



UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS-ESPE
DEPARTAMENTO DE CIENCIAS EXACTAS

SIMULACIÓN Y DESCRIPCIÓN MATEMÁTICA DE
PATRONES DERIVADOS DE SISTEMAS DE
RADIACIÓN TIPO DIPOLOS PARA SEÑALES DE TDT
ISDB-T INTERNACIONAL

Julio Galárraga Calero

Noviembre de 2021



INTRODUCCIÓN

- Mejorar el modelamiento de los patrones de radiación.
- Herramienta de validación de los patrones de radiación y sus parámetros de arreglos de sistemas radiantes con antenas elementales tipo dipolo.

Julio Galárraga Calero



INTRODUCCIÓN

- Se hizo uso de la modelación ampliamente aceptada realizada por Balanis en su texto clásico de análisis de antenas, a partir del que se hizo uso del Método de los Momentos para implementar un script para la obtención y simulación de los patrones de radiación y sus parámetros fundamentales.

Julio Galárraga Calero



INTRODUCCIÓN

- Validación con patrones dados por fabricantes, patrones presentados en otras investigaciones y patrones obtenidos con software libre de análisis y diseño de antenas, los resultados obtenidos llevan a una importante discusión final del trabajo.

Julio Galárraga Calero



OBJETIVO GENERAL

Simular, analizar y contrastar matemáticamente diagramas y patrones derivados de sistemas radiantes tipo dipolos para la transmisión de señales TDT.

Julio Galárraga Calero



OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Simular matemáticamente los patrones derivados de sistemas radiantes tipo dipolos más usados para TDT.
- Desarrollar algoritmos para cálculo y graficación de los patrones derivados de los sistemas radiantes tipo dipolos más usados para TDT.



OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Analizar y/o contrastar los resultados provistos por los algoritmos y la simulación matemática.
- Entregar una herramienta matemática útil para los estudiantes de carreras en electrónica y telecomunicaciones, que contribuya a consolidar el enlace entre Matemática e Ingeniería Electrónica.

