

# Discussion on the far field distance in dipole antennas on a ground plane

Diego Gladstein, Ing. Electrónico<sup>1</sup>, Ramiro Alonso, Mag.Ing. , and Walter G. Fano, Dr. Ing. Electrónico<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Mail: dgladstein@fi.uba.ar

<sup>2</sup>Director del Laboratorio de Radiación Electromagnética, FIUBA.

## Abstract

There are several studies about the effects produced by antennas over ground planes and the wave reflections at far field distances. However, there are few studies about electromagnetic fields near the antenna.

The objective of this paper is to determine the far field distance as the antenna is elevated from the ground plane, and to show the variation of the electric field at each case. To achieve this, an analysis of both modulus and phase of wave impedances is made, instead of commonly used expressions resulting in a more accurate prediction than by traditional methods.

Keywords: Near Fields, Far Field, Dipole antenna, Impedance wave and ground plane.

# Discusión sobre la distancia de campo lejano en antenas dipolo sobre un plano de tierra

Diego Gladstein, Ing. Electrónico<sup>1</sup>, Ramiro Alonso, Mag.Ing. , and Walter G. Fano, Dr. Ing. Electrónico<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Mail: dgladstein@fi.uba.ar

<sup>2</sup>Director del Laboratorio de Radiación Electromagnética, FIUBA.

## I. RESUMEN

En la actualidad existen varios análisis sobre los efectos que producen antenas dipolos sobre planos de tierra, y sus reflexiones al superar la distancia de campo lejano. Sin embargo, hay pocos estudios del campo electromagnético en la proximidad a la antena. Este trabajo tiene por objetivo determinar cuál es la distancia de campo lejano al elevarla respecto al suelo conductor y cómo varía el campo eléctrico del dipolo en cada caso.

Para lograr determinar la distancia del campo lejano del conjunto, el autor realiza un análisis a partir del módulo y fase de las impedancias de onda, en lugar de la expresión habitualmente usada en la bibliografía, logrando una predicción más exacta respecto al método tradicional cuando se tienen en cuenta las condiciones de borde de la antena y no la misma asilada en el espacio.

## II. INTRODUCTION

Para modelar el efecto que causa el plano de tierra, considerado un conductor eléctrico perfecto (PEC) en la transmisión de una antena, existen dos métodos diferentes basados en el Teorema de Superposición. Uno de ellos es el Método de imágenes y el otro el Modelo de dos rayos.

### II-A. Método de imágenes

El Método de imágenes [1] es un modelo válido para toda región del espacio en el cual se reemplaza el plano de tierra por una fuente imagen situada a la misma distancia que la real pero por debajo de dónde estaba el plano que se extrajo tal como puede observarse en la Figura (1).

El haz  $R_1$  es el camino desde la antena real que llega a un punto cualquiera del espacio; mientras que, el haz  $R_2$  es el camino desde la antena imagen que llega al mismo punto luego de atravesar una mayor distancia.

El campo eléctrico que llega al punto de observación 'P' es la superposición de ambos haces y se calcula como la suma vectorial del haz real e imagen tal que:

$$\vec{E}_{total} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \quad (1)$$

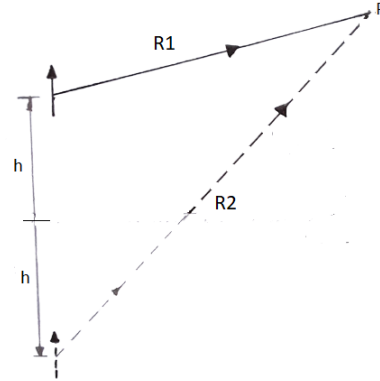


Figura 1: Método de imágenes aplicado a una antena sobre un plano de tierra.

### II-B. Modelo de dos rayos

El modelo de dos rayos [2] plantea que en un punto cualquiera del espacio, que se encuentre en el campo lejano de la antena, recibirá las contribuciones del haz directo producido por la antena y del haz que surja de la reflexión en el plano de tierra, tal como puede observarse en la Figura (2).

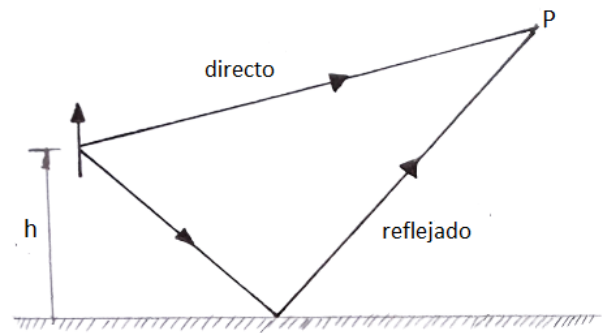


Figura 2: Modelo de dos rayos aplicado a una antena sobre un plano de tierra.

El campo eléctrico de la onda reflejada tiene la misma amplitud que la directa y está multiplicada por el coeficiente

de reflexión.

De esta manera, en la ecuación (2) queda expresado el campo eléctrico total en donde la onda directa está interferida por la reflejada que está afectada por las características eléctricas del suelo.

$$\vec{E}_{total} = E_{directo} + E_{reflejado} \cdot \Gamma \quad (2)$$

Donde  $\Gamma$  es el coeficiente de reflexión expresado por la Ecuación de Fresnel [3] en la Ecuación (3).

$$\Gamma = \frac{\eta_1 \cos(\theta_i) - \eta_0 \cos(\theta_t)}{\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_0 \cos(\theta_t)} \quad (3)$$

En donde  $\eta$  es la impedancia intrínseca de cada medio,  $\theta_i$  es el ángulo de incidencia sobre el plano de tierra y  $\theta_t$  es el ángulo de refracción.

Si el conductor es perfecto, no existen pérdidas dieléctricas ni refracciones de la onda; por lo tanto, la onda es reflejada con la misma intensidad con la que incide y el módulo del coeficiente de reflexión es 1.

Bajo estas condiciones, en campo lejano se verifica que el análisis de una antena sobre un plano de tierra realizado por el método de dos rayos coincide con el del método de imágenes. De esta manera, las expresiones (1) y (2) son equivalentes.

### III. MODELOS TEÓRICOS

#### III-A. Análisis del campo cercano

**III-A1. Dipolo:** Un elemento de corriente de longitud  $dl$  por el cual circula una corriente  $I$  en dirección  $\hat{z}$ , genera un campo eléctrico en dirección  $\hat{r}$  y  $\hat{\theta}$  y un campo magnético en dirección  $\hat{\phi}$  [4].

Si se integra la corriente a lo largo de ese elemento infinitesimal, es posible hallar la expresión de la corriente que circula por un dipolo en el eje  $z$ .

Por la simetría de la antena es posible asumir que no hay variación de los campos en dirección  $\hat{\phi}$ . De esta manera, si  $\phi = 90^\circ$ , el punto  $P$  está situado en el plano  $y-z$ .

Por lo tanto, es posible representar la transmisión de una antena dipolo en el plano  $y-z$  como una ampliación del elemento descrito anteriormente en un entorno cercano al mismo.

