

Respuesta Dinámica de un Inversor Conectado a Red Modelado por Fasores Dinámicos para Línea Resistiva

S.A. Díaz Contreras¹, A.D.J. Chica Leal², F. Sánchez Salazar³, C. Rodríguez Duque⁴

^{1,2} Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Central, Bogotá-Colombia

^{3,4} Departamento de Matemáticas, Universidad Central, Bogotá-Colombia

sdiacz3, achical, fsanchezs, crodriguez2@ucentral.edu.co

Resumen. Este artículo presenta un análisis de estabilidad y respuesta dinámica de un inversor trifásico conectado a red ante perturbaciones de tensión y frecuencia. Se propone un modelo de pequeña señal en variables de estado utilizando la teoría de fasores dinámicos, incluyendo impedancia de línea con relación R/X resistiva. Se presentan resultados del análisis de estabilidad y respuesta dinámica utilizando Matlab/Simulink, en donde se muestran un buen ajuste de resultados del modelo propuesto con respecto al modelo eléctrico de la microrred.

Palabras claves: Fasores dinámicos, control droop, análisis de estabilidad, respuesta dinámica, líneas de conexión.

1 Introducción

En sistemas de suministro de energía eléctrica de corriente alterna, en que los generadores operan en paralelo, bajo condiciones en las que el uso de comunicaciones entre las fuentes no resulta conveniente. El control por medio de curvas de decaimiento (droop) resulta la alternativa más aplicada para minimizar costos y complejidad de las comunicaciones. Además, dada la diversidad de los tipos de fuentes de energía, el uso de inversores electrónicos de tensión se hace indispensable para el manejo de sistemas en corriente alterna. Así, en un intento de emular el comportamiento de los generadores eléctricos que funcionan a partir de máquinas rotativas, estos inversores operan bajo la ley de control dada por dichas curvas de decaimiento o control droop.

Dado que el control por curvas de decaimiento implica el cálculo de la potencia activa y reactiva de cada inversor, el modelado y control de cada inversor conectado al sistema de potencia se hace no lineal. En función de esto, muchas veces se prefiere aproximar el comportamiento real del sistema mediante simplificaciones lineales alrededor de un punto de operación dado. Sin embargo, estas aproximaciones pueden no siempre representar de manera adecuada el comportamiento real del sistema de potencia.

En la literatura revisada se evidencian varias estrategias para modelar microrredes con base en inversores. Por ejemplo, en [5] se propone usar el método de perturbación singular para obtener el modelo de pequeña señal de una microrred, de modo a obtener un modelo que no sea computacionalmente costoso y que permita considerar los modos lentos del sistema. El modelado por medio de fasores clásicos se muestra en [1], en donde se considera un inversor monofásico conectado a la red eléctrica, en donde no se modela la dinámica de los componentes de la línea de conexión. Por otra parte, el modelado por medio de las transformadas Clark y Park se presenta en [6], en donde se obtiene un modelo más elaborado, incluyendo la dinámica de los componentes de la línea de conexión, pero no se valida el comportamiento dinámico ante perturbaciones de frecuencia y tensión.

Este trabajo, propone un modelo que permita encontrar los parámetros adecuados de control droop, para evitar posibles escenarios de inestabilidad, principalmente por el tipo de relación R/X en la impedancia de la línea de conexión. Lo anterior, debido a que es posible que ajustes inadecuados de los parámetros de control, en este caso, los coeficientes droop pueden hacer que el sistema se haga inestable para algunos puntos de operación [3]. En el mismo sentido, en microrredes con base en inversores, la dinámica de los componentes de la red de conexión tiene una influencia en los modos lentos del sistema [4], lo cual justifica el interés de este trabajo para proponer un modelo en variables de estado, que incluya la dinámica de los componentes de la línea de conexión utilizando fasores dinámicos.

En la sección 2 se presentan los materiales y métodos. En la sección 3 se presentan los resultados y en la sección 4 se presentan las conclusiones.

