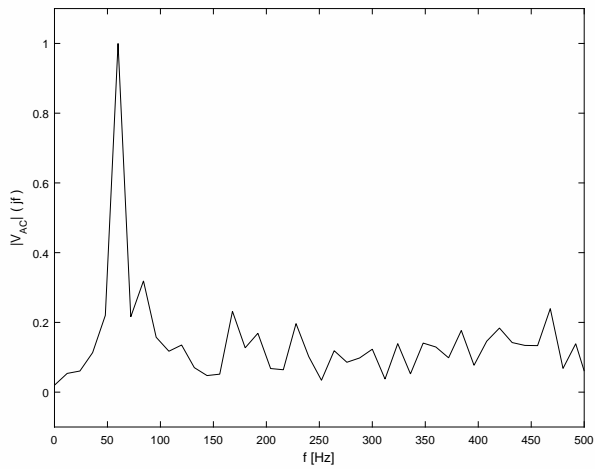
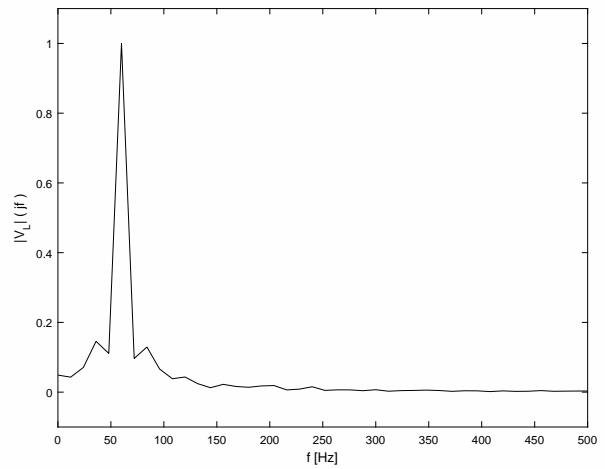


(c) v_L

Figura 26. Diagrama de Bode y espectros de entrada y salida para filtro LCL



(a) diagrama de Bode

(b) $|V_{AC}(jf)|$ (c) detalle para $|V_{AC}(jf)|$ (d) $|V_L(jf)|$

Para ello, inicialmente se incorpora una fuente de corriente continua como entrada, configurada al valor nominal de 250 [VDC] (según definido a partir de la Fig. 20). Asimismo, dado el valor nominal de potencia $P_T \approx 500$ [W] y tomando en cuenta que la carga del sistema debe poseer una tensión eficaz $v_e = 117$ [VAC], lo anterior permite calcular una carga nominal R_L dada por:

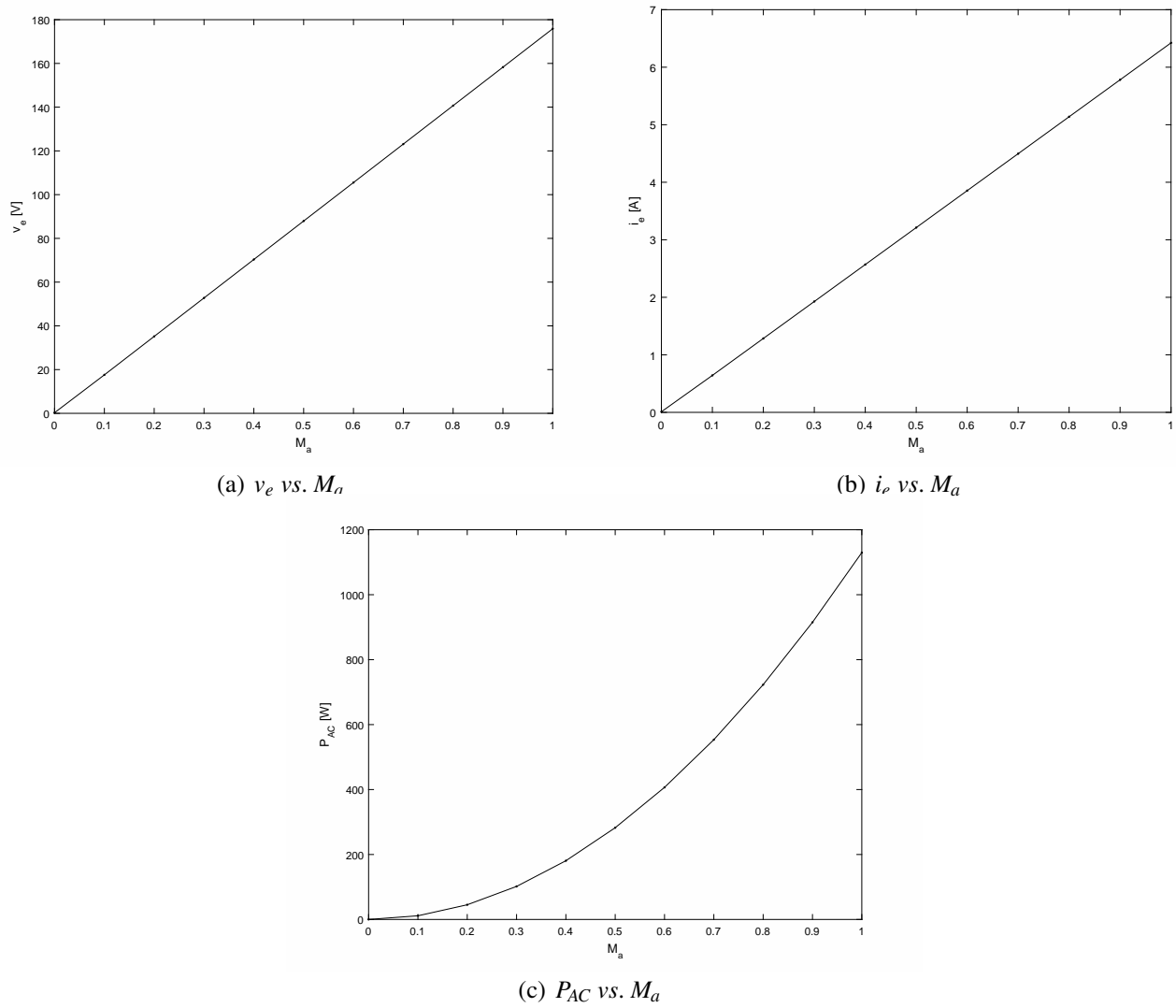
$$P_T = \frac{v_e^2}{R_L} \Rightarrow R_L = \frac{v_e^2}{P_T} = \frac{(117)^2}{500} = 27.38 [\Omega].$$

En la Fig. 27 se presentan los resultados de simulación para el circuito de la Fig. 24 ante diferentes valores del índice de modulación de amplitud M_a . Como se observa, el valor $M_a \approx 0.65$ permite obtener los valores deseados de valor eficaz de voltaje v_e y de potencia P_{AC} en la carga. Adicionalmente, se observan los rangos máximos de corriente que permiten dimensionar los transistores de potencia.

3.1.3.3. Acople entre GIAE e inversor Posterior a verificar la operación del inversor ante una fuente ideal, se procedió a realizar el acople del GIAE como fuente de entrada según se ilustra en la Fig. 28 (donde el bloque denominado *GIAE* corresponde con el circuito regulado para el rectificador controlado con fuente no ideal de la Fig. 22).

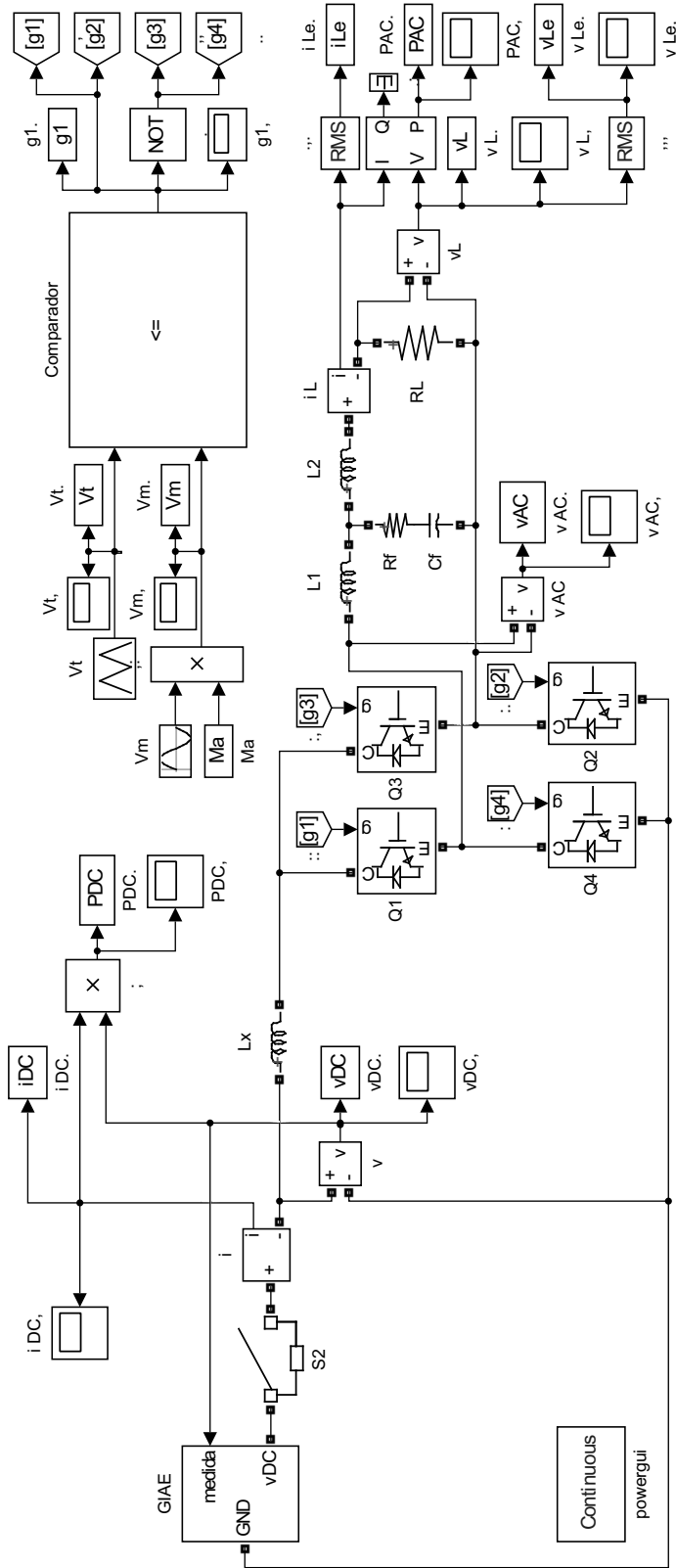
En principio el acople se realizó de manera directa, observándose discontinuidades de alta frecuencia en la corriente del lado de continua debidas a la conmutación de los IGBT en el puente inversor. Para aliviar esta situación se procedió a incorporar un inductor en serie que facilitara re-

Figura 27. Caracterización inversor para fuente de entrada ideal



Caracterización inversor como función del índice de modulación M_a para fuente de entrada ideal

Figura 28. Acople entre inversor de potencia y GIAE en SimScape



ducir las fluctuaciones de corriente, o al menos conservara su signo.

El valor de esta inductancia de acople ($L_x = 4$ [mH]) fue determinado empíricamente a través de simulaciones, de manera tal que pudiera lograrse la mayor transferencia de potencia hacia la carga conectada en la salida del circuito inversor (tomando en cuenta que el inductor almacena energía reactiva). Adicionalmente, fue necesario incrementar el par aplicado a la entrada del GIAE en un 30% para obtener alrededor de 400 [W] en la carga ante condiciones nominales; es decir: $M_a = 0.65$ y $v_e \approx 117$ [VAC], siendo el mejor resultado obtenido pues para incrementos mayores de torque el comportamiento del GIAE se tornaba inestable.

En términos de las formas de onda se experimentó una distorsión en la señal a la salida del filtro LCL que no pudo ser eliminada ante ajustes en valores para L_1 , L_2 , R_f y C_f . A pesar de ello, la señal recuperada por el filtro es la componente fundamental de la señal senoidal y por tanto se considera suficiente para alimentar la demanda en la carga. Sin embargo, en términos de calidad de la energía este aspecto constituye un interesante tema de análisis que puede ser objeto de estudio para un trabajo futuro.

A partir de ello, la Fig. 29 ilustra las magnitudes eléctricas en el lado de continua (acople DC) y a la salida del filtro LCL para $M_a = 0.65$, sin perturbaciones de suministro o de carga, permitiendo verificar (además de las distorsiones mencionadas) una relativa regularidad en los valores eficaces de corriente y voltaje medidos en la carga.

Ante estas condiciones reales de operación se efectuó una nueva caracterización del circuito inversor de potencia, permitiendo obtener los resultados ilustrados en la Fig. 30. A partir de ello, se observa una tendencia poco lineal para la variación de magnitudes eléctricas respecto al índice de modulación M_a . Sin embargo, existe un rango de variación apreciable y por consiguiente una capacidad de actuación por parte del SPWM sobre las características de suministro en la carga. De hecho, en el rango medio (es decir: $M_a = 0.5$) se replican las condiciones nominales deseadas de voltaje y por tanto se considerará a este como el punto de operación del circuito inversor para efectos de control.

3.1.4. Implementación de lazos resonantes

Para abordar el control del circuito inversor de potencia se analiza el sistema perturbado en lazo abierto. Por tanto, se replicó el escenario de simulación definido en la *Subsección 3.1.2* ubicando una resistencia de 63.92Ω en paralelo con R_L . La Fig. 31 muestra los resultados obtenidos, evidenciando una alteración en los valores eficaces de corriente y voltaje (y por ende de potencia) a la salida del circuito inversor de potencia ante cambios, tanto en el torque de entrada τ_m como en R_L .

Ahora bien, considere el problema de control que se muestra en la Fig. 32. En este caso se observa la configuración de doble lazo en cascada propuesta por *Alzate et al.* en Alzate et al. (2017) para controlar las variables eléctricas de un convertidor DC/DC elevador. Dicha estrategia fue posteriormente adaptada por *Neves* en Alves Neves (2018) a un circuito inversor de potencia.