De esta manera, los campos eléctricos y magnéticos de un dipolo [4] pueden ser expresados por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} E_z = -j30I_0 \left( \frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} + \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} - 2\cos(\beta H) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \\ E_y = j30I_0 \left( \frac{z-H}{R_1} \cdot \frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} + \right. \\ \left. + \frac{z+H}{R_2} \cdot \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} - \frac{2z\cos(\beta H)}{y} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \\ H_\phi = \frac{j30I_0}{Z_0 y} (e^{-j\beta R_1} + e^{-j\beta R_2} - 2\cos(\beta H) e^{-j\beta r}) \end{cases} \quad (4)$$

<sup>1</sup>Para ver el desarrollo matemático ir a la sección (VII-A) del Anexo

**III-A2. Dipolo sobre plano de tierra conductor:** Para el análisis de esta sección se optó por el Método de imágenes desarrollado en el apartado (II-A) debido a que se estudió el campo desde las proximidades de la antena hasta llegar a la condición de campo lejano.

Si las antenas de la Figura (1) son dipolos dispuestos verticalmente, los campos estarán en fase [2]. Es por esto que el módulo de la ecuación vectorial (1) es la suma de los módulos de cada haz; de esta manera, el modelo se reduce a la superposición de dos fuentes tal como es mostrado en el esquema de la Figura (3).

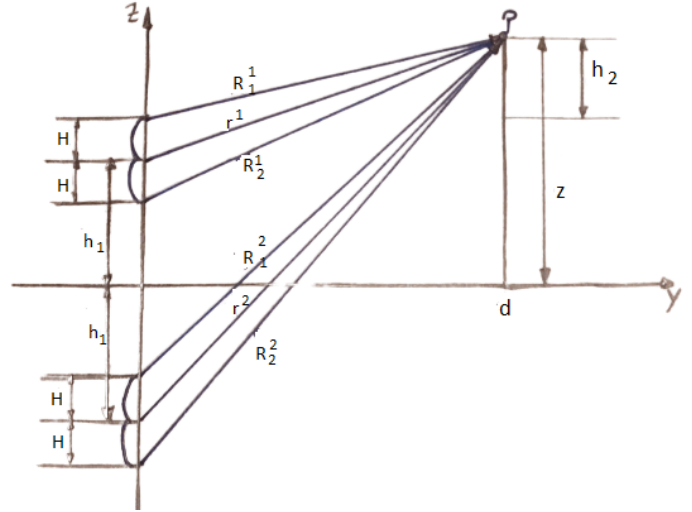


Figura 3: Geometría de un conjunto de dipolos para campos cercanos.

En donde,

$$\begin{cases} R_1^1 = \sqrt{(z - (H + h_1))^2 + y^2} \\ R_2^1 = \sqrt{(z - (H - h_1))^2 + y^2} \\ r^1 = \sqrt{(z - h_1)^2 + y^2} \\ R_1^2 = \sqrt{(z - H + h_1)^2 + y^2} \\ R_2^2 = \sqrt{(z + H + h_1)^2 + y^2} \\ r^2 = \sqrt{(z + h_1)^2 + y^2} \end{cases} \quad (5)$$

La distancia  $H$  corresponde a la mitad del largo del dipolo de media longitud de onda y la variable  $y$  representa la distancia  $d$  de separación de la antena con el punto de observación  $P$ . La altura  $z$ , que marca la posición en  $\hat{z}$  del punto de recepción que, en este caso, queda fijada por la mitad de la longitud del dipolo, sumado a la elevación del mismo respecto del plano de tierra  $h_1$  y una altura adicional  $h_2$  para evaluar la variación de la impedancia cuando el punto  $P$  no esté alineado con la antena transmisora.

Es decir que,

$$\begin{cases} y = d \\ H = L/2 \\ z = H + h_1 + h_2 \end{cases} \quad (6)$$

Si se considera que la distancia de análisis del punto de observación propuesto en la Figura (1) es mayor a la denominada distancia de campo lejano, la diferencia de caminos

entre los haces producidos por cada antena es despreciable y se obtiene un frente de onda plano. Allí, la impedancia de los campos producidos por las antenas es la impedancia intrínseca del vacío de valor  $120\pi\Omega$ .

Se define la impedancia de onda como el cociente entre el campo eléctrico y magnético tal que:

$$Z = \frac{E}{H}$$

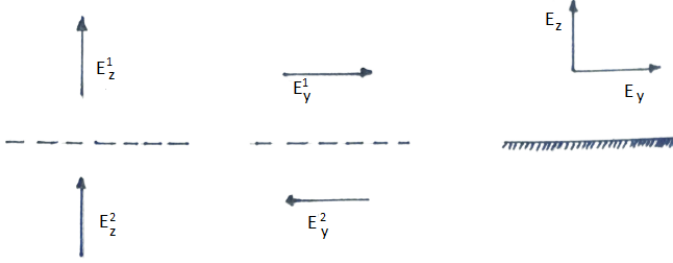


Figura 4: Campo eléctrico producido por la antena real y por la antena imagen en  $\hat{z}$  y  $\hat{y}$ .

De esta manera, se hallan dos expresiones de la impedancia; una basada en cada dirección del campo eléctrico mientras H, apunta en  $\hat{\phi}$ .

Entonces, se define la impedancia de onda  $Z_1$  como el cociente entre el campo eléctrico en dirección  $\hat{z}$  y el campo magnético; mientras que  $Z_2$  queda definida como el cociente entre el campo eléctrico en dirección  $\hat{y}$  y el campo magnético tal como se muestra en la ecuación (7).

$$\begin{cases} Z_1 = \frac{E_z}{H_\phi} \\ Z_2 = \frac{E_y}{H_\phi} \end{cases} \quad (7)$$

La densidad de potencia activa representada por el vector de Poynting del frente de onda electromagnética irradiado por la antena, está dado por el campo eléctrico en dirección  $\theta$  (que en la Figura (4) está representada en  $\hat{z}$ ); mientras que la densidad de potencia reactiva es radial al frente de onda (que en la Figura (4) está representada en  $\hat{y}$ ). Dado que el campo eléctrico es inversamente proporcional a la distancia radial<sup>2</sup>, la impedancia de onda  $Z_2$  se irá extinguiendo mientras que el frente de onda esférico se irá aplanando hasta que la impedancia de onda  $Z_1$  llegue a un valor constante igual a la impedancia intrínseca del vacío. Esta condición se denomina *campo lejano*.

Los campos eléctricos y magnéticos totales producidos por una antena dipolo sobre un plano conductor, se pueden obtener mediante el método de imágenes y están dados por la ecuación (1) y (4) y por la geometría del conjunto en la expresión (5). De esta manera los campos eléctricos y magnético del dipolo

<sup>2</sup>Esto fue analizado en el campo eléctrico del dipolo en la ecuación (4); mientras que las ecuaciones del conjunto de dipolos son la expresión (8).

sobre un plano de tierra según el método de imágenes son los mostrados en la ecuación (8).