2 Materiales y métodos

La microrred con base en inversores trifásicos en paralelo que se encuentran conectados a la red eléctrica principal para suplir cargas se muestra en la Figura 1. Sin pérdida de generalidad, en este trabajo sólo se muestra la construcción del modelo para un inversor conectado a la red, pero éste puede ser utilizado para n inversores conectados a la red.

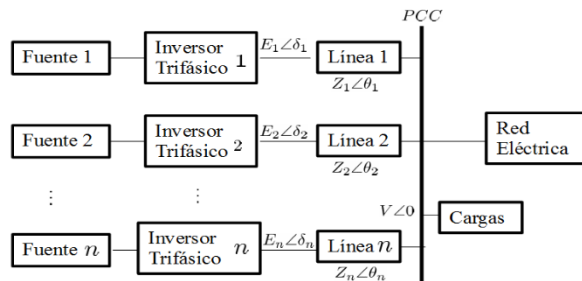


Fig. 1. Microrred con base en inversores electrónicos en estudio.

2.1 Curvas de decaimiento-Control droop

Considere la conexión de un inversor a una barra de potencia de corriente alterna mediante una línea con parte inductiva y resistiva mostrada en la Fig. 2, donde $v(t)$ es la tensión en la red, $e(t)$ es la tensión del inversor, R es la resistencia de la línea y L la inductancia de línea.

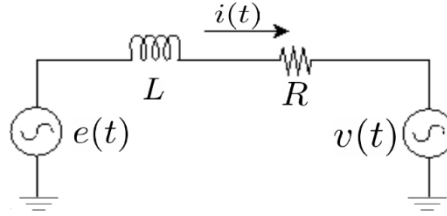


Fig. 2. Modelo por fase de un inversor conectado a la red.

Analizando el circuito mediante fasores, siendo $\vec{V} = V\angle 0$ la tensión de la red, $\vec{E} = E\angle\delta$ la tensión del inversor y X la reactancia del inductor, para la dirección de la corriente indicada, ésta se puede expresar como:

$$\vec{I} = \frac{E\angle\delta - V}{(R + jX)}$$

Lo cual puede ser reescrito como:

$$\vec{I} = \frac{RE\cos\delta + XE\sin\delta - RV}{R^2 + X^2} + j\frac{RE\sin\delta + XE\cos\delta + XV}{R^2 + X^2}$$

Así, la potencia compleja de una de las fases del inversor se puede calcular como:

$$S = (E\angle\delta)(\vec{I})^* = E(\cos\delta + j\sin\delta) \left(\frac{RE\cos\delta + XE\sin\delta - RV}{R^2 + X^2} + j\frac{RE\sin\delta + XE\cos\delta + XV}{R^2 + X^2} \right)^*$$

Operando y separando la parte real de la imaginaria se tiene:

$$\begin{aligned} P = \mathcal{R}\{S\} &= \frac{RE^2 + EVX\sin\delta - RVE\cos\delta}{R^2 + X^2} \\ Q = \mathcal{J}\{S\} &= \frac{XE^2 - EVX\cos\delta - RVE\sin\delta}{R^2 + X^2} \end{aligned} \quad (1)$$

Considerando que la caída de tensión en la línea debería ser pequeña en comparación con las tensiones del inversor y la red, es razonable esperar que el valor de δ sea cercano a cero. De esta manera, como para valores pequeños del ángulo el coseno es aproximadamente 1 y el seno es aproximadamente δ , las expresiones anteriores pueden ser aproximadas como:

$$P \approx \frac{RE^2 + EVX\delta - RVE}{X^2} = \frac{EVX\delta}{X} \quad Q \approx \frac{XE^2 - EVX - RVE\delta}{X^2} = \frac{E^2 - EV}{X}$$

