

Power Dispatch Fuzzy Control-Based Strategy for Improved Performance in Single-Phase Microgrids ^{*}

A. David Márquez-González ^{*} Marcos A. González-Olvera ^{*}
Sofía Avila-Becerril ^{**}

^{*} *Colegio de Ciencia y Tecnología. Universidad Autónoma de la Ciudad de México (e-mail: david.marquez@estudiante.uacm.edu.mx, marcos.angel.gonzalez@uacm.edu.mx).*

^{**} *División de Ciencias Básicas. Facultad de Ingeniería, UNAM. (e-mail: sofia.avila@ingenieria.unam.edu)*

Resumen: In this work, an isolated single-phase microgrid based on parallel-connected inverters is analyzed to supply the power demanded by the load. A controller based on the interconnection of Hamiltonian systems with fuzzy components is proposed to attack the problem of current tracking and voltage regulation, as well as a droop controller for power dispatch. It is determined that the incorporation of a structure based on fuzzy logic improves the transient response of the closed-loop system in current and voltage monitoring. Comparative numerical results are shown to demonstrate the effectiveness of the proposed scheme.

Keywords: Sistemas de potencia, Control difuso, Sistemas Hamiltonianos, Microrredes

1. INTRODUCCIÓN

Una microrred (*MG*), es un sistema localizado e interconectado de recursos energéticos distribuidos, como fuentes de energía renovable, sistemas de almacenamiento de energía y generadores convencionales, junto con las cargas asociadas, que opera como una versión a menor escala de una red eléctrica más grande, con la capacidad de generar, distribuir y administrar electricidad de forma independiente o en conjunto con la red principal. De acuerdo con Perez-DeLaMora et al. (2021), las *MGs* contribuyen a controlar la distribución de energía generada y, por ende, a satisfacer la demanda de energía por parte del usuario final mediante el empleo de convertidores de potencia.

Como en cualquier Sistema Eléctrico de Potencia (*SEP*), los objetivos de control en una *MG* básicamente son la regulación de voltaje y la satisfacción de la potencia demandada. En particular, en una *MG* aislada se necesitan convertidores de potencia, conocidos como *grid-forming*, con capacidad de establecer referencias y definir una repartición de potencia entre las unidades *DG* de acuerdo con sus capacidades nominales. Ahora bien, en contraste con las redes tradicionales basadas en generadores síncronos, el uso de equipo basado en electrónica

de potencia hace que las *MGs* carezcan de inercia (Tielens and Van Hertem, 2016), lo que conlleva a fuertes problemas de estabilidad (Lasseter et al., 2020). Para resolver este problema, los controladores tipo *droop* han sido ampliamente usados y sus propiedades siguen siendo estudiadas en la literatura (Dragicevic et al., 2021), (Chen et al., 2022). Sin embargo, en lo reportado a menudo se considera que las corrientes y voltajes de salida de los convertidores ya han sido controlados de manera perfecta. Lo anterior, permite modelar a los convertidores como fuentes de voltaje y diseñar controladores que aborden, de forma aislada, el problema de repartición de potencia; por ejemplo, los trabajos de Al Maruf et al. (2021), Eberlein and Rudion (2021), Schiffer et al. (2014), entre otros. Pocos trabajos estudian el problema de diseñar controladores que al mismo tiempo que garantizan el seguimiento de corrientes y voltajes a la salida de los convertidores, definan un algoritmo para la repartición de potencia entre los convertidores (Konstantopoulos et al., 2015; Avila-Becerril et al., 2018; Ortega-Velázquez et al., 2020).

En este trabajo, se considera una *MG* monofásica aislada basada en inversores conectados en paralelo para suplir la potencia demandada por la carga. Se hace uso de la entrada PWM de cada convertidor para resolver dos objetivos simultáneos: el seguimiento de corriente y voltaje a la salida de los inversores y la repartición de potencia entre los mismos. A diferencia de lo reportado en (Ortega-Velázquez et al., 2020), en este artículo se

^{*} A.D.M-G. y S.A-B. desean agradecer a la UNAM por su apoyo a este trabajo mediante el proyecto UNAM PAPIIT-IN117123. M.A.G-O. desea agradecer a la UACM por su apoyo a este trabajo mediante el proyecto UACM CCYT-2023-IMP-05.

propone un controlador basado en la interconexión de sistemas Hamiltonianos con componentes difusos para resolver el problema de seguimiento y un controlador tipo *droop* para la repartición de potencia. La incorporación del esquema difuso busca mejorar la respuesta transitoria del sistema en lazo cerrado. El esquema completo propuesto se evalúa numéricamente y se presentan resultados numéricos comparativos.