Julio Galárraga Calero

LA MODELACIÓN

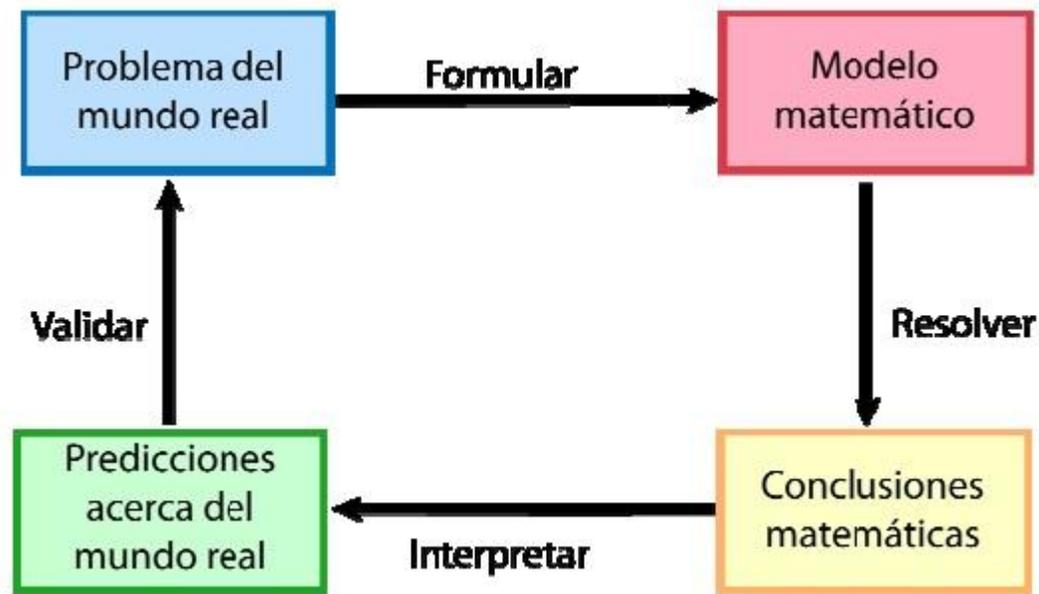


Fig. 1: El proceso de modelación matemática básico. Tomado de:[3], pág. 4

LA MODELACIÓN

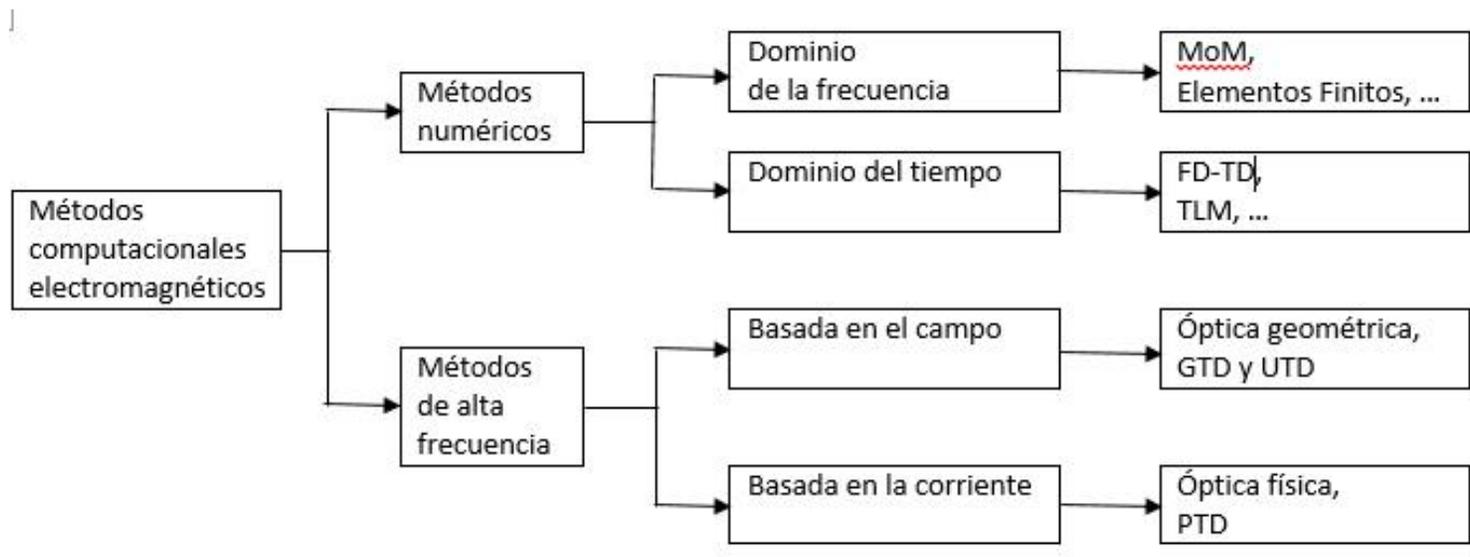


Fig. 2: Clasificación de los métodos computacionales para simulación electromagnética. Tomado de [22], pág.217

LA MODELACIÓN

| | Métodos en el dominio de la frecuencia | | Métodos en el dominio del tiempo | |
|-------------|--|---|---|---|
| | MoM | FEM | FDTD | TLM |
| Ventajas | Rápidos a frecuencia simple Facilidad de combinar con otros métodos para trabajar problemas más complejos | | Resultados para banda ancha en una simulación Buenos para problemas tipo pulso | |
| Desventajas | Dificultad para enfrentar problemas tipo pulso | | No recomendable para sistemas eléctricamente largos | |
| Notas | Más recomendable para antenas tipo alambre | Con cuidado para antenas tipo alambre muy finas | Con cuidado con las condiciones de borde | Con cuidado para antenas tipo alambre finas |

Fig. 3: Comparación de métodos numéricos para simulación electromagnética. Tomado de [22], pág.231

Julio Galárraga Calero

LA MODELACIÓN

Para la radiación de un elemento.