$$\begin{cases} E_z \text{ Total} = -j30I_0 \left( \frac{e^{-j\beta R_1^1}}{R_1^1} + \frac{e^{-j\beta R_2^1}}{R_2^1} - 2\cos(\beta H) \frac{e^{-j\beta r^1}}{r^1} \right) - \\ -j30I_0 \left( \frac{e^{-j\beta R_1^2}}{R_1^2} + \frac{e^{-j\beta R_2^2}}{R_2^2} - 2\cos(\beta H) \frac{e^{-j\beta r^2}}{r^2} \right) \\ E_y \text{ Total} = j30I_0 \left( \frac{z-H}{y} \cdot \frac{e^{-j\beta R_1^1}}{R_1^1} + \right. \\ \left. + \frac{z+H}{y} \cdot \frac{e^{-j\beta R_2^1}}{R_2^1} - \frac{2z\cos(\beta H)}{y} \frac{e^{-j\beta r^1}}{r^1} \right) - \\ -j30I_0 \left( \frac{z-H}{y} \cdot \frac{e^{-j\beta R_1^2}}{R_1^2} + \right. \\ \left. + \frac{z+H}{y} \cdot \frac{e^{-j\beta R_2^2}}{R_2^2} - \frac{2z\cos(\beta H)}{y} \frac{e^{-j\beta r^2}}{r^2} \right) \\ H_\phi \text{ Total} = \frac{j30I_0}{Z_{00}} \frac{y}{y} (e^{-j\beta R_1^1} + e^{-j\beta R_2^1} - 2\cos(\beta H) e^{-j\beta r^1}) + \\ + \frac{j30I_0}{Z_{00}} \frac{y}{y} (e^{-j\beta R_1^2} + e^{-j\beta R_2^2} - 2\cos(\beta H) e^{-j\beta r^2}) \end{cases} \quad (8)$$

En base a las ecuaciones halladas en (8) y (6) se observa que los campos quedan expresados en función de la distancia  $d$  y de la altura  $h_2$ .

Además, las impedancias de onda expresadas en la ecuación (7) puede reescribirse como:

$$\begin{cases} Z_1 = \frac{E_z \text{ Total}}{H_\phi} \\ Z_2 = \frac{E_y \text{ Total}}{H_\phi} \end{cases} \quad (9)$$

### III-B. Análisis de la distancia de campo lejano del conjunto de los dipolos

La condición de campo lejano [5] para una antena que habitualmente figura en la bibliografía está dada en la ecuación (10).

$$d_{\text{campolejano}} \geq \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \quad (10)$$

En donde  $D$  corresponde a la mayor dimensión de la antena que, en el caso de un dipolo de media longitud de onda, su valor será  $\lambda/2$ . De esta manera, la ecuación (10) se reduce a la longitud de la antena de valor  $\lambda/2$ .

Siguiendo el análisis desarrollado anteriormente, es posible modelar al conjunto de dipolos como una única antena de longitud  $D'$ .

De esta manera, tal como se puede observar en la Figura (5),  $D'$  estará dada la suma de la longitud de cada dipolo  $L$  y dos veces la distancia de cada uno al plano de tierra  $h$ .

En el caso de un dipolo de media longitud de onda, el valor de  $L$  será  $\lambda/2$ .

## IV. RESULTADOS NUMÉRICOS DE LOS CAMPOS DE UN DIPOLO DELGADO

Utilizando el programa de simulación matemática Matlab, se realizaron los cálculos de las componentes del campo

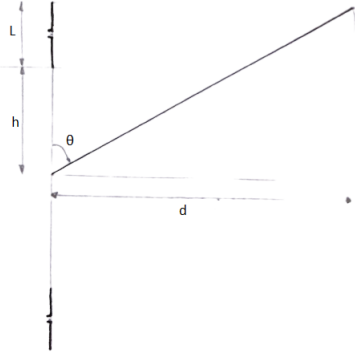


Figura 5: Conjunto de dipolos de longitud  $L$  a una distancia  $h$  de la superficie.

eléctrico y magnético para las antenas dipolos modeladas teóricamente anteriormente.

A partir de los resultados obtenidos por la simulación de dipolos sobre plano de tierra en la sección (III-A2), se realizaron los gráficos correspondientes de la variación de las impedancias de onda expresadas en las ecuaciones (9), en función de la separación entre las antenas ' $d$ ' y de la altura del punto de observación ' $P$ ' respecto de la antena Tx.

De esta manera, fue hallada empíricamente la distancia de campo lejano del conjunto para cada situación al verificar a qué distancia se cumplen las condiciones especificadas en la sección (III-A2) en donde las impedancias de onda expresadas en la ecuación (9) tiendan a los siguientes valores:  $Z_1 = Z_{00} = 120 \cdot \pi \Omega$  y  $Z_2 = 0 \Omega$ .

En el presente análisis, se varió en números enteros de longitudes de onda la altura de la antena Tx y se realizó un gráfico de superficie para algunos de los módulos de las impedancias en el que se representarán todos los valores de elevación del punto ' $P$ '. Luego se expresaron las curvas para determinadas alturas en gráficos de dos dimensiones y se analizaron la fase de cada una de las impedancias.

#### IV-A. Dipolos sobre plano de tierra conductor

IV-A1. Cálculo de  $|Z_1|$ : A partir de las ecuaciones (9) se obtuvieron las Figuras (6) y (7) en las cuales se puede observar la variación del módulo de la impedancia de onda producida por la relación entre el campo eléctrico  $\hat{z}$  y el campo magnético  $\hat{\phi}$  cuando se varía la distancia de separación entre la antena y el punto de observación ' $P$ ' y la altura del mismo. La diferencia entre los gráficos, es la altura de la antena transmisora medida en cantidades enteras de longitudes de onda.

En ambas figuras, se puede observar el aumento de la cantidad de lóbulos secundarios que aparecen al incrementar la altura de la antena transmisora. Los mismos se ven reflejados en los picos que se generan previos a la estabilización en  $Z_{00}$ . Cabe destacar que cuando la impedancia de onda llega a ese valor de manera constante, estaríamos considerándola como distancia de *campo lejano*.

Según el modelo teórico expresado en la sección (III-A2),

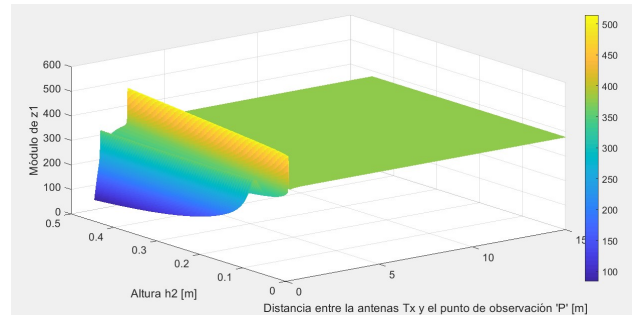


Figura 6: Variación del módulo de la impedancia  $Z_1$  en función de la distancia  $d$  de separación entre la antena Tx y el punto de observación ' $P$ ' y la altura  $h_2$  del mismo cuando  $h_1 = \lambda$ .