Inspeccionando la expresión anterior, se puede ver que, si se cumplen las suposiciones hechas, la potencia activa del inversor depende principalmente del ángulo que hay entre su tensión y la tensión de la red. Por otro lado, la potencia reactiva del inversor depende principalmente de la tensión del inversor. De esta manera, queda justificado el hecho de que, para líneas inductivas, el control de potencia de un inversor se haga mediante las relaciones, conocidas como las curvas de decaimiento o droop:

$$\omega^* = \omega_0 - k_p P_{flt} \quad (1)$$

$$E^* = E_0 - k_q Q_{flt} \quad (2)$$

Donde ω^* es la frecuencia del inversor y $\omega_0, E_0, P_0, Q_0, k_p$ y k_q son constantes que se ajustan en función del punto de operación y de la capacidad del inversor. Por otro lado, dado que la frecuencia y tensión que el inversor debe imponer es calculada a partir de la potencia activa y reactiva que entrega, estas últimas deben ser medidas de manera adecuada. Así, las mediciones de sus valores instantáneos son normalmente suavizadas con un filtro pasa bajas como es indicado en (3), donde ω_c es la frecuencia de corte y su valor normalmente es menor al valor nominal de la frecuencia fundamental de la tensión del inversor.

$$P_{flt}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} P(s) \quad (3)$$

$$Q_{flt}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} Q(s)$$

2.2 Modelado por fasores dinámicos

El modelado por fasores dinámicos permite incluir la dinámica de los elementos de la red de potencia, en comparación con el modelado por fasores clásicos que no la incluye. El procedimiento usado para el modelado del inversor conectado a la red es prácticamente el mismo propuesto en [1], con la diferencia de que el circuito eléctrico es analizado con fasores dinámicos y no mediante los fasores clásicos.

La representación en fasores dinámicos, según [2], se basa en que una forma de onda que depende del tiempo, puede ser representada en un intervalo de tiempo T mediante una serie de Fourier como se muestra en (5):

$$x(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_k(t) e^{jk\frac{2\pi}{T}\tau} \quad (5)$$

Donde $X_k(t)$ son llamados fasores variables en el tiempo y pueden ser calculados por $X_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) e^{-jk\frac{2\pi}{T}\tau} d\tau$. Así, dado que la suma de tensiones en el circuito mostrado en la Fig. 2 se puede escribir como $e(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + v(t)$. Donde L es la inductancia y su representación mediante la serie mostrada en (5) quedaría:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} E_k(t) e^{jk\frac{2\pi}{T}t} = R \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k(t) e^{jk\frac{2\pi}{T}t} + L \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{I}_k(t) e^{jk\frac{2\pi}{T}t} + \sum_{k=-\infty}^{\infty} V_k(t) e^{jk\frac{2\pi}{T}t}$$

Donde $\dot{I}_k(t)$ es el k -ésimo coeficiente de la derivada de la corriente. Así, para el k -ésimo coeficiente se tendría $E_k(t) = RI_k(t) + LI_k(t) + V_k(t)$. Sabiendo que el fasor que representa la derivada de una función en el tiempo se puede obtener de $\dot{X}_k(t) = \frac{d(X_k(t))}{dt} + jk\omega X_k(t)$. Para el k -ésimo coeficiente se tiene

$$E_k(t) = RI_k(t) + L \left(\frac{d(I_k(t))}{dt} + jk\omega I_k(t) \right) + V_k(t)$$

Aplicando la transformada de Laplace e ignorando las condiciones iniciales, se puede mostrar que:

$$I_k(s) = \frac{E_k(s) - V_k(s)}{Ls + R + jk\omega L} \quad (6)$$

De esta manera, conocida la corriente, la potencia activa y reactiva de un sistema trifásico se puede calcular a partir de $S = P + jQ = 3EI^*$. Tomando la fase de la red como referencia (ángulo igual a cero) y que el ángulo de la tensión del inversor es δ , para $k = 1$ se tiene que la potencia activa y reactiva se puede calcular como:

$$P = 3 \frac{[(Ls + R) \left((E(s))^2 - E(s)V(s)\cos\delta \right) + \omega LE(s)V(s)\sin\delta]}{(Ls + R)^2 + (\omega L)^2} \quad (7)$$

$$Q = 3 \frac{[\omega L \left((E(s))^2 - E(s)V(s)\cos\delta \right) - (Ls + R)E(s)V(s)\sin\delta]}{(Ls + R)^2 + (\omega L)^2} \quad (8)$$