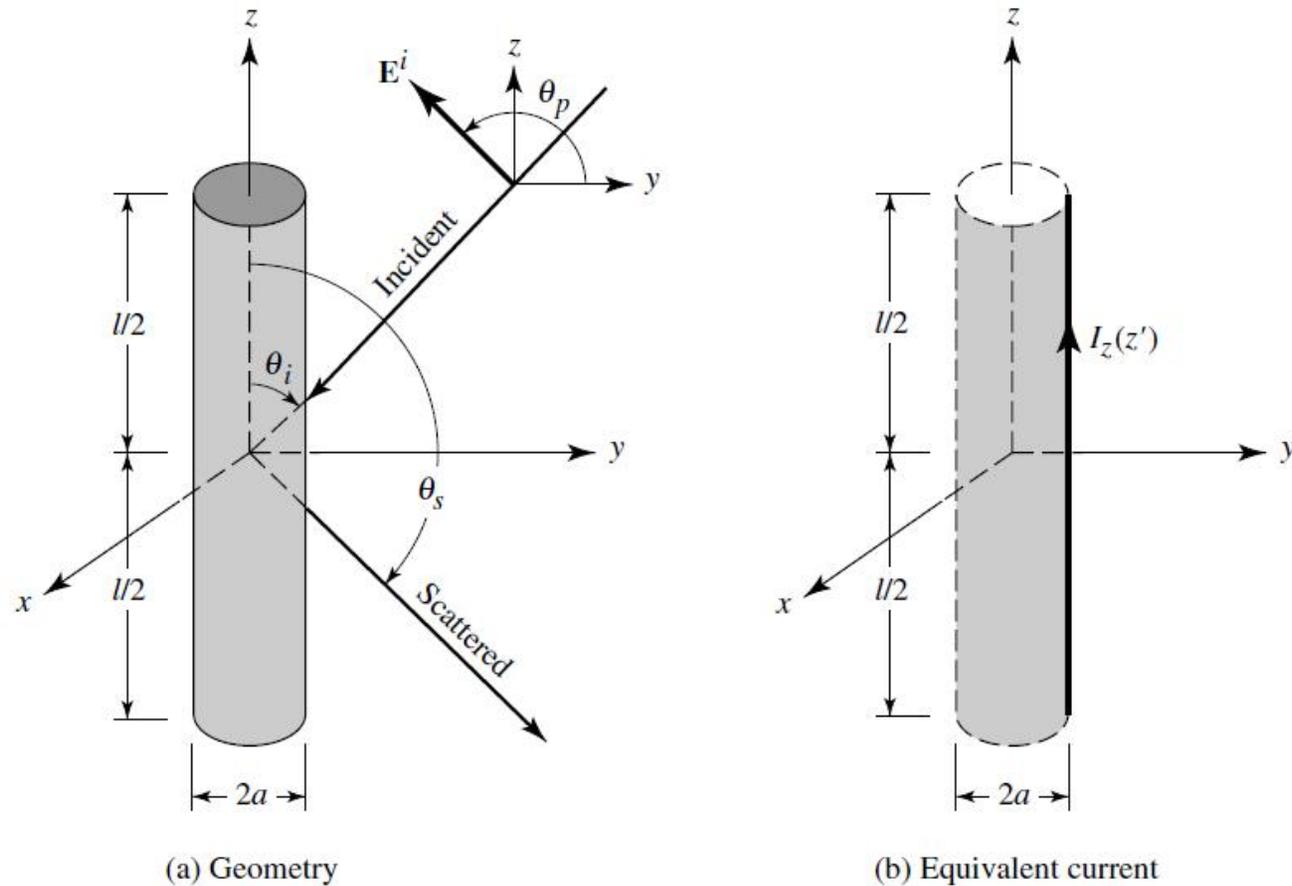


Fig. 4: Parámetros y disposición de elementos en sistema radiante y sistema de coordenadas. Tomado de [2], pág.443

LA MODELACIÓN

Para la radiación de un elemento.

$$E^t(r) = E^i(r) + E^d(r)$$
$$E_z^t(r = r_s) = E_z^i(r = r_s) + E_z^d(r = r_s) = 0 \quad (1)$$

De donde:

$$E_z^i(r = r_s) = -E_z^d(r = r_s) \quad (2)$$

$$E^d(r) = -j\omega A - j\frac{1}{\omega\mu\epsilon}\nabla(\nabla \cdot A) \quad (3)$$

$$E_z^d(r) = -j\frac{1}{\omega\mu\epsilon}\left[k^2 A_z + \frac{\delta^2 A_z}{\delta z^2}\right] \quad (4)$$

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \iint_s J_z \frac{e^{-jkR}}{R} ds' = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-l/2}^{+l/2} \int_0^{2\pi} J_z \frac{e^{-jkR}}{R} a d\Phi' dz' \quad (5)$$

$$2\pi a J_z = I_z(z') \Rightarrow J_z = \frac{1}{2\pi a} I_z(z') \quad (6)$$

LA MODELACIÓN

Para la radiación de un elemento.

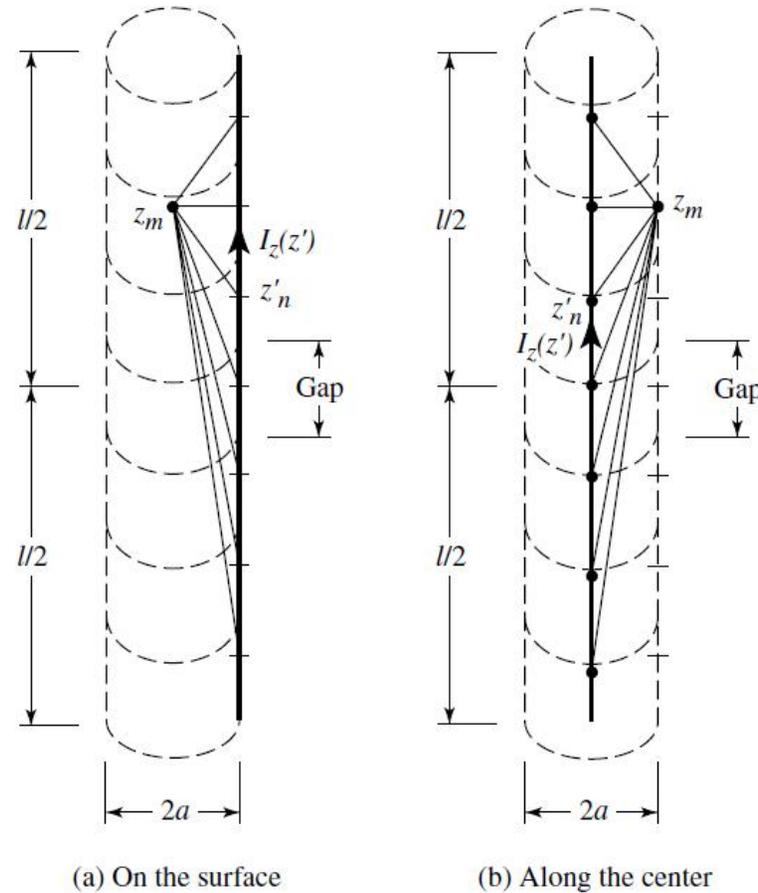


Fig. 5: Segmentación del dipolo y sus corrientes equivalentes. Tomado de [2], pág.445

LA MODELACIÓN

Para la radiación de un elemento.