El resto del artículo está organizado de la siguiente forma: en la Sección 2, se establece el problema a considerar de una *MG*; en la Sección 3, se muestra el diseño de la estructura de control basado en un enfoque de sistemas Hamiltonianos para el diseño, añadiendo una componente basada en lógica difusa; en la Sección 4, se discute el control para el reparto de potencia; los resultados numéricos y la discusión se presentan en la Sección 5; finalmente, las conclusiones y trabajo futuro se muestran en la Sección 6.

2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Se considera una *MG* con n inversores tipo *grid-forming* para los cuales la salida de voltaje puede ser especificada por el usuario. Dado que los convertidores de potencia emplean señales *PWM* que añaden componentes armónicos, se emplea un filtro de segundo orden que permite filtrar las componentes de alta frecuencia.

Un inversor monofásico por fuente de voltaje se representa en la Figura 1 con u la señal de modulación. El lado de corriente directa (CD) del inversor tiene como entrada el voltaje V_s , la cual por simplicidad se asume constante¹. Por su parte, el filtro de segundo orden tiene asociado

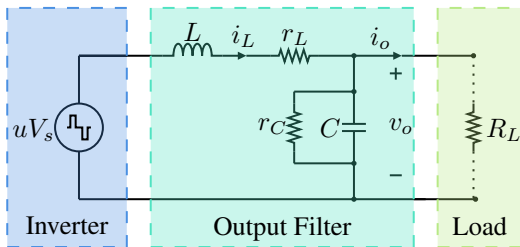


Figura 1. Circuito eléctrico de un inversor con un filtro LC en su salida.

una inductancia L y una capacitancia C con resistencias parásitas r_L y r_C , respectivamente. Así, las ecuaciones que rigen el comportamiento del sistema son

$$L \frac{d}{dt} i_L = -r_L i_L - v_C + u V_s \quad (1a)$$

$$C \frac{d}{dt} v_C = -r_C^{-1} v_C + i_L - i_o \quad (1b)$$

donde i_L es la corriente a través del inductor, $u \in [-1, 1]$ la señal de control, v_C es el voltaje presente en el capacitor e i_o es la corriente de salida. Como se mencionó,

¹ Esta entrada puede ser remplazada por la salida de otro convertidor.

además de la regulación de voltaje en cada inversor es necesario establecer un algoritmo que permita el reparto de potencia entre las unidades tomando en cuenta la calidad de la energía y el despacho económico, entre otros. Los retos anteriores se afrontan mediante el empleo de técnicas de control en diferentes etapas, cada una diseñada y enfocada a corregir y mejorar el desempeño de los distintos aspectos de una microrred. El llamado “Control Jerárquico” a menudo es adoptado debido a que introduce un cierto grado de independencia entre los diferentes niveles de control, por lo que es más fiable ya que sigue estando operativo incluso en el caso de fallo del control centralizado. Este artículo se enfoca en el control primario y secundario para el cual el problema se plantea como sigue:

Considere una red de n inversores conectados en paralelo como los mostrados en la Figura 8 donde cada inversor está representado por (1). Observe que el modelo del sistema completo está formado por n ecuaciones de la forma (1). Diseñe una ley de control u para cada inversor que logre:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{L*} \\ v_{o*} \end{bmatrix} = 0$$

para cada inversor, con $(\cdot)_*$ los valores deseados, al mismo tiempo que se asegure un reparto de potencia entre los inversores. Una propuesta de solución es la que se presenta en la siguiente sección.

3. DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL

El esquema de control está formado por dos lazos, uno interno que busca regular el nivel de tensión en las terminales y otro externo que establece un reparto de potencia entre los inversores en función de su capacidad nominal. El primer lazo, está diseñado para cada inversor individual y busca que las corrientes y voltajes de salida logren un valor deseado dado por el segundo lazo, el cual emplea un control por interconexión y su sintonización se ha modificado con un esquema difuso para mejorar su desempeño. Mientras que para el segundo lazo, se emplea una técnica basada en *droop*. Este segundo lazo es el encargado de dar las referencias de voltaje correspondientes para un adecuado reparto de potencia.

