



REVISTA DERROTERO

Ingeniería



Análisis de detección de minas 3D con una antena UWB mediante el simulador de FDTD gprMax

Harvey Sierra Coley   ¹

¹Jefe de división electrónica y armamento estratégico. Jefatura de operaciones logísticas.
Correspondencia: calle 151 #11-96, Bogotá, Colombia.

Recibido: 26/01/2021
Aprobado: 06/05/2021

Resumen

Se realizó el modelamiento de una antena *Bow-Tie* sobre el suelo mediante gprMax y se cambiaron los distintos parámetros de la antena y el suelo con el propósito de mejorar la señal transmitida y disminuir las señales indeseadas (*clutter*). Luego, se realizó una búsqueda B-scan para localizar un blanco enterrado en el suelo, mostrando los patrones de radiación tanto en el espacio libre, como en un suelo de características homogéneas. Finalmente, se modeló una antena comercial sobre un suelo y una mina enterrada para obtener resultados en un escenario real de detección de minas enterradas. Esto se realizó mediante la transmisión de la onda sobre el suelo y la eliminación de la onda transmitida en la recibida por la antena.

Palabras clave: UWB, Bow-Tie, gprMax, FDTD.

 **Correspondencia:**
harvey.sierra
@armada.mil.co

Citación:

H. Sierra-Coley. Análisis de detección de minas 3D con una antena UWB mediante el simulador de FDTD gprMax. Derrotero 15, número 1 (Ene-Dic) 2021.

3D mine detection analysis with an Ultra-Wideband antenna using the gprMax FDTD simulator

Abstract

A bow-tie antenna over the soil was modeled on gprMax and their fundamentals parameters were changed to improve scattered signal and decrease the clutter. Then, a B-scan to locate a target buried in soil was performed, showing radiation patterns on free space and over a homogeneous soil. Finally, a commercial antenna over a soil and a mine buried were modelled in order to obtain results in a real scenario by transmitting over the ground where the simulated mine is buried and eliminating the transmitting signal from the receiving one.

Keywords: UWB, bow-tie, gprMax, FDTD.

Introducción

Un radar de penetración de tierra, o GPR por sus siglas en inglés, tiene como finalidad la detección de objetos enterrados mediante la radiación de ondas electromagnéticas (transmisor), a través del suelo, y la posterior recepción (receptor) de las ondas reflejadas en los objetos enterrados (blancos), tal como se observa en la figura 1.

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad (1)$$

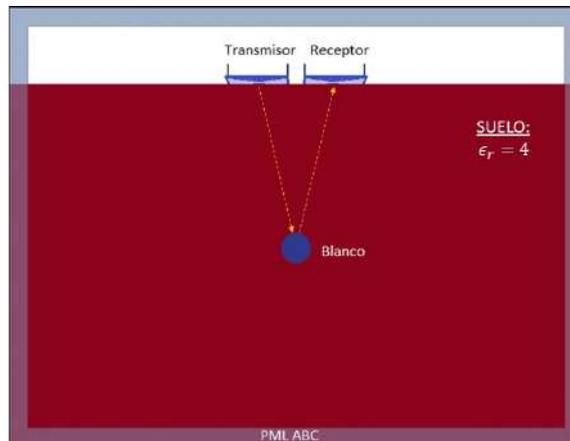


Figura 1. Esquema básico de simulación de un GPR

Fuente: elaboración propia.

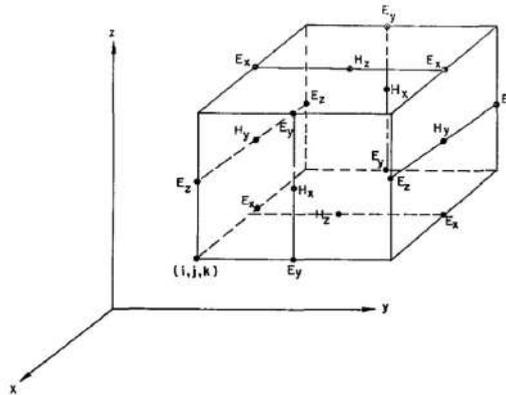


Figura 2. Celda de Yee 3D

Fuente: (Yee, 1966).

Con el objetivo de mejorar la capacidad del radar para distinguir entre varios blancos (resolución) es necesario utilizar un pulso electromagnético lo más angosto posible en el tiempo, lo cual implica una ampliación en el ancho de banda de la señal. Lo anterior supone el uso de antenas de Ultra Banda Ancha (UWB según sus siglas en inglés), así como una preferencia en la utilización de un simulador para resolver las ecuaciones de Maxwell con técnicas basadas en el tiempo, tal como el método de diferencias finitas en tiempos finitos (FDTD), en lugar de las basadas en la frecuencia.

El mencionado método FDTD consiste en discretizar el tiempo y el espacio de un escenario de simulación particular, con lo cual se convierten las ecuaciones de Maxwell en un conjunto de ecuaciones de diferencias finitas (Yee, 1966, Giannopoulos, 1998); sin embargo, los valores de discretización espacial y temporal no son triviales, debido a que la discretización temporal obedece al Criterio de Estabilidad CFL de Courantz Friedrich Lewy (1).

Mientras que la discretización espacial en 3D se define por los valores de Δx , Δy y Δz , estos diferenciales deben ser lo más pequeños posibles a fin de lograr que el modelo geométrico se asemeje a la realidad. No obstante, si estos valores se configuran demasiado pequeños, entonces se aumentaría el número de cubos de la grilla de Yee, a los cuales se les debe resolver las ecuaciones de Maxwell y almacenar en un registro para resolver recursivamente estas ecuaciones en las celdas circunvecinas, lo cual demandaría una mayor capacidad de procesamiento y RAM del computador.

Al tener en cuenta que los objetos curvos son modelados mediante una aproximación escalonada, estos valores deben ser al menos diez veces menores a la longitud de onda más pequeña del escenario de simulación para que esta aproximación no afecte el valor obtenido en la misma, debido al error inducido por la dispersión numérica (explicado en detalle

en Giannopoulos, 1998), para lo cual es necesario verificar la frecuencia más alta del pulso a ser transmitido y los parámetros constitutivos del suelo, ya que la velocidad de propagación en el suelo es menor que en el aire y, por lo tanto, la longitud de onda mínima corresponde a la relación entre la velocidad de propagación en el suelo y la frecuencia más alta.

La naturaleza de GPR se clasifica como un problema de condiciones iniciales determinadas por el transmisor y de frontera abierta o no acotada, transformándose en un problema de truncado del espacio computacional, por lo cual se hace necesario aplicar una condición de frontera absorbente (ABC) a cierta distancia del transmisor, el receptor o los blancos; con ello, la idea fundamental es lograr que todas las ondas electromagnéticas que golpeen en esta frontera sean absorbidas, simulando un espacio no acotado.

En todo caso, se debe utilizar un simulador que cumpla con los requerimientos anteriormente descritos, como gprMax, que es un *software* de uso libre GNU GPL v3 diseñado para el modelamiento específico de GPR pero que puede ser utilizado para muchas otras aplicaciones y está escrito en Python, tal como se describe ampliamente en el texto de Warren Giannopoulos y Giannakis, 2016.

Diseño del escenario de simulación

$$W(t) = 60 \exp \left[-2\pi^2 f^2 \left(t - \frac{1}{f} \right) \right] \quad (2)$$

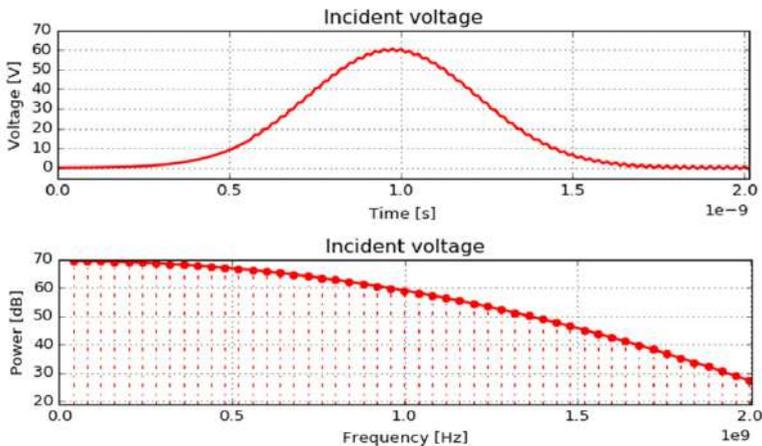


Figura 3. Pulso gaussiano de entrada

Fuente: elaboración propia.

Discretización espacial

Un aspecto fundamental en el modelamiento de un escenario de simulación en gprMax es determinar la discretización espacial, por lo cual es necesario identificar concretamente el pulso de entrada, que en este caso es un pulso gaussiano de amplitud 60 y frecuencia de operación $f = 1$ GHz, tal como se muestra en la figura 3.

Al conocer el pulso transmitido es posible determinar la discretización espacial y saber la frecuencia máxima de operación, así:

$$\Delta l = \frac{\lambda_{min}}{10} = \frac{c}{10\sqrt{\epsilon_r} f_{max}} = 0,00375 \quad (3)$$

Por otra parte, el pulso es alimentado por medio de un modelo de línea de transmisión 1-D con una resistencia característica de $200/\Omega$, el cual se encuentra descrito en el texto de (Bourgeois y Smith, 1996).