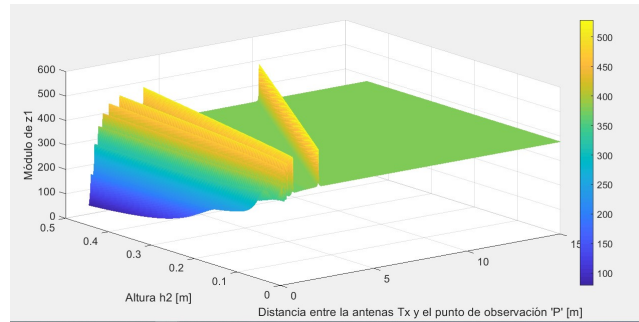
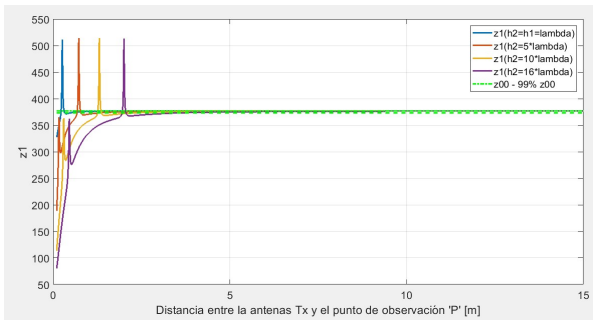


Figura 7: Variación del módulo de la impedancia  $Z_1$  en función de la distancia  $d$  de separación entre la antena Tx y el punto de observación ' $P$ ' y la altura  $h_2$  del mismo cuando  $h_1 = 4 \cdot \lambda$ .

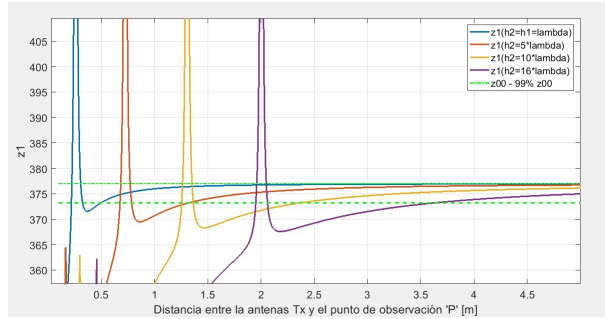
la reflexión sobre el plano de tierra representa un conjunto de dipolos que, al aumentar la altura de las antenas, genera mayor cantidad de lóbulos secundarios. Por ejemplo, cuando la antena está elevada 4 longitudes de onda, aparecen 8 lóbulos secundarios tal como puede verse en la Figura (7).

En las Figuras (8) y (9) se realizaron distintos cortes de las superficies de nivel que representan, gráficamente, el módulo de  $Z_1$  en función de la distancia de la antena a un punto de observación. Para analizar los efectos que produce la variación en la altura del punto de recepción, los cortes mencionados corresponden a distintas cantidades de longitudes de onda respecto a la elevación de la antena  $T_x$  del suelo reflector. Por otro lado, se agregó en color verde y línea punteada, la franja entre el valor de  $Z_{00}$  y el 99% del mismo a fin de poder evaluar la distancia de campo lejano con un error del 1%. Con el objetivo de poder observar con más claridad a qué distancia se logra obtener la impedancia con la incertidumbre aceptada, en las Figuras (8b) y (9b) se realizó una ampliación de las Figuras (8a) y (9a).

En los gráficos representados en las Figuras (8) y (9) se observan las reflexiones que generan los lóbulos secundarios. Estos hacen que la distancia a la que la impedancia de onda alcanza el valor de  $Z_{00}$  con un margen de error menor al 1% vaya aumentando; no obstante, cuando el punto de

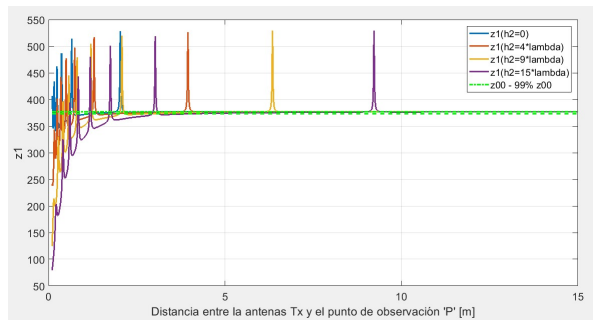


(a)

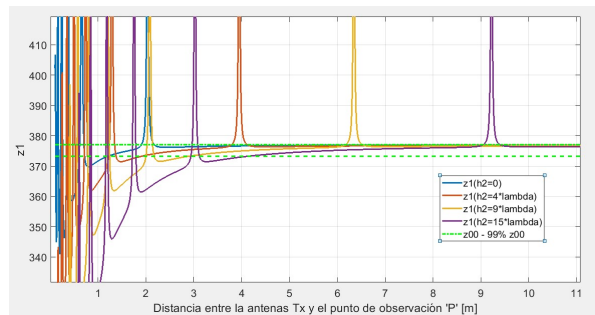


(b)

Figura 8: Cortes de la superficie representada en la Figura (6) cuando la altura de la antena es  $\lambda$  metros. En la Figura (8b) se representa una ampliación de la anterior.



(a)



(b)

Figura 9: Cortes de la superficie representada en la Figura (7) cuando la altura de la antena es  $4\lambda$  metros. En la Figura (9b) se representa una ampliación de la anterior.

observación ' $P'$ ' se haya a una altura similar a la antena  $T_x$  ( $h_2 = 0$ ), es posible hallar un valor de distancia de campo lejano menor a los dos metros.

Cabe destacar que la distancia de campo lejano disminuye notablemente cuando la influencia de los lóbulos secundarios es menor; es decir cuando la antena transmisora está cercana del suelo.

En los gráficos representados en las Figuras (8) y (9) se observa que cuando la antena transmisora está elevada  $\lambda$  veces sobre el suelo de la cámara y se realiza una adquisición de datos a igual altura, no se perciben los efectos de las reflexiones de los lóbulos secundarios.

Sin embargo, al aumentar la altura de la antena y/o al elevar el punto ' $P'$ ', es posible observar cómo se va incrementando el efecto de los lóbulos secundarios. Además, se pueden apreciar los picos que se generan previos a converger al valor de impedancia de *campo lejano*.

IV-A2. *Cálculo de la fase de  $Z_1$* : En la Figura (10) se observa el gráfico de la variación de la fase de  $Z_1$ , en donde al llegar al valor de distancia de *campo lejano*, la fase es  $-\pi$ .

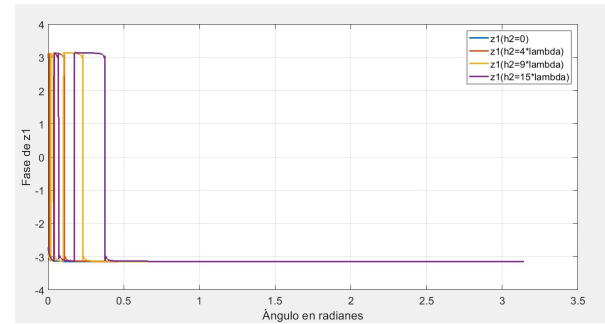


Figura 10: Variación de la Fase de la impedancia  $Z_1$  cuando  $h_1 = \lambda$ .

Al igual que fue mencionado anteriormente, se puede apreciar el efecto de las reflexiones de los lóbulos secundarios cuando la fase pasa de  $\pi$  a  $-\pi$  y luego vuelve a estabilizarse en  $-\pi$ .

IV-A3. *Cálculo de  $|Z_2|$* : En la Figura (11) se grafica la variación del módulo de la impedancia de onda, expresada en la ecuación (9), producida por la relación entre el campo eléctrico  $\hat{y}$  y el campo magnético  $\hat{\phi}$  cuando la antena está elevada una longitud de onda.

De este gráfico representado en la Figura (11), se concluye que la impedancia empieza a disminuir convergiendo en 0 correspondiendo teóricamente, al valor de la impedancia en *campo lejano*.