(5) se reduce a:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-l/2}^{+l/2} \left[\frac{1}{2\pi a} \int_0^{2\pi} I_z(z') \frac{e^{-jkR}}{R} a d\Phi' \right] dz' \quad (7)$$

$$R = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2}$$
$$= \sqrt{\rho^2 + a^2 - 2\rho a \cos(\phi - \phi') + (z - z')^2} \quad (8)$$

$$A_z(\rho = a) = \mu \int_{-l/2}^{+l/2} I_z(z') \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} d\Phi' \right] dz' \quad (9)$$

Donde, se puede definir como función de Green:

$$G(z, z') = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} d\Phi' \quad (10)$$

Con lo que:

$$A_z(\rho = a) = \mu \int_{-l/2}^{+l/2} I_z(z') G(z, z') dz' \quad (11)$$

$$R(\rho = a) = \sqrt{4a^2 \sin^2\left(\frac{\phi'}{2}\right) + (z - z')^2} \quad (12)$$

LA MODELACIÓN

Para la radiación de un elemento.

$$E_z^d(\rho = a) = -j \frac{1}{w\epsilon} (k^2 + \frac{d^2}{dz^2}) \int_{-l/2}^{+l/2} I_z(z') G(z, z') dz' \quad (13)$$

Usando (2), se tiene:

$$\left(\frac{d^2}{dz^2} + k^2\right) \int_{-l/2}^{+l/2} I_z(z') G(z, z') dz' = -jw\epsilon E_z^i(\rho = a) \quad (14)$$

Intercambiando integración con diferenciación, se puede escribir esta última expresión como:

$$\int_{-l/2}^{+l/2} I_z(z') \left[\left(\frac{\delta^2}{\delta z^2} + k^2\right) G(z, z') \right] dz' = -jw\epsilon E_z^i(\rho = a) \quad (15)$$

(15) se le conoce como la ecuación integral de Pocklington, en la que usando (2) y la función de Green, se llega a:

$$\int_{-l/2}^{+l/2} I(z') \frac{\delta^2}{\delta z^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' + k^2 \int_{-l/2}^{+l/2} I(z') \frac{e^{-jkR}}{R} dz' = j4\pi w\epsilon_o E_z^t \quad (16)$$

LA MODELACIÓN

Para la radiación de un elemento.

Anterior ecuación en la que integrando su primer término por partes, se reduce a:

$$\int_{-l/2}^{+l/2} I(z') \frac{\delta^2}{\delta z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' = I(z') \left[\frac{\delta}{\delta z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right]_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} - \int_{-l/2}^{+l/2} \frac{\delta}{\delta z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \frac{dI(z')}{dz'} dz' \quad (17)$$

Aplicando las condiciones de borde en última expresión, se tiene:

$$\int_{-l/2}^{+l/2} I(z') \frac{\delta^2}{\delta z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' = - \int_{-l/2}^{+l/2} \frac{\delta}{\delta z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' \frac{dI(z')}{dz'} \quad (18)$$

Ecuación que al integrar por partes, queda:

$$\int_{-l/2}^{+l/2} I(z') \frac{\delta^2}{\delta z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' = - \frac{dI(z')}{dz'} \frac{e^{-jkR}}{R} \Bigg|_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} + \int_{-l/2}^{+l/2} \frac{d^2 I(z')}{dz'^2} \frac{e^{-jkR}}{R} dz' \quad (19)$$

Expresión que al substituir al primer término de la ecuación (16), la reduce a:

$$- \frac{dI(z')}{dz'} \frac{e^{-jkR}}{R} \Bigg|_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} + \int_{-l/2}^{+l/2} \left[k^2 I(z') + \frac{d^2 I(z')}{dz'^2} \right] \frac{e^{-jkR}}{R} dz' = j4\pi w \epsilon_o E_z^t \quad (20)$$

LA SIMULACIÓN

Para la radiación de un elemento.

Se considera que para alambres de pequeño diámetro, la corriente en cada elemento puede ser aproximada por una serie finita. Así:

$$I_n(z') = \sum_{m=1}^M I_{nm} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi z'}{l_n}\right] \quad (21)$$

Tomando la primera y segunda derivada de la expresión (21) y substituyéndola en la ecuación (20), se reduce a:

$$\sum_{m=1}^M I_{nm} \left\{ \frac{(2m-1)\pi}{l_n} \sin\left[(2m-1)\frac{\pi z'}{l_n}\right] \frac{e^{-jkR}}{R} \Big|_{-\frac{l_n}{2}}^{+\frac{l_n}{2}} + \left[k^2 - \frac{(2m-1)^2 \pi^2}{l_n^2} \right] \times \int_{-l_n/2}^{l_n/2} \cos\left[\frac{(2m-1)\pi z'_n}{l_n}\right] \frac{e^{-jkR}}{R} dz'_n \right\} = j4\pi\omega\epsilon_0 E_z^t \quad (22)$$

Dado que el coseno es una función par, esta última ecuación puede ser reducida a:

$$\sum_{m=1}^M I_{nm} \left\{ (-1)^{m+1} \frac{(2m-1)\pi}{l_n} G_2\left(x, x', y, y'/z, \frac{l_n}{2}\right) + \left[k^2 - \frac{(2m-1)^2 \pi^2}{l_n^2} \right] \times \int_0^{l_n/2} G_2(x, x', y, y'/z, z'_n) \cos\left[\frac{(2m-1)\pi z'_n}{l_n}\right] dz'_n \right\} = j4\pi\omega\epsilon_0 E_z^t \quad (23)$$

LA SIMULACIÓN

Para la radiación de un elemento.

La última ecuación es válida para cada elemento.

De esta forma, se aplica el Método de los Momentos para solucionar la ecuación integral (23), cada alambre es subdividido en M segmentos.