Discretización temporal

De acuerdo con el criterio de estabilidad CFL de la ecuación (1) y al tener en cuenta que $\Delta l = \Delta x = \Delta y = \Delta z$, entonces:

$$\Delta t \leq \frac{\lambda}{c\sqrt{3}} \leq 14,44 \text{ pseg} \quad (4)$$

De tal manera que se escoge un $\Delta t = 12,5$ pseg, con el cual se cumple con el criterio de estabilidad CFL.

Para configurar un valor diferente al Δt con el cual se cumpla el criterio CFL en gprMax, es necesario hallar un factor multiplicador $0 < f_1 < 1$, para que se cumpla la ecuación (5). En este caso específico el valor de f_1 es 0,865426282.

$$\Delta t = f_1 \Delta t_{CFL} \quad (5)$$

Frontera absorbente

La frontera absorbente utilizada para la simulación es la que usa gprMax por defecto, es decir, 10 celdas PML, la cual se basa en una integración recursiva aproximada a un CFS (Correia y Jin, 2006). Lo importante en el uso de esta frontera es garantizar que todos los elementos simulados se encuentren al menos a 15 celdas de ella.

En la figura 4 se muestra el escenario completo de simulación con todas las dimensiones. Las fronteras absorbentes tienen 10 celdas de ancho y tanto las antenas como la placa

enterrada están a 20 celdas de cualquiera de las seis fronteras del escenario y la placa tiene dimensiones xy de 26,25 cm \times 33 cm, tal como lo muestra la figura.

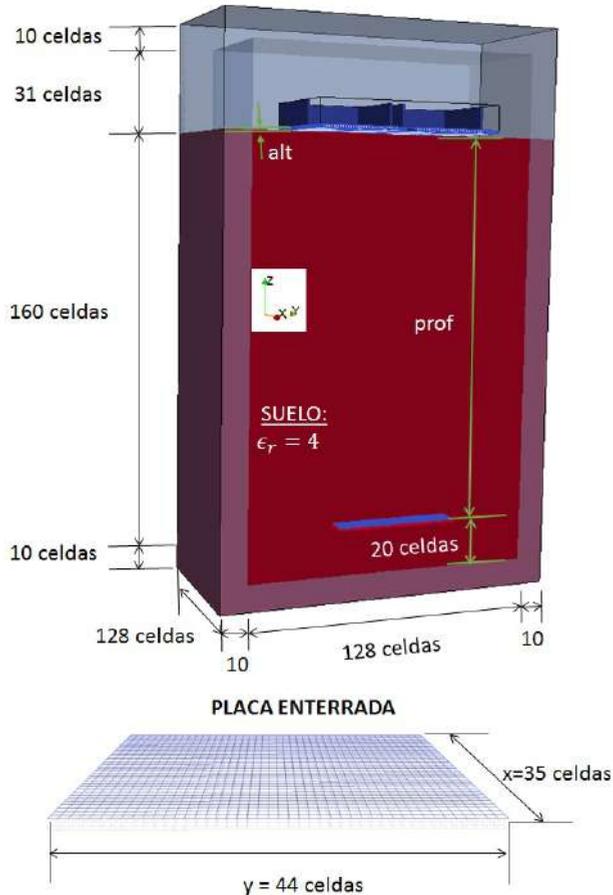


Figura 4. Escenario de simulación en 3D

Fuente: elaboración propia.

Diseño de la antena Bow-Tie

Esta antena es tipo UWB y tiene ciertos parámetros que deben ser configurados, como es el caso del largo de los brazos, el ángulo de apertura o *flare angle* y el tamaño de la cavidad. En particular, la antena que se modeló está constituida por dos brazos triangulares, cada uno de 135 mm de largo, un ángulo de apertura de 70° y una cavidad con una separación de dos celdas en cada uno de los cuatro extremos de la antena, tal como se muestra en la figura 5; nótese que tanto los brazos de la antena como la cavidad están hechas de un conductor

eléctrico perfecto (PEC), aunque las antenas son parches como tal y la cavidad tiene un grosor de 0,75 cm (una celda), el largo de la cavidad es de 33,75 cm (45 celdas), el ancho es de 24 cm (32 celdas) y la altura es de 7,5 cm (10 celdas). La separación de las antenas es de $s=3$ cms y la polarización es en x .

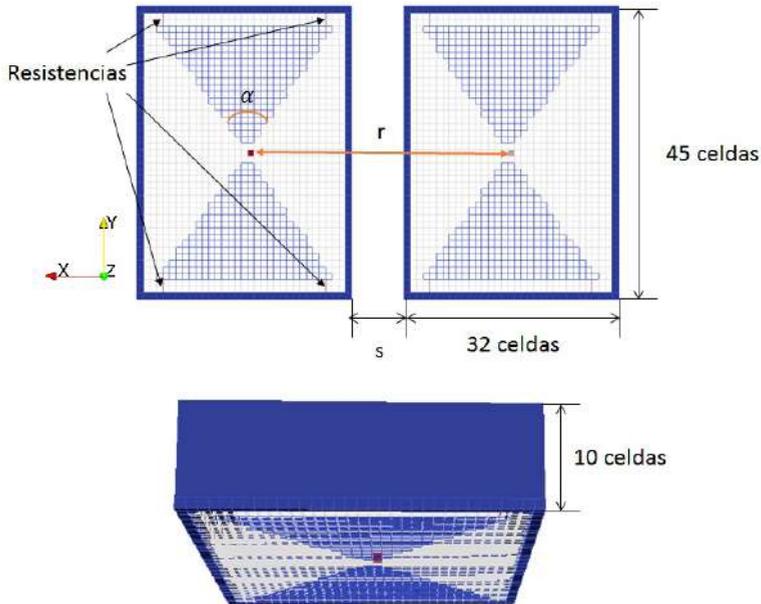


Figura 5. Geometría de la antena *Bow-Tie*

Fuente: elaboración propia.

Dentro de la geometría de la antena se encuentra la distancia entre el *drive point* del transmisor y el del receptor, en la figura 5 se observa como r depende del ancho de la antena *anch*, que a su vez varía directa y proporcionalmente con el largo de la antena *larg* y con el ángulo de apertura α .

$$r = anch + s + K = 2 \cdot larg \cdot \tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) + s + K \quad (6)$$

Donde:

larg es el largo de la antena *Bow - Tie*

anch es el ancho de la antena *Bow - Tie*

α es el *flare angle* o ángulo de apertura

s es la separación de las cavidades de las antenas

K es una constante correspondiente a seis celdas

Transmisión de la antena Bow-Tie

La antena *Bow-Tie* tiene transmisión en dos direcciones: *edge-on* y *broadside*. La transmisión *edge-on* consiste en la emisión de las ondas electromagnéticas en dirección al plano formado por la antena, en este caso en dirección y . Esta transmisión consiste en la superposición de la onda emitida por el *drive point* con una señal que viaja a largo del borde de la antena y es radiada en la esquina de esta, tal como se muestra en la figura 6. De igual manera, se crea una pequeña onda adicional debido a que parte de la onda reflejada viaja de vuelta al *drive-point* por el borde del triángulo, donde se repite el proceso (Shlager, Smith y Maloney, 1994).

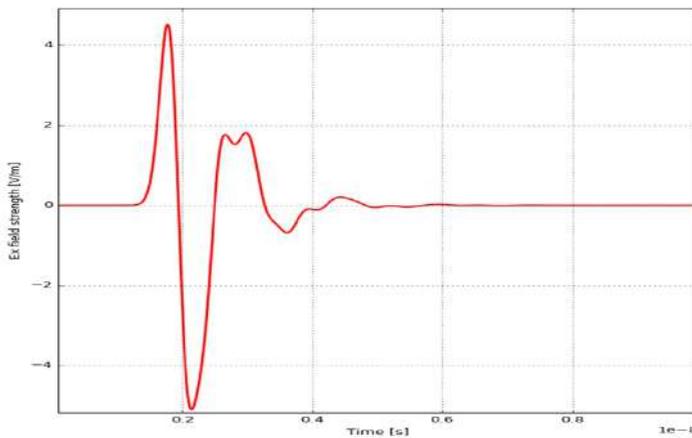


Figura 6. Transmisión edge-on de la antena *Bow-Tie*

Fuente: elaboración propia.

La transmisión *broadside* es la emisión de las ondas electromagnéticas perpendiculares al plano que forma el triángulo de la antena, en este caso en dirección z . Esta transmisión consiste en la onda directa del *drive point*, la cual reconstruye parcialmente la derivada del pulso gaussiano, seguida por la señal que viaja por el borde del triángulo y se refleja en la esquina de forma perpendicular (Shlager, Smith y Maloney, 1994), tal como se muestra en la figura 7.

Resultados de simulación

El resultado de la simulación para una altura de las antenas sobre el suelo $alt = 0,75$ cm y una profundidad del objeto con relación al suelo $prof = 105$ cm, se muestra en la figura 8, donde se grafica el campo eléctrico en x . Se evidencian dos trenes de pulsos, el primero se le

conoce como *clutter* y corresponde a la superposición de la onda directa desde el transmisor hasta el receptor y la onda que se refleja en la interfase entre el aire y el suelo, y el segundo corresponde a la onda transmitida que viaja por medio del suelo hasta el blanco y regresa hasta la antena receptora. Esta información es muy útil para determinar cuál es la distancia en la que está el objeto enterrado, ya que el retardo τ equivale a la distancia recorrida por el pulso de ida hasta el blanco y el retorno a la antena receptora $2d$ sobre la velocidad de propagación en el medio, es decir, $\tau = \frac{2d}{c\sqrt{\epsilon_r}}$.

