

DETECCIÓN DE FALTAS EN LÍNEAS ELÉCTRICAS MEDIANTE SEPARACIÓN CIEGA DE FUENTES

Jorge Igual¹, Raúl Llinares¹, Andrés Camacho¹, Raúl Alvarado², José A. de la O², Luis Vergara¹

¹Departamento Comunicaciones
Universidad Politécnica Valencia
Camino de Vera, S/N, Valencia 46008
e-mail: jigual@dcom.upv.es

²Electrical Engineering Doctoral Program
Universidad Autónoma Nuevo León
66450 San Nicolás, Nuevo León, 113-F México
e-mail: jdela@ccr.dsi.uanl.mx

RESUMEN

A new application of blind source separation is presented in this paper. In transmission lines fault currents waveforms are composed of a decaying d.c. component and a sinusoid. As three current signals can be measured, each one from a different phase, a blind source separation technique can be applied. The source signals are the exponential and the sinusoid, which are independent; the mixtures are the three-phase current signals¹.

1. CORRIENTES DE FALTA EN LÍNEAS ELÉCTRICAS

En la Figure 1 se muestra el modelo de una falta en una línea de transmisión monofásica.

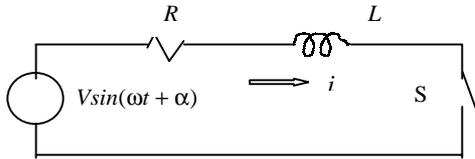


Figura 1. Modelo de una falta (cortocircuito) en una línea de transmisión.

En dicho modelo, los valores de R y L que determinan la impedancia varían según el régimen de funcionamiento de la línea y el lugar en el que la falta ocurre. En consecuencia, la constante de tiempo $\tau=L/R$ puede considerarse como una variable aleatoria.

Suponiendo que el interruptor se cierra en $t=0$, la ecuación que modela la corriente de falta es $i(t)$:

$$i(t) = I_0 \sin(\omega t + \alpha - \theta) - I_0 \sin(\alpha - \theta) e^{-t/\tau} \quad (1)$$

donde I_0 es el valor de pico de la corriente $I_0 = \frac{V}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$, ω

es la frecuencia fundamental, α es la fase de la tensión cuando se produce la falta ($t=0$), y θ es la fase de la impedancia $\theta = \arctan(\frac{\omega L}{R})$. La condición inicial del sistema es corriente nula. Esta condición inicial es la que determina la amplitud de la

¹ Este trabajo ha sido parcialmente financiado por la Universidad Politécnica de Valencia.

componente exponencial que aparece (segundo término de la ecuación 1).

El objetivo es poder separar las componentes senoidales y exponencial a partir de la corriente de falta medida. Para ello emplearemos técnicas BSS.

2. BSS. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

El ICA o BSS consiste en intentar recuperar unas señales originales a partir de la observación de combinaciones lineales de las mismas, con la única suposición de independencia estadística entre las fuentes [1].

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) \quad (2)$$

donde $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_N(t)]^T$ es el vector de señales mezcla

y $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)]^T$ es el vector de señales fuente.

En líneas de transmisión, en régimen permanente existen tres señales corriente de 60 Hz en América y 50 Hz en Europa con diferentes fases. Pero cuando una falta tiene lugar, una cuarta componente en forma de exponencial aparece. Esta señal es la que deseamos eliminar.

Puesto que disponemos de tres señales donde medir, consideraremos el problema real 3x3, donde las fuentes son un seno, un coseno y una exponencial. La principal ventaja del BSS es que no necesitamos realizar ninguna suposición inicial sobre el modelo de falta (cortocircuito de una fase, ...) ni sobre el lugar ni momento en el que se produce, con lo que la constante de tiempo puede tomar cualquier valor.

3. SOLUCIÓN MLE

Supondremos que las fuentes son de media nula y potencia unidad. La mayoría de los métodos BSS se descomponen en dos fases. Una inicial en la que se impone decorrelación, y una posterior en la que se impone la independencia entre señales recuperadas. Nosotros supondremos que el primer paso ya ha sido realizado, con lo que el problema se reduce a obtener una matriz \mathbf{Q} ortogonal 3x3.

Es sabido que si las señales fuente son mutuamente independientes, también lo son dos a dos para el problema de BSS [2], con lo que la independencia global se puede conseguir realizando sucesivos barridos entre pares de ellas. La ventaja de

obtener matrices ortogonales 2×2 es que se reducen a matrices de rotación Givens, parametrizadas por el ángulo de rotación. Si consideramos N observaciones, las fuentes de potencia unidad se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= a_1 \cdot \sin(\omega_0 t) - b_1, \quad s_2(t) = a_2 \cdot \cos(\omega_0 t) - b_2 \\ s_3(t) &= a_3 e^{-t/\tau} - b_3, \quad t = 1 \dots N \end{aligned} \quad (3)$$

(imponemos el orden en que las señales son recuperadas), con a_i y b_i factores de normalización. Si el número de muestras es muy elevado, las señales seno y coseno son $s_1(t) = \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_0 t)$, $s_2(t) = \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_0 t)$.