Así, al igual que se propone en [1], las variaciones de la potencia activa y reactiva se calculan mediante la aproximación indicada en (9).

$$\begin{aligned} \Delta P &\approx \frac{\partial P}{\partial E} \Big|_{E_e, V_e, \delta_e} \Delta E + \frac{\partial P}{\partial \delta} \Big|_{E_e, V_e, \delta_e} \Delta \delta \\ \Delta Q &\approx \frac{\partial Q}{\partial E} \Big|_{E_e, V_e, \delta_e} \Delta E + \frac{\partial Q}{\partial \delta} \Big|_{E_e, V_e, \delta_e} \Delta \delta \end{aligned} \quad (9)$$

donde los coeficientes (derivadas parciales) en este caso son:

$$\begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial E} \Big|_{E_e, V_e, \delta_e, \omega_e} &= 3 \frac{(R + Ls)(2E_e - V_e \cos\delta_e) + \omega_e L V_e \sin\delta_e}{(Ls + R)^2 + (\omega_e L)^2} \\ \frac{\partial P}{\partial \delta} \Big|_{E_e, V_e, \delta_e, \omega_e} &= 3 \frac{(R + Ls)V_e E_e \sin\delta_e + \omega_e L V_e E_e \cos\delta_e}{(Ls + R)^2 + (\omega_e L)^2} \\ \frac{\partial Q}{\partial E} \Big|_{E_e, V_e, \delta_e, \omega_e} &= 3 \frac{\omega_e L (2E_e - V_e \cos\delta_e) - V_e (R + Ls) \sin\delta_e}{(Ls + R)^2 + (\omega_e L)^2} \\ \frac{\partial Q}{\partial \delta} \Big|_{E_e, V_e, \delta_e, \omega_e} &= 3 \frac{\omega_e L V_e E_e \sin\delta_e - (R + Ls) E_e V_e \cos\delta_e}{(Ls + R)^2 + (\omega_e L)^2} \end{aligned}$$

Considerando que δ es pequeño ($0 \approx \sin\delta$ y $1 \approx \cos\delta$) y que en régimen estacionario la tensión del inversor y de la red son aproximadamente iguales ($E_e \approx V_e$), las expresiones anteriores quedarían:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial P}{\partial E} \right|_{E_e, V_e, \delta_e, \omega_e} &\approx \frac{3(R+Ls)E_e}{(Ls+R)^2 + (\omega L)^2} & \left. \frac{\partial P}{\partial \delta} \right|_{E_e, V_e, \delta_e, \omega_e} &\approx \frac{3\omega_e L E_e^2}{(Ls+R)^2 + (\omega_e L)^2} \\ \left. \frac{\partial Q}{\partial E} \right|_{E_e, V_e, \delta_e, \omega_e} &\approx \frac{3\omega_e L E_e}{(Ls+R)^2 + (\omega_e L)^2} & \left. \frac{\partial Q}{\partial \delta} \right|_{E_e, V_e, \delta_e, \omega_e} &\approx \frac{-3(R+Ls)E_e^2}{(Ls+R)^2 + (\omega_e L)^2} \end{aligned}$$

De esta manera, se tiene que las variaciones de potencia activa y reactiva se estiman como:

$$\begin{aligned} \Delta P &\approx \frac{3(R+Ls)E_e}{(Ls+R)^2 + (\omega L)^2} \Delta E + \frac{3\omega_e L E_e^2}{(Ls+R)^2 + (\omega_e L)^2} \Delta \delta \\ \Delta Q &\approx \frac{3\omega_e L E_e}{(Ls+R)^2 + (\omega_e L)^2} \Delta E - \frac{3(R+Ls)E_e^2}{(Ls+R)^2 + (\omega_e L)^2} \Delta \delta \end{aligned}$$