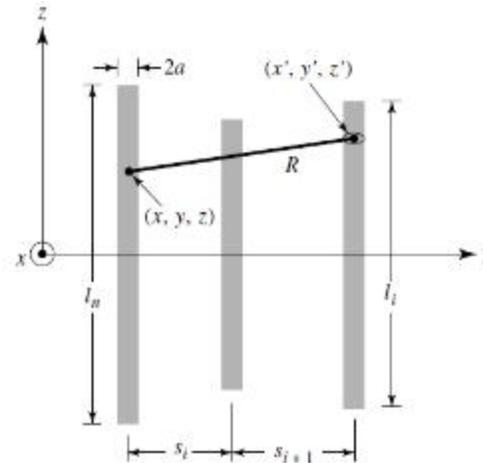
Sobre cada elemento, con excepción de un elemento activo, el emparejamiento es hecho al centro del alambre, y se requiere que E_{tz} de la ecuación (23), se desvanezca en cada punto de emparejamiento de cada segmento, esto es: $E_{tz}(z = z_i) = 0$, como se muestra en la Figura 6(b). Sobre el elemento activo el emparejamiento es hecho sobre la superficie del alambre, y esto requiere que E_{tz} de la ecuación (23), se desvanezca en M - 1 puntos, de sus m modos, ésto excluye al segmento de alimentación del elemento, tal como se muestra en la Figura 6(c). Ésto genera M-1 ecuaciones. La M-ésima ecuación del elemento activo es generada por la restricción que la corriente normalizada para los M modos en el punto de alimentación ($z'=0$) del elemento activo es igual a la unidad, o sea:

$$\sum_{m=1}^M I_{nm}(z' = 0) |_{n=N} = 1$$

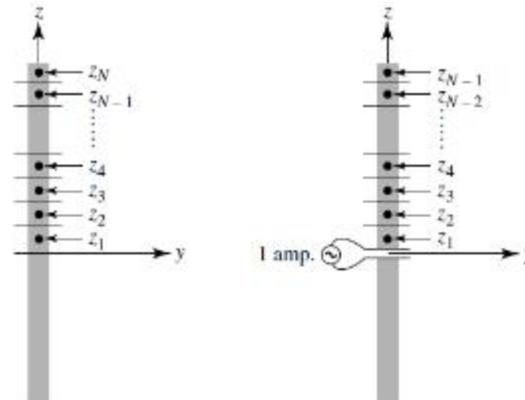
Julio Galárraga Calero

LA SIMULACIÓN

Para la radiación de un arreglo Yagi-Uda.



(a) Separation distance



(b) Parasitic elements

(c) Driven element

Fig. 6: Consideraciones para Método de los Momentos en Yagi-Uda. Tomado de [2], pág.584

LA SIMULACIÓN

Para la radiación de un arreglo Yagi-Uda.

Una vez que la distribución de corriente es encontrada, el campo eléctrico lejano total puede ser obtenido sumando las contribuciones de cada elemento de corriente.

El campo eléctrico lejano total generado por los M modos de los n elementos orientados paralelos al eje z vendrá dado por:

$$E_{\theta} = \sum_{n=1}^N E_{\theta n} = -j\omega A_{\theta} \quad (24)$$

$$A_{\theta} = \sum_{n=1}^N A_{\theta n} = -\frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \sum_{n=1}^N \left\{ e^{jk(x_n \sin\theta \cos\phi + y_n \sin\theta \sin\phi)} \times \left[\int_{-l_n/2}^{+l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos\theta} dz'_n \right] \right\} \quad (25)$$

Considerando que para cada alambre, la corriente es representada por la expresión (21). Con lo que, la última integral en la expresión (25) puede ser escrita como:

$$\int_{-l_n/2}^{+l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos\theta} dz'_n = \sum_{m=1}^M I_{nm} \int_{-l_n/2}^{l_n/2} \cos \left[\frac{(2m-1)\pi z'_n}{l_n} \right] e^{jkz'_n \cos\theta} dz'_n \quad (26)$$

LA SIMULACIÓN

Para la radiación de un arreglo Yagi-Uda.

Dado que el coseno es una función par, y usando una identidad trigonométrica, se llega a:

$$\int_{-l_n/2}^{+l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos\theta} dz'_n = \sum_{m=1}^M I_{nm} \left\{ \int_0^{l_n/2} \cos \left[\frac{(2m-1)\pi}{l_n} + k \cos\theta \right] z'_n dz'_n + \int_0^{l_n/2} \cos \left[\frac{(2m-1)\pi}{l_n} - k \cos\theta \right] z'_n dz'_n \right\}$$

Usando:
$$\int_0^{\alpha/2} \cos [(b \pm c)z] dz = \frac{\alpha}{2} \frac{\sin[(b \pm c)\frac{\alpha}{2}]}{(b \pm c)\frac{\alpha}{2}} \quad (27)$$

La anterior expresión se reduce a:

$$\int_{-l_n/2}^{+l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos\theta} dz'_n = \sum_{m=1}^M I_{nm} \left[\frac{\sin(Z^+)}{Z^+} + \frac{\sin(Z^-)}{Z^-} \right] \frac{l_n}{2} \quad (28)$$

Donde:
$$Z^\pm = \left[\frac{(2m-1)\pi}{l_n} \pm k \cos\theta \right] \frac{l_n}{2} \quad (29)$$

Así, el campo total, que venía dado por las expresiones (24) y (25), puede ser escrito como:

LA SIMULACIÓN

Para la radiación de un arreglo Yagi-Uda.

$$E_{\theta} = \sum_{n=1}^N E_{\theta n} = -j\omega A_{\theta} \quad (30)$$

Donde:

$$A_{\theta} = \sum_{n=1}^N A_{\theta n} = -\frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \sum_{n=1}^N \left\{ e^{jk(x_n \sin\theta \cos\phi + y_n \sin\theta \sin\phi)} \times \sum_{m=1}^M I_{nm} \left[\frac{\sin(Z^+)}{Z^+} + \frac{\sin(Z^-)}{Z^-} \right] \right\} \frac{l_n}{2} \quad (31)$$



LA SIMULACIÓN

Para la radiación de un arreglo Log-Periódico.