Figura 29. Señales en el tiempo para inversor alimentado por GIAE ante $M_a = 0.65$

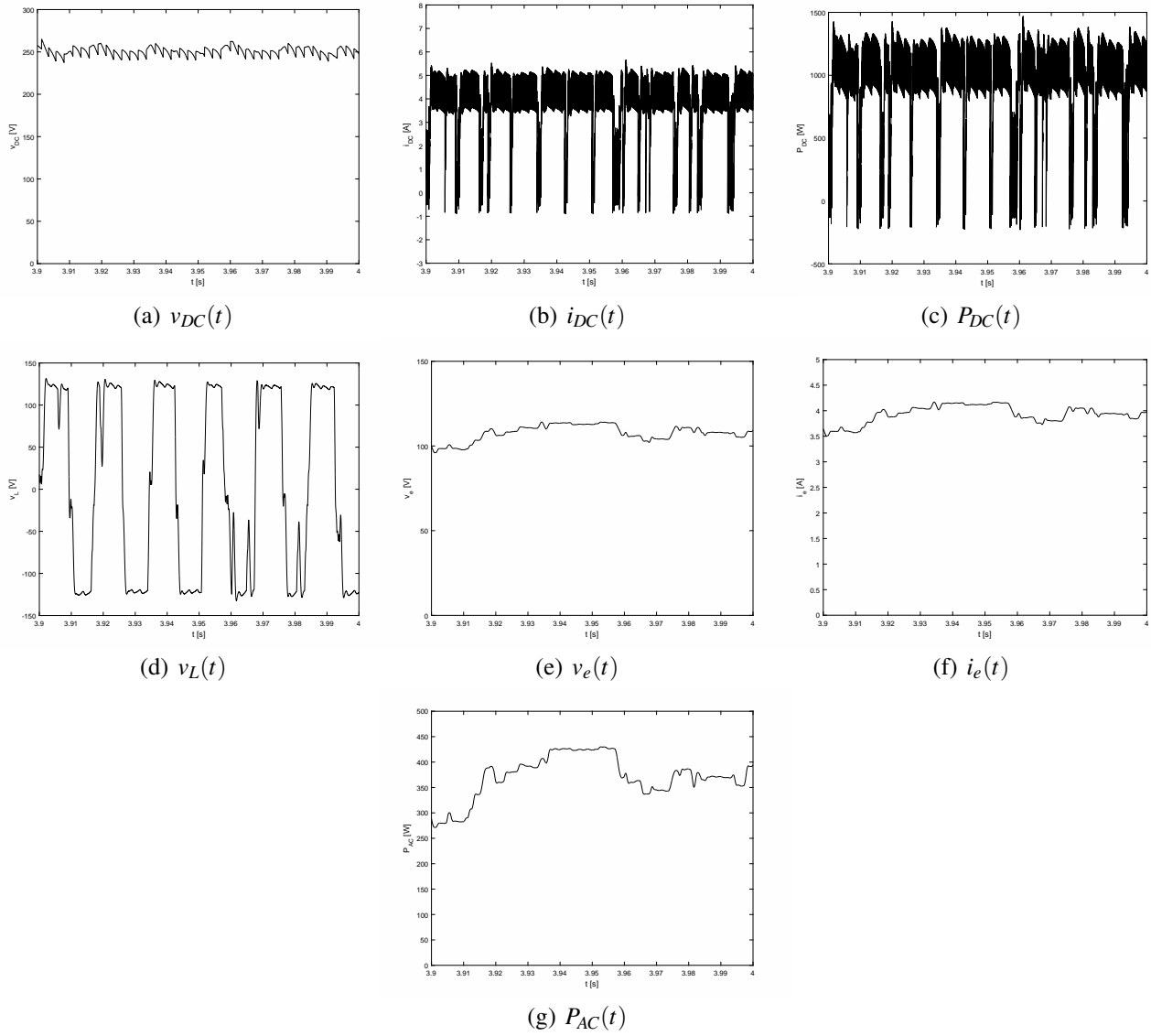
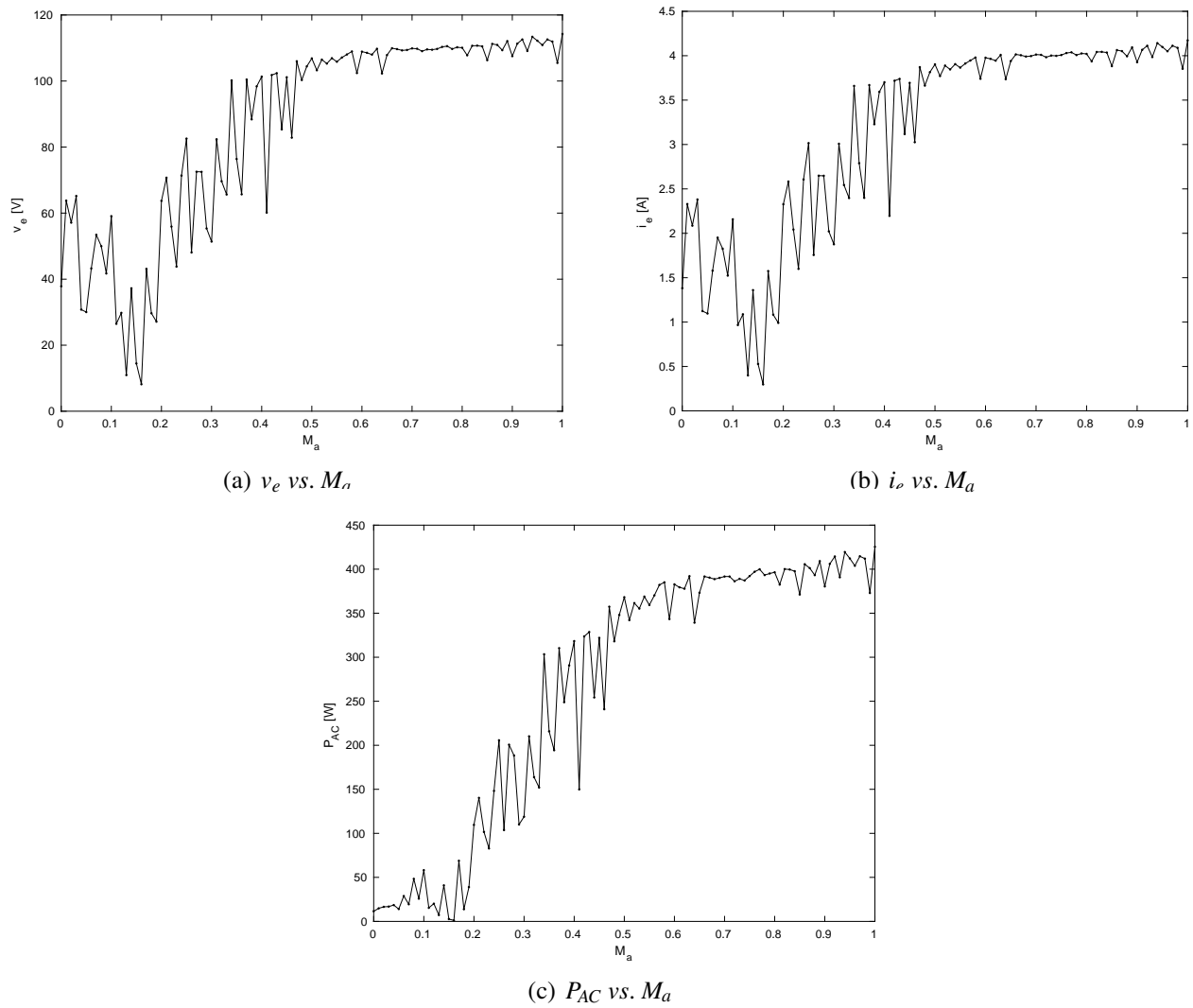
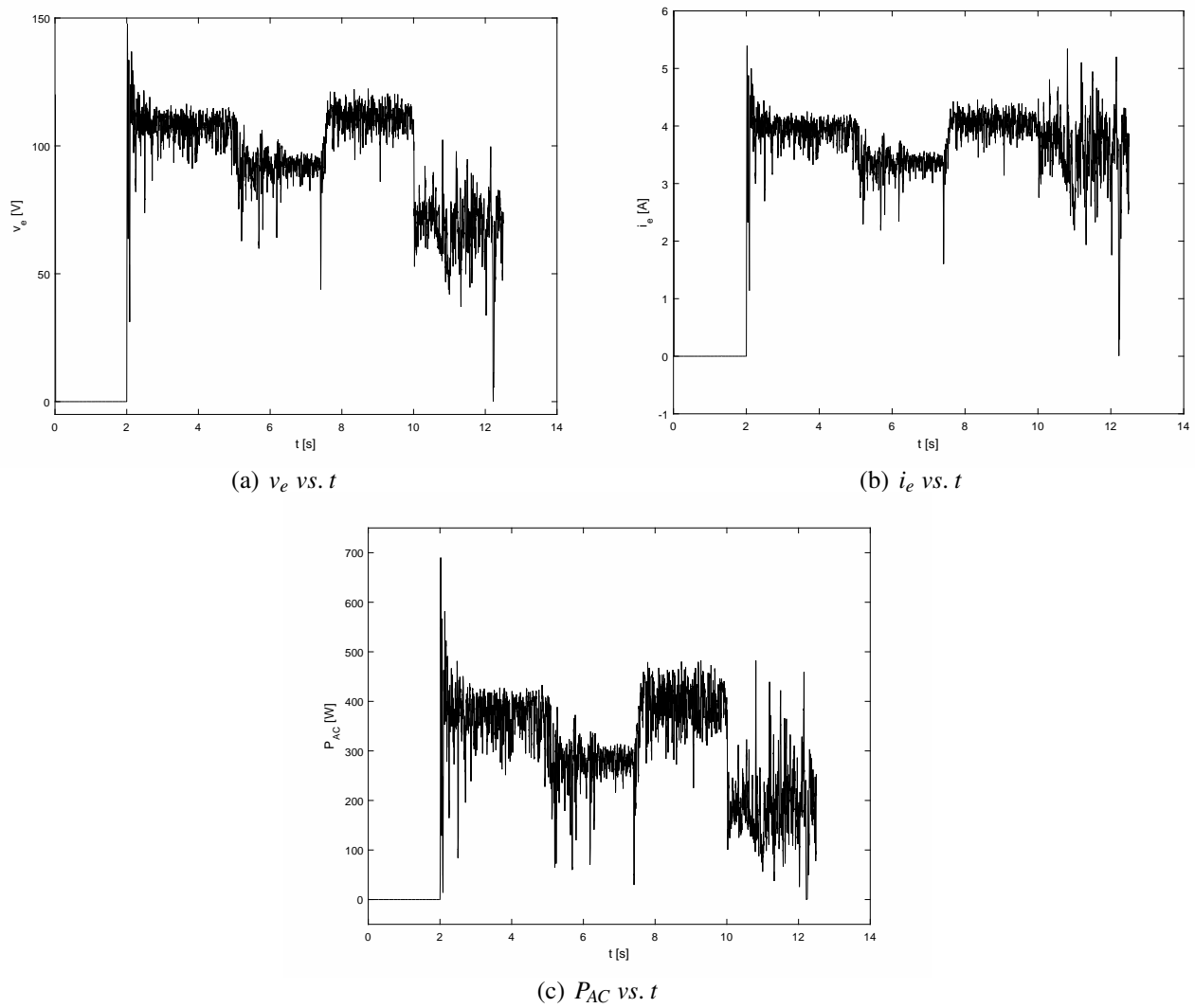


Figura 30. Caracterización inversor para GIAE como entrada



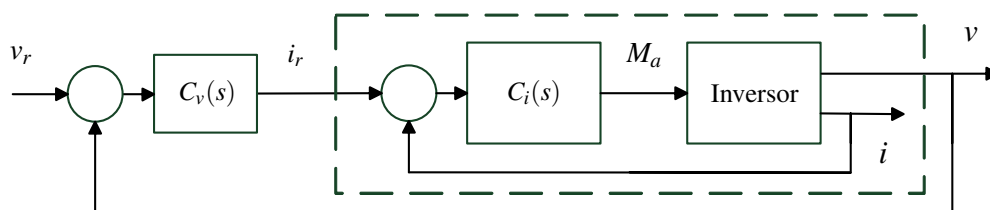
Caracterización inversor como función del índice de modulación M_a para GIAE como fuente de entrada

Figura 31. Salidas de inversor en lazo abierto perturbado



Magnitudes de salida en el tiempo para inversor en lazo abierto perturbado

Figura 32. Configuración de doble lazo de control resonante en cascada



En ambos casos, el doble lazo se justifica por la necesidad de controlar tanto el voltaje como la corriente a la salida del circuito convertidor de potencia, para suplir la demanda de la carga. De esta manera, asumiendo que el voltaje a controlar sea la caída de tensión en el capacitor del filtro LCL (caídas de C_f y R_f) y que la corriente corresponda con aquella que circula a través de L_1 , el controlador $C_i(s)$ permitirá regular la dinámica de la corriente en términos de la referencia i_r , misma que es producida por un lazo externo de voltaje gobernado por el controlador $C_v(s)$. Por su parte, la referencia v_r para este último corresponde con la señal senoidal de tensión deseada en la carga.

3.1.4.1. Controlador resonante El objetivo de control del circuito inversor de potencia corresponde con entregar a la resistencia de carga una señal de voltaje sinusoidal, con un valor eficaz $v_e = 117$ [V], frecuencia de 60 [Hz] y una potencia activa $P_{AC} \approx 500$ [W].

Por tanto, es claro que para satisfacer estos requerimientos de operación se requiere regular no solamente un valor sino también una forma de onda. En este sentido, controladores convencionales del tipo PID son ampliamente empleados en tareas de regulación (para referencias de valor

constante) por su simplicidad de construcción y alto desempeño. Sin embargo, un PID no presenta buenos resultados para seguimiento de señales sinusoidales, a menos que se ajusten sus parámetros para permitir un comportamiento de *paso banda* a la frecuencia de interés.

Una manera elegante de obtener lo anterior es a través de los denominados *lazos de control resonante*, ampliamente utilizados para controlar circuitos inversores de potencia. Las bases para este tipo de control serán formuladas mediante una adaptación mejorada del trabajo de Alzate en Alzate Aristizábal (2017) y sus referencias asociadas, según presentado a continuación.

Inicialmente, considere el lazo realimentado que se muestra en la Fig. 33. La función de transferencia que define la relación entre el error del lazo y la señal de referencia, puede calcularse como Ogata (2010):

$$\frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1}{1 + C(s)P(s)}.$$

A partir de ello, el error de estado estacionario se formula aplicando el *teorema del valor final* en el modo siguiente:

$$e(t)|_{t \rightarrow \infty} = \lim_{s \rightarrow 0} s \times E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \times \left(\frac{1}{1 + C(s)P(s)} \right) R(s).$$

Ahora bien, considerando una referencia de tipo senoidal:

$$r(t) = A \sin\{\omega t\} \quad \Rightarrow \quad R(s) = A \frac{\omega}{s^2 + \omega^2},$$

y una función de transferencia para el controlador:

$$C(s) = \frac{ks}{s^2 + \omega^2}, \quad (8)$$

tomando en cuenta el grado de libertad que se tiene sobre el diseño de $C(s)$ y las restricciones prácticas de una planta $P(s)$ (asignada y no modificable) asumida de tipo cero (i.e. sin integradores Ogata (2010)), se verifica la eliminación del error en el lazo; es decir:

$$\begin{aligned} e(t)|_{t \rightarrow \infty} &= \lim_{s \rightarrow 0} s \times \left(\frac{1}{1 + C(s)P(s)} \right) \left(A \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \right) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{A\omega s}{(1 + C(s)P(s))(s^2 + \omega^2)} \right) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{A\omega s}{\left(1 + \left(\frac{ks}{s^2 + \omega^2}\right)P(s)\right)(s^2 + \omega^2)} \right) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{A\omega s}{\left(\frac{(s^2 + \omega^2) + ksP(s)}{s^2 + \omega^2}\right)(s^2 + \omega^2)} \right) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{A\omega s}{(s^2 + \omega^2) + ksP(s)} \right) \\ &= \frac{\lim_{s \rightarrow 0} (A\omega s)}{\lim_{s \rightarrow 0} (s^2 + \omega^2) + \lim_{s \rightarrow 0} (ksP(s))} \\ &= \frac{0}{\omega^2 + 0} \rightarrow 0. \end{aligned}$$

Para justificar la elección en (8), considere:

$$\begin{aligned}
 \mathcal{L}\{\cos \omega t \times f(t)\} &= \mathcal{L}\left\{\left(\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}\right) \times f(t)\right\} \\
 &= \mathcal{L}\left\{\left(\frac{e^{j\omega t}}{2} \times f(t)\right)\right\} + \mathcal{L}\left\{\left(\frac{e^{-j\omega t}}{2} \times f(t)\right)\right\} \\
 &= \frac{1}{2}F(s - j\omega) + \frac{1}{2}F(s + j\omega),
 \end{aligned}$$

tras aplicar la propiedad de desplazamiento en frecuencia para la transformada de *Laplace*. Así, suponiendo como base una acción de control integral:

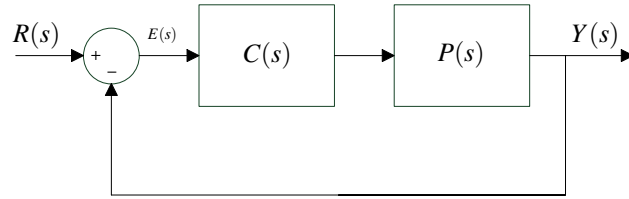
$$F(s) = \frac{k_i}{s}, \quad (9)$$

se tiene:

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{2}F(s - j\omega) + \frac{1}{2}F(s + j\omega) &= \frac{k_i}{2(s - j\omega)} + \frac{k_i}{2(s + j\omega)} \\
 &= \frac{k_i}{2} \left(\frac{(s + j\omega)}{(s - j\omega)(s + j\omega)} + \frac{(s - j\omega)}{(s + j\omega)(s - j\omega)} \right) \\
 &= \frac{k_i}{2} \left(\frac{2s}{s^2 + \omega^2} \right) \\
 &= \frac{sk_i}{s^2 + \omega^2} \\
 &= C(s),
 \end{aligned}$$

como representación para una acción de *control integral resonante*.

