

Recibido 12 de septiembre de 2022. Aceptado 03 de diciembre de 2022. Publicado 23 de diciembre de 2022.

ISSN: 2448-7775

Revisión del Modelado de elementos no lineales para la simulación de transitorios en el dominio de la frecuencia

PABLO MORENO^{1*}, JORGE G. HERNÁNDEZ SARMIENTO¹, AUREA A. MORENO MOJICA², JOSÉ R. LOO YAU¹

¹Cinvestav del IPN, Unidad Guadalajara, Jalisco, México.

²ITESO, Guadalajara, Jalisco, México.

*Autor de Correspondencia: pablo.moreno@cinvestav.mx.

RESUMEN En este trabajo se realiza una revisión del método de partición en segmentos lineales en el modelado de elementos no lineales para la simulación de transitorios electromagnéticos empleando la transformada numérica de Laplace. El método se basa en la aplicación de los principios de sustitución y de superposición. En particular, se describe el modelado de interruptores y resistencias e inductancias no lineales. Los resultados del método propuesto se comparan con resultados que se obtienen con el ATP.

PALABRAS CLAVE— Transitorios electromagnéticos, redes eléctricas, elementos no lineales, transformada numérica de Laplace.

I. INTRODUCCIÓN

Los métodos de Dominio del Tiempo (DT) tienen la versatilidad de incluir elementos no lineales en el análisis de transitorios electromagnéticos en una forma relativamente simple. Sin embargo, para modelar elementos con parámetros dependientes de la frecuencia, tales métodos requieren de la implementación de procesos de convolución numérica, los cuales requieren de grandes recursos de cómputo y pueden generar errores numéricos de difícil detección cuando se simulan grandes redes. En contraste, los métodos en el Dominio de la Frecuencia (DF) permiten incluir en una forma directa las variaciones dependientes de la frecuencia de los elementos, pero presentan problemas en el caso de condiciones no lineales, ya que en principio son propios de los sistemas lineales.

En la simulación de transitorios en redes eléctricas en el DT los interruptores se emplean para representar energizaciones, desenergizaciones, fallas y el encendido y apagado de diodos y transistores [1,2]. En el DF además de usarse para modelar los mencionados eventos [3], las maniobras de interruptores también son la base para implementar el método de secciones lineales para el modelado de elementos no lineales, tales como apartarrays [4,5] y núcleos saturables de transformadores [6,7,8].

En este trabajo se revisa el modelado de maniobras de interruptores en el dominio de la frecuencia en base a los

principios de sustitución y superposición. Posteriormente, en base al modelo de los interruptores, se presenta el modelado de resistencias e inductancias no lineales. Se presentan dos ejemplos de aplicación, el primero concierne a la conexión de apartarrays de óxido de zinc y el segundo a la inclusión de la saturación en el núcleo de un transformador. Los resultados obtenidos con el método en el DF se comparan con resultados que se obtienen en el DT empleando el programa ATP (Alternative Transient Program).

II. TRANSFORMADA NUMÉRICA DE LAPLACE

La transformada de Laplace es una herramienta muy utilizada para facilitar el análisis de circuitos eléctricos, sin embargo, la transformación del dominio de Laplace al dominio del tiempo solo se puede realizar analíticamente en casos cuya topología es muy simple. Este problema se puede solventar empleando la Transformada Numérica de Laplace (TNL) [3, 9,10], la cual a pesar de haber alcanzado ya un estado de utilidad práctica aún no es ampliamente utilizada.

A. TRANSFORMADA INVERSA DE LAPLACE

La transformada inversa de Laplace se define como [9]:

$$f(t) = \frac{1}{j2\pi} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s) e^{st} ds = \mathcal{L}^{-1}\{F(s)\} \quad (1)$$

donde $s = c + j\omega$; siendo c la constante de amortiguamiento, la cual es real y positiva, y ω la frecuencia angular.

La Ec. (1) en términos de la frecuencia angular se puede expresar como:

$$f(t) = \frac{e^{ct}}{2\pi} \int_{-j\infty}^{+j\infty} F(c + j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2)$$

Se puede mostrar que cuando $f(t)$ es una función real causal la Ec. (2) se reduce a [10]

$$f(t) = \frac{e^{ct}}{\pi} \operatorname{Re} \left\{ \int_0^{\infty} F(c + j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right\} \quad (3)$$

Para la evaluación de la integral de la Ec. (3) es necesario que la integración se trunque a un rango finito y que las variables t y ω sean variables discretas, lo que produce errores numéricos. El truncamiento produce oscilaciones del tipo Gibbs y la discretización produce errores por traslape. Las oscilaciones generadas por el truncamiento se reducen incluyendo una *función ventana* en el integrando y los errores por traslape se reducen por medio de la elección de un valor adecuado de la constante de amortiguamiento c .