Para la modelación de su patrón de radiación se generalizó el desarrollo realizado para las antenas Yagi - Uda, en base de las siguientes consideraciones:

1. Las expresiones para la Yagi - Uda fueron obtenidos considerando una antena con un elemento activo, por lo que para poder hacer uso de éstas expresiones y desarrollos en otros arreglos lineales de dipolos, se calcularán los campos obtenidos de manera independiente por cada elemento activo, para el que elementos frente a su dirección de radiación se considerarán como elementos directores y tras su dirección de radiación serán elementos reflectores.

LA SIMULACIÓN

Para la radiación de un arreglo Log-Periódico.

2. Se obtendrá el campo total radiado esperado como una sumatoria de los distintos componentes de campos generados por cada elemento activo considerado de manera independiente, de la forma previamente mencionada. Para hacer esta sumatoria vectorial de los campos independientes, se deberá considerar tanto la diferencia de fase debido a la alimentación a cada elemento activo, como la variación de fase debido a la diversidad espacial de los elementos del arreglo, tal como se muestra en la Figura 7, en la que viene dado para elementos isotrópicos y separados una misma distancia, por lo que de manera general, para un arreglo de antenas sin elementos idénticos y separados distintas distancias, dado que el campo eléctrico es una magnitud vectorial a la que es posible aplicar el teorema de superposición, se tendría:

$$\vec{E}_T^t(r) = \vec{E}_1^t(r) + \vec{E}_2^t(r) + \dots + \vec{E}_i^t(r) + \dots + \vec{E}_n^t(r) \quad (32)$$

LA SIMULACIÓN

Para la radiación de arreglos lineales.

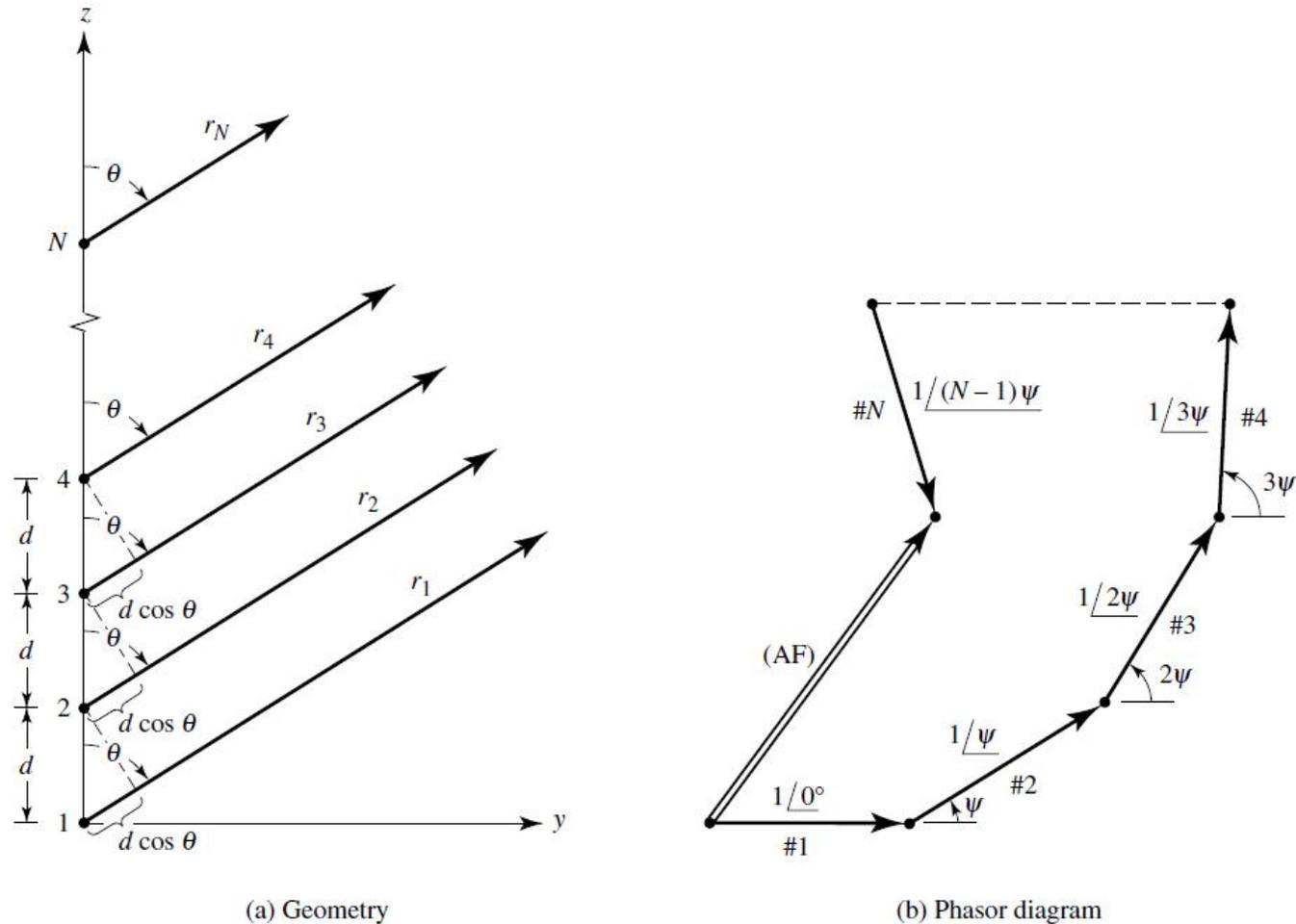


Fig. 7: Representación fasorial de campos lejanos debido a un arreglo de N -elementos isotrópicos. Tomado de [2], pág.293

LA SIMULACIÓN

Para la radiación de un arreglo Log-Periódico.