3.1 Control por interconexión

El control por interconexión toma como base la propiedad de que la interconexión (que preserva potencia) de sistemas Hamiltonianos es nuevamente un sistema Hamiltoniano. Así, a la planta se le conecta, mediante una interconexión que preserve potencia, un sistema virtual (el controlador), de forma que el sistema en lazo cerrado no sólo conserva la estructura matemática sino que tiene un punto de equilibrio en donde se desea. Para esto, es necesario modelar a cada inversor en función de sus variables de energía. Así, considere las siguientes relaciones constitutivas de los elementos:

$$v_c = C^{-1} q_c, \quad i_L = L^{-1} \phi_L$$

donde q_c es la carga eléctrica almacenada en el capacitor y ϕ_L es el flujo magnético en el inductor. Por lo que (1a) y (1b), escritas en términos de cargas y flujos, toman la forma:

$$\dot{x}_1 = -r_L L^{-1} x_1 - C^{-1} x_2 + u V_s \quad (2a)$$

$$\dot{x}_2 = L^{-1} x_1 - r_C^{-1} C^{-1} x_2 - i_o \quad (2b)$$

donde los estados son $x_1 = \phi_L$ y $x_2 = q_C$. La representación del modelo del sistema en su forma Hamiltoniana es

$$\dot{x} = (J - R) \nabla H(x) + G_s u V_s - G_o i_o \quad (3a)$$

$$y_s = G_s^T \nabla H(x) \quad (3b)$$

con

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} r_L & 0 \\ 0 & r_C^{-1} \end{bmatrix}, G_s = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, G_o = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

donde $J = -J^T$ muestra la interconexión entre los subsistemas eléctrico y magnético, mientras que las pérdidas del sistema están asociadas a la matriz $R = R^T \geq 0$. Por su parte, la función de almacenamiento de energía vinculada a este sistema, también llamada Hamiltoniano, es:

$$H(x_1, x_2) = \frac{1}{2} L^{-1} x_1^2 + \frac{1}{2} C^{-1} x_2^2 \quad (4)$$

Considere, entonces, el siguiente sistema de control Σ_c :

$$\Sigma_c = \begin{cases} \dot{z} = u_c \\ y_c = \nabla H_c(z) \end{cases} \quad (5)$$

con el estado z , y la función de energía H_c asociada al controlador dada por:

$$H_c(z) = \frac{1}{2} k_i z^2 \quad (6)$$

donde k_i es una ganancia positiva. La interconexión entre el inversor y el sistema de control está dado por:

$$\begin{bmatrix} u V_s \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_p & -I \\ I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{y} \\ y_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_* V_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

donde $k_p > 0$ es la ganancia del controlador. Consecuente con (3b), $\tilde{y} = y_s - y_*$ representa el error entre la corriente medida del inductor y su corriente deseada, y u_* es la señal de control que satisface la dinámica deseada. Otra forma de interpretar este esquema es ver el sistema matricial (7) como el sistema de ecuaciones:

$$u V_s = -k_p \tilde{y} - y_c + u_* V_s \quad (8a)$$

$$u_c = \tilde{y} \quad (8b)$$

y de acuerdo con el esquema de control dado por (5) y considerando la relaciones (6) y (8b), se tiene que:

$$u = - \left(k_p \tilde{y} + k_i \int \tilde{y} dt \right) V_s^{-1} + u_* \quad (9)$$

que es un control tipo PI.

Remark 1. La estructura PI es consecuencia de definir la función positiva tipo energía (6). Sin embargo, esta forma cuadrática en z no es la única manera de definir $H_c(z)$. En este sentido, (5) en realidad provee una familia de controladores.