Truncando la integral de la Ec. (3) e incluyendo la función ventana $\sigma(\omega)$ se obtiene [10]:

$$f(t) = \frac{e^{ct}}{\pi} \operatorname{Re} \left\{ \int_0^{\Omega} F(c + j\omega) \sigma(\omega) e^{j\omega t} d\omega \right\} \quad (4)$$

En este trabajo se emplea la ventana de Hanning definida como [11]:

$$\sigma(\omega) = 0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{\pi\omega}{\Omega}\right) \quad (5a)$$

y la constante de amortiguamiento se calcula como [5]:

$$c = \log(N^2)/T \quad (5b)$$

El algoritmo de la Transformada Numérica de Laplace que se emplea en este trabajo se basa en la técnica de muestreo impar, como se muestra en la Fig. 1, donde los valores del espectro de frecuencia se muestrean en espacios de $2\Delta\omega$. Las relaciones de muestreo en la frecuencia y en el tiempo se definen como [9]:

$$\Delta\omega = \pi/T \quad (6)$$

y

$$\Delta t = T/N \quad (7)$$

donde T es el tiempo de observación y N el número de muestras.

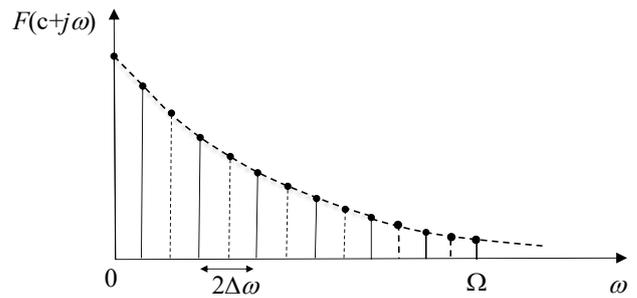


Fig. 1. Muestreo impar en la frecuencia.

De acuerdo con la Ec. (6) la frecuencia de corte se calcula como:

$$\Omega = 2N\Delta\omega \quad (8)$$

Y las variables discretas de tiempo y frecuencia se definen como:

$$t_n = n\Delta t, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9a)$$

$$\omega_k = (2k+1)\Delta\omega, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9b)$$

Usando las Ecs. (6)-(9), la Ec. (4) se puede escribir en forma discretizada como [10]:

$$f_n = \frac{2e^{cn\Delta t}}{\Delta t} \operatorname{Re} \left\{ e^{jn\pi/N} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} G_k e^{j2\pi kn/N} \right) \right\} \quad (10)$$

donde $f_n = f(n\Delta t)$ y $G_k = F(c + j\omega_k) \sigma(\omega_k)$.

En la Ec. (10) el término dentro de paréntesis se puede calcular empleando la Transforma Rápida de Fourier Inversa (IFFT):

$$f_n = \frac{2e^{cn\Delta t}}{\Delta t} \operatorname{Re} \left\{ e^{jn\pi/N} \operatorname{IFFT}(G_k) \right\} \quad (11)$$

Hay que notar que aún y cuando el factor de amortiguamiento reduce los errores, permanece un error en la cola de la señal, por lo que es necesario desechar el último 3-5% de las muestras al final del tiempo de observación.

B. TRANSFORMADA DIRECTA DE LAPLACE

La transformada directa de Laplace se define como [9]:

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt = \mathcal{L}\{f(t)\} \quad (12)$$

La integral de la Ec. (12) se puede resolver numéricamente empleando la regla rectangular o la regla trapezoidal de integración. Sin embargo, existe otro método que genera menos error que los métodos de integración mencionados. Este método se basa en el hecho de que la función $f(t)$ muestreada puede aproximarse por medio de una suma de trapecios, como se muestra en la Fig. 2.

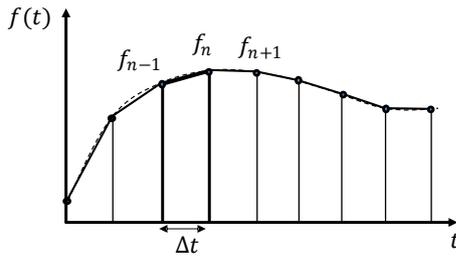


Fig. 2. Aproximación de la función $f(t)$ por medio de una suma de trapecios.