Figura 33. Sistema de control realimentado



Más aún, la función de transferencia (9) no es implementable en la práctica (i.e. no es posible lograr un polo exacto en el origen) y por tanto, la versión modificada:

$$F(s) = \frac{k_i}{s + \beta},$$

permite obtener a través de un procedimiento similar la *forma resonante* para este nuevo control:

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{k_i(s + \beta)}{(s + \beta)^2 + \omega^2} \\ &= \frac{k_i s + k_i \beta}{s^2 + 2\beta s + (\omega^2 + \beta^2)}, \end{aligned}$$

que facilita implementar una respuesta frecuencial con ganancia k_i alrededor de la frecuencia ω y ajuste de bandas seleccionable partir del parámetro β .

A partir de ello, se realizó la configuración para el doble lazo de control resonante que se muestra en la Fig. 34 (donde el bloque Inversor incluye el puente de transistores y el circuito de disparo presentado previamente en la Fig. 24), utilizando una fuente DC ideal de 250 [V] y los parámetros

de control: $\beta = 18$, $\omega = 2\pi \times 60$ [rad/s], adicional a: 1) $k_i = 100$ para $C_v(s)$ y 2) $k_i = 853$ para $C_i(s)$.

Los resultados de simulación ante una perturbación de carga en $t = 3.4$ [s] se presentan en las Figs. 35-37. Como se observa, se obtiene un buen seguimiento para las señales de tensión y corriente en la carga, no sólo en su forma de onda (v_L e i_L) sino también en sus correspondientes valores eficaces (v_e e i_e).

Comportamientos similares para las formas de onda en la carga se evidencian para el voltaje v_f y la corriente en L_1 . Adicionalmente, se observa un error reducido tanto para el lazo de voltaje como para el de corriente. De hecho, es interesante notar que a pesar de no anularse a lo largo del tiempo, permite verificar un seguimiento para la referencia sinusoidal. Este fenómeno merece atención especial pues no se trata de un lazo de regulación convencional.

Asimismo, se destaca la convergencia de la salida de control del lazo de corriente u_i (que corresponde con el índice de modulación M_a) hacia los valores nominales deseados. Este hecho se resalta a partir de la medida del valor eficaz M_{ae} para dicha senoidal. Conclusiones similares pueden realizarse analizando la amplitud de la salida del control de voltaje u_v y recordando que corresponde con la señal de referencia del lazo de corriente. Finalmente, se observa el cambio de potencia entregada a la carga posterior a la perturbación.

Figura 34. Implementación de doble lazo resonante en SimScape

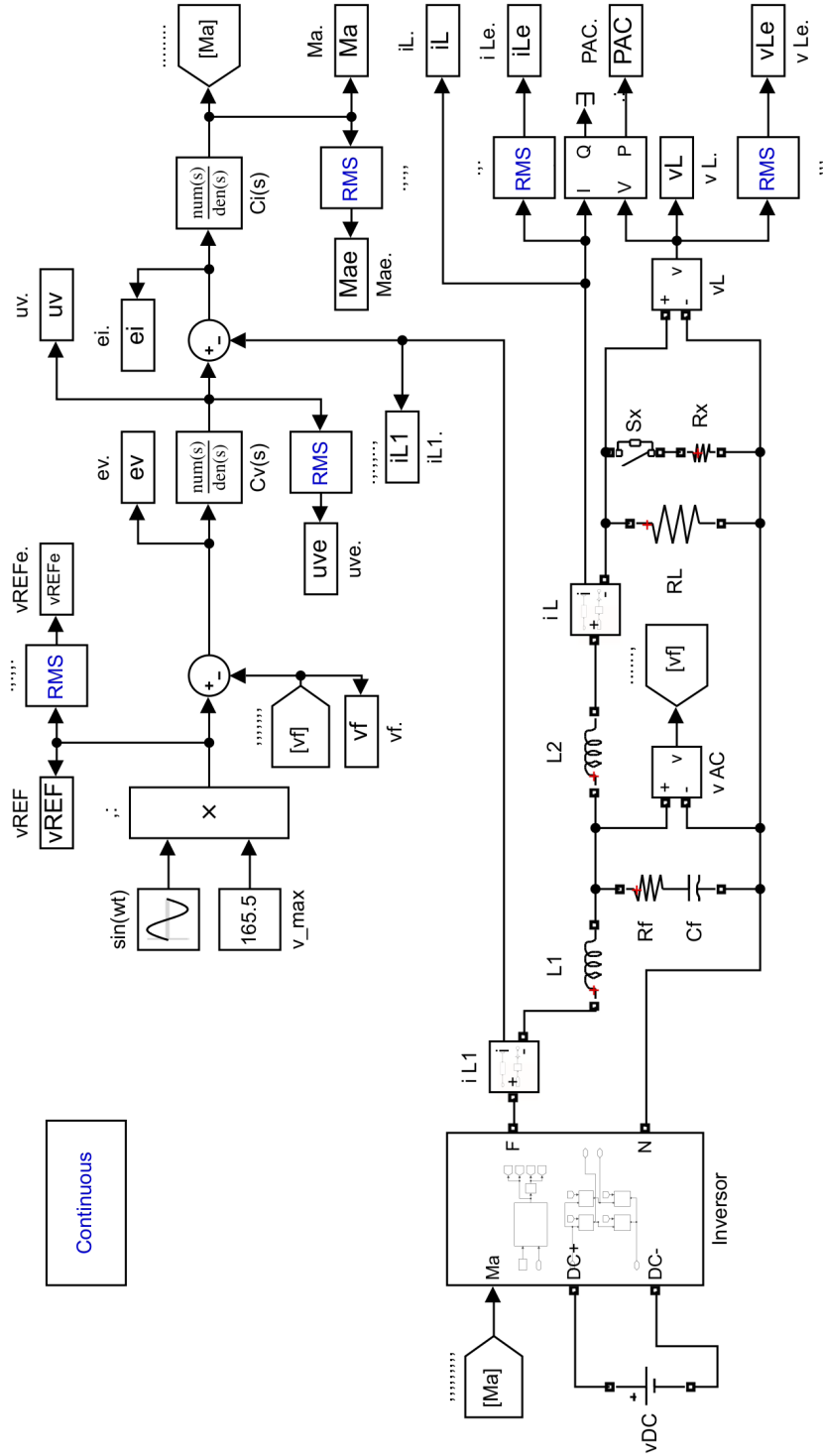


Figura 35. Magnitudes en la carga ante control resonante con fuente ideal

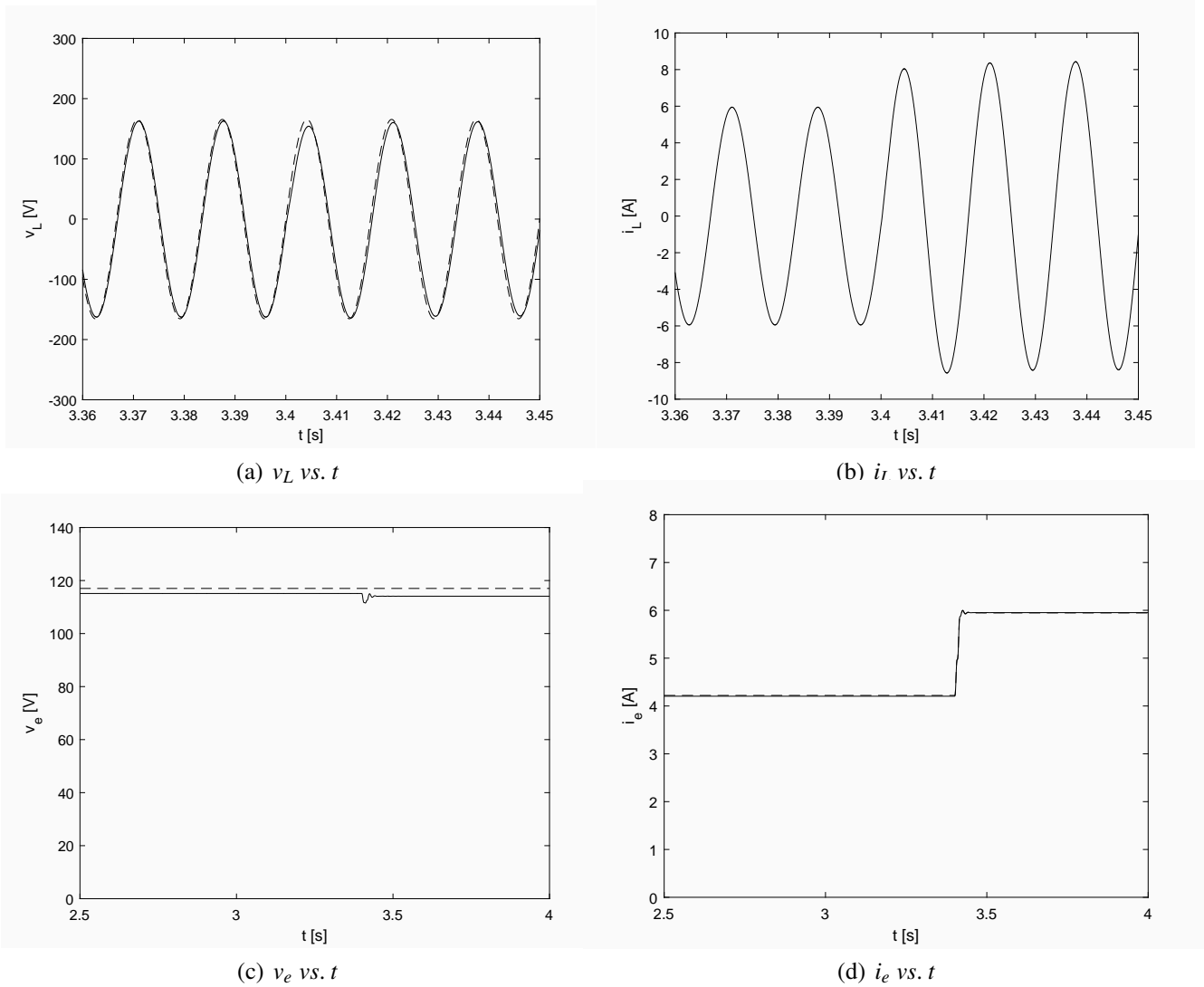


Figura 36. Variables y errores ante control resonante con fuente ideal

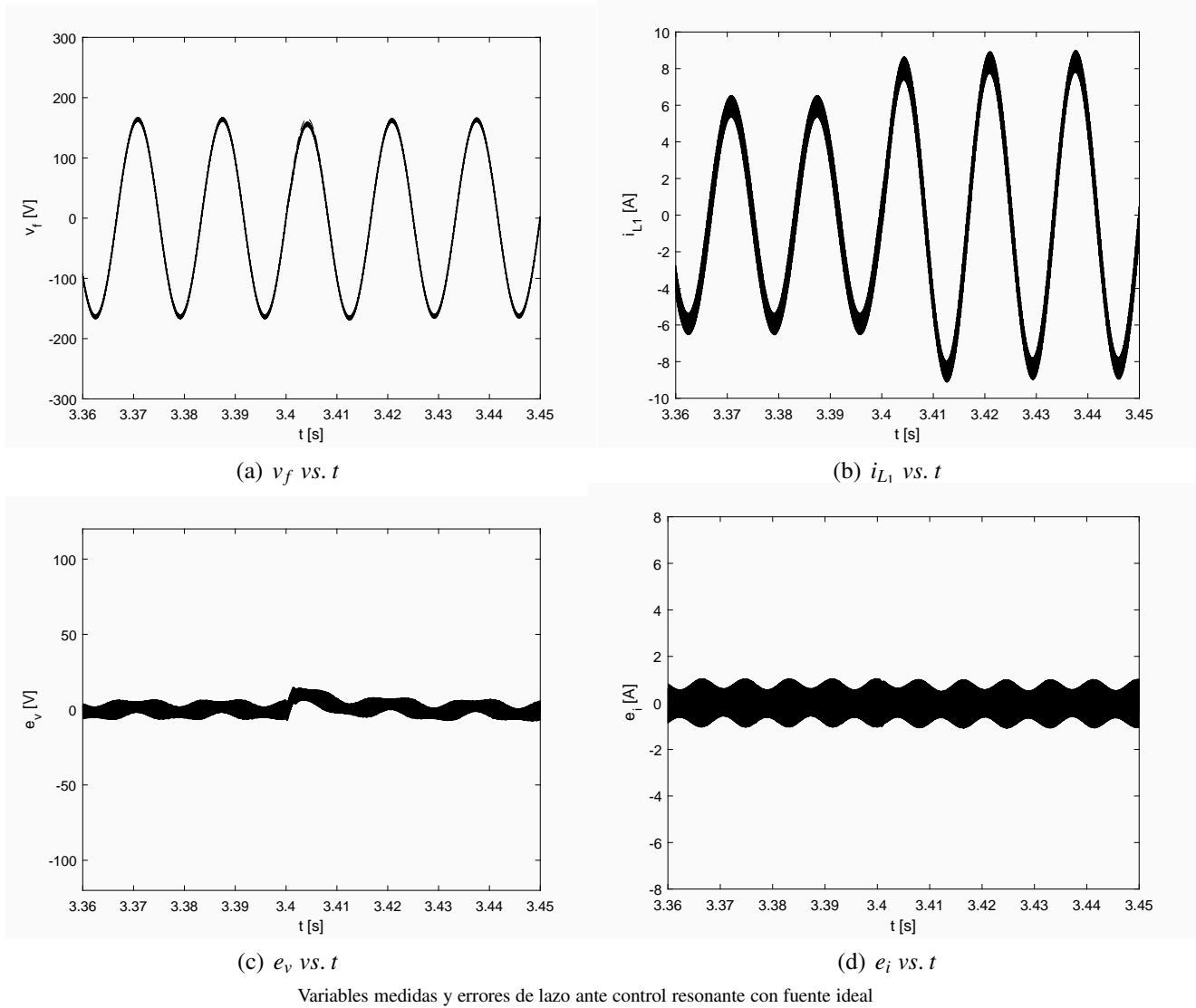
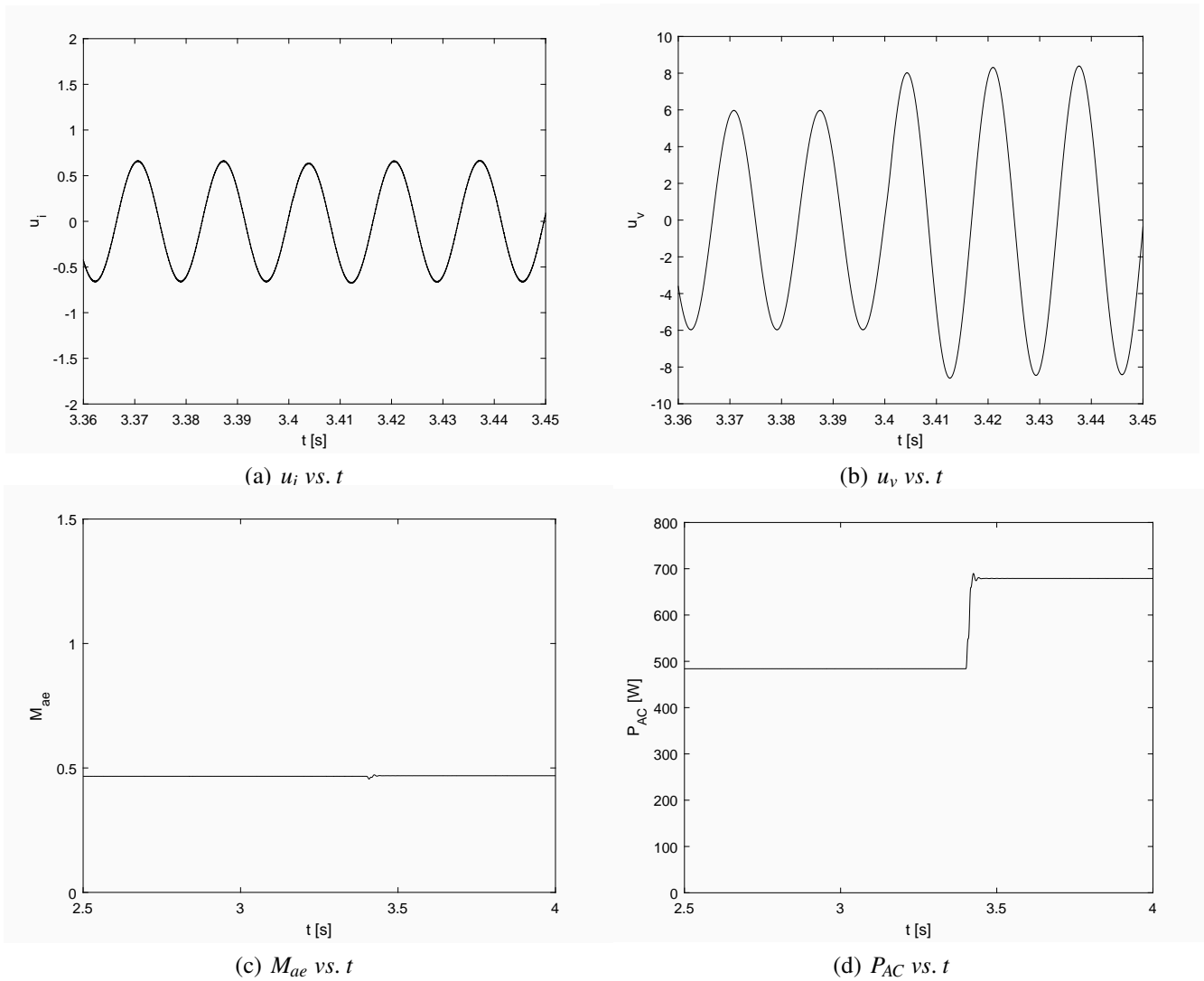


Figura 37. Esfuerzos de control y potencia entregada ante una fuente ideal



En un segundo momento se utilizó el GIAE como fuente de entrada, permitiendo obtener los resultados de simulación presentados en las Figs. 38-40. A partir de ello, es evidente el incremento de contenido armónico en las formas de onda resultantes y la adición de componentes transitorias por parte del generador rotativo. Precisamente, la alta sensibilidad dinámica del GIAE no permitió aplicar perturbaciones de torque o de carga en las simulaciones. Aún así, puede considerarse que el comportamiento de las magnitudes eléctricas entregadas a la carga es aceptable en este caso y es comparable al desempeño obtenido para la fuente DC ideal.