Por su parte, la variable u_* es la entrada que, en estado estacionario, satisface (2) cuando se tienen los valores deseados. Para obtenerla, se toma (2) en términos de los deseados como:

$$\dot{x}_{1*} = -r_L L^{-1} x_{1*} - C^{-1} x_{2*} + u_* V_s \quad (10a)$$

$$\dot{x}_{2*} = L^{-1} x_{1*} - r_C^{-1} C^{-1} x_{2*} - i_o \quad (10b)$$

con el estado deseado $[x_{1*} \ x_{2*}]^T = [\phi_{L*} \ q_{c*}]^T$, $y_* = L^{-1} x_{1*}$ la corriente del inductor deseada, V_s el voltaje de alimentación, mientras que i_o es la corriente de salida. Así, para hallar la solución de u_* mediante (10), se asume que la corriente de salida i_o y el voltaje de entrada V_s son medibles; y que los parámetros L y C son conocidos. No obstante, al lidiar con dos ecuaciones y tres incógnitas, es necesario proponer una variable para hacer el sistema determinado. De modo que se plantea, en primera instancia, el voltaje deseado del capacitor como:

$$V_{C*} = C^{-1} x_{2*} = V_p \sin(\omega t) \quad (11)$$

con $V_p = 180$ V para simular los 127 V_{RMS} otorgados a la línea doméstica a una frecuencia de $f = 60$ Hz. Sin embargo, es importante mencionar que esta magnitud V_p y el ángulo ωt , más adelante, se obtendrán de la información del lazo externo. Así pues, dada (11), (10) se resuelve para x_{1*} y u_* con lo cual puede implementarse el controlador.

La Figura 2 muestra un diagrama de bloques con la interconexión entre el sistema real, el sistema de control y el sistema deseado.

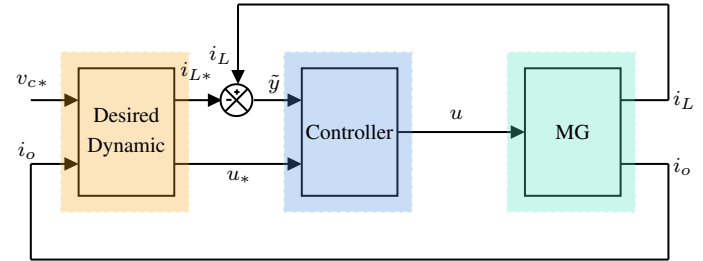


Figura 2. Interconexión entre los sistemas de control y la MG.

3.2 Control por interconexión con componente difuso

Con la componente difusa se pretende sustituir la estrategia de control descrita anteriormente. Para el control con lógica difusa se emplean como entradas el error de corriente en el inductor ($\tilde{y} = y_s - y_*$) y la integral de dicho error, por lo que, como salida, se tiene la relación Proporcional-Integral del error para la acción del control difuso para los convertidores mostrada en la Figura 3.

Mediante la implantación del componente difuso se obtiene únicamente la relación Proporcional-Integral del error, de manera que es necesario añadir una ganancia $-V_s$ y la variación definida por u_* para obtener u con la forma de (9), por lo que la nueva señal de control u está dada por:

$$u = -(u_f) V_s^{-1} + u_* \quad (12)$$

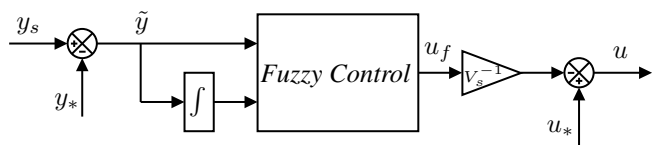


Figura 3. Estructura de control difuso para el control interno de los convertidores de potencia.

donde el término u_f corresponde a la señal de salida del controlador difuso.

Dado que u_f está definido por la acción Proporcional-Integral del error, se opta por implementar como mecanismo de inferencia el tipo *Takagi-Sugeno*, ya que este mecanismo emplea como defusificación una descripción matemática para la salida de control.

Se define el universo discurso del error de corriente para los cuatro inversores en el intervalo $[-1,1]$ como se muestra en la Figura 4, mientras que en la Figura 5 se aprecian los universos discurso para las integrales del error en los intervalos $[-0.006, 0.006]$ en el caso del inversor 1, $[-0.003, 0.003]$ para el inversor 2, $[-0.001, 0.001]$ para el tercero y $[-0.004, 0.004]$ para el cuarto. Se definen tres etiquetas lingüísticas: cero (*C*) y dos estados para los valores extremos (*MN* y *MP*), estos son, “Muy Negativo” y “Muy Positivo”. Finalmente, las funciones de membresía (FM) se eligen de tipo sigmoidales para los valores extremos y una gaussiana para el valor central para ambas entradas; si bien la implementación de estas funciones de membresía son más complejas en comparación con funciones triangulares o trapezoidales, la transición de una FM a otra es más suave y gradual con funciones sigmoidales y gaussianas.