El trapecio formado por un par de muestras se puede expresar como la suma de dos funciones escalón y dos funciones rampa [3]:

$$h_n(t) = f_{n-1}u(t - (n-1)\Delta t) - f_n u(t - n\Delta t) + \frac{\Delta f_n}{\Delta t} r(t - (n-1)\Delta t) - \frac{\Delta f_n}{\Delta t} r(t - n\Delta t) \quad (13a)$$

donde

$$\Delta f_n = f_n - f_{n-1} \quad (13b)$$

Empleando las transformadas $u(t) \leftrightarrow 1/s$ y $r(t) \leftrightarrow 1/s^2$, así como la propiedad de desplazamiento en el tiempo se puede encontrar analíticamente la transformada de Laplace del trapecio dado por la Ec. (13a). La transformada de Laplace de $f(t)$ será la suma de todos los trapecios desde $t = 0$ hasta $t = T$ [3]:

$$F(s) = \frac{1}{s} [f_0 - f_{N-1} e^{-s(N-1)\Delta t}] + \frac{1}{s^2 \Delta t} \sum_{n=0}^{N-1} g_n e^{-sn\Delta t} \quad (14a)$$

Donde

$$g_n = \begin{cases} f_1 - f_0 & n = 0 \\ f_{n-1} - 2f_n + f_{n+1} & n = 1, 2, \dots, N-2 \\ f_{N-2} - f_{N-1} & n = N-1 \end{cases} \quad (14b)$$

En el caso del muestreo impar la variable discreta de Laplace está dada por $s_k = c + j(2k+1)\Delta\omega$ por lo tanto se puede escribir:

$$F_k = A_k + B_k \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g_n e^{-(c\Delta t + j\pi/N)n} e^{-j2\pi kn/N} \right\} \quad (15a)$$

donde

$$A_k = [f_0 - f_{N-1} e^{-s_{2k+1}(N-1)\Delta t}] / s_{2k+1} \quad (15b)$$

$$B_k = \frac{N}{s_{2k+1}^2 \Delta t} \quad (15c)$$

Utilizando la transformada rápida de Fourier la Ec. (15a) se puede expresar como sigue:

$$F_k = A_k + B_k FFT(g_n e^{-(c\Delta t + j\pi/N)n}) \quad (16)$$

Aún y cuando el factor de amortiguamiento reduce los errores, permanece un error en la cola de la señal, por lo que es necesario desechar el último 3-5% de las muestras al final del tiempo de observación.

III. MANIOBRAS DE INTERRUPTORES

La diferencia de potencial entre las terminales de un dispositivo cualquiera de una red eléctrica o la corriente que circula a través de él se puede representar mediante una fuente de voltaje o una fuente de corriente, respectivamente, como establece el principio de sustitución. De acuerdo con esto la diferencia de voltaje entre las terminales j y k de un interruptor abierto se modela como una fuente de voltaje V_{sw} , como se muestra en la Fig. 3a; el cierre del interruptor da como resultado que el voltaje entre las terminales sea igual a cero. Esto se puede representar matemáticamente agregando en serie una fuente de voltaje V_{sw2} de iguales características, pero de sentido contrario y que se inyecta en el instante de cierre, como se muestra en la Fig. 3b. En el dominio de Laplace la fuente de voltaje inyectada está dada por [5]:

$$V_{sw2}(s) = \mathcal{L}\{-v_{sw}(t)u(t - t_c)\} \quad (17)$$

Donde $v_{sw}(t)$ es la forma de onda en el DT, t_c es el tiempo de cierre y $u(t)$ es la función escalón unitario. Aplicando el principio de superposición, la respuesta a V_{sw} es conocida, ya que es la respuesta que existe previamente a la maniobra, por lo que solamente es necesario encontrar la respuesta a la fuente V_{sw2} . En el cálculo en el DF se asume que V_{sw2} existe para todo el tiempo de observación [9, 10].

Empleando nuevamente el principio de sustitución un interruptor cerrado se representa por una fuente de corriente I_{sw} igual a la corriente que fluye a través de él, como se muestra en la Fig. 4a. La operación de apertura se realiza conectando en paralelo una fuente corriente con las mismas características, pero en sentido contrario (Fig. 4b) [5]:

$$I_{sw2}(s) = \mathcal{L}\{-i_{sw}(t)u(t - t_{zc})\} \quad (18)$$

donde $i_{sw}(t)$ es la forma de onda en el tiempo y t_{zc} es el tiempo de cruce por cero más próximo después del tiempo de apertura especificado.