Entonces la distancia a la que está enterrado el blanco viene dada por:

$$d = \frac{\tau c}{2\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{(15 - 1) \cdot 10^{-9} \cdot 3 \cdot 10^8}{2\sqrt{4}} = 1,05 \text{ m} \quad (7)$$

Variación de los parámetros de la antena

En el receptor se obtiene una serie de señales como son el *clutter*, la onda reflejada y el *shadow* o segundas reflexiones del blanco, que son consecuencia de reflexiones sucesivas entre el blanco y la interfase tierra-aire.

El *clutter* está formado por la superposición de la onda directa que recorre la distancia r , la onda transmitida por la esquina de la antena después de que la señal viaja a través del borde del triángulo y la reflexión de la onda en la interfase aire-tierra.

Dicha superposición les dará la amplitud a los pulsos y hará que un fenómeno conocido como “*ringing*” se prolongue en el tiempo o se disipe rápidamente, dependiendo de la distancia r descrita en la ecuación (6). Algo deseable es disminuir el tiempo del ringing,

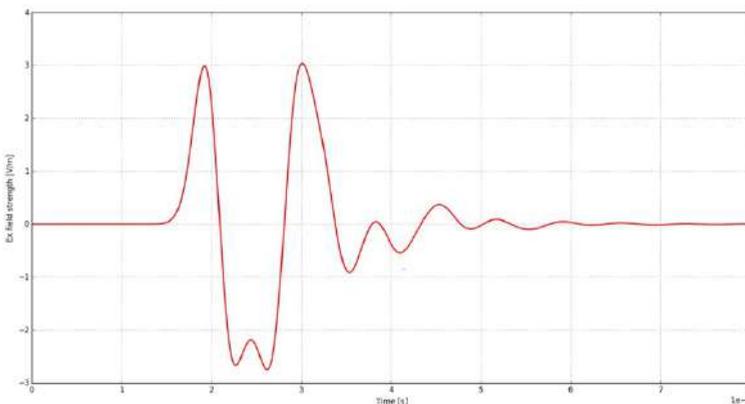


Figura 7. Transmisión broadside de la antena *Bow-Tie*

Fuente: elaboración propia.

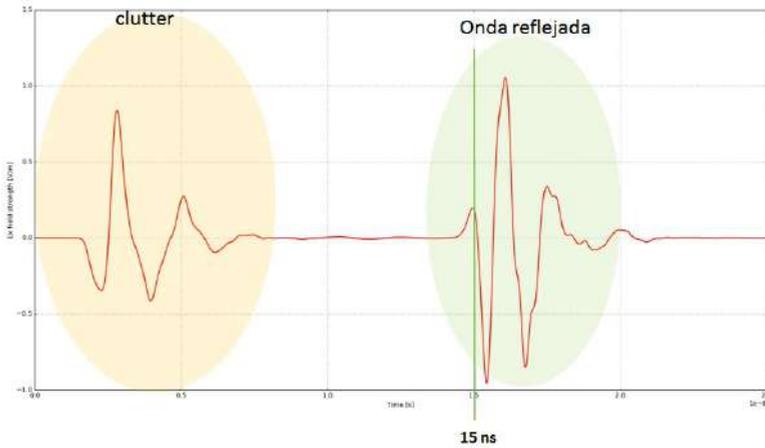


Figura 8. A-scan para un cilindro enterrado a 105 cm y con una altura de la antena sobre el suelo de 0,75 cm

Fuente: elaboración propia.

al tener en cuenta que estas señales se superpondrían a la reflejada del blanco si estuviera más cerca de la superficie, generando una gran afectación del clutter sobre la señal deseada. Ahora se verá más a detalle:

1. **Variación de la separación s entre las antenas:** se efectuó la variación de la separación entre las antenas transmisora y receptora $s = 0,75, 1,5, 3$ y $4,5$ cm, donde se evidencia que al aumentar el parámetro s la señal reflejada permanece constante y la amplitud del *clutter* disminuye un poco, pero lo que es más importante es que se reduce en el tiempo el fenómeno del *ringing*, ya que al aumentar s también crece la distancia entre los *drive points* de las antenas r , lo cual es deseable de acuerdo con lo explicado anteriormente. Estos A-scan se observan en la figura 10.
2. **Largo de la antena:** se efectuó la variación del largo de la antena y se descubrió que al aumentar el parámetro *larg*, se incrementa la amplitud de la señal deseada del blanco hasta llegar a un punto intermedio equivalente a $\lambda_{min} - f_s$, es decir, 130 mm, tal como se muestra en la figura 9.

Luego de este punto, la amplitud no aumenta considerablemente y sí se incrementa el fenómeno del *ringing*. Esto se debe al aumento del retardo de la señal que viaja por el borde del triángulo hasta la esquina, ya que debe recorrer una mayor distancia.

$$\lambda_{min} - f_s = \frac{c}{f_{max}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,3 \cdot 10^9} = 130 \text{ mm} \quad (8)$$

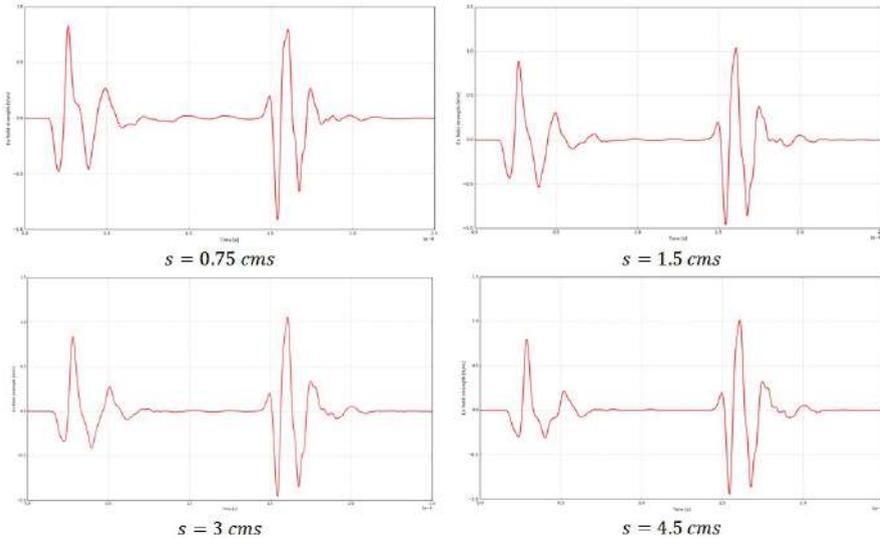


Figura 9. Variación del largo de la antena

Fuente: elaboración propia.

3. **Ángulo de apertura o flare angle:** tal como se observa en la figura **11**, al incrementar el valor del ángulo de apertura de la antena se disminuye el *clutter* y se puede evidenciar una reducción de la amplitud de las oscilaciones secundarias en el *clutter*. Esta variación se presenta debido al aumento de la distancia entre los *drive points* de las antenas r y la distancia del borde del triángulo del *Bow-Tie*, como consecuencia del aumento del ángulo de apertura y generando una variación en los retardos de llegada de las ondas en el *drive point* del receptor.
4. **Variación de las resistencias:** la antena *Bow-Tie* está cargada con unas resistencias finales, tal como se observa en la figura **5**, esto con el propósito de evitar que se produzcan las reflexiones de las señales de vuelta al *drive point*, impedir el ensanchamiento del pulso en el tiempo y así conseguir una antena de banda ancha. Entonces surgen dudas acerca de cuántas resistencias configurar, de qué valor y dónde ubicarlas.

Para resolver estos interrogantes es necesario percatarse de que las resistencias que están conectadas entre cada brazo y la cavidad se encuentran conectadas en paralelo. Para esta simulación se utilizaron dos resistencias en cada brazo de 200 cada una. Estas se ubicaron en las esquinas y luego se movieron al centro de los *Bow-Tie*, tal como muestra en la figura **12a** y el resultado se muestra en la figura **13**, donde se evidencia el aumento de la amplitud del *clutter*.

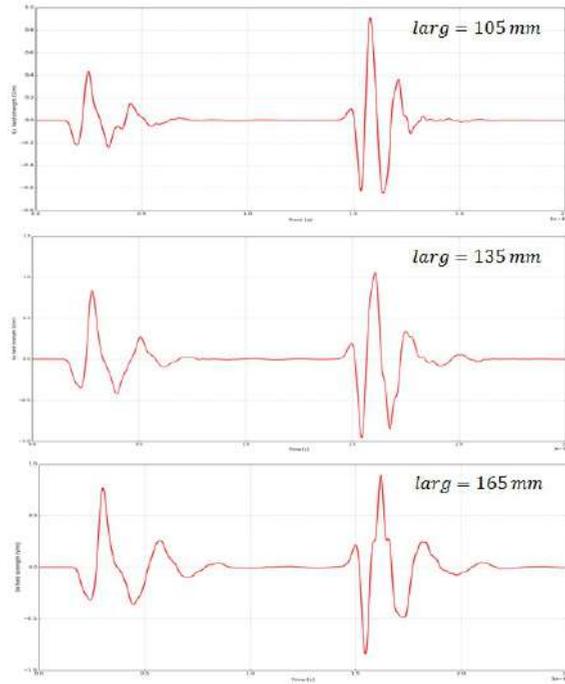


Figura 10. Variación de la separación de la antena

Fuente: elaboración propia.