La base de conocimiento se define a partir de todas las posibles combinaciones de cada una de las entradas. De modo que en este caso se obtienen 9 reglas como se presentan en la Tabla 1. Los valores de las funciones f mostradas en dicha tabla son distintos en cada convertidor debido a que todos ellos presentan desempeños distintos. Estas funciones f cuentan con dos parámetros de la forma $[k_p, k_i]$, por lo que pueden entenderse como ganancias proporcional e integral. La Tabla 2 muestra las elecciones de ganancias para los controladores difusos empleados en cada inversor.

	Error \tilde{y}			
	MN	C	MP	
	Integral del error $\int \tilde{y}$	MN	f_1	f_2
	C	f_4	f_5	f_6
	MP	f_7	f_8	f_9

Tabla 1. Reglas de control.

4. CONTROL PARA EL REPARTO DE POTENCIA

Cuando se conectan múltiples convertidores de la forma (2), en lazo cerrado con (9) o con (12), es necesario definir un lazo externo que se encargue de proveer los valores deseados. Este nuevo lazo, además necesita solventar la

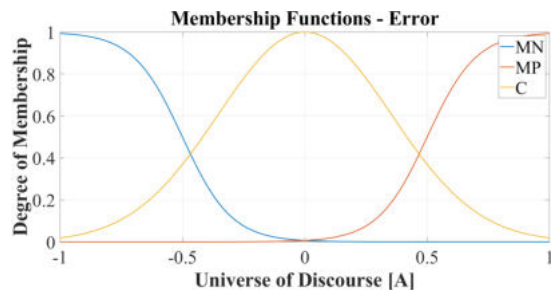


Figura 4. Funciones de membresía propuestas para el controlador basado en lógica difusa. Universo discurso del error de corriente \tilde{y} para los cuatro inversores.

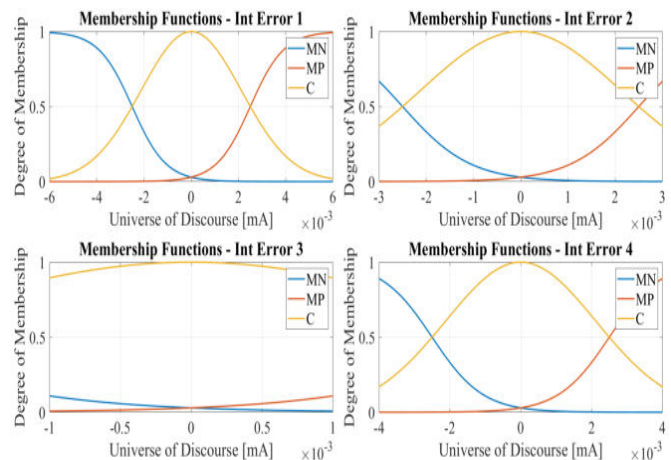


Figura 5. Funciones de membresía propuestas para el controlador basado en lógica difusa. Universos discurso de las integrales del error de corriente $\int \tilde{y}$ para los cuatro inversores.

FMs	Ganancias $[k_p, k_i]$	FMs	Ganancias $[k_p, k_i]$	FMs	Ganancias $[k_p, k_i]$
f_1	[1.4, 60]	f_1	[4, 12]	f_1	[3, 10]
f_2	[0.7, 30]	f_2	[2, 6]	f_2	[1.5, 5]
f_3	[1.4, 60]	f_3	[4, 12]	f_3	[3, 10]
f_4	[0.7, 30]	f_4	[2, 6]	f_4	[1.5, 5]
f_5	[0.7, 60]	f_5	[2, 12]	f_5	[1.5, 10]
f_6	[0.7, 30]	f_6	[2, 6]	f_6	[1.5, 5]
f_7	[1.4, 60]	f_7	[4, 12]	f_7	[3, 10]
f_8	[0.7, 30]	f_8	[2, 6]	f_8	[1.5, 5]
f_9	[1.4, 60]	f_9	[4, 12]	f_9	[3, 10]

Tabla 2. Funciones de membresía y ganancias de salida para el inversor 1, 2 y 4, y 3.

deficiencia en el voltaje provocada por el efecto de carga y garantizar una repartición de potencia acorde a las capacidades nominales de cada unidad de generación. Para ello se establece un control tipo *droop*, cuyo funcionamiento se basa en el siguiente fundamento.