4. Control por reparto de potencias

Teniendo el generador individual controlado y caracterizado en sus rangos de operación nominal, es posible realizar su configuración en red a partir de la conexión paralela entre varias unidades. Lo anterior constituye el tema central a ser abordado en el presente *Capítulo*, estableciendo las bases para implementar el reparto de potencias, también conocido como control *droop*.

4.1. Control de potencia activa en un generador

Para comenzar la discusión al respecto del reparto de potencias en una microrred, se tomarán las ideas propuestas por Forero en Forero Ordóñez (2018), mismas que fueron abordadas previamente en el *Capítulo* a través de la Fig. 4 para el caso de la transferencia de potencia de una fuente hacia una carga conectada en red.

En particular, el escenario descrito se replica a través de la realización en SimScape de MATLAB presentada en la Fig. 41 para el caso de generadores ideales, adecuada a los valores de parámetro definidos para el GIAE; es decir: $V_1 = V_2 = 117$ [V] / 60 [Hz], $R_L = 27.38$ [Ω].

Figura 38. Magnitudes en la carga ante control resonante con GIAE

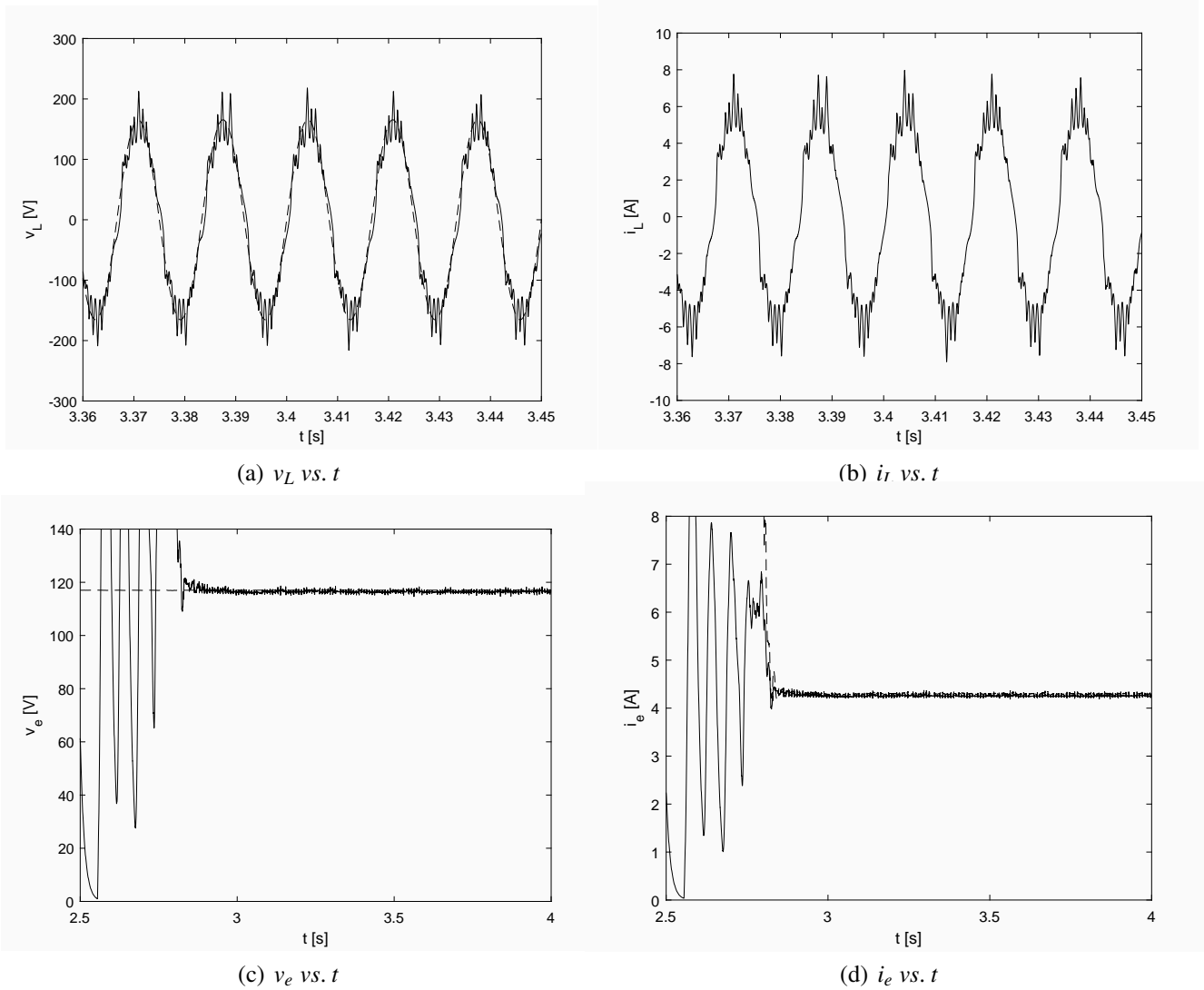


Figura 39. Variables medidas y errores de lazo ante control resonante con GIAE

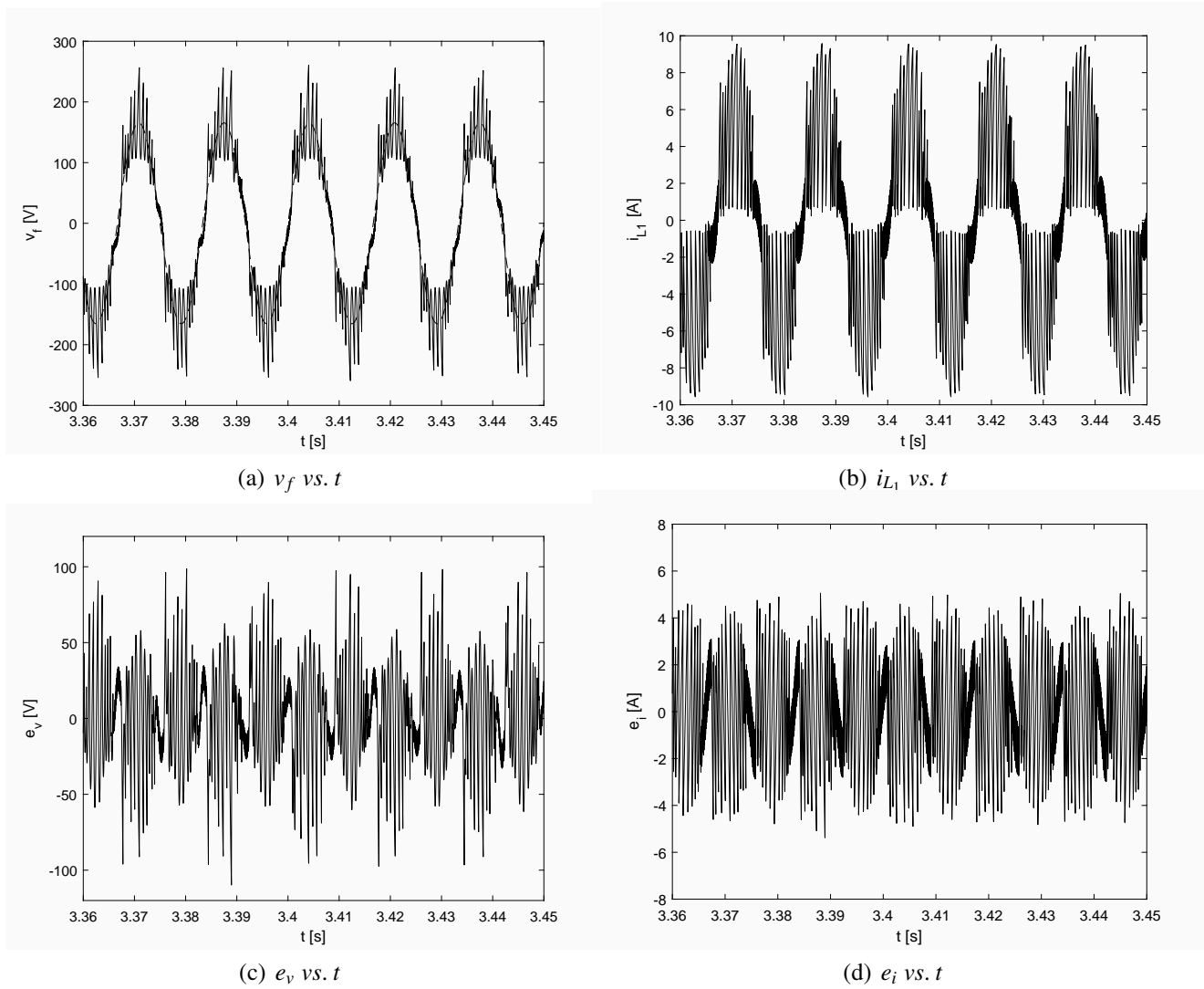
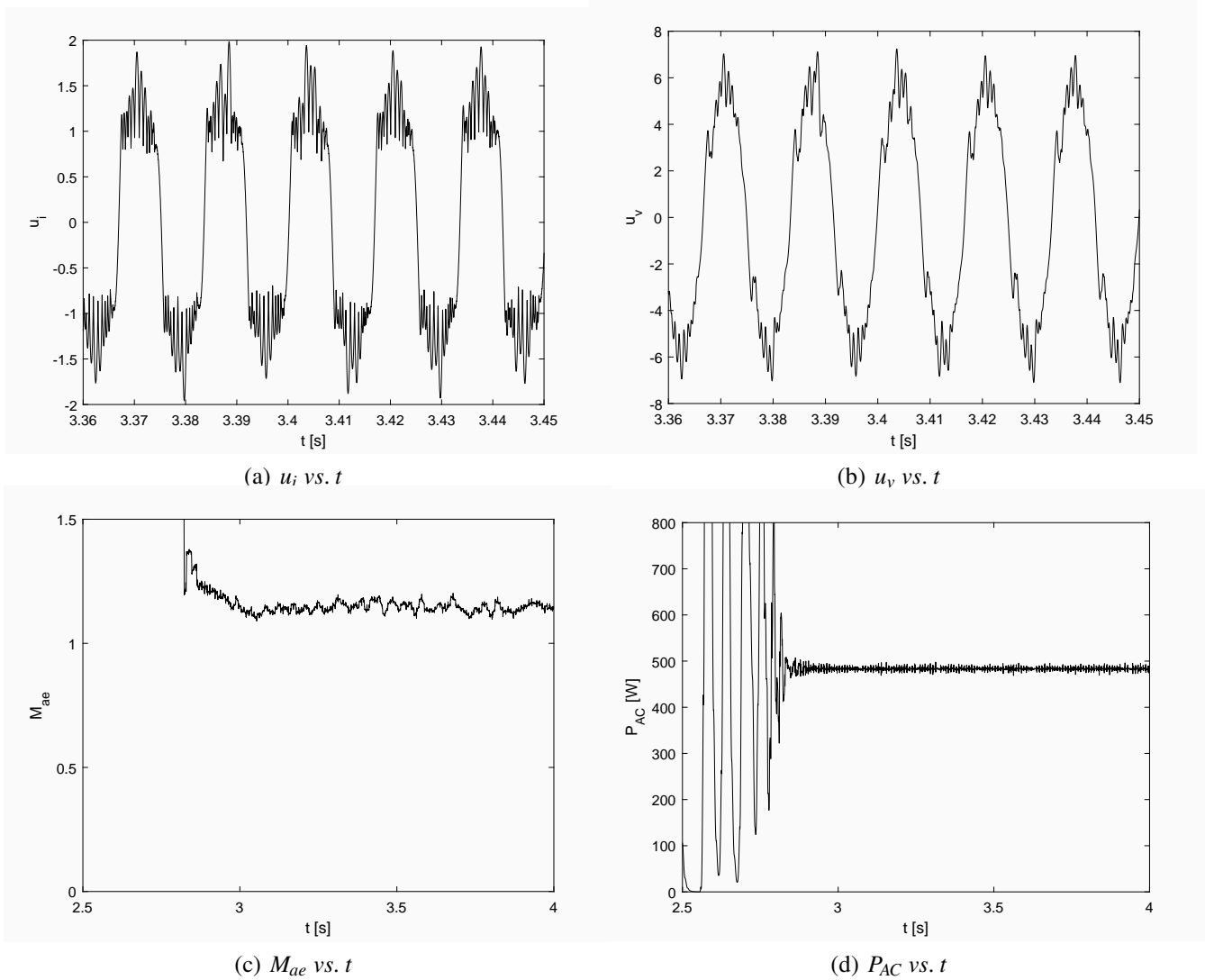
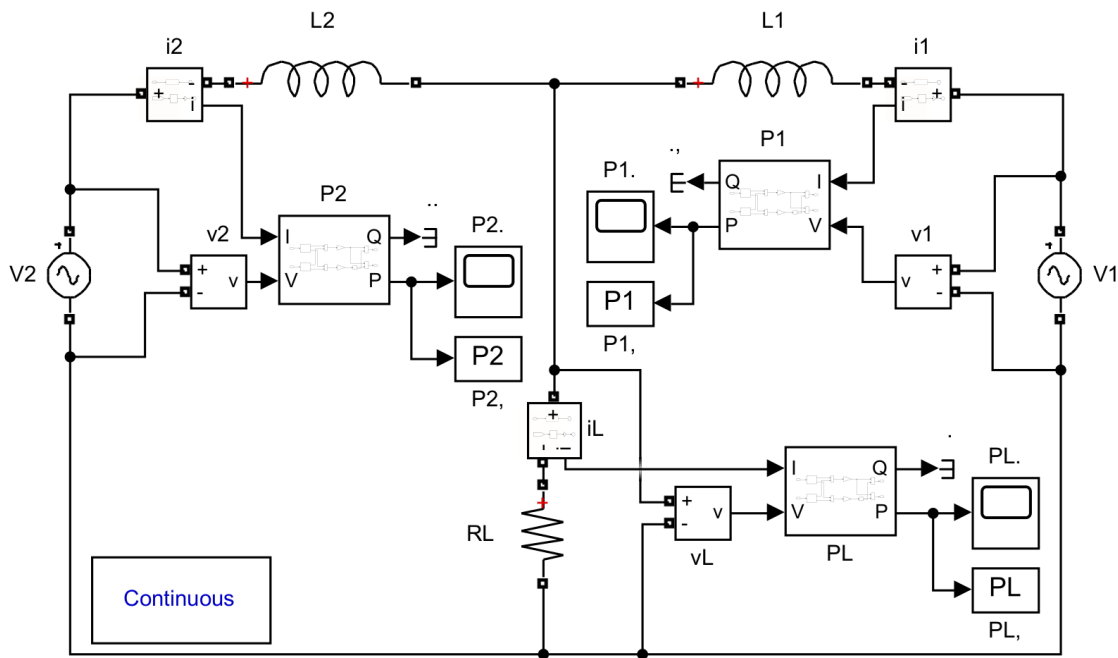