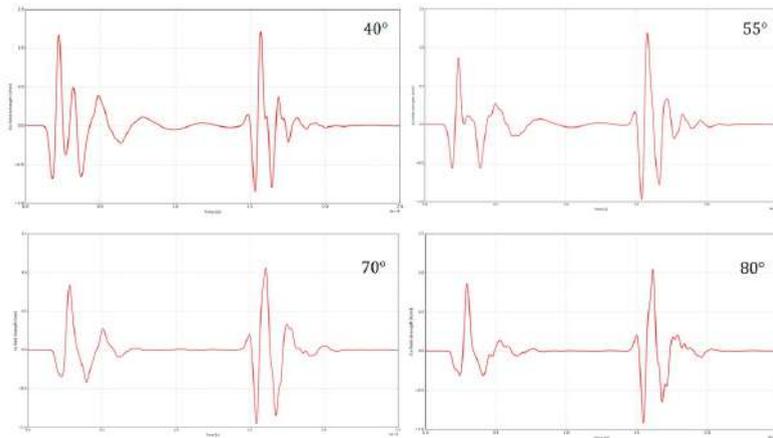


Figura 11. Variación del ángulo de apertura de la *Bow-Tie*

Fuente: elaboración propia.

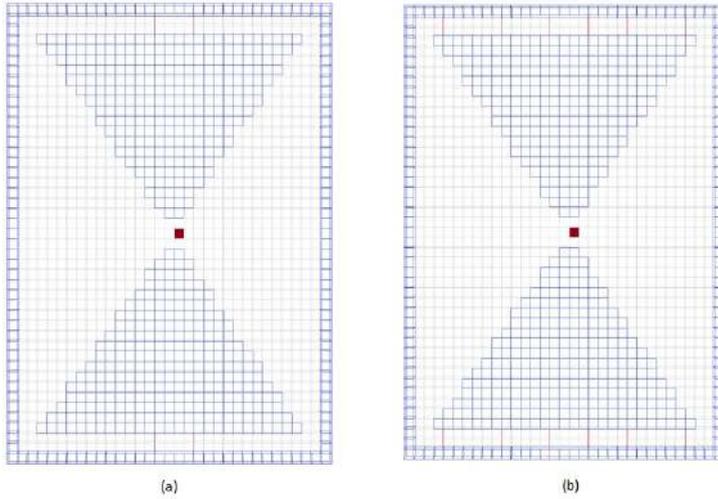


Figura 12. Variación en la posición y el número de resistencias en la antena, $R_{eq} = 100 \Omega$. (a) Resistencias ubicadas en el centro de la antena y (b) seis resistencias ubicadas en cada brazo de la antena

Fuente: elaboración propia.

Esto se debe a que la mayor distribución de corriente en la antena se encuentra en el borde de los triángulos de esta, por tal motivo las resistencias hacen mayor efecto sobre la disminución del *clutter* cuando se ubican en las esquinas de la antena antes que en cualquier otro lugar (Uduwawala *et al.*, 2004).

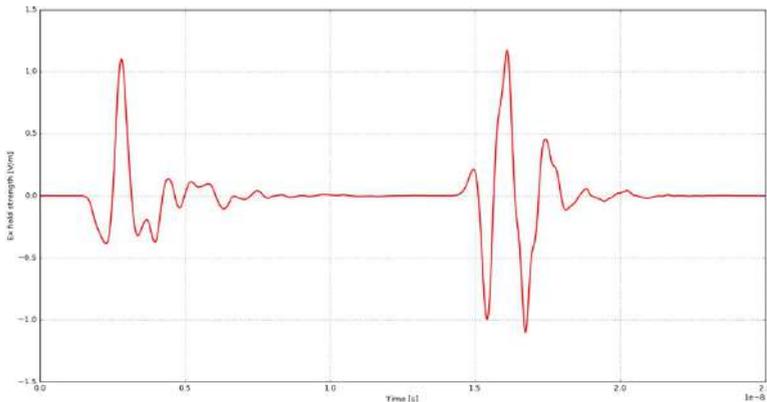


Figura 13. A-scan de las resistencias ubicadas en el centro de la antena

Fuente: elaboración propia.

Después, se aumentó el número de resistencias en paralelo, como se muestra en la figura 12b, haciendo la resistencia equivalente en paralelo ($R_{eq} = 100 \Omega$) y entonces cada resistencia individual para el caso de cuatro resistencias en paralelo ($R = 400 \Omega$) y para el caso de seis resistencias en paralelo ($R = 600 \Omega$).

En esta simulación se encontró que las ondas eran idénticas para los tres casos, siempre y cuando la resistencia equivalente en paralelo fuese igual. No se incluyen las gráficas debido a que todas son como la figura 8.

Por último, se ubicaron las dos resistencias en las esquinas, tal como se muestra en la figura 5 y se modificó la resistencia en paralelo equivalente a $R_{eq} = 45, 65, 100, 150, 250$ y 375Ω . La intención fundamental fue encontrar la R_{eq} que logre el mejor acople de la resistencia característica de la línea de transmisión, que para el caso puede variar entre 0Ω y $120 n\Omega$ (la impedancia del vacío).

Tal como se observa en la figura 14, la R_{eq} debe ser aproximadamente la mitad de la resistencia característica de la línea de transmisión en la frecuencia cero. En la figura se observa que el valor adecuado de la R_{eq} se encuentra entre 100 y 150Ω , para valores inferiores a este rango se incrementa considerablemente el tiempo de duración del fenómeno del *ringing* en el *clutter* y para valores superiores se incrementa la amplitud del *clutter*.

Adicionalmente, la antena pierde ancho de banda para R_{eq} fuera de este rango, ya que se empieza a presentar demasiada potencia reflejada en las frecuencias bajas, tal como se muestra en la figura 15.

5. **Variación de la altura de la antena sobre el suelo:** Para esta simulación se aumentó la altura de la antena sobre el suelo hasta $0,75, 1,5$ y 3 cm. Se puede observar en la figura 16 cómo incrementa el fenómeno del *ringing* en el *clutter* y, adicionalmente, el aumento de su amplitud.

De igual manera, se evidencia cómo disminuye la amplitud de la señal que identifica el blanco. Lo anterior se debe a la atenuación de la señal antes de ingresar al suelo y al incremento de los retardos de las ondas reflejadas en la interfase aire-tierra.

6. **Variación de la profundidad del objeto enterrado:** Para esta simulación se efectuó una variación de la profundidad del objeto enterrado a $15, 30$ y 45 cm. En la figura 17 se evidencia que para una profundidad de 15 cm no se puede distinguir el blanco, teniendo en cuenta que la antena está muy cerca y la señal observada obedecería a la superposición del *clutter* con la señal reflejada del blanco.

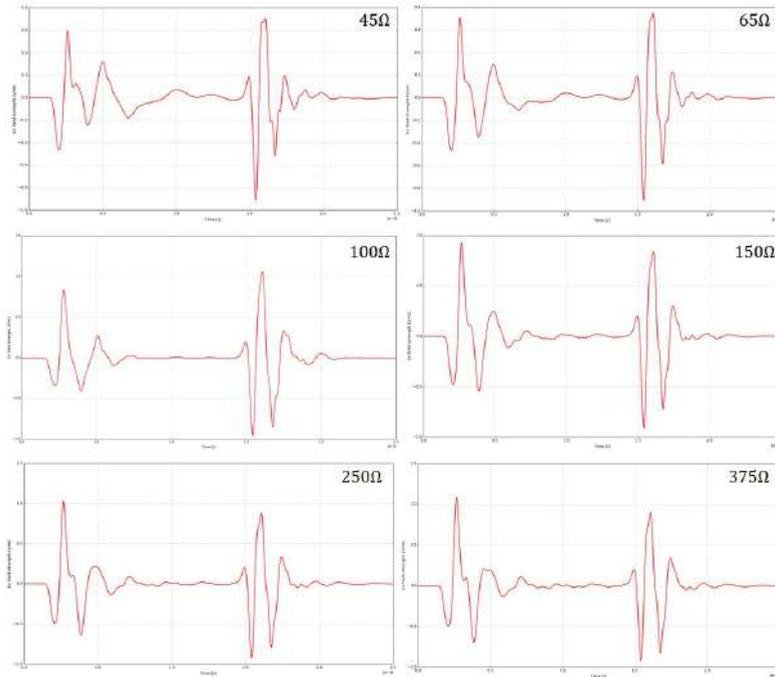


Figura 14. Variación de la Re_q para las resistencias de la antena

Fuente: elaboración propia.

Parámetros S e impedancia de entrada

Los parámetros S describen la relación entrada-salida entre puertos en un sistema eléctrico, entonces, si se tienen dos puertos, el parámetro S_{12} representa la potencia transferida del puerto 2 al puerto 1, S_{21} del puerto 1 al puerto 2. En general, S_{NM} representa la potencia transferida del puerto M al puerto N en una red multipuertos.