Desde la perspectiva de este lazo externo, el inversor se considera una fuente de voltaje de CA. La Figura 6 muestra una fuente $E\angle\delta$ suministrando potencia a otra fuente de voltaje $V_o\angle 0^\circ$ mediante una impedancia $Z_o\angle\theta$. Considerando la relación $S = P + jQ$, es posible determinar que:

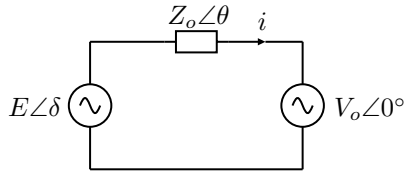


Figura 6. Potencia suministrada a una fuente de voltaje a través de una impedancia.

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{EV_o}{Z_o} \sin \delta \\ \frac{EV_o}{Z_o} \cos \delta - \frac{V_o^2}{V_o} \end{bmatrix} \quad (13)$$

donde P y Q son las potencias activa y reactiva suministradas por la fuente $E\angle\delta$, mientras que δ es la diferencia de fase entre la fuente y la terminal.

Note que en (13) existe una proporcionalidad entre las variables de magnitud y de fase con las potencias activa y reactiva. Para una δ pequeña y un cierto ángulo θ , definido por el tipo de impedancia de salida, se obtiene, de acuerdo con (Zhong and Hornik (2013)), la base del llamado control *droop* convencional.

En este trabajo, se asume que la impedancia de salida es inductiva, por lo que, bajo esta circunstancia, la estrategia convencional del *droop* toma la forma:

$$E_i = E^* - n_i Q_i \quad (14)$$

$$\dot{\omega}_i = \omega^* - m_i P_i \quad (15)$$

donde E^* y ω^* son los valores nominales deseados de la amplitud de voltaje y su frecuencia, mientras que n_i y m_i , con $i = 1, \dots, n$ se denominan coeficientes *droop* y ponderan la contribución en potencia de cada inversor.

Sin embargo, esta ley de control cuenta con algunas deficiencias señaladas en (Zhong and Hornik (2013)), por lo que se adopta una estrategia mejorada, la cual se logra implementando la caída de voltaje $\Delta E_i = E_i - E^* = -n_i Q_i$ mediante una integral, de la forma:

$$E_i = \int_0^t \Delta E_i dt$$

y agregando a ΔE_i la caída de voltaje $E^* - V_o$ a través de una ganancia K_e . Con esto, la nueva estrategia, denominada control *droop* robusto y mostrada en la Figura 7, queda como:

$$\dot{E}_i = K_e(E^* - V_o) - n_i Q_i \quad (16)$$

$$\dot{\omega}_i = \omega^* - m_i P_i \quad (17)$$

cuyo objetivo es el de generar el voltaje de referencia dado por (11) usado por el control interno, esto es

$$V_{Ci*} = \sqrt{2}E_i \sin(\omega_i t + \delta_i) \quad (18)$$

sustituirá a (11) para cada inversor.

5. EVALUACIÓN NUMÉRICA

El caso de estudio de este trabajo se ilustra en la Figura 8, como puede observarse consta de cuatro inversores

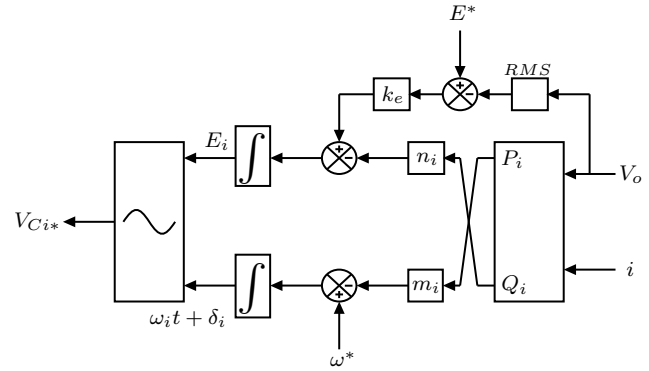


Figura 7. Control *droop* robusto para inversores tipo L.