Al analizar las gráficas del módulo de  $Z_2$  en la Figura (12), para diferentes alturas del punto de recepción, en ninguno de los casos se logra llegar a la impedancia esperada para asegurar que se cumple la condición de *campo lejano*. Por otro lado, solo cuando la antena transmisora está a  $\lambda$  metros de altura y el punto de observación está a pocos centímetros por encima de la antena recién pasados los 4 metros de distancia entre ellos, se logran tener impedancias menores al 1% de  $Z_{00}$



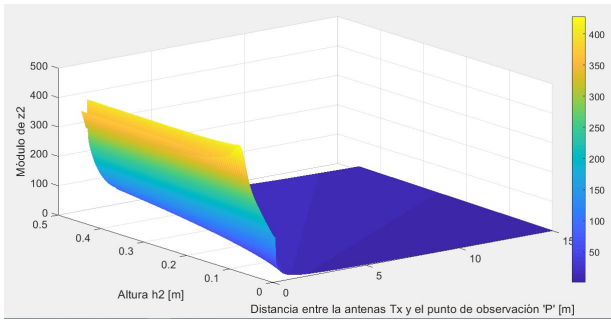


Figura 11: Variación del módulo de la impedancia  $Z_2$  en función de la distancia  $d$  de separación entre la antena Tx y el punto de observación 'P' y la altura  $h_2$  del mismo cuando  $h_1 = \lambda$ .

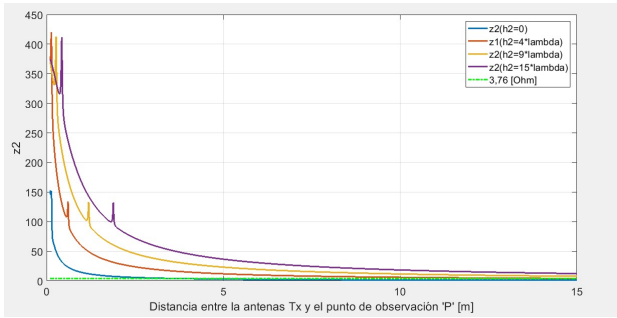


Figura 12: Cortes de la superficie representada en la Figura (11) cuando la altura de la antena es un lambda metros.

representada por una línea punteada verde.

En la sección (IV-A5) se analiza con profundidad las causas de estos resultados que no permiten hallar módulos de impedancias menores al 1% de  $Z_{00}$  tal como fue realizado anteriormente en la sección (IV-A1).

IV-A4. *Cálculo de la fase de  $Z_2$* : En la Figura (13) se observa el gráfico de la variación de la fase de  $Z_2$ .

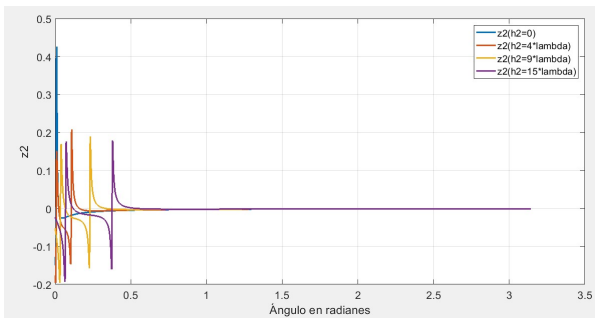


Figura 13: Variación de la Fase de la impedancia  $Z_2$  cuando  $h_1 = \lambda$ .

Al analizar el gráfico de la variación de la fase de  $Z_2$  en la Figura (13), se puede observar que al llegar al valor de distancia de *campo lejano*, la fase es 0. En estas gráficas se ven nuevamente los efectos de las reflexiones que hacen variar el

valor de la fase en distintas posiciones del espacio en función de la altura de la antena y del punto de observación.

IV-A5. *Análisis de  $Z_2$* : En base a la expresión (9), cuando se cumple la condición de campo lejano,  $Z_1$  tiende a la impedancia intrínseca en el vacío  $Z_{00}$ ; mientras que  $Z_2$  tiende a 0.

De la ecuación (8) se ve que el campo eléctrico (en ambas direcciones) y el magnético son inversamente proporcionales a la distancia radial. Es por eso que se concluye que, para que  $Z_2$  se anule, el campo  $E_y$  tiene que tender a 0 con mayor rapidez que el campo  $H_\phi$  a medida que la distancia, respecto a la antena transmisora, aumenta.

Sin embargo, en la Figura (12) se observa que el módulo de  $Z_2$  decrece asintóticamente a 0.

A partir de la simulación realizada en la que, la antena transmisora está situada a  $\lambda$  metros respecto del piso conductor, se hizo variar la altura del punto de observación, obteniendo los resultados mostrados en la Figura (14).

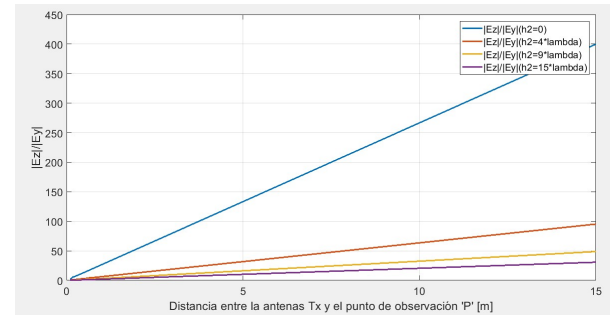


Figura 14: Distintas curvas de nivel para valores fijos de la altura del punto de observación 'P'.

En la Figura (14), se representaron dos gráficas superpuestas. En azul, aparece la relación  $\left| \frac{E_z}{E_y} \right|$  producto de dividir las impedancias expresadas en la ecuación (9)  $\frac{Z_1}{Z_2}$ . En la misma se muestra cómo evoluciona del cociente del módulo entre ambas componentes del campo eléctrico, notándose que la relación aumenta a medida que se separan las antenas para todas las alturas de recepción. En rojo, está graficado el módulo de la componente  $\hat{z}$  del campo eléctrico que, como fue analizado anteriormente, tiene a anularse. Es por esto que es posible afirmar que  $E_y$  disminuye más rápidamente que  $E_z$  pero nunca se anulan. Esto significa que tanto en campo cercano como en campo lejano se hallan ambas componentes del campo eléctrico y que, en campo lejano existe una potencia reactiva no nula. Finalmente, esta observación aclara por qué  $Z_2$  tiende asintóticamente a 0 sin alcanzarlo en las proximidades a la antena.