En la práctica, el parámetro más utilizado con relación a las antenas es S_{11} , que representa qué tanta potencia es reflejada por la entrada a la antena y, por lo tanto, es conocido como coeficiente de reflexión o pérdidas de retorno. Si $S_{11} = 0$ dB, toda la potencia es reflejada a la antena y nada es radiado; si $S_{11} = -10$ dB implica que si 3 dB de potencia son entregados a la antena por la línea de transmisión se reflejan -7 dB y el resto es transmitido por la antena.

La figura 15a muestra el parámetro S_{11} para la antena modelada en el espacio libre con dos resistencias ubicadas en las esquinas de 200Ω cada una, teniendo en cuenta que el parámetro S_{11} es aproximadamente menor a -10 dB en todo el componente espectral, es posible afirmar que el ancho de banda de la antena es de 4.2 GHz.

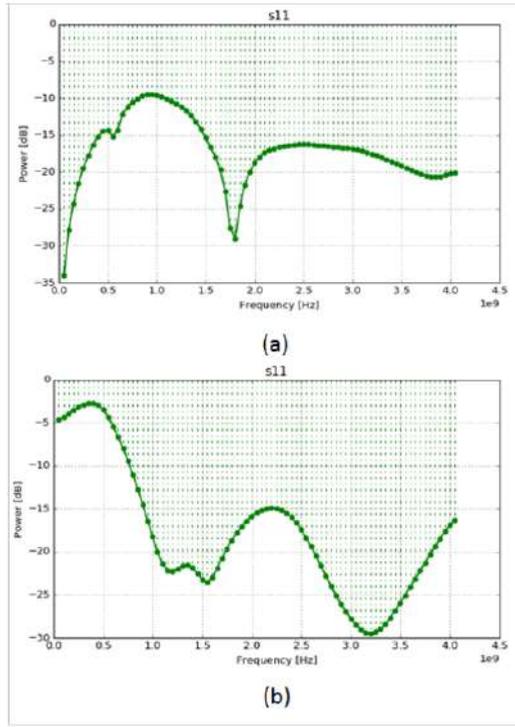


Figura 15. Parámetro S₁₁ en espacio libre para la antena *Bow-Tie*. (a) Resistencias de carga con Req = 100 Ω y (b) Resistencias de carga con Req = 375 Ω

Fuente: elaboración propia.

En la figura 15b se muestra el parámetro S₁₁ para la misma antena, pero con dos resistencias de 375 Ω en las esquinas y se evidencia una pérdida de ancho de banda debido a que se recibe demasiada señal reflejada en las frecuencias bajas, permitiendo un rango de operación desde aproximadamente 800 MHz hasta 4.2 GHz.

En la figura 18a se muestra la impedancia de entrada, tanto la parte real (resistiva) como la imaginaria (reactiva), para la antena modelada en el espacio libre y en la figura 18b se muestran unas pequeñas ondas dentro de las variaciones de la impedancia de entrada en altas frecuencias. Estas variaciones tienen un diferencial de frecuencia $\Delta f = 1/\tau$ y se deben a que cuando la antena comienza a radiar se disminuye su contenido de baja frecuencia, la fase comienza a oscilar rápidamente y luego es reflejada por el objeto hasta la antena, produciendo una variación en la impedancia de entrada de esta.

$$\Delta f = \frac{1}{\tau} = \frac{c}{2s\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4(0,6)} = 0,125 \text{ GHz} \tag{9}$$

De la figura 18b se puede verificar que $\Delta f = (0,9 - 0,8) \text{ GHz} = 0,1 \text{ GHz}$, lo cual es muy aproximado a lo obtenido con la ecuación (9).

Patrones de radiación del *Bow-Tie*

El patrón de radiación de una antena es un parámetro muy importante en GPR, ya que determina qué tan bien puede o no detectarse un blanco dado y consiste en la distribución espacial de una cantidad que caracteriza el campo electromagnético generado por una antena (Warren Giannopoulos y Giannakis, 2016).

Para definir los patrones de radiación, se deben tener en cuenta las regiones que caracterizan los campos cercanos y el campo lejano de una antena determinada. El campo cercano reactivo se extiende hasta R_1 y está definido por $R_1 < 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$, el campo cercano radia-

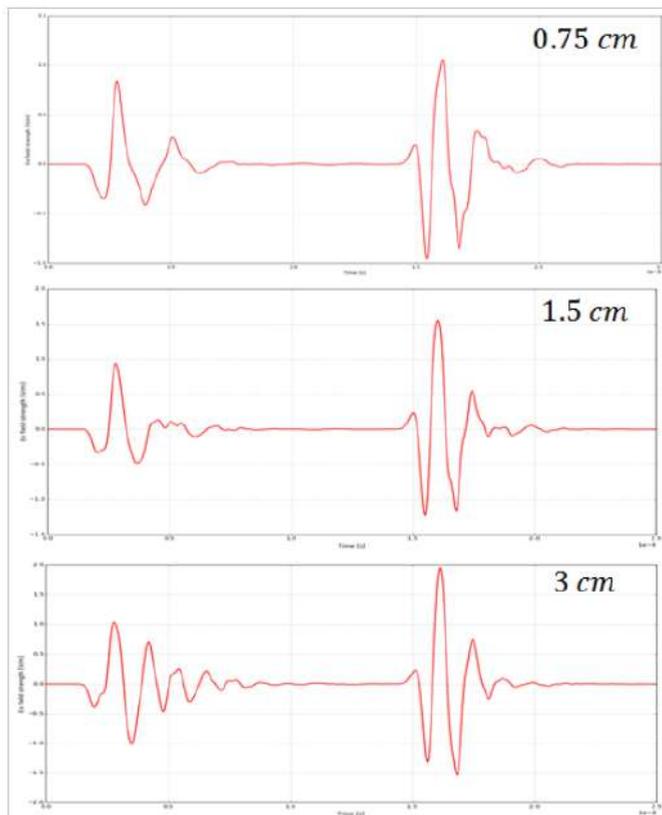


Figura 16. Variación de la altura de la antena sobre el suelo

Fuente: elaboración propia.

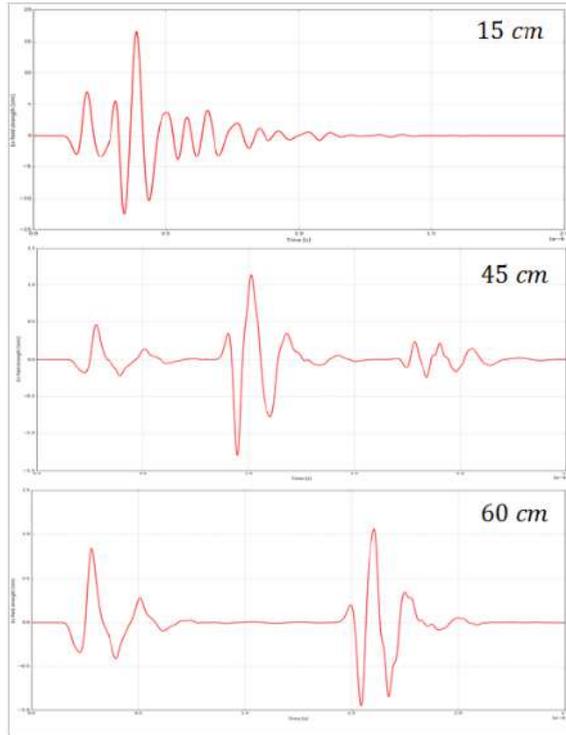


Figura 17. Variación de la profundidad del objeto enterrado

Fuente: elaboración propia.

do o zona de Fresnel va desde R_1 hasta $R_2 < \frac{2D^2}{\lambda}$ y el campo lejano o región de Fraunhofer después de R_2 , tal como se observa en la figura 19.

Al tener en cuenta que el campo E de la antena *Bow-Tie* se encuentra perpendicular a la dirección en la que se desplazan las corrientes o en la que crece el largo de esta, entonces los receptores deben ser ubicados en el plano yz como se evidencia en la figura 20a. En cuanto al campo H, este se encuentra paralelo a la dirección en la que se desplazan las corrientes, por lo cual los receptores deben ubicarse en el plano xz , tal como se muestra en la figura 20b.