Expresión última en la que, considerando las diferencias de fase mencionadas, la expresión para la magnitud de los campos eléctricos que se obtienen punto a punto vendrá dada por:

$$\left| \vec{E}_i^t(r)_{\Phi_{fijo}} \right| \approx E_{i\theta} e^{j(kd_i \cos\theta + \beta_i)} \quad (33)$$

Parámetros que se los obtienen de la geometría del arreglo y suponiendo que la entrada al primer elemento activo es igual a la unidad, correspondiente al valor máximo de la señal de entrada cosenoidal, por lo que la alimentación del resto de los elementos activos tendrán un valor ideal correspondiente al que se tendría con el desfase respectivo en la señal cosenoidal, dado por la distancia al primer elemento activo, de esta manera, se tendría que usar:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{y} \quad \beta_i = d_i * \frac{\pi}{.25} \quad (34)$$

LA SIMULACIÓN

Para la radiación de un arreglo Log-Periódico.

Con lo que la expresión (32) quedaría:

$$E_T^t(r)_{\phi f i j o} = E_{1\theta} e^{j(kd_1 \cos\theta + \beta_1)} + E_{2\theta} e^{j(kd_2 \cos\theta + \beta_2)} + \dots + E_{i\theta} e^{j(kd_i \cos\theta + \beta_i)} + \dots + E_{n\theta} e^{j(kd_n \cos\theta + \beta_n)} \quad (35)$$

COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

Criterios de comparación para los parámetros de los diagramas de radiación:

| Parámetros | TOTAL | SIGNIFICATIVA | INEXISTENTE |
|--|-------|---------------|------------------|
| Coincidencia de ubicación angular del diagrama | 5 | | Patrón no Válido |
| Coincidencia de número de lóbulos principales | 5 | | Patrón no Válido |
| Coincidencia de número de lóbulos secundarios | 5 | 3 | 1 |
| Coincidencia de magnitud de lóbulos | 5 | 3 | 1 |
| Coincidencia de nulos | 5 | 3 | 1 |

Tabla 1: Criterios de valoración para definir la Relación de Aspecto de los diagramas de radiación obtenidos.

| Aspecto | Excelente | Con mucha coincidencia | Con poca coincidencia |
|---------------------|-------------------------------|----------------------------|----------------------------|
| Relación de Aspecto | $23 \leq \sum_{crit} \leq 25$ | $20 \leq \sum_{crit} < 23$ | $15 \leq \sum_{crit} < 20$ |

Tabla 2: Valoraciones de la Relación de Aspecto de los diagramas de radiación obtenidos.

COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

Criterios de comparación para los parámetros de los diagramas de radiación:

| Parámetros a comparar | Excelente o $ \xi_r \% \leq 3\%$ | Con mucha coincidencia o $3\% < \xi_r \% \leq 10\%$ | Con poca coincidencia o $10\% < \xi_r \% \leq 20\%$ |
|---------------------------------|--------------------------------------|--|--|
| Relación de aspecto | 5 | 3 | 1 |
| Coincidencia de RFB | 5 | 3 | 1 |
| Coincidencia de la Directividad | 5 | 3 | 1 |
| Coincidencia del ancho del haz | 5 | 3 | 1 |

Tabla 3: Criterios de valoración para definir los diagramas de radiación obtenidos.

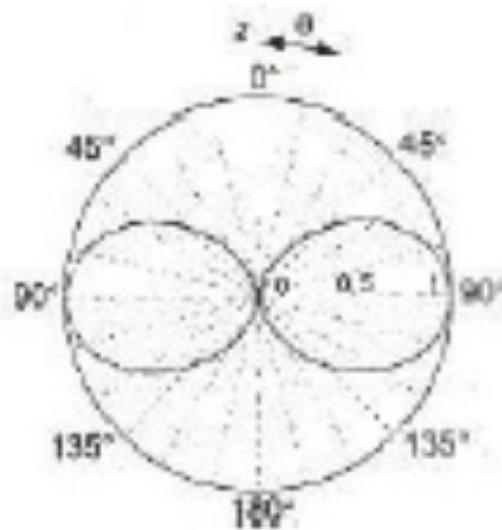
| Aspecto | Excelente | Con mucha coincidencia | Con poca coincidencia |
|-----------------------|-------------------------------|----------------------------|----------------------------|
| Patrones de Radiación | $18 \leq \sum_{crit} \leq 20$ | $16 \leq \sum_{crit} < 18$ | $10 \leq \sum_{crit} < 16$ |

Tabla 4: Valoraciones de los patrones de radiación obtenidos.