IV-A6. *Resumen de los resultados obtenidos*: En base a los cortes de la superficie de nivel en las Figuras (8a) y (9a) y cálculos similares para antenas de 2 y 3 longitudes de onda, se obtuvieron los siguientes valores de la distancia respecto a la antena transmisora en donde el módulo de la impedancia  $Z_1$  se estabiliza en un valor de la impedancia intrínseca del vacío

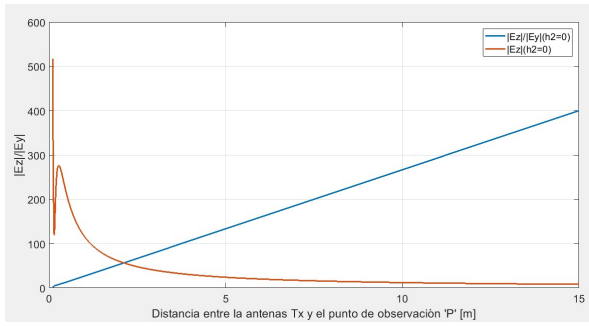


Figura 15:  $\frac{E_z}{E_y}$  y  $E_z$  Cuando la antena transmisora y el punto de recepción están a  $\lambda$  metros del suelo.

con una incerteza del 1 %, considerándose en campo lejano. En la Tabla (II) se muestran los valores expresados en metros en función de las alturas  $h_1$  y  $h_2$  expresadas en cantidades enteras de longitudes de onda:

Distancia de campo lejano [m]: Análisis de $ Z_1 $					
		$h_2$			
		$\lambda$	$2\lambda$	$3\lambda$	$4\lambda$
$h_1$	$\lambda$	0,5	1,33	2,37	3,65
	$2\lambda$	1	1,95	3,14	4,73
	$3\lambda$	1,77	3,26	5,01	7,26
	$4\lambda$	3	5	7,92	10,5

Tabla I: Distancia en [m.] en donde  $|Z_1| = 99\%$  de  $Z_{00}$

Al analizar la distancia de campo lejano hallada según la fórmula que habitualmente figura en la bibliografía expresada en la ecuación (10) para una frecuencia 10 GHz., se obtuvieron los resultados que se encuentran en la Tabla (II).

Distancia de campo lejano [m]	
$h_1$	$d_{campo\ lejano}$
$\lambda$	0,54
$2\lambda$	1,5
$3\lambda$	2,94
$4\lambda$	4,86

Tabla II: Variación de la distancia de campo lejano en función de la altura de la antena  $h_1$  hallada según la ecuación  $\frac{2 \cdot D^2}{\lambda}$ .

Al comparar los resultados expresados en la Tabla (II) con los resultados generados a partir del módulo de las ecuaciones (9) sintetizados en la Tabla (I), es posible concluir que considerar al conjunto de antenas como una sola de dimensiones mayores y aplicarle la fórmula (10) no es válido ya que este método solo depende de la altura de la antena  $T_x$  sin contemplar la elevación en la que se podría incluir la antena receptora representada por el punto  $P$ .

Es por eso que la fórmula (10) introduce un error, cuando se trabaja con conjunto de antenas, respecto al cálculo a través de las impedancias.

En la Tabla (III), se comparan los dos métodos utilizados para hallar la distancia de campo lejano cuando el punto de observación está a una longitud de onda del suelo. En ella, es

Distancia de campo lejano [m]				
$h_1$	$\frac{2 \cdot D^2}{\lambda}$	$ Z_1 \rightarrow Z_{00} _{h_2=\lambda}$	$\Delta d$	$\epsilon_d \%$
$\lambda$	0,54	0,5	0,04	8 %
$2\lambda$	1,5	1	0,5	50 %
$3\lambda$	2,94	1,77	1,17	66 %
$4\lambda$	4,86	3	1,86	62 %

Tabla III: Error en el cálculo de la distancia de campo lejano en función de la altura de la antena  $h_1$  hallada por fórmula y por impedancia.

posible ver el error absoluto y relativo respecto al método de impedancias.

Del análisis de la misma, se puede analizar que solo cuando la antena está elevada una longitud de onda respecto del suelo, los resultados son comparables; pero al aumentar la altura de la antena transmisora, el error crece notablemente.

En el caso del dipolo aislado, el resultado obtenido gráficamente mediante el módulo de la impedancia de onda  $Z_1$  de la Figura (16), se aproxima a los 0,075 m., mientras que el valor hallado por la ecuación (10) es de 0,06 m.

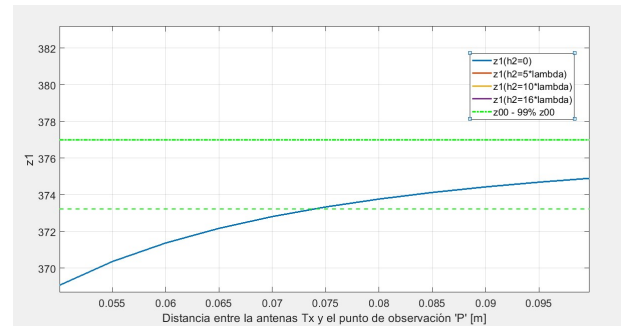


Figura 16: Ampliación de la impedancia  $Z_1$  cuando la  $h_2$  está a la misma altura que la antena transmisora.

## V. RESULTADOS: SIMULACIÓN DE ANTENAS CON CST STUDIO

### V-A. Dipolo sobre plano de tierra conductor

Utilizando el programa de simulación de campo electromagnético CST Studio, se representaron los efectos del dipolo sobre un plano conductor, implementando el Método de imágenes analizado en la sección (II-A).

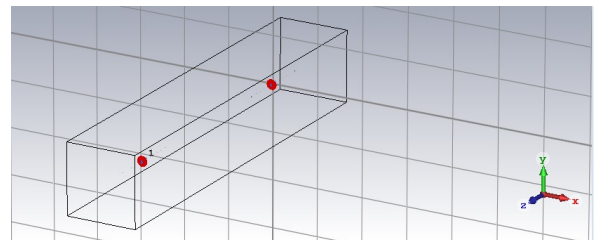


Figura 17: Conjunto de dipolos de media longitud de onda.



En la Figura (17) se observan los dipolos<sup>3</sup> en el eje  $z$  que irradian en dirección  $\hat{x}$ . También se pueden identificar los puertos de alimentación en rojo.

En la Figura (18) son mostradas las gráficas del parámetro  $S_{11}$  y del ROE obtenidas.

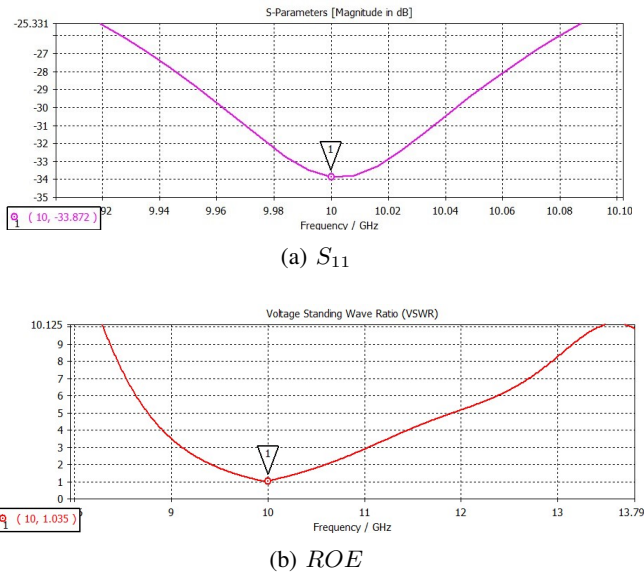


Figura 18: Gráficas del coeficiente de reflexión y ROE para toda la Banda X del conjunto de dipolos.

Esto mismo, puede ser observado en en la Carta de Smith mostrada en la Figura (19).