1. **Patrones de radiación de la antena en el espacio libre:** las regiones de los campos se encuentran definidas por las siguientes ecuaciones para la antena modelada en el espacio libre:

$$R_{1 \text{ GHz } f_s} < 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda_1 \text{ GHz } f_s}} \approx 7,85 \text{ cms} \quad (10)$$

$$R_{21 \text{ GHz } f_s} < \frac{2D^2}{\lambda_{1 \text{ GHz } f_s}} < \approx 18,98 \text{ cms} \tag{II}$$

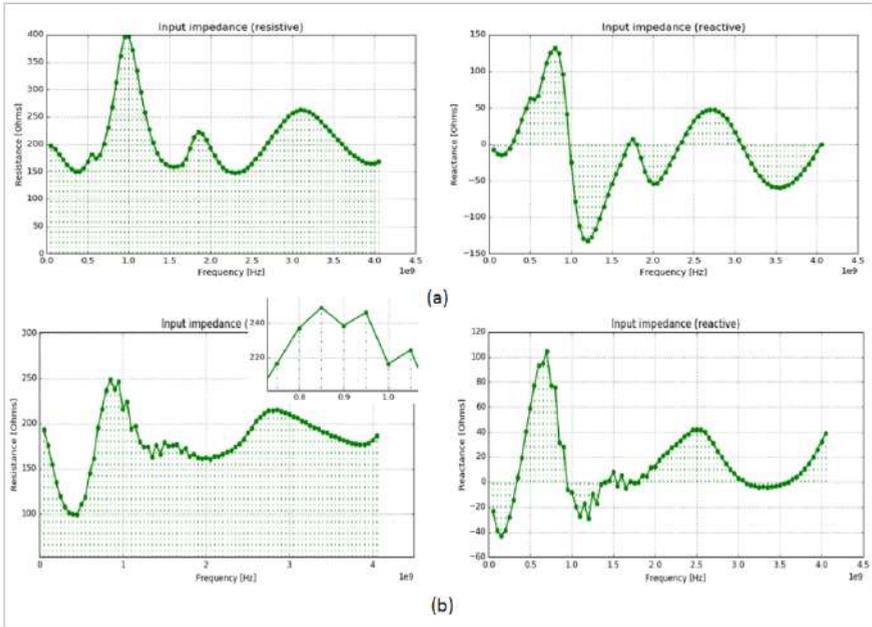


Figura 18. Impedancia de entrada resistiva y reactiva de la antena modelada. (a) Antena en el espacio libre y (b) antena sobre el suelo y el objeto enterrado

Fuente: elaboración propia.

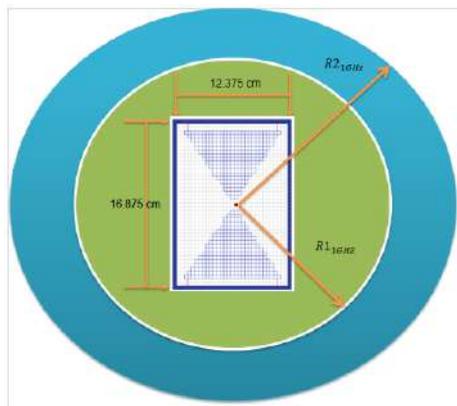


Figura 19. Radios de los campos cercanos y lejanos de la antena en el espacio libre

Fuente: elaboración propia.

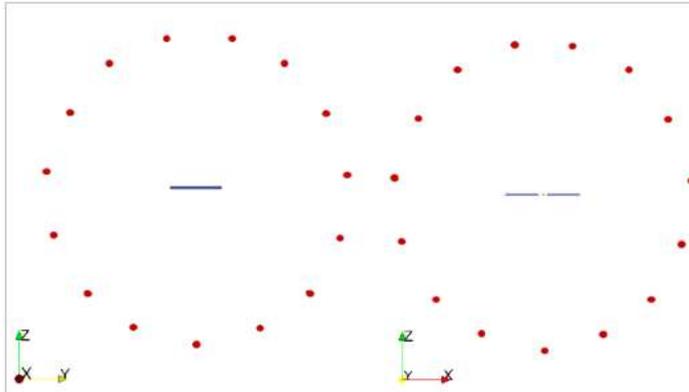


Figura 20. Ubicación de los receptores alrededor de la antena. (a) Plano xz para el campo E y (b) plano yz para el campo H

Fuente: elaboración propia.

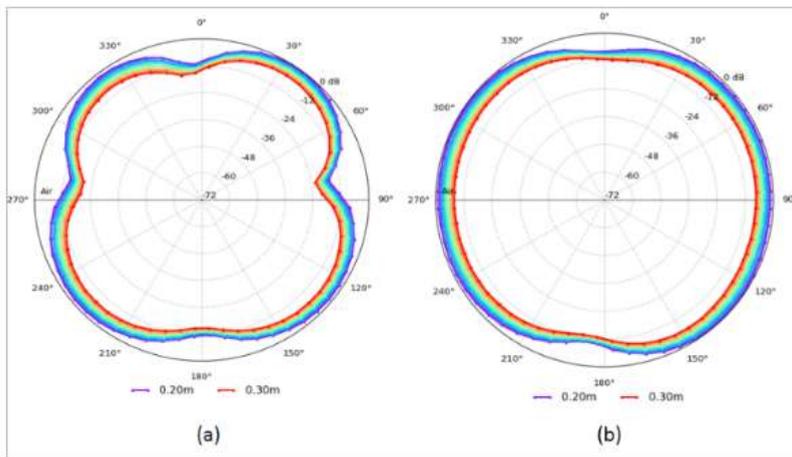


Figura 21. Patrones de radiación de la antena en el espacio libre (a) campo eléctrico y (b) campo magnético

Fuente: elaboración propia.

El campo lejano se encuentra aproximadamente después de los 19 cm, por tal motivo se ubican una serie de receptores en un radio con relación a la antena desde 20 cm hasta 30 cm y se varía el ángulo en 360 grados, tal como se observa en las figuras 20 (tanto en 20a como en 20b). Finalmente, se obtiene el patrón de radiación en el espacio libre del campo eléctrico y magnético y se muestra en la figura 21.

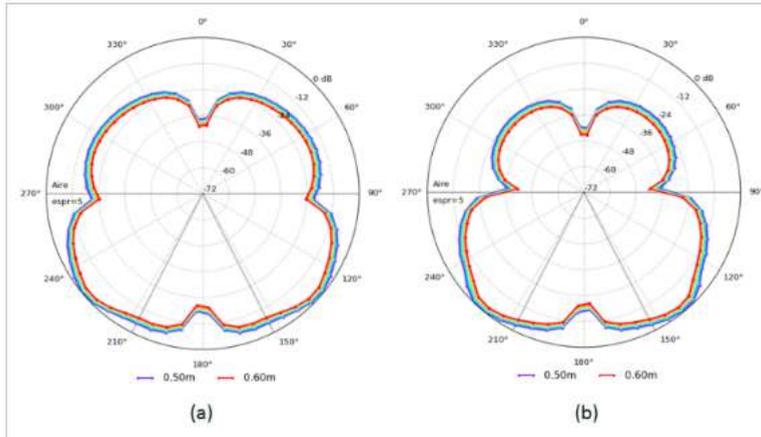


Figura 22. Patrón de radiación para un half_space con $\epsilon_r = 5$. (a) Campo eléctrico y (b) campo magnético

Fuente: elaboración propia.

2. **Patrones de radiación de la antena en half_space:** en cuanto al half_space, se simula un escenario con $\epsilon_r = 5$ para determinar los respectivos patrones de radiación. De igual forma se calculan las distancias para las regiones alrededor de la antena, pero en esta ocasión la longitud de onda disminuye en relación con la del espacio libre, debido a que cuando la onda ingresa al suelo la velocidad de propagación de la onda también disminuye.

$$R1_{1\text{ GHz } \epsilon_r} < 0,62 \frac{D^3}{\lambda_{1\text{ GHz } \epsilon_r}} < \approx 11,73\text{ cms} \quad (12)$$

$$R2_{1\text{ GHz } \epsilon_r} < 0,62 \frac{2D^2}{\lambda_{1\text{ GHz } \epsilon_r}} < \approx 42,45\text{ cms} \quad (13)$$

De acuerdo con la ecuación 13, el campo lejano para el half_space está aproximadamente después de los 43 cm, por lo que se efectúa la simulación para un radio que varía entre los 50 y los 60 cm. El patrón de radiación para el campo E se muestra en la figura 22a y el campo H en la figura 22b.

Como se observa en la figura 23, cuando una onda incide en la interfase entre dos medios caracterizados por sus índices de refracción η_1 y η_2 , la Ley de Snell de la refracción se expresa como $\eta_1 \sin \theta_1 = \eta_2 \sin \theta_2$. El índice de refracción es la relación entre la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad de la luz en el medio, es decir, $\eta = \frac{c}{v} = \frac{c}{c/\sqrt{\epsilon_r}} = \sqrt{\epsilon_r}$. En el caso del half_space simulado es $\eta_1 = 1$ y $\eta_2 = \sqrt{5}$.

La relación entre los ángulos de acuerdo con la Ley de Snell se define como:

$$\theta_2 = \arcsin\left(\frac{\eta_1}{\eta_2} \sin \theta_1\right) \quad (14)$$

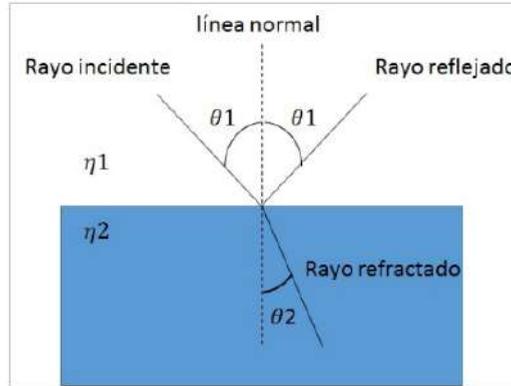


Figura 23. Ley de Snell

Fuente: elaboración propia.

En este caso como $\eta_1 < \eta_2$ y teniendo en cuenta que $0^\circ < \theta_1 < 90^\circ$, entonces $\theta_1 > \theta_2$, de acuerdo con la ecuación (14) y que existe un ángulo crítico de θ_c para que un rayo incidente horizontal $\theta_1 = 90^\circ$ no le es matemáticamente posible superar dicho ángulo; sin embargo, físicamente se pueden lograr ángulos $\theta_2 > \theta_c$ si la velocidad de fase horizontal es menor que la velocidad de fase del material y si la onda decae exponencialmente en la interfase del material, estas son llamadas ondas evanescentes y existen en la interfase de diferentes materiales.

$$\theta_c = \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{5}}\right) = 27^\circ \quad (15)$$

Barridos B-scan del objeto

Hasta ahora se ha mostrado cómo se realiza la búsqueda de un objeto enterrado cuando las antenas están encima del blanco, es decir, en la distancia más corta entre el blanco y las antenas, y al tener en cuenta el retardo y la velocidad de propagación de la onda en el medio, por lo que se puede determinar la profundidad a la que se encuentra enterrado el objeto.