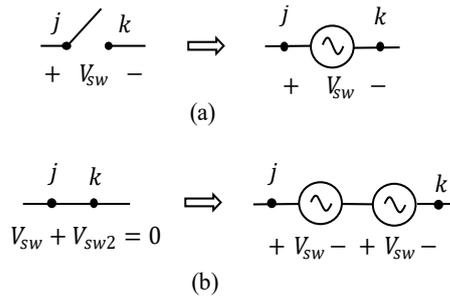


Fig. 3. Representación de una maniobra de cierre de un interruptor.

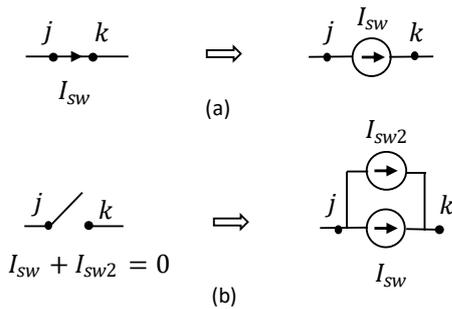


Fig. 4. Representación de una maniobra de apertura de un interruptor.

En el método de nodos se requiere que las operaciones de los interruptores se realicen por medio de la inyección de fuentes de corriente. Debido a esto, para el cierre del interruptor se incorpora en serie a la fuente de voltaje V_{sw2} una resistencia auxiliar R_x como se muestra en la Fig. 5a, de tal manera que la maniobra se realiza con la inyección de la corriente J_{sw} dada por la Ec. (19), como se muestra en la Fig. 5b [5].

$$J_{sw}(s) = \frac{V_{sw2}}{R_x} \quad (19)$$

La Resistencia R_x puede tener un valor ficticio pequeño o puede estimarse un valor más real si se conoce la geometría del interruptor.

En el caso de la apertura se emplea el mismo modelo de la Fig. 5b pero con los valores:

$$J_{sw2}(s) = I_{sw2} \quad (20)$$

y

$$G_x = -1/R_x \quad (21)$$

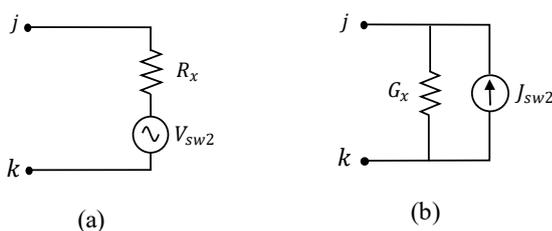


Fig. 5. Modelo del interruptor.

El signo negativo en la Ec. (21) no implica que la resistencia es negativa. En el método de nodos este signo tiene el efecto de extraer la resistencia que fue agregada para representar un interruptor inicialmente cerrado o para realizar una maniobra de cierre, esto es, desconecta los dos polos del interruptor.

IV. RESISTENCIA NO LINEAL

La curva V-I de una resistencia no lineal se puede representar por medio de segmentos lineales, como se muestra en la Fig. 6, cada pendiente R_n define el valor de la resistencia en un cierto instante de tiempo durante el transitorio electromagnético; V_n indica el límite inferior de la zona correspondiente a cada segmento lineal, y la ordenada al origen de cada línea es una fuente de tensión E_n . La relación del voltaje entre las terminales j y k con la corriente está dada por [5]:

$$v_{jk}(t) = R_n i(t) + E_n \quad (22)$$

Mientras que en el dominio de Laplace se tiene que

$$V_{jk}(s) = R_n I(s) + E_n/s \quad (23)$$

En cada instante de tiempo la resistencia no lineal está representada por un circuito formado por una fuente de voltaje E_n en serie con una resistencia R_n , cuyos valores pueden cambiar al pasar de un segmento a otro de acuerdo a los valores instantáneos de voltaje y corriente. Esta dinámica se puede realizar desconectando la rama que ya no es válida, de acuerdo con los valores $i(t)$ y $v_{jk}(t)$, y conectando la nueva rama requerida.