En consecuencia, la respuesta de los filtros a estas pequeñas variaciones se podría obtener de:

$$\begin{aligned} \Delta P_{flt}(s) &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \left(\frac{3(R+Ls)E_e}{(Ls+R)^2 + (\omega L)^2} \Delta E + \frac{3\omega_e L E_e^2}{(Ls+R)^2 + (\omega_e L)^2} \Delta \delta \right) \\ \Delta Q_{flt}(s) &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \left(\frac{3\omega_e L E_e}{(Ls+R)^2 + (\omega_e L)^2} \Delta E - \frac{3(R+Ls)E_e^2}{(Ls+R)^2 + (\omega_e L)^2} \Delta \delta \right) \end{aligned} \quad (10)$$

Considerando que el inversor logra imponer sin error las referencias de tensión y frecuencia dadas por la ley de control droop, las variaciones de la ley de control se pueden escribir a partir de (2) y (3) como:

$$\Delta \omega = \Delta \omega_0 - k_p \Delta P_{flt} \quad (11)$$

$$\Delta E = \Delta E_0 - k_q \Delta Q_{flt} \quad (12)$$

Ahora, recordando que $s\Delta\delta = \Delta\omega$, a partir de (10) y de la ley de control dada en (11) y (12) se puede obtener que:

$$\begin{aligned} \Delta \ddot{P}_{flt} &= b_{4p} \Delta \dot{Q}_{flt} + b_{3p} \Delta Q_{flt} + b_{2p} \Delta \dot{E}_0 + b_{1p} \Delta E_0 + b_{0p} \Delta \delta - a_{2p} \Delta \dot{P}_{flt} \\ &\quad - a_{1p} \Delta \dot{P}_{flt} - a_{0p} \Delta P_{flt} \\ \Delta \ddot{Q}_{flt} &= b_{3q} \Delta P_{flt} + b_{2q} \Delta E_0 + b_{1q} \Delta \omega_0 + b_{0q} \Delta \delta - a_{2q} \Delta \dot{Q}_{flt} - a_{1q} \Delta \dot{Q}_{flt} \\ &\quad + (b_{4q} - a_{0q}) \Delta Q_{flt} \end{aligned} \quad (13)$$

Con:

$$\begin{aligned} b_{4p} &= -3E_e k_q \omega_c / L & b_{3q} &= 3E_e^2 k_p \omega_c / L \\ b_{3p} &= -3E_e R k_q \omega_c / L^2 & b_{2q} &= 3E_e \omega_c \omega_e / L \\ b_{2p} &= 3E_e \omega_c / L & b_{1q} &= -3E_e^2 \omega_c / L \\ b_{1p} &= 3E_e R \omega_c / L^2 & b_{0q} &= -3E_e^2 R \omega_c / L^2 \\ b_{0p} &= 3E_e^2 \omega_c \omega_e / L & a_{2q} &= (\omega_c L^2 + 2RL) / L^2 \\ a_{2p} &= (\omega_c L^2 + 2RL) / L^2 & a_{1q} &= (L^2 \omega_e^2 + 2\omega_c LR + R^2) / L^2 \\ a_{1p} &= (L^2 \omega_e^2 + 2\omega_c LR + R^2) / L^2 & (b_{4q} - a_{0q}) &= -\omega_c (L^2 \omega_r^2 + 3E_e k_q L \omega_e \\ & & & \quad + R^2) / L^2 \\ a_{0p} &= (\omega_c (L^2 \omega_e^2 + R^2)) / L^2 \end{aligned}$$

Donde los puntos usados como énfasis en las variables ΔP_{flt} , ΔQ_{flt} , ΔE_0 y $\Delta \delta$ indican el orden de la derivada de la respectiva variable. Una representación en variables de estado de este modelo se puede obtener definiendo como variables de estado a $\Delta \ddot{Q}_{flt}$, $\Delta \dot{Q}_{flt}$, ΔQ_{flt} , $\Delta \dot{P}_{flt}$, ΔP_{flt} , $\Delta \delta$ y una variable auxiliar Δx definida como:

$$\Delta x = \Delta \ddot{P}_{flt} - b_{2p} \Delta E_0$$

Así, la representación matricial del sistema queda de la forma:

$$\frac{d(\mathbf{x}_{FD})}{dt} = \mathbf{A}_{FD} \mathbf{x}_{FD} + \mathbf{B}_{FD} \begin{bmatrix} \Delta \omega_0 \\ \Delta E_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\text{Con: } \mathbf{x}_{FD} = [\Delta x \quad \Delta \dot{P}_{flt} \quad \Delta P_{flt} \quad \Delta \ddot{Q}_{flt} \quad \Delta \dot{Q}_{flt} \quad \Delta Q_{flt} \quad \Delta \delta]^T$$

$$\mathbf{A}_{FD} = \begin{bmatrix} -a_{2p} & -a_{1p} & -a_{0p} & 0 & b_{4p} & b_{3p} & b_{0p} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{3q} & -a_{2q} & -a_{1q} & b_{4q} & -a_{0q} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k_p & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_{FD} = \begin{bmatrix} 0 & b_{1p} - a_{2p} b_{2p} \\ 0 & b_{2p} \\ 0 & 0 \\ b_{1q} & b_{2q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

3 Resultados

Para verificar el modelo propuesto, se aplicaron perturbaciones en forma de escalón a ΔE_0 y $\Delta \omega_0$ a la entrada del circuito eléctrico y del modelo simultáneamente, para poder observar su respuesta dinámica de la potencia activa y reactiva ante éstas perturbaciones para la línea de conexión en estudio. La amplitud de los escalones aplicados en ΔE_0 y $\Delta \omega_0$ fue definida como un porcentaje de la tensión a vacío menos la tensión en el punto de operación ($E_0 - E_e$), y de la frecuencia a vacío menos la frecuencia del punto de operación ($\omega_0 - \omega_e$), respectivamente.

Para realizar las simulaciones se considera una línea principalmente resistiva (caso de baja tensión) Para esto se considera aproximadamente medio kilómetro de línea entre el inversor trifásico y la red, cuya parte resistiva y reactiva fue calculada en función de los valores de resistencia y reactancia por unidad de longitud; los valores usados acá son mostrados en la Tabla 1.

Tabla 1. Resistencia e inductancia simulados en el tipo de línea

Tipo de línea	Resistencia [mΩ]	Inductancia[μH]	R/XL a 60Hz
Resistiva	321	132.1	6.44

Para las simulaciones fue considerada una red de 120V a 60Hz y una frecuencia de corte de una década debajo de la frecuencia de la red para el filtro de medición de

potencia. Respecto a las curvas de decaimiento, los valores de k_p y k_q fueron fijados, mientras que los coeficientes E_0 y ω_0 fueron calculados de modo que la red absorbiera una potencia aparente de 2.4kVA a un factor de potencia de 0.9 en atraso.

Para las simulaciones con la línea resistiva, inicialmente fueron calculados los autovalores del modelo propuesto del sistema, fijando el valor de 0.5V/kVAR para k_q y variando el valor de k_p de 0.1rad/kW·s hasta 2.5rad/kW·s. La posición de los polos dominantes obtenida para dicha variación se muestra en la Fig. 3, donde los polos dominantes se desplazan a la derecha a medida que el valor de k_p aumenta, lo cual muestra que para ciertos valores de k_p el sistema se vuelve inestable.

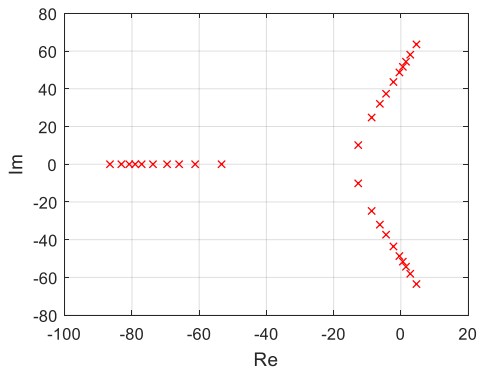


Fig. 3. Comportamiento de los polos dominantes para una línea de resistiva variando k_p

Para cada valor de k_p considerado, el respectivo circuito fue simulado y se encontró que para $k_p=1.5\text{rad/kW}\cdot\text{s}$ el sistema se tornaba inestable.