Figura 40. Esfuerzos de control y potencia entregada ante GIAE



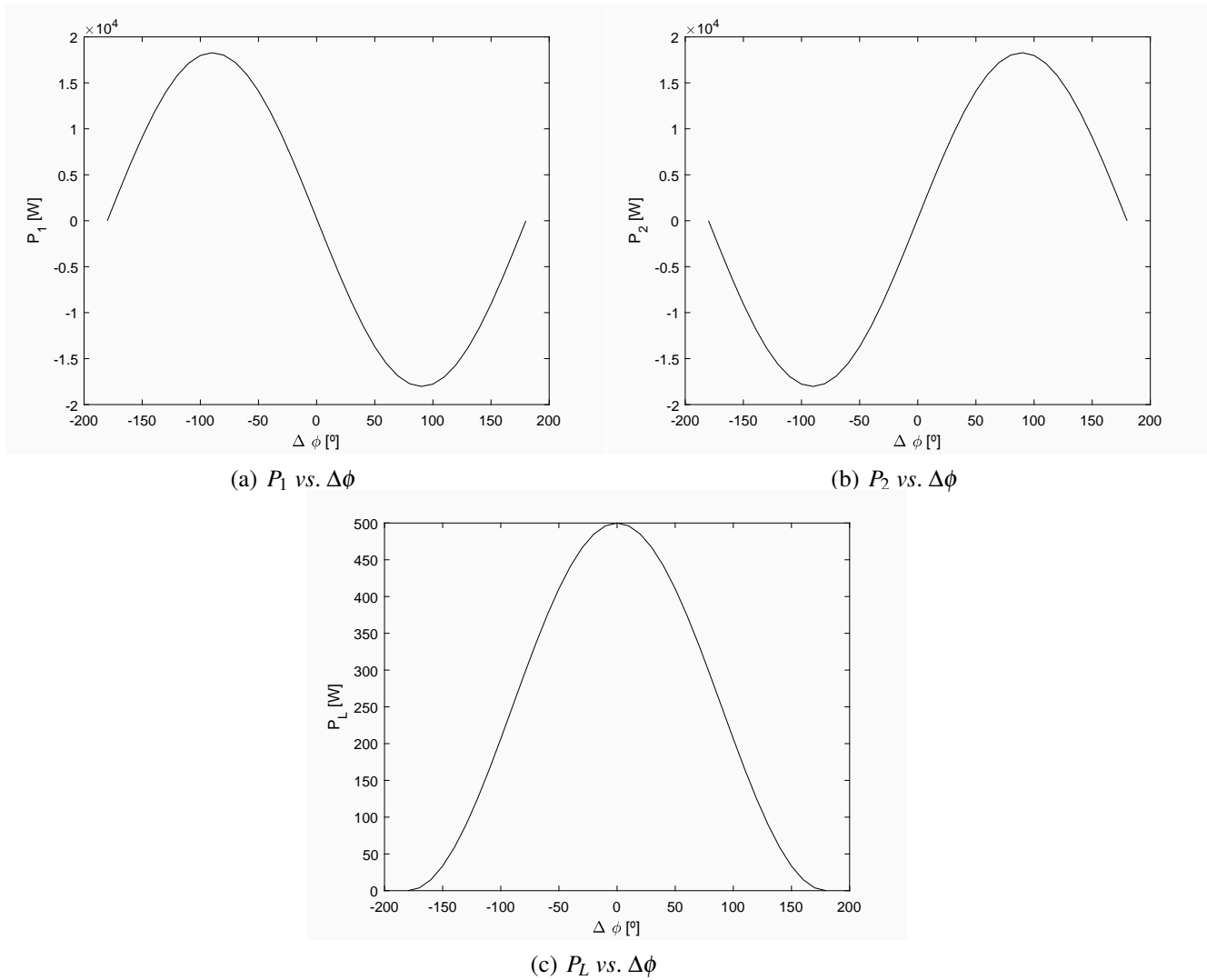
Asimismo, se asumen condiciones de acople simétricas dadas por $L_1 = L_2 = 1$ [mH], representando la inductancia de la línea de transmisión.

Figura 41. Esquema de dos generadores en paralelo implementado en *SimScape*



Por tanto, considerando la expresión para la potencia activa P dada en (2) se realizaron simulaciones variando el ángulo de fase δ_2 ante un valor fijo $\delta_1 = 0$ (es decir, para $\phi = \delta_2 - \delta_1^0 \equiv \delta_2$), con el ánimo de verificar el cambio de la potencia transferida a la resistencia de carga por parte de los generadores conectados en paralelo. Como resultado, se obtuvieron los gráficos presentados en la Fig. 42 a partir de los cuales se observa la distribución de potencias en un rango amplio de variación del desfase $\Delta\phi$, permitiendo obtener un máximo de alrededor 500 [W] en la carga y excursiones de potencia tanto negativas como positivas en los generadores.

Figura 42. Potencia como función de $\Delta\phi$ para generadores ideales



Potencia generada como función del desfase $\Delta\phi$ para el caso de una red con generadores ideales

Lo anterior, evidencia la dependencia explícita de la potencia activa P_2 (generada por V_2) en términos del ángulo de desfase $\Delta\phi$. Más aún, es posible aproximar esta dependencia mediante una relación lineal $P_2 = m\Delta\phi$ para valores pequeños del desfase, tal y como puede apreciarse a través del detalle presentado en la Fig. 44(a). Asimismo, tomando en cuenta la relación existente entre la fase y la frecuencia, se tiene:

$$\Delta\phi = (\Delta\omega) t$$

y, a partir de ello:

$$\Delta\omega = \frac{\Delta\omega}{T}$$

considerando el carácter periódico de las señales en corriente alterna. De esta manera, es posible expresar la relación lineal de la potencia P_2 en términos del cambio de frecuencia $\Delta\omega$, en el modo siguiente:

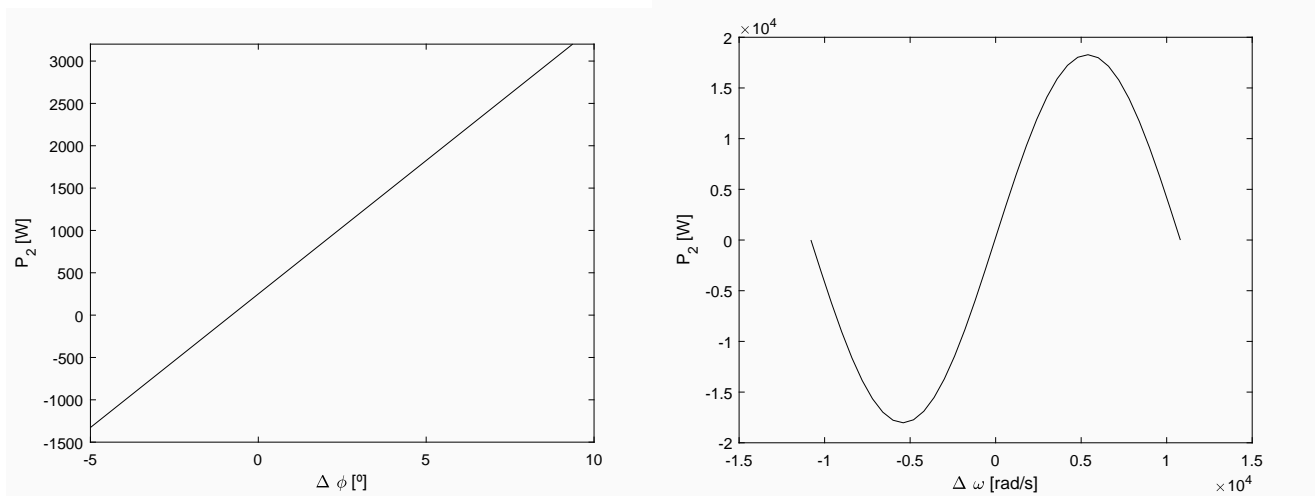
$$\begin{aligned} P_2 &= m\Delta\phi \\ &= m \left(\frac{\Delta\omega}{T} \right), \end{aligned} \quad (10)$$

según ilustrado por las Figs. 44(b) (en un rango amplio) y 44(c) (para la aproximación lineal).

4.2. Control droop de un GIAE

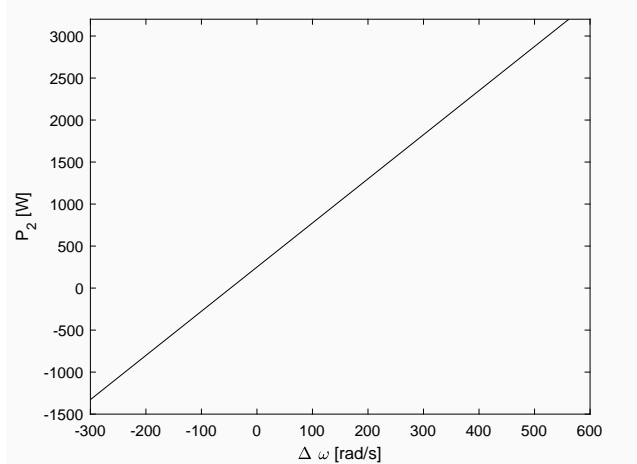
Las curvas ilustradas en la Fig. 42 y representadas a partir de la relación lineal (10), permiten caracterizar la capacidad de potencia en una unidad generadora respecto a intervalos de

Figura 43. Aproximación lineal para P_2 respecto a $\Delta\phi$ y $\Delta\omega$



(a) P_2 vs. $\Delta\phi$ (detalle)

(b) P_2 vs. $\Delta\omega$



(c) P_2 vs. $\Delta\omega$ (detalle)

Aproximación lineal para la relación entre la potencia activa P_2 y las variables $\Delta\phi$ y $\Delta\omega$

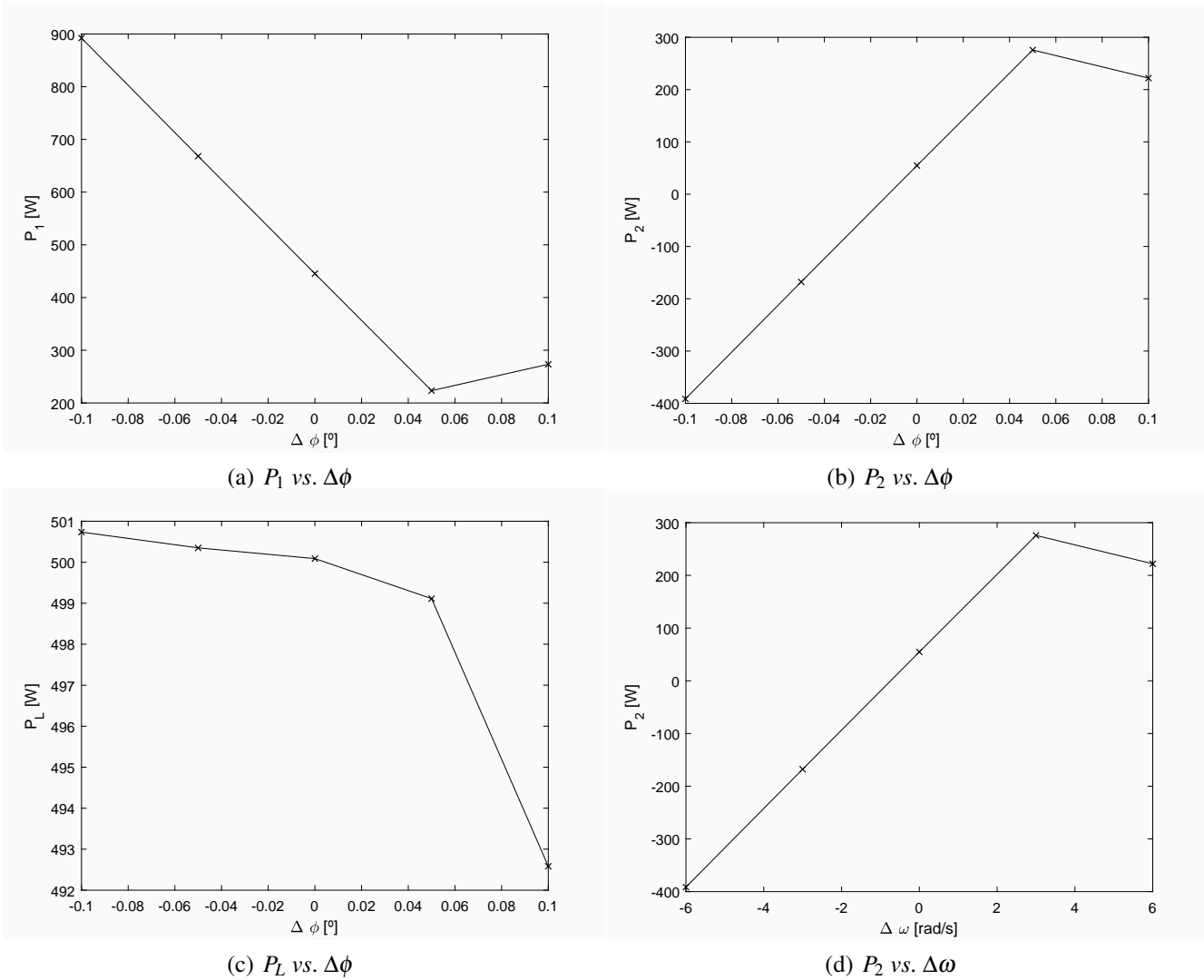
variación de su fase, constituyendo el principio del control de generación denominado *droop*. Esta técnica de control es clásica y se aplica tradicionalmente a generadores síncronos en grandes centrales hidroeléctricas Fan (2017); Kundur (1993).

Así entonces, en favor de aplicar la técnica de control *droop* sobre el GIAE se realizó inicialmente la caracterización de sus rangos de potencia como función de la frecuencia. Para ello, se modificó levemente el esquema propuesto en la Fig. 41 a partir de la inclusión del GIAE en reemplazo de la fuente V_2 (siendo el bloque denominado V2 la combinación del inversor y el doble lazo resonante definido en la Fig. 34, con entrada ϕ modificando la fase de la referencia de voltaje), para someterlo a variaciones de fase sin perturbación. Los resultados obtenidos para dicha prueba se muestran en la Fig. 44, permitiendo observar un intervalo de fase $\Delta\phi \in [0, 0.05]$ relacionando un intervalo de generación $P_2 \in [80, 280]$ [W].

Ante estas condiciones reales de generación se asume una potencia nominal $P_2 = 200$ [W] que corresponde a su vez con $\Delta\phi \approx 0.04$ y por tanto, se procede a implementar el esquema de lazo cerrado ilustrado en la Fig. 45 donde claramente el control *droop* se construye a partir de una acción proporcional con ganancia $k_{p2} = 1 \times 10^{-9}$.