Una forma más práctica de implementar el procedimiento es asumir que ya se encuentra conectada la rama con valores E_{n-1} y R_{n-1} y que se debe realizar un cambio al segmento con valores E_n y R_n ; esto se logra, como se muestra en la Fig. 7, conectando entre las terminales j y k una rama en paralelo con valores $E_{x,n}$ y $R_{x,n}$ dados por [5]:

$$R_{x,n} = \frac{R_{n-1}R_n}{R_{n-1} - R_n} \quad (24a)$$

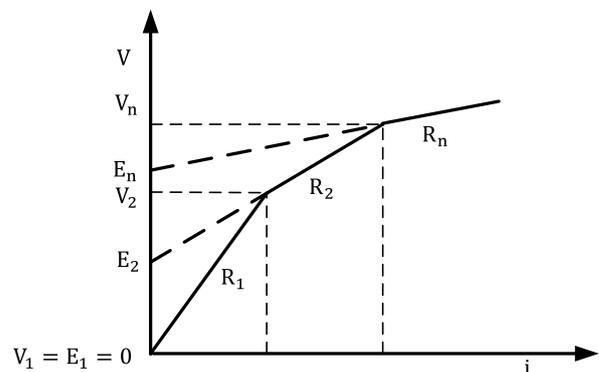


Fig. 6. Aproximación con segmentos lineales de la curva $v-i$ de una resistencia no lineal.

$$E_{x,n} = \frac{R_{n-1}E_n - R_nE_{n-1}}{R_{n-1} - R_n} \quad (24b)$$

La implementación de la conexión de la rama en el método de nodos en el dominio de Laplace se realiza como se ilustra en la Fig. 8. La detección del segmento donde caen el voltaje y la corriente se realiza en el dominio del tiempo y como el voltaje en terminales del interruptor es $v_{sw}(t) = v_{jk}(t) - E_{x,n}$ la corriente inyectada para realizar el cambio de segmento está dada por

$$i_{sw,n}(t) = -\frac{v_{jk}(t) - E_{x,n}}{R_{x,n}}u(t - t_{sw,n}) \quad (25)$$

y cuya transformada en el dominio de Laplace es:

$$I_{sw,n}(s) = \mathcal{L}\left\{-\frac{v_{jk}(t) - E_{x,n}}{R_{x,n}}\right\} * \frac{e^{-st_{sw,n}}}{s} \quad (26)$$

donde $t_{sw,n}$ es el tiempo de detección del cambio de segmento.

En la práctica la convolución indicada en la Ec. (26) no se realiza, sino que se calcula $i_{sw,n}(t)$ con la Ec. (25); esto es, se hace $i_{sw,n}(t) = 0$ para $t < t_{sw,n}$, y después se aplica la TNL.

V. INDUCTANCIA NO LINEAL

En la Fig. 9, se muestra la aproximación por segmentos lineales de una relación no lineal entre el flujo de enlace λ y la corriente i . En este caso la pendiente de cada segmento representa una inductancia L_n , mientras que Λ_n es una fuente de flujo magnético y λ_n indica el límite inferior de la zona correspondiente. Para cada segmento de línea recta se cumple la siguiente ecuación [6]:

$$\lambda_{jk}(t) = L_n i(t) + \Lambda_n \quad (27)$$

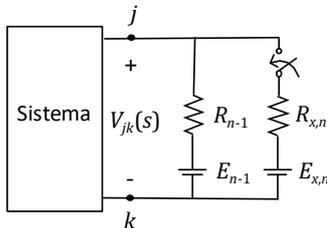


Fig. 7. Modelo de una Resistencia no lineal.

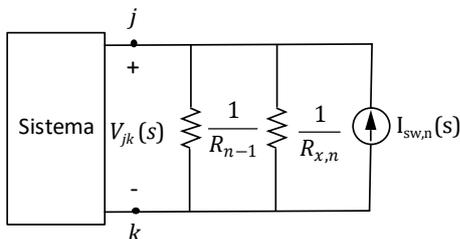


Fig. 8. Conexión para obtener la rama E_n y R_n .

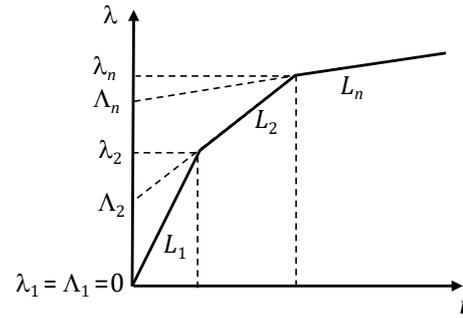


Fig. 9. Aproximación con segmentos lineales de la curva $i - \lambda$ de una inductancia no lineal.

Transformando la Ec. (27) al dominio de la frecuencia se obtiene:

$$\lambda_{jk}(s) = L_n I(s) + \Lambda_n/s \quad (28)$$

De la Ec. (28) el voltaje en terminales está dado por:

$$V_{jk}(s) = sL_n I(s) + \Lambda_n \quad (29)$$

Por lo tanto, en el dominio de Laplace el segmento n de la inductancia no lineal se modela con una fuente de voltaje Λ_n en serie con una impedancia sL_n .