No obstante, en la práctica no se sabe dónde está el objeto, por lo cual es necesario efectuar un barrido en la zona donde se va a buscar el blanco. Este barrido debe ser hecho a una velocidad constante y hacia una dirección específica. El resultado de este barrido se

conoce como B-scan y es la integración de múltiples A-scan, de tal manera que con esta gráfica se puede determinar la profundidad del blanco y la ubicación de este a lo largo del eje en el cual se realizó el barrido. En el B-scan se muestran las trazas contra el tiempo y la intensidad del campo se muestra por colores, el color rojo representa valores positivos, el azul valores negativos y el blanco es cero.

Un ejemplo de B-scan se muestra en la figura 24, en este caso el *clutter* se encuentra aproximadamente entre 2 y 4 ns y la onda reflejada del blanco entre 9 y 12 ns. Se supone que el objeto está ubicado en la dirección del menor retardo, que en este caso es en la traza 4 y la profundidad del objeto está a 9 ns, que de acuerdo con la ecuación 7 es de 60 cm. En cuanto a la distancia en dirección del barrido se define por la ecuación (16).

$$Y = (54 + 10 \cdot \text{trace_num}) \cdot 0,375 \text{ cms} = 35 \text{ms} \quad (16)$$

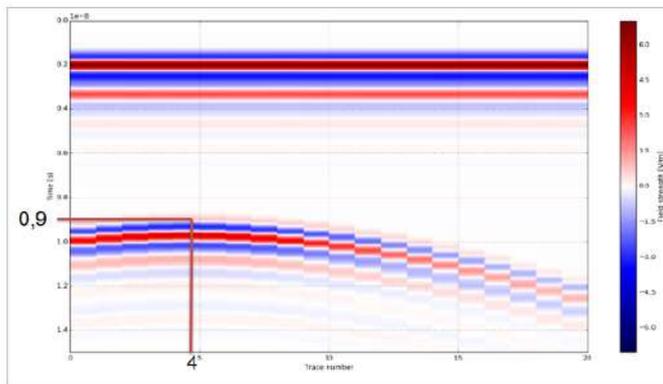


Figura 24. B-scan de la antena modelada con un blanco cilíndrico enterrado a 60 cm del suelo, encontrado en la traza 4

Fuente: elaboración propia.

Modelamiento de un escenario real con una mina enterrada

Hasta el momento se han efectuado simulaciones para el mejor de los casos, con una antena pegada a la superficie de la tierra y con un objeto enterrado a más de 50 centímetros; sin embargo, un escenario de una mina enterrada es un poco más complejo para la detección del radar. En la figura 25 se observa el escenario de simulación, se utilizó una antena comercial tipo *Bow-Tie* de alta frecuencia y gran resolución denominada MALA y se encuentra modelada de acuerdo con lo que comenta Warren Giannopoulos y Giannakis, 2016, tiene una polarización en *y* y está ubicada a una altura de cinco centímetros del

suelo. El objeto enterrado es un tubo en PVC, el cual simula la estructura de una mina de fabricación artesanal en Colombia, llamada mina quiebrapatatas (Paz, s. f.) enterrada a cinco centímetros de la superficie, con componente dieléctrico y conductividad para 1 GHz de $\epsilon_r = 2,5$ y $\sigma = 10^{-6}$ S/m, respectivamente (Mujal *et al.*, 2011). El suelo es homogéneo y está compuesto por $\epsilon_r = 5$ con una discretización espacial $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 1$ mm.

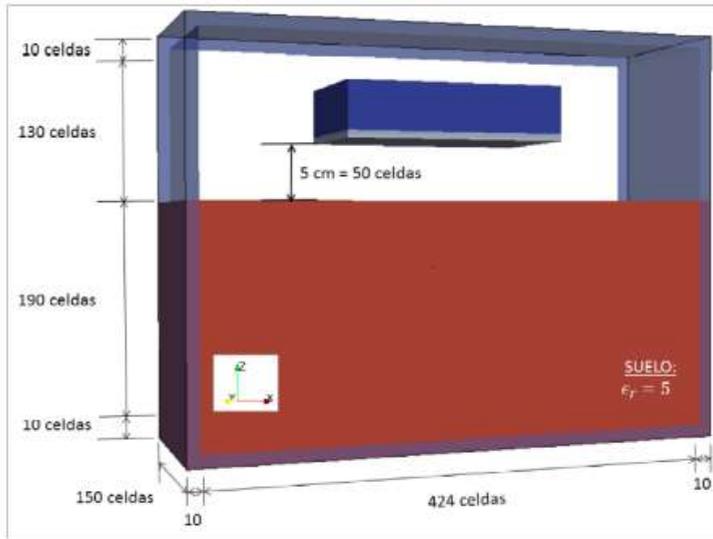
La respuesta espacial en instantes de tiempo del escenario descrito en las figuras 25 se observa en las figuras 26. En la figura 26a se muestran dos *snapshots*, donde se observa la onda emitida por la antena, una parte penetra el suelo cambiando su velocidad de propagación y otra parte es reflejada de vuelta a la antena receptora (izquierda); la onda que penetra en el suelo golpea la mina y una parte se refleja, mientras que la otra ingresa en la mina siguiendo su trayectoria con los cambios de velocidad respectivos en cada cambio de medio (derecha).

La parte de la señal que se refleja al golpear la mina no se puede evidenciar en la simulación debido a que la cercanía de la antena al suelo y a la mina no permiten distinguir la onda transmitida de la reflejada, por lo que es necesario efectuar un procesamiento de la señal para sustraer la que fue emitida por el escenario con la mina, con la señal y sin la mina y de esta manera se puede observar en la figura 26b, cuando la señal que golpea en la mina es reflejada y radiada en todas las direcciones.

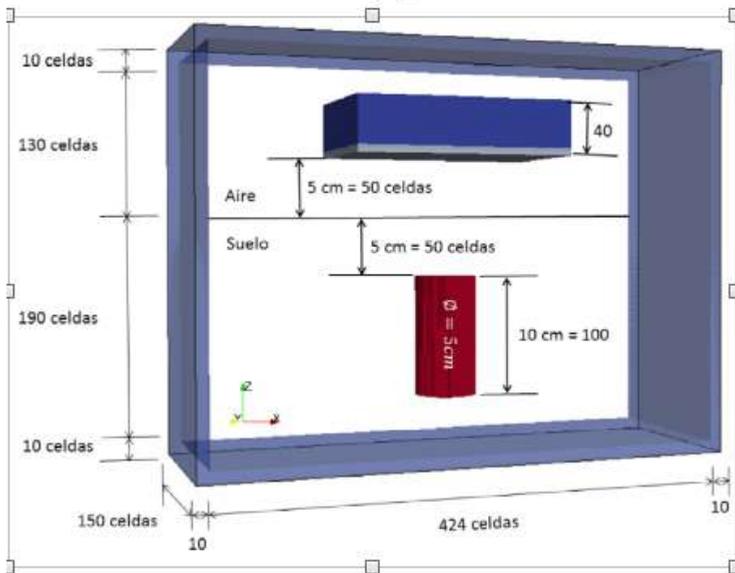
La figura 27 muestra el A-scan de la onda reflejada por la mina en la antena receptora sin la onda transmitida en un $\tau = \tau_0 + \tau_1 + \tau_2$, donde τ_0 es el tiempo que se demora en emitirse el pulso, es decir, 1 nanosegundo (para una frecuencia de 1 GHz); τ_1 corresponde al retardo del pulso desde que sale de la antena y se devuelve y τ_2 es el retardo del pulso desde la interfase aire-tierra hasta la mina y viceversa, tal como se describe en la ecuación (17).

$$\tau = \tau_0 + \frac{2d_1}{c} + \frac{2d_2}{c/\sqrt{\epsilon_r}} \quad (17)$$

Para el caso específico simulado esto fue $\tau = 2,08$ ns, $\tau_1 = 0,33$ ns y $\tau_2 = 0,75$ ns, lo que quiere decir que la respuesta en el tiempo sería la superposición de la onda directa, la onda reflejada por el suelo (1,33 ns) y la onda reflejada por la mina (2,08 ns). En la figura 27a se muestra la superposición de estas señales, se observa que no es posible distinguir a qué distancia se encuentra enterrada la mina sin efectuar un preprocesamiento de la señal. En la figura 27b se muestra el resultado de sustraer a la señal resultante la transmitida y reflejada por el suelo, de tal forma que se observa solo la señal reflejada por la mina en un $\tau = 2,08$ ns.



(a)



(b)

Figura 25. Escenario de simulación realista de una mina quiebrapatatas. (a) Half_space con suelo $\epsilon_r = 5$ y (b) cilindro enterrado simulando una mina quiebrapatatas artesanal

Fuente: elaboración propia.