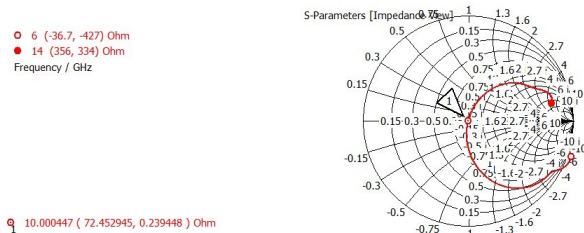


Figura 19: Carta de Smith del conjunto de dipolos para la Banda X.

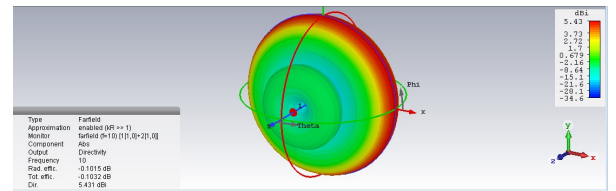
Al igual que fue desarrollado numéricamente en la sección (IV-A), se efectuaron 2 análisis correspondientes a diferentes alturas de la antena transmisora que, en este modelo, representan una variación en la distancia de separación de los dipolos pertenecientes al conjunto.

Cuando la  $h_{Tx} = \lambda$  se obtuvieron los diagramas de radiación de campo lejano del conjunto de antenas dipolos mostrados en la Figura (20).

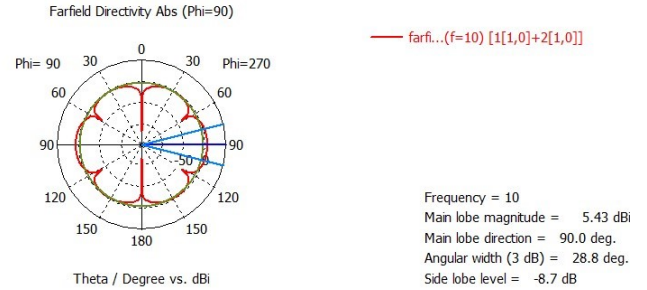
Si la antena está elevada cuatro longitudes de onda sobre el suelo conductor, se obtuvieron los diagramas de radiación mostrados en la Figura (21).

De las Figuras (20) y (21) se puede observar, tal como fue enunciado anteriormente, la mayor aparición de lóbulos

<sup>3</sup>Para conocer el proceso de diseño y ajuste de este modelo, ver la sección (VII-B) del Anexo.

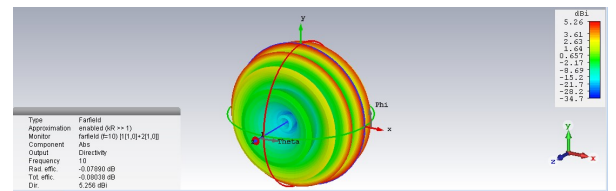


(a) Diagrama de 3D.

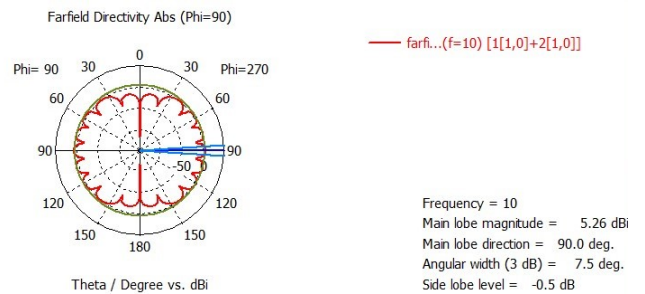


(b) Diagrama de 2D.

Figura 20: Directividad del conjunto de dipolos a 10 GHz, cuando  $h_{Tx} = \lambda$ .



(a) Diagrama de 3D.



(b) Diagrama de 2D.

Figura 21: Directividad del conjunto de dipolos a 10 GHz, cuando  $h_{Tx} = 4 \cdot \lambda$ .

secundarios a medida que aumenta la altura de la antena. Además, es posible concluir que al aumentar las reflexiones en el suelo conductor, disminuye el ancho angular y la magnitud de la Directividad del lóbulo principal.

### V-B. Dipolo aislado

Al simular la antena aislada, se obtuvieron los mismos valores de impedancia y coeficiente de reflexión analizados para el conjunto de dipolos en las Figuras (18) y (19); mientras que la Directividad queda representada en la Figura (22).

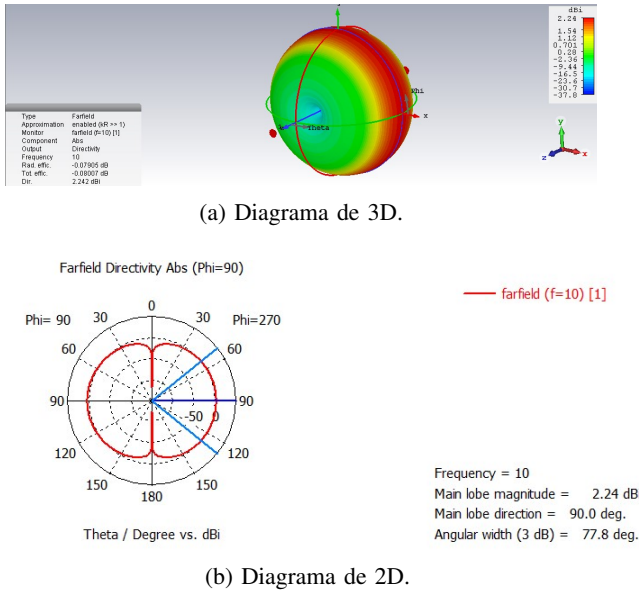


Figura 22: Directividad del dipolo aislado a 10 GHz. cuando  $h_{Tx} = \lambda$ .

Comparando el diagrama de radiación de la antenna aislada con el generado por el conjunto de dipolos, se puede concluir que, a medida que aumenta la altura y, con ella, la cantidad de lóbulos secundarios, se observa que el diagrama de radiación del conjunto tiende a tener un patrón omnidireccional como el del dipolo aislado.

## VI. CONCLUSION

En la bibliografía habitualmente figura la expresión  $2D^2/\lambda$  citada en la ecuación (10) para calcular la distancia de campo lejano. Este método obtiene buenos resultados cuando se trabaja con una antenna; sin embargo, cuando se modeliza al conjunto como una única, deja de ser tan preciso tal como se muestra en la Tabla (III) ya que solo depende de las dimensiones de la antenna y de la longitud de onda de transmisión. Es por esto que se concluye que los resultados propios del autor a partir de los valores de  $|Z|$  hallados en la sección (IV-A6), son más precisos, donde se ha obtenido la distancia al campo lejano mediante el módulo de la impedancia de onda del conjunto de antenas, aplicando el método de imágenes.

Por otro lado, tal como fue desarrollado en la sección (IV-A5), se analizó la distancia de campo lejano cuando  $|Z_1|$  alcanza el valor de  $120 \pi \Omega$  con un error del 1% (y no los que  $|Z_2|$  se anula) mostrados en la Tabla (II).

## AGRADECIMIENTOS

Agradecemos a todos los profesores y a todas las profesoras que nos acompañaron en el maravilloso mundo de la ciencia y la tecnología en todos estos años en la Facultad de Ingeniería de la UBA. Gracias por poner sus conocimientos y su pasión al servicio del pueblo y por brindarnos todas las herramientas

necesarias para que pueda desarrollarme.