El cambio del segmento $n - 1$, que ya se encuentra conectado, al segmento nuevo n se realiza mediante la conexión de la rama x, n , como se muestra en la Fig. 10, donde [6]:

$$L_{x,n} = \frac{L_{n-1}L_n}{L_{n-1} - L_n} \quad (30a)$$

$$\Lambda_{x,n} = \frac{L_{n-1}\Lambda_n - L_n\Lambda_{n-1}}{L_{n-1} - L_n} \quad (30b)$$

La maniobra que se debe llevar a cabo en el método de nodos para realizar la conexión se muestra en la Fig. 11.

De acuerdo con la Fig. 10, en el dominio del tiempo la diferencia de voltaje en terminales del interruptor es:

$$v_{sw}(t) = v_{jk}(t) - \Lambda_{x,n}\delta(t) \quad (31)$$

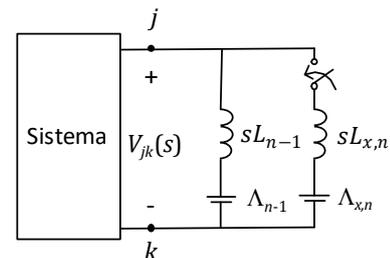


Fig. 10. Modelo de una inductancia no lineal.

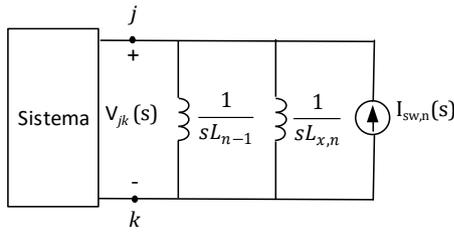


Fig. 11. Cierre del interruptor para obtener la rama L_n, A_n .

Realizando la transformación de un circuito de Thévenin a un circuito de Norton, a partir de la Ec. (31) la fuente de corriente requerida para realizar el cierre del interruptor está dada por:

$$i_{sw,n}(t) = - \left[\frac{1}{L_{x,n}} \int_0^t v_{sw}(t) dt \right] u(t - t_{sw,n}) \quad (32)$$

Transformando al dominio de la frecuencia la Ec. (32):

$$I_{sw,n}(s) = - \left[\frac{V_{jk}(s) - A_{x,n}}{sL_{x,n}} \right] * \frac{e^{-st_{sw,n}}}{s} \quad (33)$$

Empleando la relación entre el voltaje y el flujo de enlace, $V_{jk}(s) = s\lambda_{jk}(s)$, la Ec. (33) se puede escribir como sigue

$$I_{sw,n}(s) = - \left[\frac{\lambda_{jk}(s) - A_{x,n}/s}{L_{x,n}} \right] * \frac{e^{-st_{sw,n}}}{s} \quad (34)$$

Finalmente, convirtiendo la Ec. (34) al dominio del tiempo se obtiene una expresión más práctica para $i_{sw,n}(t)$:

$$i_{sw,n}(t) = - \left(\frac{\lambda_{jk}(t) - A_{x,n}}{L_{x,n}} \right) u(t - t_{sw}) \quad (35)$$

Nótese que $\lambda_{jk}(t)$ se calcula aplicando la Ec. (27) a la rama $n - 1$, ya que es la rama que está conectada antes de la maniobra.

VI. EJEMPLOS

Para validar los modelos presentados se utilizan dos ejemplos, el primero analiza el efecto de la utilización de apartarrayos modelados como resistencias no lineales; el segundo consiste en el análisis del efecto de la saturación del núcleo de un transformador empleando el modelo de una inductancia no lineal.

A. APARTARRAYOS

Para este ejemplo se emplea el sistema presentado en [12]. Se simula una energización secuencial en la línea mostrada en la Fig. 12, cuyo arreglo de conductores se presenta en la Fig. 13. Para este estudio se emplearon 2048 muestras para la transformada numérica de Laplace.

En la Fig. 14 se presenta el voltaje en el extremo receptor de la fase B. Se observa una buena concordancia con los resultados obtenidos con el ATP.

B. NÚCLEO SATURABLE DE UN TRANSFORMADOR

Como segundo ejemplo se toma el caso presentado en [6] utilizando el modelo de transformador en el dominio de frecuencia presentado en [4, 5, 6]. El sistema se presenta en la Fig. 15, donde se ejecuta una maniobra de cierre, para este caso se utilizaron 2048 muestras. En la Fig. 16 se presenta la corriente a través de la resistencia R_1 y la inductancia L_1 . Se observa nuevamente buena concordancia entre los resultados con el método de la transformada numérica de Laplace y el ATP.