En la Figura 4 y 5, se muestra la respuesta dinámica de la potencia activa y reactiva para la línea resistiva para $k_p=0.5\text{rad/kW}\cdot\text{s}$ y $k_q=0.5\text{V/kVAR}$. Se puede ver que, independiente del tipo de perturbación aplicada, el modelo representa de manera razonable el comportamiento descrito por el circuito.

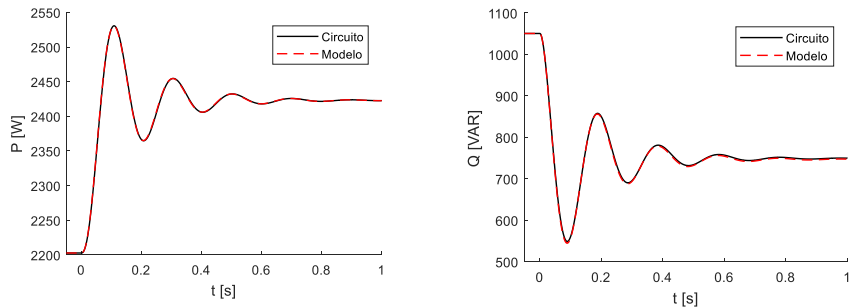


Fig. 4. Respuesta a un escalón de 10% en $\Delta\omega_0$ (k_p relativamente bajo)

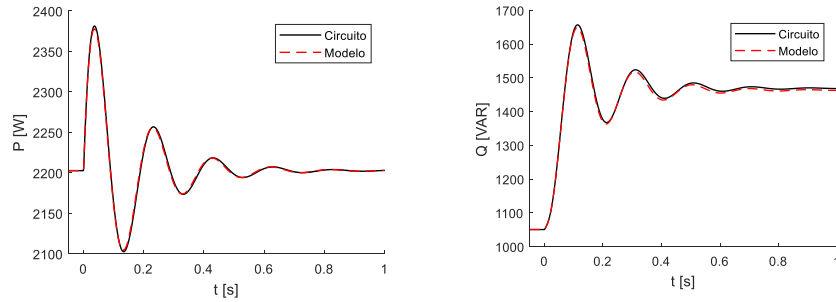


Fig. 5. Respuesta a un escalón de 50% en ΔE_0 (k_p relativamente bajo)

Para verificar la fidelidad del modelo en condiciones cercanas a la inestabilidad, en la figura 6 y 7 se muestra el comportamiento obtenido de P y Q para esta línea usando $k_p=1.2\text{rad/kW}\cdot\text{s}$ y $k_q=0.5\text{V/kVAR}$. Se puede ver que, independiente del tipo de perturbación, el modelo sigue presentando un comportamiento muy parecido al del circuito real, con la diferencia que la respuesta del modelo es un poco más amortiguada.

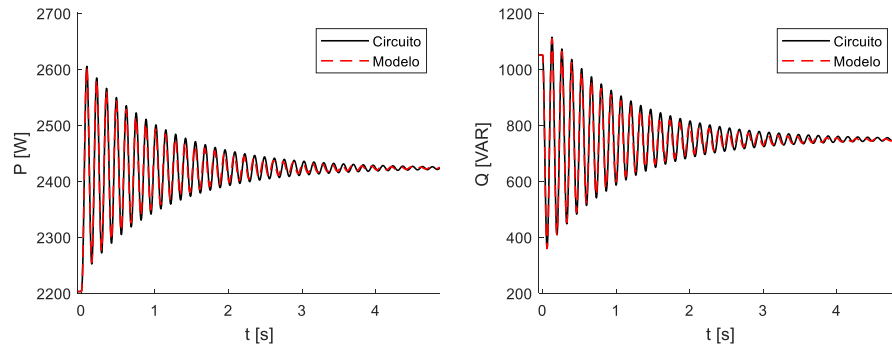


Fig. 6. Respuesta a un escalón de 10% en $\Delta\omega_0$ (k_p relativamente alto)