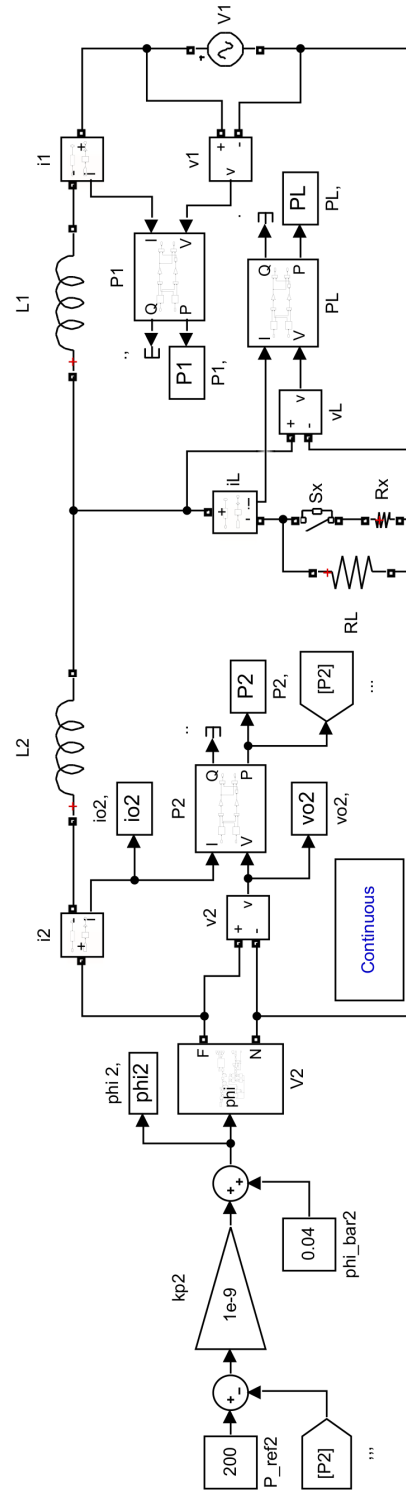
Así entonces, se presentan en la Fig. 46 los resultados de simulación para el esquema *droop* ante una perturbación de carga en $t = 5$ [s] y una perturbación de torque en $t = 6$ [s]. Como se observa a partir de las curvas de potencia, el generador V_2 provee una potencia P_2 que se mantiene

Figura 44. Potencia como función de $\Delta\phi$ y $\Delta\omega$ para GIAE



Potencia generada como función de $\Delta\phi$ y $\Delta\omega$ para el caso de una red con GIAE

Figura 45. Control droop para GIAE implementado en SimScape



regulada alrededor de su valor deseado de 200 [W], con una leve variación después de aplicarse la perturbación de carga. Este resultado coincide con los cambios evidenciados en el valor de fase ϕ_2 calculados por el lazo de control *droop*, los cuales se mantienen cercanos al valor nominal seleccionado de 0.04. En contraste, se perciben variaciones significativas en la potencia P_1 del generador ideal V_1 , responsable de suplir la demanda en la carga. En general, se hacen imperceptibles las variaciones provocadas por los cambios aplicados en el torque de entrada, situación que demuestra la robustez que adquiere el GIAE a través del respaldo que representa V_1 para la configuración en red propuesta.

Adicionalmente, la Fig. 47 muestra el comportamiento de las magnitudes eléctricas a la salida del generador V_2 , permitiendo observar una leve alteración debida al cambio de carga, mientras se confirma la insensibilidad del esquema ante los cambios de torque aplicados.

4.2.1. Impedancia virtual

Las premisas sobre las cuales se propuso la expresión (2), que a su vez constituye la base del esquema *droop* definido a partir de la relación lineal (10) entre la potencia y el desfase, implican un acople puramente inductivo entre los generadores y la carga del esquema en red.

Sin embargo, en la práctica no es posible garantizar que la impedancia de línea sea puramente inductiva debido a resistencias del material conductor y a efectos capacitivos de los medios de transmisión. Por tanto, se requiere de alternativas para hacer válida la aplicabilidad de las aproximaciones propuestas en el esquema *droop*.

Figura 46. Potencia y desfase ante perturbaciones

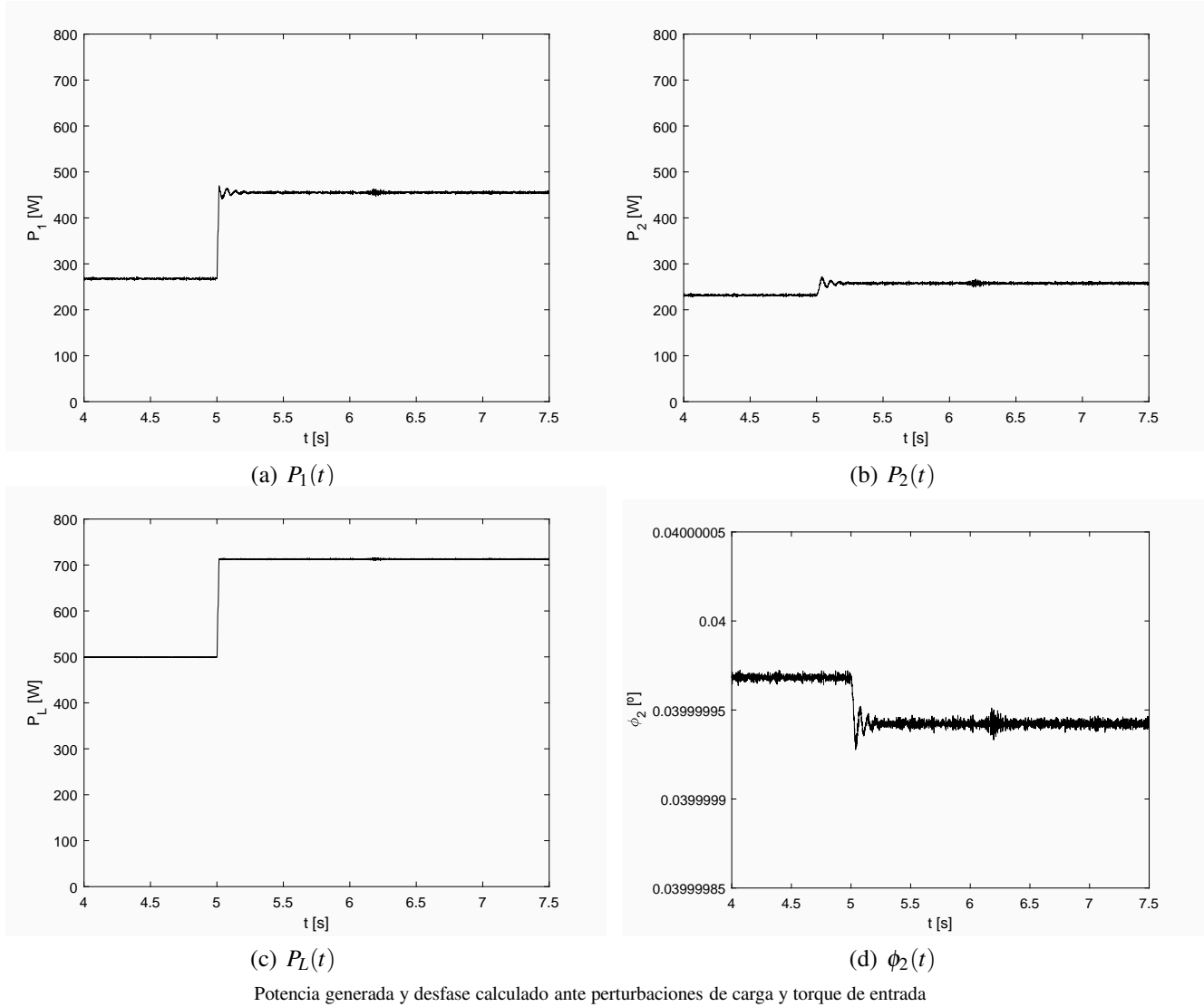
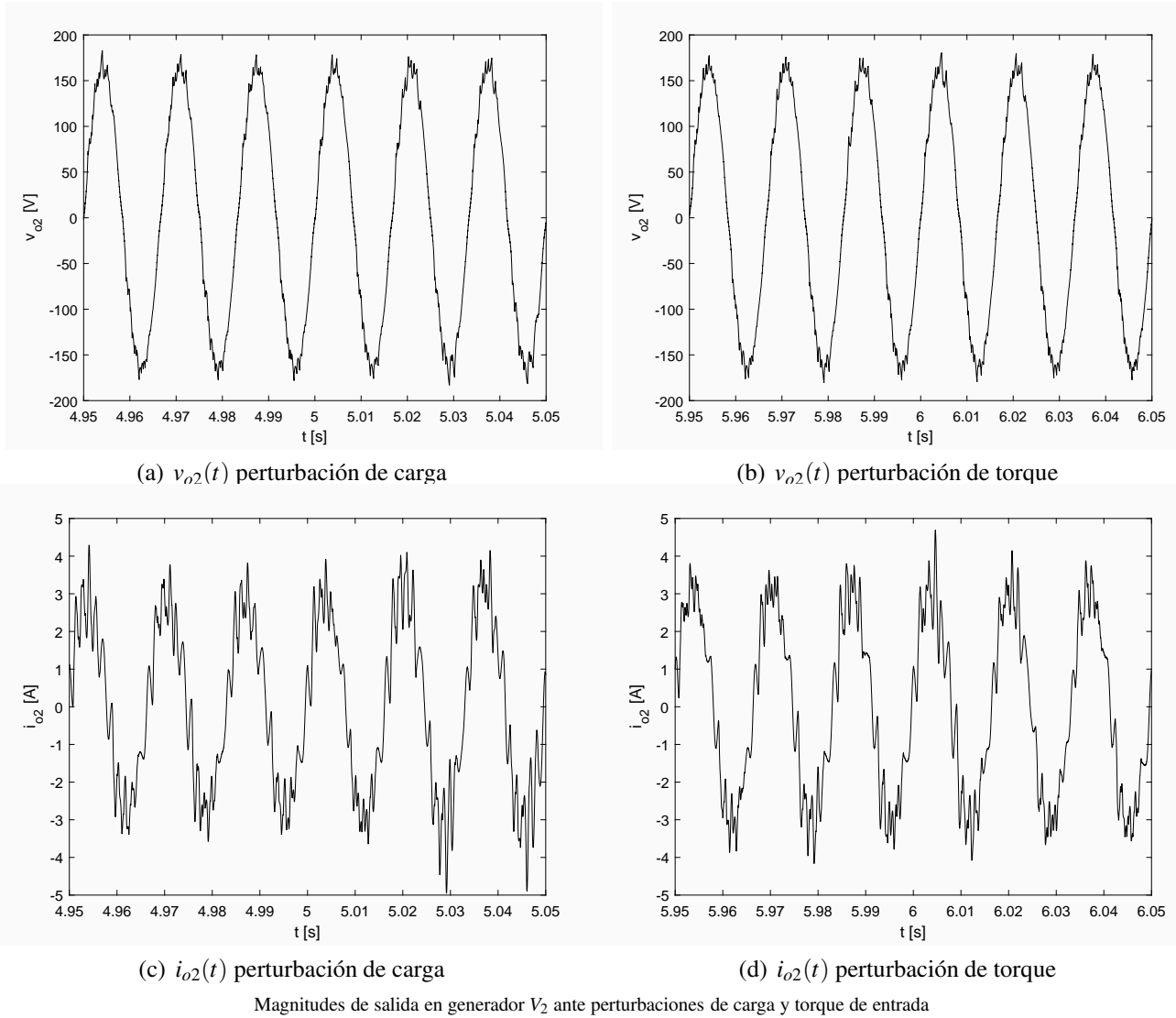


Figura 47. Salida en V_2 ante perturbaciones

Al respecto, un desarrollo interesante se reporta en el trabajo de *Trujillo et al.* en Trujillo Rodríguez et al. (2009) que analiza el modelo equivalente en el dominio de la frecuencia para la impedancia vista a la salida de un inversor de potencia como parte de una microrred bajo el esquema *droop*, permitiendo definir regímenes resistivos e inductivos ante diferentes condiciones de frecuencia. Adicionalmente, otros estudios como la tesis de grado Montecinos Cáceres (2020) analizan las consecuencias de esta impedancia en la estabilidad del sistema de potencia, demostrando la relevancia y complejidad de este tópico.

Alternativamente, se considera la solución propuesta por *Guerrero et al.* en Guerrero et al. (2011) a partir de la inclusión de una impedancia virtual Z_v en serie con la salida del circuito inversor, pero que físicamente no representa requerimientos de costo ni espacio, y que tampoco realiza disipación alguna de potencia. Bajo esta situación y asumiendo $Z_v = \omega L$, la caída de tensión v_Z en la inductancia virtual se define como:

$$v_Z = L \frac{d}{dt} i_{o2}.$$

Por tanto, sumando este resultado a la tensión v_{o2} a la salida del circuito inversor, se obtiene el voltaje entregado a la línea de transmisión:

$$v_{ref} = v_Z + v_{o2},$$

que coincide con la referencia de tensión propuesta para el doble lazo de control resonante.

De esta manera, conseguir v_{ref} en la línea de transmisión implica obtener v_{o2} a la salida del inversor de potencia. A partir de ello, la nueva referencia de tensión para el lazo resonante se convierte en:

$$\begin{aligned} v_{o2} &= v_{ref} - v_Z \\ &= v_{ref} - \frac{d}{dt}i_{o2}, \end{aligned}$$

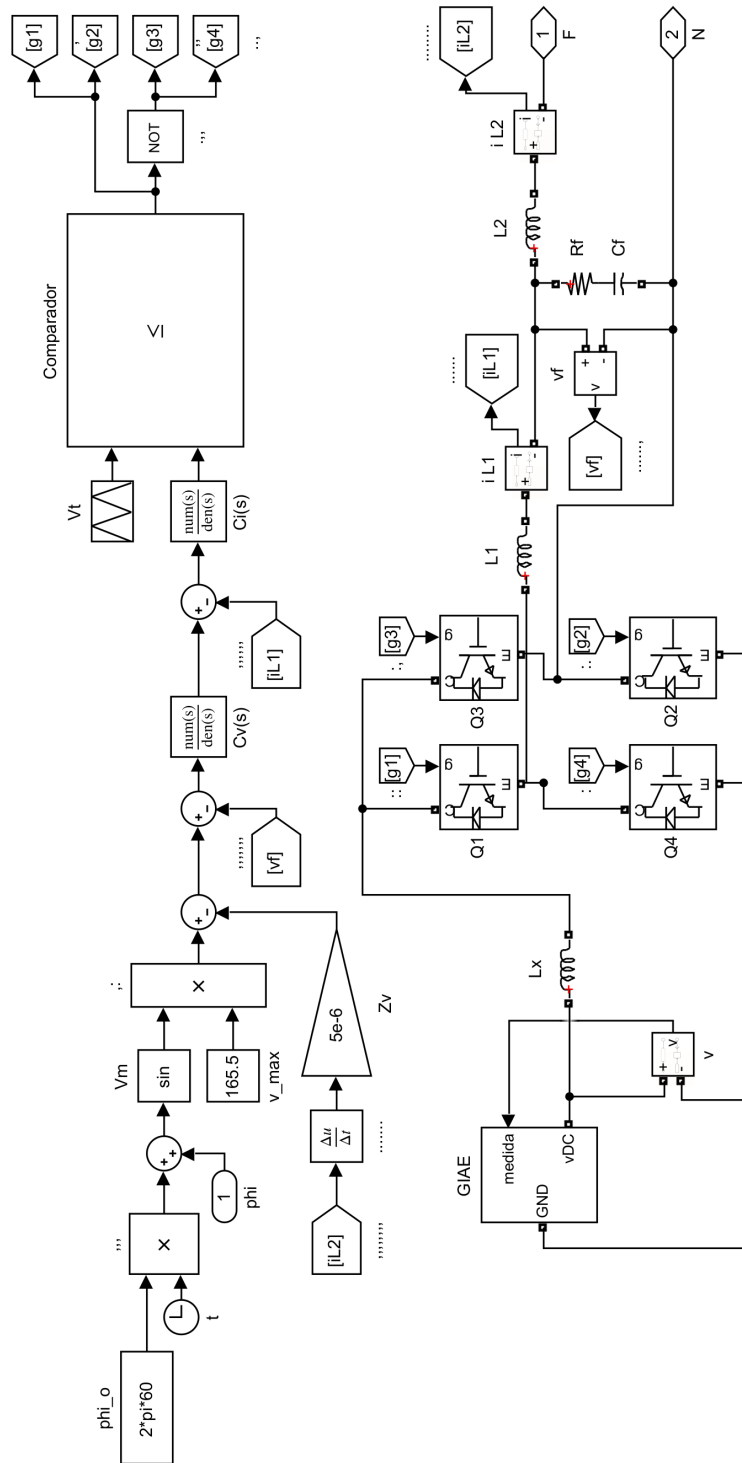
tal y como se presenta en la implementación *SimScape* de la Fig. 48 (empleando $Z_v = 5 [\mu H]$) para el bloque V2 del esquema mostrado previamente en la Fig. 45.

4.3. Implementación para microrred aislada

A partir de las ideas expuestas, es posible concebir la combinación de varias unidades de generación bajo un esquema de red. En la medida que la magnitud de la potencia total generada sea pequeña, a la red se le puede denominar *microrred*.