monofásicos alimentados por fuentes de 200 V_{DC} cada uno, conectados a tres cargas lineales de tipo resistivas-inductivas, y cuyas capacidades nominales de los inversores son $S_1 = 600 \text{ VA}$, de manera que $S_2 = 1200 \text{ VA}$, $S_3 = 1800 \text{ VA}$ y $S_4 = 2400 \text{ VA}$. Los filtros de salida tienen los siguientes valores: $L = 8.42 \text{ mH}$ con $r_L = 0.1 \Omega$, $C = 470 \mu\text{F}$ con $r_C = 6 \text{ M}\Omega$. La frecuencia del sistema es de $f^* = 60 \text{ Hz}$ para una salida de voltaje nominal de $E^* = 127 \text{ V}_{RMS}$. Las ganancias para los controladores internos basados en la interconexión de sistemas Hamiltonianos son $k_p = 0.5$ y $k_i = 5$. Mientras que los coeficientes *droop* se muestran en la Tabla 3 y una ganancia $K_e = 25$. Los elementos conectados en la salida se hicieron para tres

	n_i	m_i
Inversor 1	1.2137	0.0070
Inversor 2	0.6068	0.0035
Inversor 3	0.4046	0.0023
Inversor 4	0.3034	0.0017

Tabla 3. Ganancias n_i y m_i

tipos de cargas: **Carga 1:** $R_1 = 10 \Omega$, **Carga 2:** $R_2 = 5 \Omega$ en serie con $L_2 = 0.1 \text{ H}$ y **Carga 3:** $R_3 = 18 \Omega$ en serie con $L_3 = 90 \text{ mH}$.

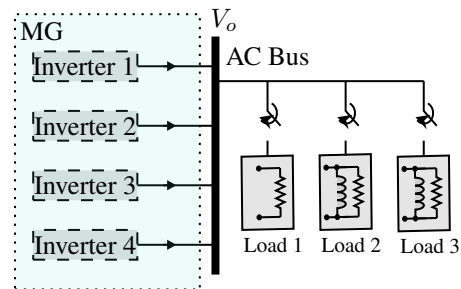


Figura 8. MG compuesta por cuatro inversores en paralelo conectados a tres cargas lineales.

5.1 Resultados de simulación

Los resultados numéricos se obtuvieron por medio de MATLAB/SIMULINK. La prueba a la que se somete el sistema tiene una duración de 2 segundos. Los objetivos de esta simulación son los de observar la regulación

de voltaje, el seguimiento de corriente y la repartición de potencia acorde a las capacidades de cada inversor; también se pretende comparar los desempeños de ambos controladores internos sometiendo la simulación a cambios de carga para comprobar, a su vez, la robustez del control. La simulación inicia en $t_0 = 0$ s con la *Carga 1* conectada; posteriormente, los tres cambios de cargas se dan en distintos tiempos: el primero, se ejecuta en $t_1 = 0.5$ s y añade la *Carga 2*; en $t_2 = 1$ s se conecta la *Carga 3*; finalmente, en $t_3 = 1.4$ s se desconecta la *Carga 2*.

Los resultados comparativos entre ambas estrategias de control para el reparto de potencia se muestran en la Figura 9. Mientras que la Tabla 4 muestra los errores RMS entre las corrientes I_L e I_{L^*} para los casos de ambos controladores internos, difuso y por interconexión, donde puede observarse que el controlador con componentes difusas consistentemente reduce el error RMS entre I_L e I_{L^*} .