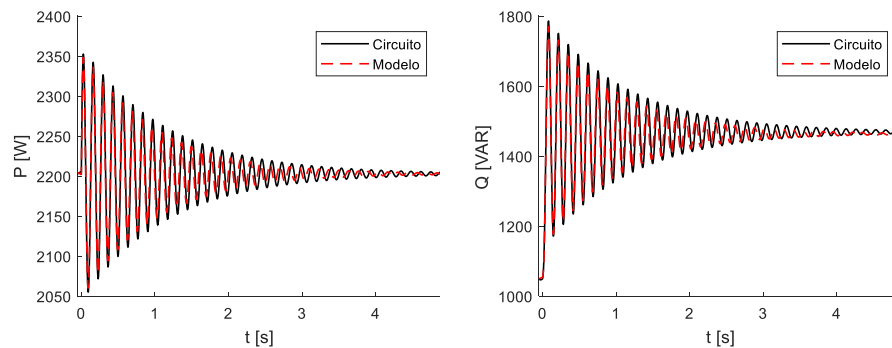


Fig. 7. Respuesta a un escalón de 50% en ΔE_0 (k_p relativamente alto)

4 Conclusiones

Se presenta la deducción completa de un modelo de pequeña en variables de estado del inversor trifásico conectado a red. Este modelo, con base en la teoría de fasores dinámicos resuelve el problema de contar con un modelo que incluya tanto la dinámica de los componentes de la red como la impedancia de línea y así obtener una representación matemática más fiel al circuito real.

A pesar de que el análisis se hizo considerando un único inversor conectado a la red, el modelo propuesto puede ser utilizado para construir un sistema aumentado que represente la conexión de más de un inversor a la red.

El análisis de la estabilidad realizado del inversor trifásico conectado a la red consideró una línea con relación R/X inductiva a partir del modelo propuesto, el cual muestra que los polos dominantes del sistema tienden a migrar en dirección al semiplano derecho para incrementos de k_p haciendo que el sistema tienda a la inestabilidad a partir de ciertos valores de k_p .

De los resultados obtenidos se verifica la influencia del tipo de línea resistiva en la estabilidad del sistema y la relación que guarda la potencia activa y reactiva con la frecuencia y la tensión de los inversores. En este aspecto, queda claro la importancia de contar con modelos que representen adecuadamente la dinámica del circuito real para poder determinar la dinámica del sistema y sobre todo garantizar su estabilidad.

Referencias

1. E.A.A. Coelho, P.C. Cortizo and P.F D. Garcia, Small signal stability for single phase inverter connected to stiff AC system, Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370), Phoenix, AZ, 1999, pp. 2180-2187 vol.4.
2. X. Guo, Z. Lu, B. Wang, X. Sun, L. Wang and J. M. Guerrero, "Dynamic Phasors-Based Modeling and Stability Analysis of Droop-Controlled Inverters for Microgrid Applications," in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 5, no. 6, pp. 2980-2987, Nov. 2014.
3. D. N. Kosterev, C. W. Taylor, and W. A. Mittelstadt, "Model validation for the august 10, 1996 wscs system outage," IEEE transactions on power systems, vol. 14, no. 3, pp. 967-979, 1999.
4. I. P. Nikolakakos, H. H. Zeineldin, M. S. El-Moursi, and N. D. Hatziargyriou, "Stability evaluation of interconnected multi-inverter microgrids through critical clusters," IEEE Trans. Power Syst., vol. 31, no. 4, pp. 3060-3072, 2016.
5. P. V. Kokotovic and P. Sannuti, "Singular perturbation method for reducing the model order in optimal control design," IEEE Trans. Autom. Control, vol. 13, no. 4, pp. 377-384, Aug. 1968.
6. N. Pogaku, M. Prodanovic and T. C. Green, "Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 2, pp. 613-625, March 2007.
7. A. Engler and N. Sultanis, "Droop control in LV-grids," 2005 International Conference on Future Power Systems, Amsterdam, 2005, pp. 6 pp.-6.