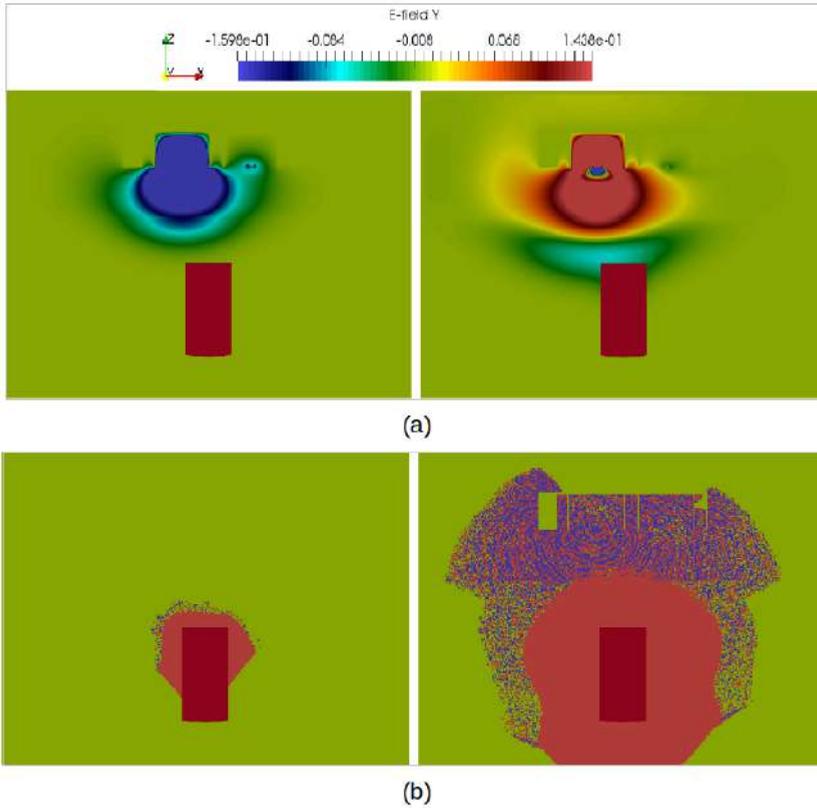


Figura 26. Respuesta espacial del campo electromagnético E_y en corte xz . (a) Onda emitida por la antena MALA y (b) onda reflejada por la mina enterrada sin la onda transmitida por la antena

Fuente: elaboración propia.

Conclusiones

Se considera que gprMax es una herramienta computacional muy útil en el modelamiento de antenas, objetos y escenarios para ser utilizada como radar de penetración de tierra y, aun cuando la identificación de blancos se dificulta en escenarios más complejos como los de detección de minas, siempre es posible hacer uso de técnicas de procesamiento de señales o de imágenes para mejorar la discriminación de los blancos y el *clutter*. Lo más importante de gprMax es que el código fuente está disponible para ser modificado, lo cual facilita la adaptación de las señales para efectuarle este tipo de procesamiento previo.

En los experimentos se realizó la variación de los parámetros de la antena *Bow-Tie*, encontrándose que el largo del brazo debe ser lo más cercano posible a la longitud de onda mínima de la señal transmitida y aunque no debe ser exactamente igual a este valor, sí es

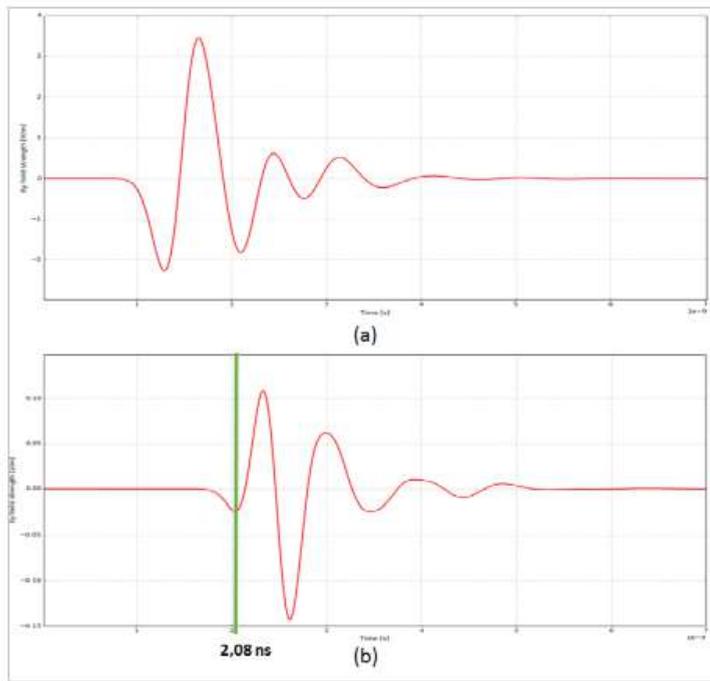


Figura 27. Señal reflejada por la mina. (a) Sin preprocesamiento y (b) con preprocesamiento

Fuente: elaboración propia.

importante acercarlo lo más posible para evitar efectos indeseables como la duración del *ringing*, ya que dicho fenómeno está muy relacionado con la distancia de separación de las antenas y al disminuir esta distancia se aumenta la duración del tiempo del fenómeno.

Por su parte, aumentar el ángulo de apertura de la antena disminuye el *clutter*, esto básicamente se traduce en el aumento de la distancia entre los *drive points* de las antenas y las resistencias de carga al final de los brazos de la antena disminuyen las reflexiones de las señales de vuelta al *drive point*; sin embargo, no importa el número de resistencias que se le agreguen a cada brazo, con solo dos resistencias que garanticen que el valor de la resistencia paralela equivalente sea aproximadamente la mitad de la resistencia característica de la línea de transmisión y que sean ubicadas en las esquinas de la antena, se pueden obtener los resultados requeridos.

Por otra parte, en la impedancia de entrada se pueden identificar unas variaciones de alta frecuencia, generadas por la reflexión de la onda en el blanco. Nótese que la frecuencia en la cual oscilan estas variaciones depende del inverso del doble de la distancia sobre la velocidad de propagación en el medio y a medida que sea necesario detectar blancos más cercanos a la superficie del suelo es de gran utilidad contar con herramientas de procesamiento que

logren filtrar la señal transmitida por la antena y la señal radiada por la mina o el objeto detectado. Finalmente, los barridos B-scan son útiles para identificar la posición xyz de un blanco.

Referencias

- [Bourgeois y Smith, 1996] Bourgeois, J. y Smith, G. (1996). A fully three-dimensional simulation of a ground-penetrating radar: FDTD theory compared with experiment. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 34, 38-39. doi: <https://doi.org/10.1109/36.481890> ↑Ver página 5
- [Correia y Jin, 2006] Correia, D. y Jin, J. (2006). Performance of regular PML, CFS-PML, and second order PML for waveguide problems. *Microwave and Optical Technology letters*, 48(10), 2121-2125. doi: <https://doi.org/10.1002/mop.21872> ↑Ver página 5
- [Giannopoulos, 1998] Giannopoulos, A. (1998). The investigation of transmission-line matrix and finite-difference time-domain methods for the forward problem of ground probing radar (tesis de doctorado). The University of York, Inglaterra. Recuperado de <http://etheses.whiterose.ac.uk/id/eprint/2443> ↑Ver página 3, 4
- [Mujal *et al.*, 2011] Mujal, R., Orrit, J., Ramis, X., Marin, M. y Rahhali, A. (2011). Características dieléctricas de diversos polímeros (PVC, EVA, HDPE y PP) reforzados con neumáticos fuera de uso (GTR). *Afinidad*, 68(554), 266-268. ↑Ver página 24
- [Paz, 2004] Paz, H. (2004). Minas antipersonal en Colombia. *Revista de la Escuela Colombiana de Ingeniería*, 56, 41-58. ↑Ver página
- [Shlager, Smith y Maloney, 1994] Shlager, K., Smith, G. y Maloney, J. (1994). Optimization of bow-tie antennas for pulse radiation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 42, 978. doi: <https://doi.org/10.1109/8.299600> ↑Ver página 8
- [Uduwawala *et al.*, 2004] Uduwawala, D., Norgren, M., Fuks, P. y Gunawardena, A. (2004). A deep parametric study of resistor-loaded bow-tie antennas for ground penetrating radar applications using FDTD. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 42, 732-740. doi: <https://doi.org/10.1109/TGRS.2003.819442> ↑Ver página 13
- [Warren, 2009] Warren, C. (2009). *Numerical Modelling of High-Frequency Ground-Penetrating Radar Antennas* (tesis doctoral). The University of Edinburgh, Escocia. ↑Ver página 4, 17, 23

- [Warren Giannopoulos y Giannakis, 2016] Warren, C. Giannopoulos, A. y Giannakis, I. (2016). gprMax: Open source software to simulate electromagnetic wave propagation for Ground Penetrating Radar. *Computer Physics Communications*, 209, 163-170. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cpc.2016.08.020> ↑Ver página 4, 17, 23
- [Yee, 1966] Yee, K. (1966). Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-14, 302-307. doi: <https://doi.org/10.1109/TAP.1966.1138693> ↑Ver página 3
- [Young, 1964] Young, G. (1964). Synthetic structure of industrial plastics (Book style with paper title and editor). En J. Peters (ed.), *Plastics* (pp. 16-64). Nueva York: McGraw-Hill. ↑Ver página