Además, un especial reconocimiento al Laboratorio de Radiación Electromagnética de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Buenos Aires por acompañar y alentar este proyecto y facilitar todos los recursos para llevarlo a cabo.

## VII. APÉNDICES

### VII-A. Coeficiente de reflexión de Fresnel

VII-A1. *Desarrollo matemático:* En la Figura (23) se pueden observar los efectos de la reflexión y difracción de una onda electromagnética normal al plano de incidencia [3]. Debido a esta configuración, los vectores de los campos son transversales a las dirección de propagación de potencia. Es por esto que este modo se denomina Transversal Eléctrico (TE).

En el caso de estudio de los dipolos, esta situación se da cuando están dispuestos verticalmente.

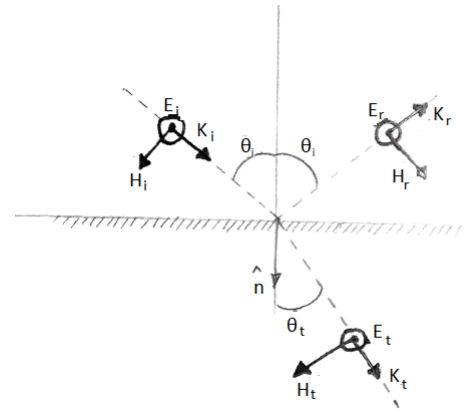


Figura 23: Campo incidente ( $E_i$ ) normal al plano de incidencia

Es por esto, que el coeficiente de reflexión expresado en la ecuación (3) por las Ecuaciones de Fresnel, puede expresarse como:

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\eta_1 \cos(\theta_i) - \eta_0 \cos(\theta_t)}{\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_0 \cos(\theta_t)}$$

En donde  $\eta$  es la impedancia intrínseca de cada medio. Como el medio 0 es el aire, la impedancia es  $Z_{00}$  y se calcula según la ecuación (12).

$$\eta_1 = \sqrt{\frac{j \omega \mu_1}{\sigma_1 + j \omega \epsilon_1}} \quad (11)$$

$$\eta_{\text{aire}} = Z_{00} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi \quad (12)$$

En donde  $\sigma$ ,  $\mu$  y  $\epsilon$  son la conductividad del material, la permitividad y permeabilidad del medio 1.

Dado que el medio 1 es un conductor, tanto la permitividad eléctrica como la permeabilidad magnética son valores complejos [2] y quedan expresados en la ecuación (13).

$$\begin{cases} \epsilon_1 = \epsilon'_1 - j\epsilon''_1 = 1 - j\frac{\sigma_1}{\omega \epsilon_0} \\ \mu_1 \in \mathbb{R} \end{cases} \quad (13)$$

VII-A2. *Simulación:* Como se observa en la Figura (24), para ambas polarizaciones el módulo del coeficiente de reflexión es '1' ya que el plano de tierra es considerado un conductor perfecto. De igual manera, las fases son iguales a  $0$  o  $\pi$  para cada caso.

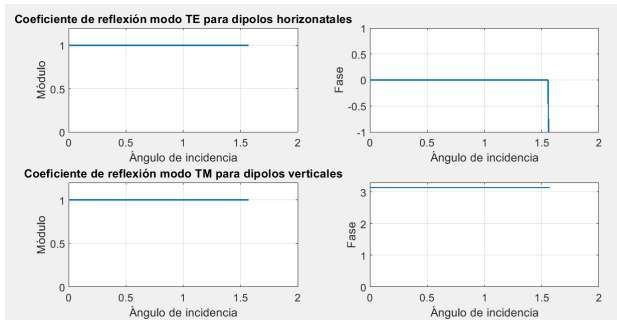


Figura 24: Módulo y Fase del coeficiente de reflexión para los modos TE y TM en base a las ecuaciones de Fresnel para dipolos verticales y horizontales respectivamente.

### VII-B. Diseño de conjunto de dipolos para simular antena con reflexión en plano de tierra.

Para el diseño de la antena se eligió un dipolo delgado de media longitud de onda considerando la frecuencia media de la Banda X igual a  $10 \text{ GHz}$ .

De esta manera, la longitud de onda a dicha frecuencia es de  $\lambda = \frac{c}{f} = 30 \text{ mm}$ . En base a esto se simuló en el programa CST, en una primera instancia, el dipolo con las siguientes dimensiones:

- longitud:  $\lambda/2 = 15 \text{ mm}$ .
- radio:  $2 \text{ mm}$ .
- gap:  $10 \mu \text{ m}$ .

Una vez simulado, se realizó el diagrama del coeficiente de reflexión mostrado en la Figura (25).

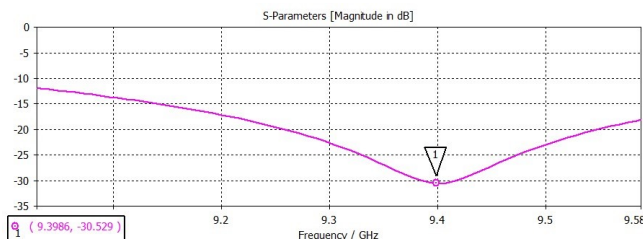


Figura 25: Coeficiente de reflexión del dipolo simulado con los valores hallados teóricamente.

En este gráfico, se puede observar una desadaptación de impedancias ya que el mínimo valor del parámetro  $S_{11}$  se da aproximadamente a los  $9,4 \text{ GHz}$  y no en la esperada de  $10 \text{ GHz}$ . Es por eso, que se agregó una variable de ajuste que

sustrae una cantidad a la longitud del dipolo que fue variando hasta obtener la adaptación buscada tal como se observa en las siguientes gráficas mostradas en la Figura (26).

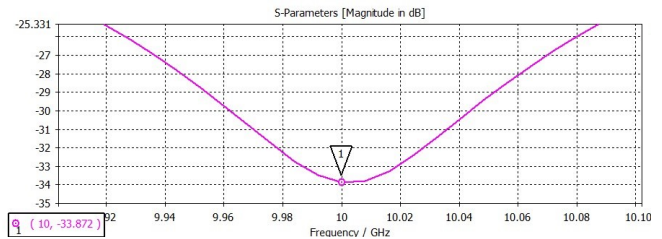


Figura 26:  $S_{11}$  para distintos valores de la longitud del dipolo

Es por esto que, con un dipolo de  $28,15 \text{ mm}$ . de longitud se obtuvo un  $S_{11}$  de  $-33,87$  y un  $ROE$  de  $1,035$  para una frecuencia de  $10 \text{ GHz}$ .

### REFERENCIAS

- [1] J. D. Jackson, "Classical electrodynamics 3rd ed john wiley & sons," Inc., NewYork, NY, 1999.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley-Interscience, 2005.
- [3] J. C. Fernandez, *Ingeniería Electromagnética. I Modelos estáticos y circuitales*, 1st ed., Eudeba, Ed. Eudeba, 2013, vol. 1.
- [4] E. C. E. C. Jordan and K. G. K. G. Balmain, *Electromagnetic waves and radiating systems / [by] Edward C. Jordan [and] Keith G. Balmain*, 2nd ed., ser. Prentice-Hall electrical engineering series. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1968.
- [5] R. Johnson and H. Jasik, *Antenna Engineering Handbook*, ser. Electronics: Electrical engineering. McGraw-Hill, 1993. [Online]. Available: <http://books.google.com.ar/>