Aunque estas señales son deterministas, se pueden describir estadísticamente a partir de sus histogramas

$$p_{s_i}(s_i) = \frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2 - s_i^2}} \quad -\sqrt{2} \leq s_i \leq \sqrt{2}, \quad i = 1, 2 \quad (4)$$

$$p_{s_3}(s_3) = \frac{\tau}{N \cdot (s_3 + b_3)} \quad -b_3 \leq s_3 \leq a_3 - b_3$$

Finalmente, ya podemos aplicar un estimador ML 2×2 iterativamente hasta que las señales recuperadas sean independientes.

El problema 2×2 es:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \mathbf{Q}^T \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

donde $z_1(t), z_2(t)$ son las señales mezcla ya decorreladas y $x_1(t), x_2(t)$ las señales recuperadas, que en la convergencia deben coincidir con dos de las tres señales fuente posiblemente permutadas y con diferente amplitud.

Nuestro objetivo es obtener la matriz de rotación \mathbf{Q} . Para ello, podemos obtener el MLE del ángulo ϕ :

$$\phi^{MLE} = \arg \max_{\phi} \sum_{t=1}^N p_{z_1 z_2}(z_1, z_2; \phi) \quad (6)$$

donde

$$p_{z_1 z_2}(z_1, z_2) = c \cdot \frac{1}{\sqrt{2 - (z_1 \cos(\phi) - z_2 \sin(\phi))^2}} \cdot \frac{1}{z_1 \sin(\phi) + z_2 \cos(\phi) + b_3} \quad (7)$$

para el caso de una fuente senoidal y otra exponencial o

$$p_{z_1 z_2}(z_1, z_2) = c \cdot \frac{1}{\sqrt{2 - (z_1 \cos(\phi) - z_2 \sin(\phi))^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 - (z_1 \sin(\phi) + z_2 \cos(\phi))^2}} \quad (8)$$

para el seno y el coseno.

4. RESULTADOS

Las señales fuente son:

$$s_1(t) = \cos(2\pi t / 64), \quad s_2(t) = \sin(2\pi t / 64), \quad s_3(k) = e^{-t/100}$$

y la matriz de mezclas:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \cos(2\pi/3) & -\sin(2\pi/3) & 1 \\ \cos(4\pi/3) & -\sin(4\pi/3) & 0 \end{bmatrix}$$

con $t = 1 \dots 300$. Esta matriz modela una falta en una fase con una constante de tiempo de 1.56 ciclos.

En la Figura 2 se representa la solución obtenida con el algoritmo JADE [3], y en la Figura 3 la solución obtenida con el estimador ML.

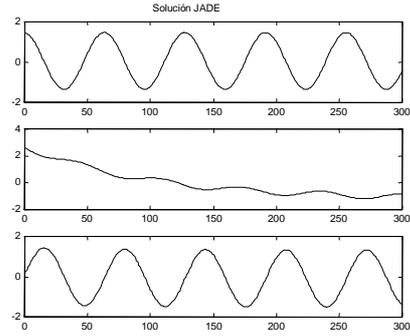


Figura 2. Solución JADE.

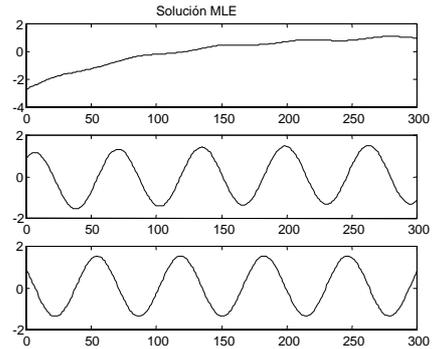


Figura 3. Solución MLE

Es interesante comprobar como ambos métodos recuperan las señales originales, pero en el algoritmo JADE queda patente la indeterminación inherente al BSS, en este caso reflejada en una permutación y cambio de signo entre las señales originales y las recuperadas.

5. REFERENCIAS

- [1] P. Comon, "Independent component analysis, a new concept?", *Signal Processing*, Vol. 36, No. 3, April 1994, pp 287-314.
- [2] P. Comon, "Analyse en composantes indépendantes et identification aveugle", *Traitement du Signal*, Vol. 7, No. 5, December 1990, pp 435-450.
- [3] J.F. Cardoso, A. Souloumiac, "Blind beamforming for non-Gaussian signals", *IEE Proceedings-F*, vol. 140, No. 6, December 1993, pp 362-370.