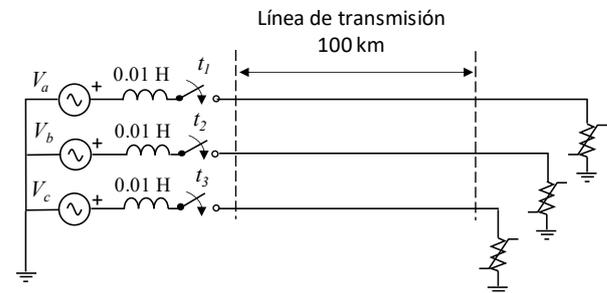


Fig. 12. Sistema de transmisión.

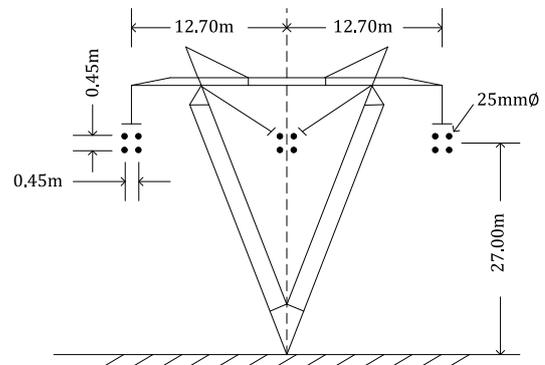


Fig. 13. Arreglo geométrico de los conductores.

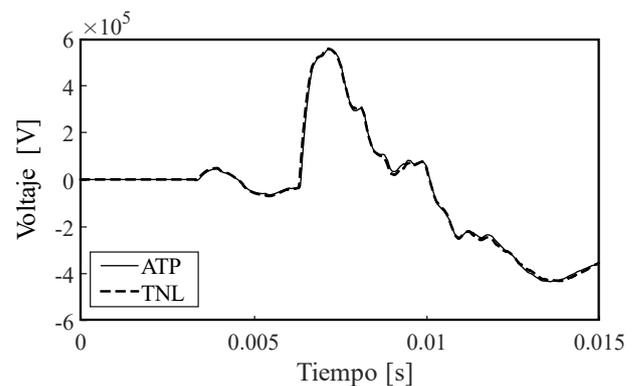


Fig. 14. Voltaje en la fase B del extremo receptor.

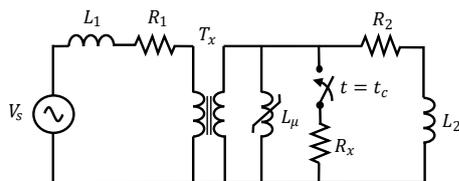


Fig. 15. Transformador monofásico con efecto de saturación.

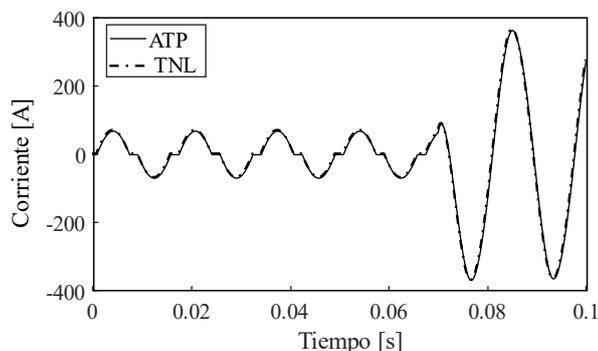


Fig. 16. Corriente a través de la Resistencia R_1 y la inductancia L_1 .

VII. CONCLUSIONES

Se ha realizado la revisión de los procedimientos para modelar maniobras de interruptores y resistencias e inductancias no lineales para la simulación de transitorios electromagnéticos empleando la transformada numérica de Laplace. El procedimiento aproxima las características no lineales de resistencias e inductancias por medio de segmentos lineales, esto permite convertir el problema no lineal en un procedimiento secuencial de cierres de interruptores.

En opinión de los autores los métodos en el DF no tienen como objetivo competir con los métodos en el DT, sino que son útiles como una herramienta para la evaluación de modelos de elementos con parámetros dependientes de la frecuencia para simulaciones en el DT. Por otro lado, pueden también representar una herramienta educativa para estudiar los fenómenos transitorios en sistema eléctricos y electrónicos.