	Error RMS I_L vs I_{L^*}	
	Difuso	Interconexión
Inversor 1	2.5413	2.6505
Inversor 2	0.9118	1.1554
Inversor 3	0.5684	0.6642
Inversor 4	1.6337	1.9835

Tabla 4. Resultados del error RMS I_L vs I_{L^*}

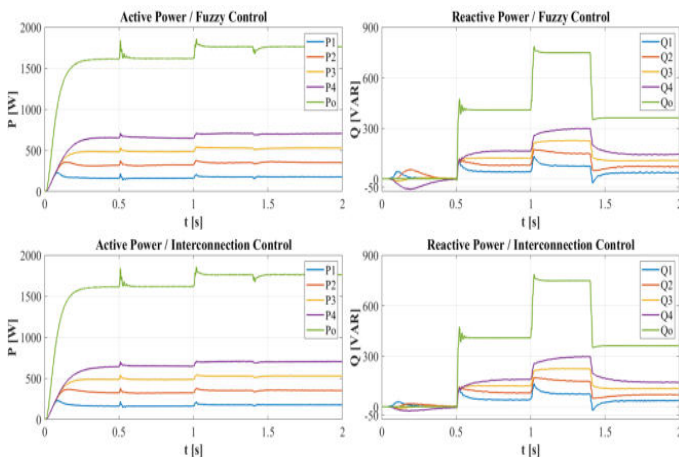


Figura 9. Reparto de potencias activa y reactiva para ambas estrategias de control. P_0 y Q_0 es la potencia real y reactiva total demandada, y P_i , Q_i , $i = 1, 2, 3, 4$ es la potencia real y reactiva suministradas por cada inversor.

6. CONCLUSIONES

En este trabajo se propuso un controlador basado en la interconexión de sistemas Hamiltonianos con componentes difusos para atacar el problema de seguimiento de corriente y regulación de voltaje, así como un controlador *droop* para la repartición de potencia de una *MG*. Se determina que la incorporación de una estructura basada en lógica difusa mejora la respuesta transitoria del sistema en lazo

cerrado en el seguimiento de corriente y la regulación de voltaje. Se mostraron resultados numéricos comparativos para mostrar la efectividad del esquema propuesto, así como también para comprobar su robustez ante cambios de carga. Como trabajo futuro resta el análisis de estabilidad, y probar distintas elecciones de funciones de membresía, o bien someter el sistema en lazo cerrado a cargas de tipo no lineales.

REFERENCIAS

- Al Maruf, A., Dubey, A., and Roy, S. (2021). Small-signal voltage stability analysis for droop controlled inverter-based microgrids: an algebraic graph theory perspective. In *2021 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, 01–05. IEEE.
- Avila-Becerril, S., Montoya, O.D., Espinosa-Pérez, G., and Garcés, A. (2018). Control of a detailed model of microgrids from a hamiltonian approach. *IFAC-PapersOnLine*, 51(3), 187–192.
- Chen, M., Zhou, D., Tayyebi, A., Prieto-Araujo, E., Dörfler, F., and Blaabjerg, F. (2022). Generalized multivariable grid-forming control design for power converters. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 13(4), 2873–2885.
- Dragicevic, T., Vazquez, S., and Wheeler, P. (2021). Advanced control methods for power converters in dg systems and microgrids. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(7), 5847–5862.
- Eberlein, S. and Rudion, K. (2021). Small-signal stability modelling, sensitivity analysis and optimization of droop controlled inverters in lv microgrids. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 125, 106404.
- Konstantopoulos, G.C., Zhong, Q.C., Ren, B., and Krstic, M. (2015). Bounded droop controller for parallel operation of inverters. *Automatica*, 53, 320–328.
- Laseter, R.H., Chen, Z., and Pattabiraman, D. (2020). Grid forming inverters: A critical asset for the power grid. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(2), 925–935.
- Ortega-Velázquez, I., Avila-Becerril, S., and Espinosa-Pérez, G. (2020). A droop approach for the passivity-based control of microgrids. *IFAC-PapersOnLine*, 53(2), 12962–12967.
- Perez-DeLaMora, D.A., Quiroz-Ibarra, J.E., Fernandez-Anaya, G., and Hernandez-Martinez, E.G. (2021). Roadmap on community-based microgrids deployment: An extensive review. *Energy Reports*.
- Schiffer, J., Ortega, R., Astolfi, A., Raisch, J., and Sezi, T. (2014). Conditions for stability of droop-controlled inverter-based microgrids. *Automatica*, 50(10), 2457–2469.
- Tielens, P. and Van Hertem, D. (2016). The relevance of inertia in power systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 55, 999–1009. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.11.016>.
- Zhong, Q.C. and Hornik, T. (2013). *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*. John Wiley & Sons.