Ahora bien, en el esquema de la Fig. 45 se observó la interacción de un GIAE con una fuente ideal de respaldo. Dicha fuente puede representar un generador convencional que no necesariamente corresponda con el sistema de distribución, pero que esté en capacidad de garantizar el suministro cuando las fuentes alternativas no puedan satisfacer la demanda; es decir, constituyendo un *sistema aislado* o microrred en *modo isla*. Un ejemplo típico en zonas no interconectadas

Figura 48. Bloque de generación V2 implementado en SimScape



Estructura interna para bloque de generación V2 implementado en SimScape

suele ser asignarle las características de fuente de respaldo a un grupo electrógeno o a un banco de baterías. De esta manera, combinando dos GIAE en paralelo con una fuente de respaldo, se constituye la configuración de *microrred aislada* presentada en la Fig. 49, siendo V_3 para este caso el generador ideal.

Así entonces, asignando como valores de potencia nominales: $P_1 = 150$ [W] (correspondiente con $\phi_1 \approx 0.02$) y $P_2 = 200$ [W] (correspondiente con $\phi_2 \approx 0.04$), se realizó la simulación del comportamiento temporal para la microrred aislada considerando las perturbaciones de carga y torque previamente mencionadas. A partir de ello, se observa en la Fig. 50 la repartición de potencias realizada en los tres generadores de manera acorde a los valores nominales definidos para los lazos *droop*, a pesar de la influencia de perturbaciones en el sistema. Para este caso es también evidente la inmunidad del sistema a los cambios de torque.

Por su parte, la Fig. 51 presenta las respectivas señales de desfase calculadas por el controlador proporcional (siendo $k_{p1} = k_{p2} = 1 \times 10^{-9}$) para cada generador, permitiendo mantener la operación regulada alrededor de los valores nominales deseados.

A su vez, la Fig. 52 permite observar las magnitudes eléctricas a la salida del generador V_1 permitiendo observar una estabilidad en los valores de tensión, al igual que leves cambios percibidos en los valores de corriente por cuenta de las perturbaciones aplicadas, principalmente en cuanto respecta a los cambios de carga. Conclusiones similares pueden realizarse en la Fig. 53 para

Figura 49. Microrred aislada con reparto de potencias a partir de control droop

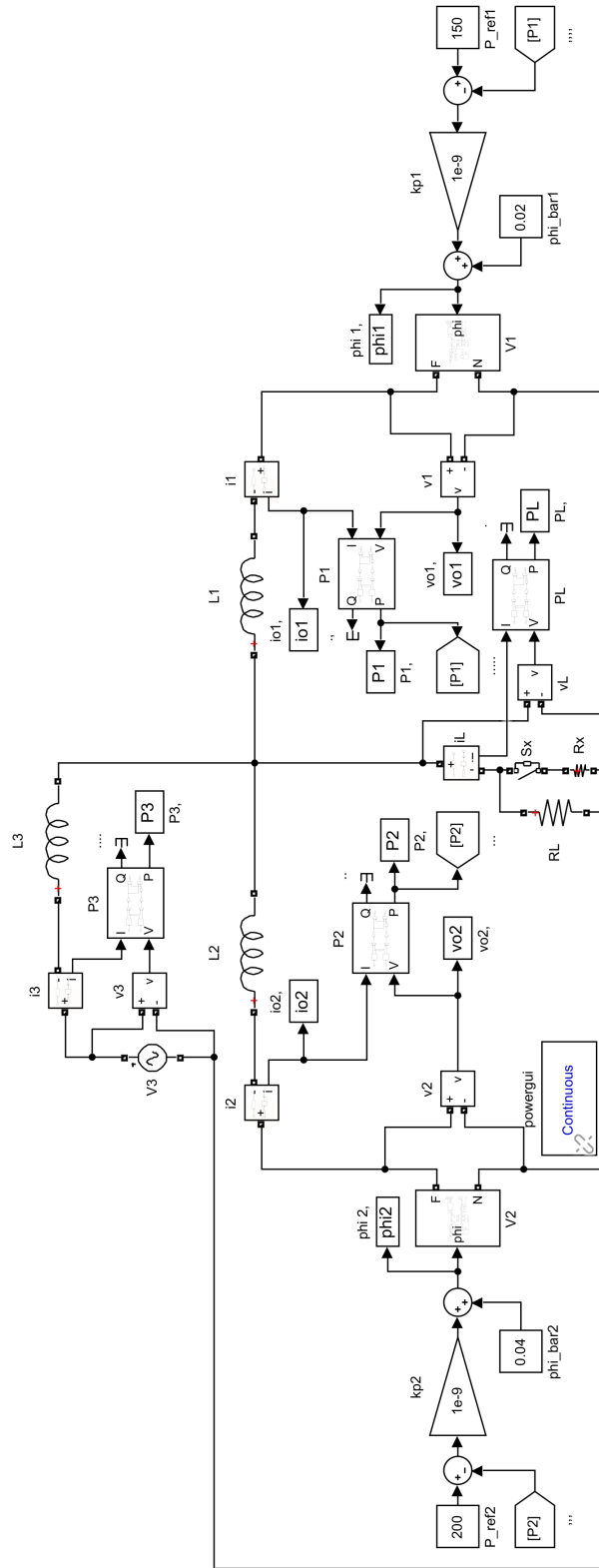


Figura 50. Potencias en microrred ante perturbaciones

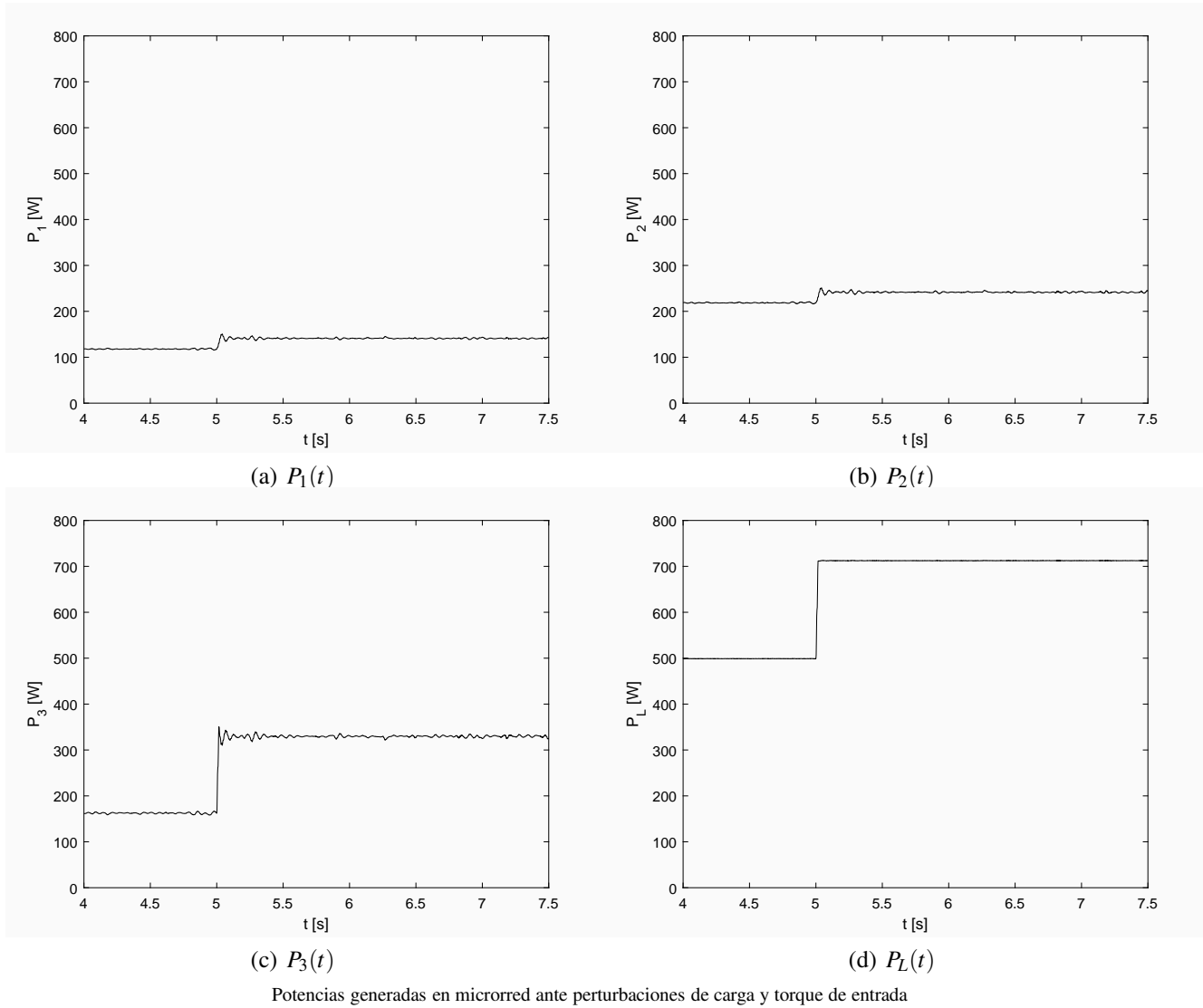
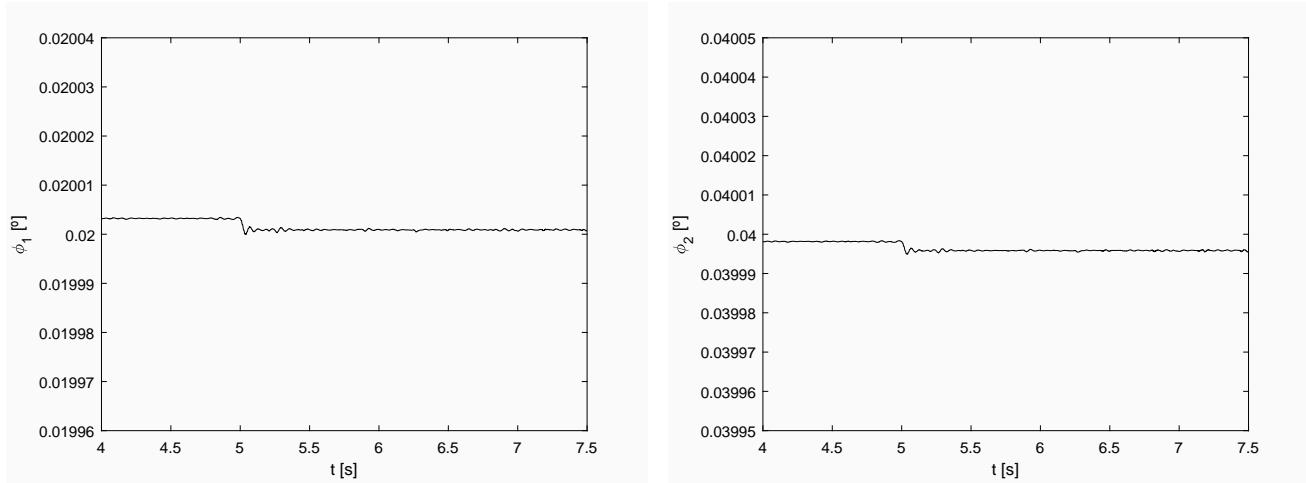


Figura 51. Desfases en microrred ante perturbaciones

(a) $\phi_1(t)$ (b) $\phi_2(t)$

Desfases calculados para microrred ante perturbaciones de carga y torque de entrada

el caso del generador V_2 .

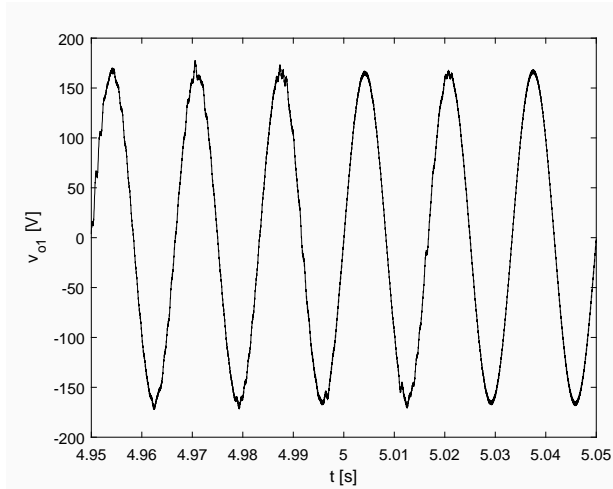
4.4. Comentarios finales

El esquema de control *droop* propuesto, permite definir valores de potencia activa a ser entregados al bus de carga por parte de un generador.

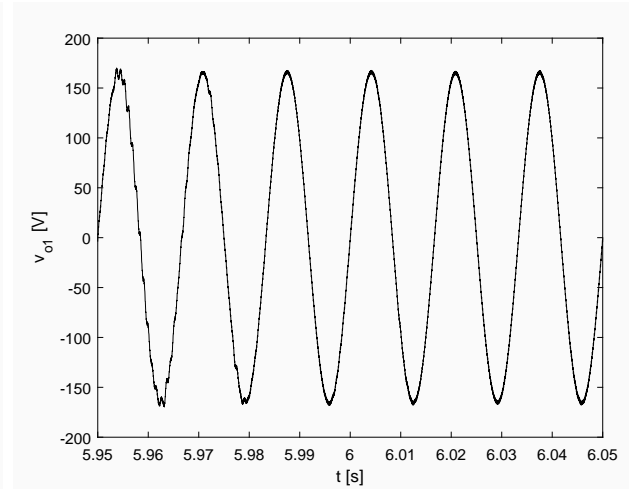
Dicho punto de vista corresponde con una aproximación local para el problema, a partir de la cual cada generador de autoregula a su límite de capacidad, asumiendo que existen más generadores que pueden suplir la demanda restante.

En un sentido estricto, la cantidad de potencia que puede o debe generar una unidad en una red depende de políticas de operación que generalmente se relacionan con el *despacho económico* Saadat (2011). En ese orden de ideas, el control *droop* constituye una etapa intermedia entre los

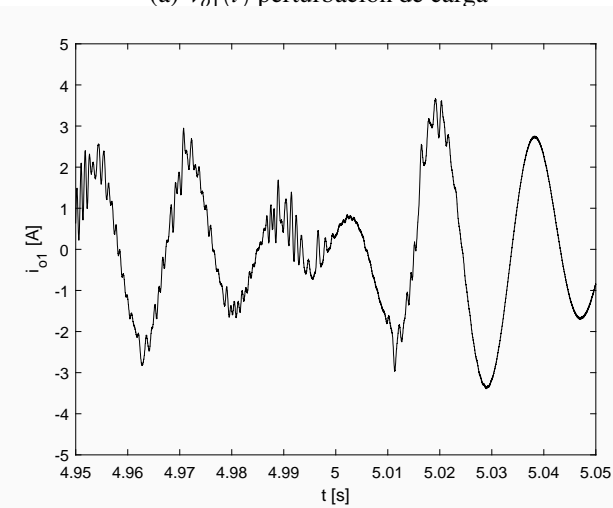
Figura 52. Salida en V_1 para microrred ante perturbaciones