REFERENCIAS

- [1] P. S. Maruvada, H. Menemenlis, and R. Malewski, "Corona characteristics of conductor bundles under impulse voltages," *IEEE Trans. Power, App. Syst.*, vol. PAS-96, no. 1, pt. 1, pp. 102-1105, Jan./Feb. 1977
- [2] H. M. Kudyan and C. H. Shih, "A nonlinear circuit model for transmission lines in corona," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-100, no. 3, pp. 1420-1430, Mar. 1981.
- [3] L. M. Wedepohl, "Transient analysis of multiconductor transmission lines with special reference to nonlinear problems," *Proc. IEE*, vol. 117, no. 5, pp. 979-988, May. 1970.
- [4] A. Ramirez, "Frequency-domain computation of steady and dynamic states including nonlinear elements," *Power Delivery*, *IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 3, pp. 1609-1615, 2009.
- [5] P. Moreno, P. Gómez, J. L. Naredo, J. L. Guardado, "Frequency domain transient analysis of transmission networks including

nonlinear conditions," *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 7, pp. 139-146, 2005.

- [6] C. M. Luna, P. Moreno, J. R. Loo-Yau, "Transformer Model with Saturation Effects for Frequency-Domain Transients Simulation," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 11, no. 1, pp. 49-56, Jan. 2017.
- [7] C. M. Luna, P. Moreno, A. Guzmán, et al., "Frequency domain simulation of fault transients in transmission lines including measurement transformers," *North American Power Systems Symp.*, Pullman, USA, 2014.
- [8] C. M. Luna, "Simulación de fallas en líneas de transmisión en el dominio de la frecuencia incluyendo transformadores de medición," M.S. dissertation, CINVESTAV, Guadalajara, Mexico, 2001.
- [9] D. J. Wilcox, "Numerical Laplace transformation and inversion," *Int. J. Elect. Eng. Educ.*, vol. 15, pp. 247-265, 1978.
- [10] P. Moreno and A. Ramirez, "Implementation of the numerical Laplace transform: A review," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 23, no. 4, pp. 2599-2609, Oct. 2008.
- [11] F.J. Harris, "On the use of windows for the harmonic analysis with discrete Fourier transform," *Proc. IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51-83, 1978.
- [12] C. Villanueva, P. Moreno, A. Ramirez, P. Gómez, J. L. Naredo, "On the inclusion of nonlinear conditions in numerical Laplace transform analysis," *10th International Conference on Power Systems Transients (IPST'13)*, Vancouver, Canada, Jul. 2013.

BIOGRAFÍAS



PABLO MORENO Obtuvo el título de Ingeniero Mecánico Electricista en la UNAM en 1985, el grado de Maestro en Ingeniería Eléctrica en el ITESM-Monterrey en 1989 y el grado de Doctor en Filosofía en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Estatal de Washington en 1997. Desde 1997 es Investigador en la Unidad Guadalajara del Cinvestav del IPN. Su área de interés son los transitorios electromagnéticos en redes eléctricas y electrónicas.



JORGE GABRIEL HERNÁNDEZ Recibió el título de Ingeniero Eléctrico del Instituto Tecnológico de Tuxtla Gutiérrez, Chiapas, México, en 2012, y los grados de Maestro (2018) y Doctor en Ciencias (2022) en la Especialidad de Ingeniería Eléctrica en el Cinvestav del IPN, Unidad Guadalajara, Zapopan, México. Sus intereses de investigación están en los transitorios electromagnéticos en redes eléctricas.



AUREA E. MORENO MOJICA Obtuvo el título de Ingeniera en Electrónica (2012), el grado de Maestra en Diseño Electrónico (2016) y el grado de Doctora en Ciencias de la Ingeniería (2022) en el ITESO-Universidad Jesuita de Guadalajara, México. Actualmente es profesora asociada en el ITESO. Sus intereses de investigación incluyen integridad de señal y potencia, diseño de experimentos, métodos de optimización numérica para interfaces de alta velocidad y redes de suministro de potencia.



JOSÉ R. LOO-YAU Recibió el título de Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones en la UAG en 1998. Obtuvo los grados de Maestro (2000) y Doctor (2006) en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con Especialidad en Electrónica en el CICESE, Ensenada, BJ. En 2007 se incorporó al Cinvestav, Unidad Guadalajara como profesor investigador. Sus intereses de investigación actuales incluyen el modelado lineal y no lineal de transistores de microondas, amplificadores de potencia de alta eficiencia, predistorción digital y el diseño de circuitos activos de RF.