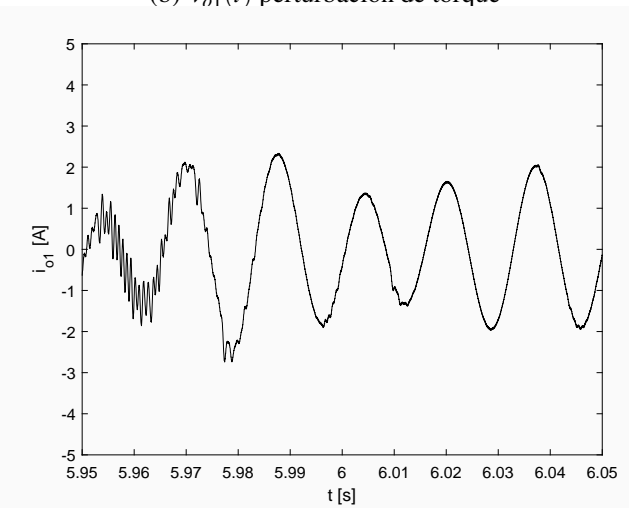
(a) $v_{o1}(t)$ perturbación de carga



(b) $v_{o1}(t)$ perturbación de torque



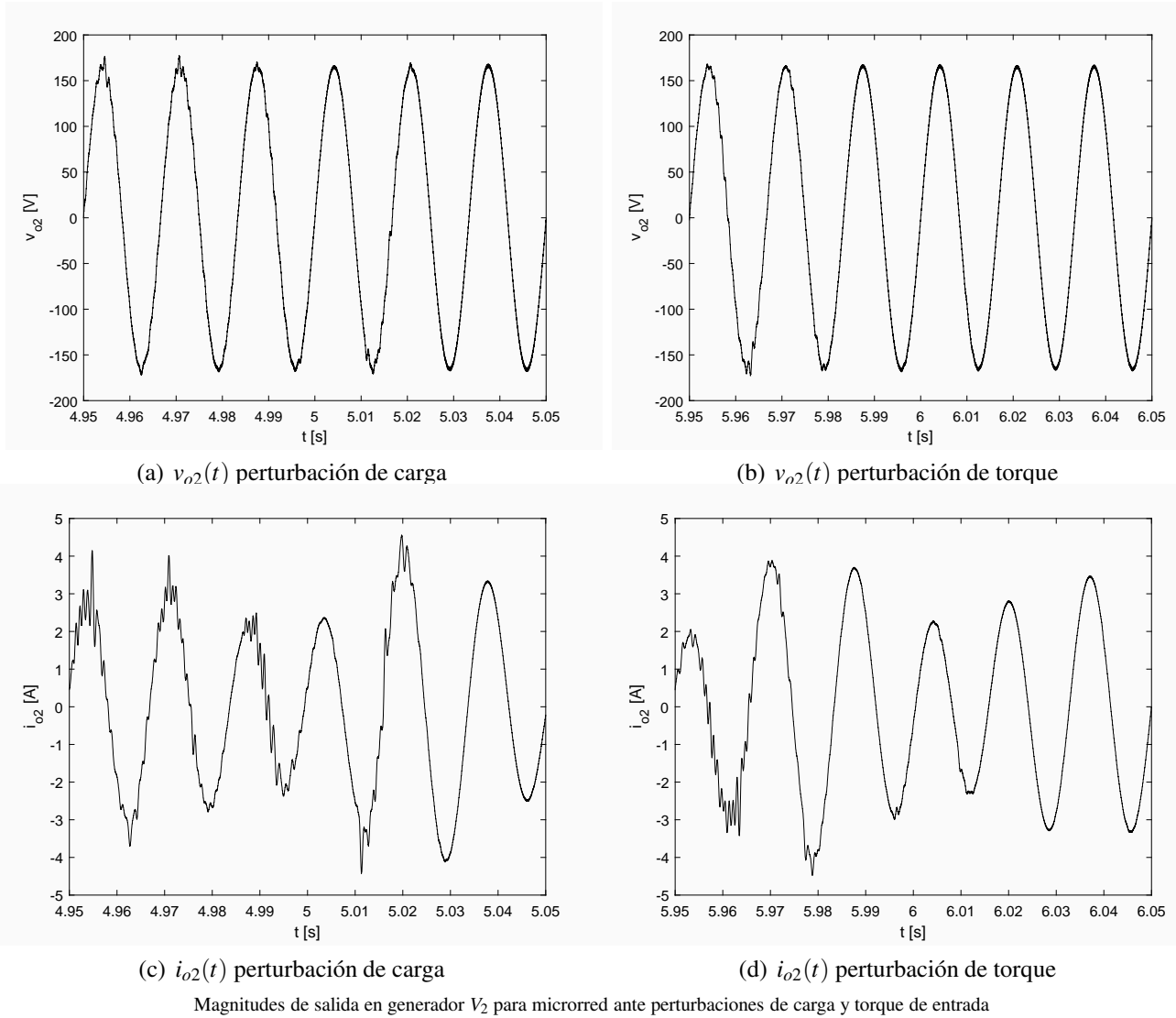
(c) $i_{o1}(t)$ perturbación de carga



(d) $i_{o1}(t)$ perturbación de torque

Magnitudes de salida en generador V_1 para microrred ante perturbaciones de carga y torque de entrada

Figura 53. Salida en V_2 para microrred ante perturbaciones



lazos de control del inversor (y del rectificador trifásico) y una capa superior que define las referencias de potencia a ser generadas, atendiendo a necesidades globales que toman el nombre de *estrategias de gestión* de recursos energéticos.

Guerrero *et al.* Guerrero et al. (2011) proponen una estructura de *control jerárquico* para constituir el control de una microrred. Para el caso de generadores que involucran recursos renovables, actualmente se intentan desarrollar funciones de costo que permitan alcanzar la operación óptima del sistema. Al respecto se recomienda al lector interesado analizar los desarrollos propuestos por Hernández en Hernández Vargas (2019) y Benjumea en Benjumea Cerpa (2020).

La gestión de recursos energéticos en el esquema de microrred propuesto en la Fig. 49 es parte del trabajo futuro que complementa el presente proyecto de grado.

5. Conclusiones

El presente trabajo de grado, fue desarrollado en el marco del proyecto de investigación denominado: “*Control centralizado para un sistema de generación de energía con potencial aplicación en zonas rurales del departamento de Santander*”, financiado por la Universidad Industrial de Santander a través del código VIE-UIS 2479.

A partir de los desarrollos presentados y los resultados obtenidos, es posible enunciar la siguiente conclusión general:

- Se diseñó y simuló una estrategia de control *droop* aplicada a un generador asíncrono en una microrred simple. En particular, se realizó la caracterización de una máquina de inducción jaula de ardilla operando como generador autoexcitado, a partir de experimentos en laboratorio y simulaciones numéricas. Con esta información se diseñó un sistema de generación constituido por un rectificador trifásico, acoplado a un inversor de potencia (configurado en puente completo de transistores IGBT) para suplir la demanda de una carga resistiva. Posteriormente, se realizó la configuración en red de dos generadores autoexcitados en paralelo a una fuente de respaldo, constituyendo una topología de microrred aislada, con reparto de potencias gobernado a través de lazos proporcionales de tipo *droop*.

De manera más puntual:

- Se caracterizaron los parámetros de un generador de inducción autoexcitado en laboratorio. Tal y como fue abordado en el *Capítulo 2*, se realizaron experimentos para determinar la curva de magnetización de una máquina de inducción y, con base en ello, fue posible dimensionar un banco de capacitores para el proceso de autoexcitación de la máquina operando como generador. Adicionalmente, se determinaron los parámetros de la máquina desarrollando pruebas en vacío y en corto circuito, para programar un modelo en *SimScape* de MATLAB que permitiera verificar numéricamente el comportamiento real de la unidad de generación autoexcitada.
- Se diseñó y simuló una microrred eléctrica aislada que incluyó el generador de inducción autoexcitado. Para ello, se desarrolló inicialmente el control del generador individual a partir del contenido abordado en el *Capítulo 3*, en el cual se diseñó y simuló un rectificador controlado, su correspondiente regulación de voltaje DC a partir de un lazo de control PI, la conversión de tensión DC/AC a través de un puente inversor de potencia, su acople a través de un filtro LCL y el control de sus variables de salida mediante una estrategia de doble lazo resonante en cascada. Posteriormente, en la *Sección 4.3* del *Capítulo 4* (y más precisamente en la Fig. 49) se realizó la configuración para una microrred aislada a partir de la conexión paralela de dos generadores de inducción autoexcitados con una fuente de respaldo, para alimentar la demanda de una carga resistiva.

- Se diseñó e implementó a nivel de simulación un control *droop* que permitió realizar el reparto de potencias en la microrred. A partir de los desarrollos presentados en el *Capítulo 4*, se realizó el análisis preliminar de la transferencia de potencia hacia una carga por parte de un generador en una red, mediante la variación de su ángulo de fase. Lo anterior permitió aproximar linealmente la relación entre potencia activa y ángulo de generación para valores pequeños del desfase. Posteriormente, con esta información fue posible caracterizar el rango útil de potencias para el generador autoexcitado y a partir de ello realizar la conexión paralela de dos de tales generadores con una fuente de respaldo, para constituir una topología de microrred aislada con reparto de potencias controlado mediante una estrategia de lazos proporcionales del tipo *droop*.

5.1. Recomendaciones

Uno de los inconvenientes más frecuentes que se encontraron en desarrollo del presente trabajo de grado, fue la alta carga computacional que representó la ejecución de rutinas de simulación en *SimScape* de MATLAB. Ante esto, se evidenció la necesidad de disponer de alternativas de cómputo de altas prestaciones, entre las cuales se hizo uso de los recursos del *laboratorio de supercomputación* de la Universidad Industrial de Santander, a quienes es necesario reconocer un importante soporte técnico y tecnológico para la realización del proyecto.

Más aún, la convergencia numérica de algunas simulaciones depende fuertemente de la precisión de los algoritmos de integración, mismos que para entregar resultados satisfactorios requieren la configuración de tamaños de paso muy pequeños, siendo esta una recomendación que

debe tomarse en cuenta al momento de intentar replicar los resultados de simulación presentados.

5.2. Trabajo futuro

Un complemento directo del presente trabajo de grado corresponde con la implementación en laboratorio para la microrred propuesta y para la estrategia *droop*. Adicionalmente, se puede analizar la influencia de una capa de control superior que asigne, bajo una estrategia de despacho, las referencias de los lazos del reparto de potencias.

Referencias Bibliográficas

- Alves Neves, R. V. (2018). *Controlador secundário fuzzy multitarefa aplicado à operação autônoma de microrredes CA*. Doutor em Ciências, Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos.
- Alzate, R., Oliveira, V., Magossi, R., and Bhattacharyya, S. (2017). Double loop control design for boost converters based on frequency response data. In *20th World Congress of the IFAC (International Federation of Automatic Control)*, pages 10413 – 10418.
- Alzate Aristizábal, R. E. (2017). Diseño e implementación de un controlador resonante para sistemas de conversión DC/AC bidireccionales. Trabajo de grado (ingeniero electrónico y de telecomunicaciones), Universidad Autónoma de Occidente, Santiago de Cali, Colombia.
- Barrado, J. A. (2013). *El generador de inducción autoexcitado*. Alfaomega.
- Benjumea Cerpa, S. (2020). Control óptimo de una microrred a partir de un enfoque jerárquico. Trabajo de grado (ingeniero electrónico), Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, Bucaramanga, Colombia.
- Burgos Graterón, L. and Sierra Galindo, D. E. (2014). Sistema para evaluar el comportamiento de un alternador de automóvil en generación eólica. Trabajo de grado (ingeniero electricista e ingeniero electrónico), Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Fisicome-

cánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, Bucaramanga, Colombia.

Chandorkar, M. C., Divan, D. M., and Adapa, R. (1993). Control of parallel connected inverters in standalone AC supply systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(1):136–143.

Chapman, S. J. (1987). *Máquinas Eléctricas*. Mc-Graw Hill.

Cossoli, P., Cáceres, M., Vera, L., Firman, A., and Busso, A. (2018). Proportional-resonant controller and LCL filter design for single-phase grid-connected PV micro-inverters. In *2018 IEEE PES Transmission Distribution Conference and Exhibition - Latin America (TDLA)*, pages 1–5.

Fan, L. (2017). *Control and dynamics in power systems and microgrids*. CRC Press.

Florez Castro, G. A. (2006). Modelación y simulación del control vectorial por campo orientado del motor de inducción basado en el método indirecto. Trabajo de grado (ingeniero electricista), Universidad de Pamplona, Pamplona, Colombia.

Forero Ordóñez, F. L. (2018). Simulación de efectos de bifurcación en sistemas eléctricos de potencia. Trabajo de grado (Ingeniero Electricista), Universidad Industrial de Santander, Colombia.

Giménez Álvarez, J. M. and Gómez Targarona, J. C. (2011). Generación eólica empleando distintos tipos de generadores considerando su impacto en el sistema de potencia. *DYNA*, 78(168):95–104.

Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Matas, J., García de Vicuña, L., and Castilla, M. (2011). Hierar-

chical control of droop-controlled AC and DC microgrids: A general approach toward standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58.

Hernández Vargas, D. M. (2019). Despacho económico y su aplicación en microrredes eléctricas. Trabajo de grado (ingeniero electricista), Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, Bucaramanga, Colombia.

Kundur, P. (1993). *Power System Stability and Control*. Mc-Graw Hill.

Manauallah, A. K., H., S., and Ahuja, A. S. (2014). Performance comparison of DFIG and SCIG based wind energy conversion systems. In *IEEE Innovative Applications of Computational Intelligence on Power, Energy and Controls with their impact on Humanity (CIPECH)*.

Martínez Clemen, G. J. (2006). Modelación y simulación del control vectorial por campo orientado del motor de inducción basado en el método directo. Trabajo de grado (ingeniero electricista), Universidad de Pamplona, Pamplona, Colombia.

Marulanda, F. and Herrera, J. A. (2010). Control de velocidad de un motor de inducción por el método de control vectorial utilizando el software de simulación simulink de matlab. Trabajo de grado (ingeniero electricista), Universidad Tecnológica de Pereira, Pereira, Colombia.

Mojica, E., Toro, B., Gaona, E., and Trujillo, C. (2017). *Control de microrredes eléctricas inteligentes*. Universidad Distrital Francisco José de Caldas.

- Montecinos Cáceres, F. D. (2020). Mediciones de impedancia de pequeña señal de inversor controlado por *droop* para aplicaciones de estabilidad. Trabajo de grado (Ingeniero Civil Eléctrico), Universidad de Chile, Santiago de Chile.
- Morales Rincón, D. F. and Vanegas Serna, J. O. (2005). Diseño de un controlador de velocidad para un motor de inducción utilizando control vectorial. Trabajo de grado (ingeniero en automática industrial), Universidad del Cauca. Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones. Departamento de Electrónica, Instrumentación y Control, Popayán, Colombia.
- Ogata, K. (2010). *Ingeniería de control Moderna*. Pearson Education.
- Ortíz Flórez, R. (2011). *Pequeñas centrales hidroeléctricas*. Ediciones de la U.
- Pizarro Pérez, S. A. (2018). Identificación del ajuste de parámetros del control de caída en los inversores utilizados para la respuesta transitoria en una microrred. Tesis maestría (magister en ingeniería - ingeniería eléctrica), Universidad Nacional de Colombia, Bogota, Colombia.
- Planas Fullaondo, E. (2012). *Aportaciones al diseño del control jerárquico de microrredes eléctricas*. Ph.D. Departamento de tecnología electrónica, Universidad del País Vasco, Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Bilbao.
- Quispe Oqueña, E. C. (1994). Modelo matemático para el análisis y simulación transitoria del generador asíncrono autoexcitado en operación autónoma. Trabajo de grado (magister en sistemas de generación de energía eléctrica), Universidad del Valle. Facultad de Ingeniería. Departamento de Electricidad, Cali, Colombia.

- Ramírez Gómez, C. A. (2013). Metodología para el diseño de un convertidor dc-dc aplicado a aerogeneradores de baja potencia. Trabajo de grado (magister en ingeniería - automatización industrial), Universidad Nacional de Colombia. Facultad de Ingeniería y Arquitectura. Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Manizales, Colombia.
- Rashid, M. H. (2001). *Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*, volume 2. Prentice Hall Inc.
- Saadat, H. (2011). *Power System Analysis*. PSA Publishing LLC.
- Sanchez Acevedo, S. and Giraldo Suárez, E. (2009). *Sistemas de control en modelos de máquinas eléctricas*. Universidad Tecnológica de Pereira- Colombia, Pereira.
- Torres Ortíz, D. (2006). Estudio, modelado, simulación y análisis del control vectorial sensorless en motores de jaula de ardilla. Trabajo de grado (ingeniero electricista), Universidad de Pamplona, Pamplona, Colombia.
- Trujillo Rodríguez, C. L., Velasco de la Fuente, D., Figueres Amoros, E., and Ortega González, R. (2009). Análisis de la impedancia de salida en lazo cerrado de inversores funcionando en modo isla, utilizando esquemas droop. *Ingeniería*, 14(2):4–12.
- Villa Manrique, A. (2011). Estudio del filtro LCL aplicado a inversores fotovoltaicos. Trabajo de grado (ingeniero electricista), Universidad Carlos III, Madrid, España.
- Yaakoubi, A. E., Asselman, A., Djebli, A., and Aroudam, E. H. (2016). A MPPT strategy based on fuzzy control for a wind energy conversion system. *Procedia Technology*, 22:697–704.