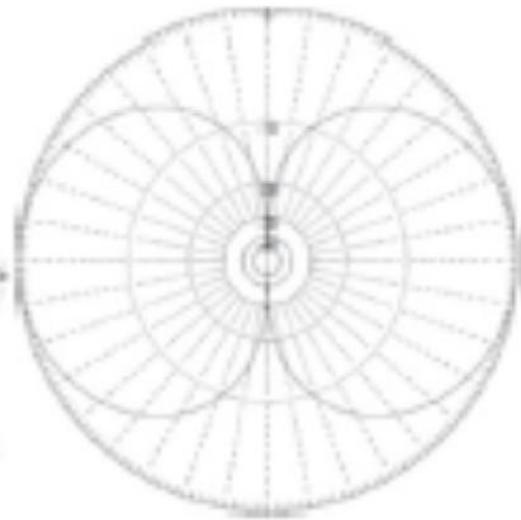
COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De las antenas dipolo:

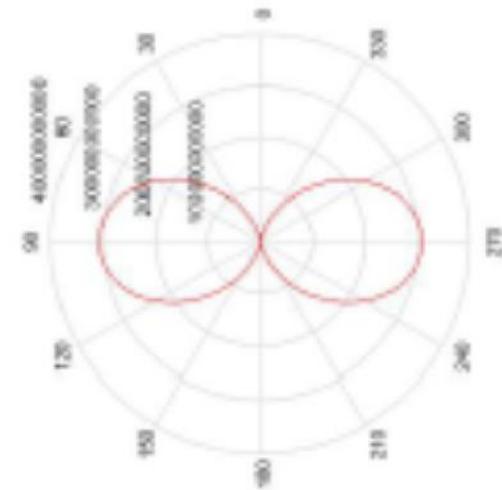
Del dipolo elemental: $h = \lambda/50$



(a) Según Luna, Alejandro



(b) Según MMANA GAL



(c) En la Tesis

Fig. 8: Patrones de Radiación del dipolo elemental: $h = \lambda/50$

COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De las antenas dipolo:

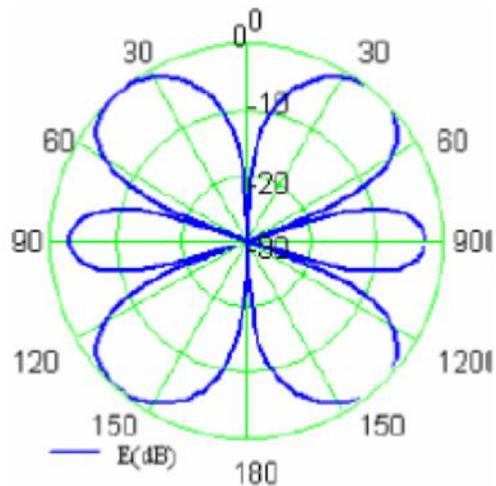
| Parámetros | Luna, Alejandro | ξ_r % | MMANA-GAL | ξ_r % | En la Tesis |
|----------------------------|-----------------|-----------|-----------|-----------|-------------|
| Relación F/B (dB) | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| Ganancia Máxima (dBi) | 1.76 | 0 | 1.76 | 0 | 1.76 |
| Ancho del haz ($^\circ$) | 90 | -1.111 | 88.4 | 0.679 | 89 |
| Relación de aspecto | Excelente | | Excelente | | |

Tabla 5: Comparación de las características de los Patrones de Radiación del dipolo elemental: $h = \lambda/50$.

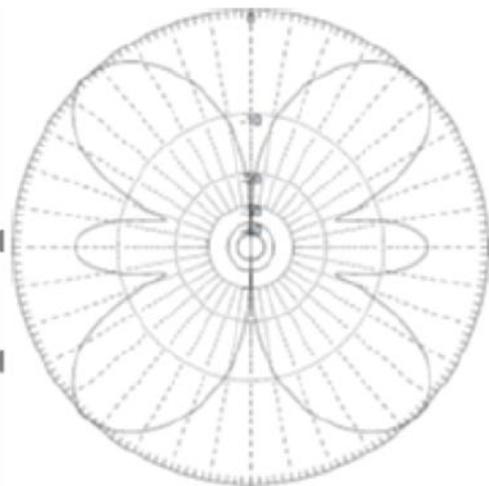
COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De las antenas dipolo:

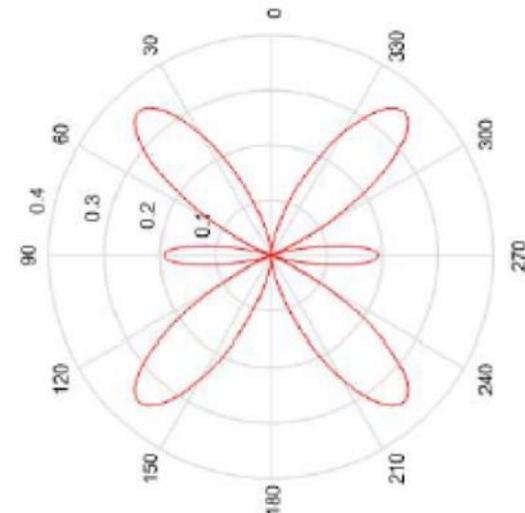
Del dipolo de $3/2$



(a) Según Anguera y Pérez



(b) Según MMANA GAL



(c) En la Tesis

Fig. 9: Patrones de Radiación del dipolo de $3/2$

COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De las antenas dipolo:

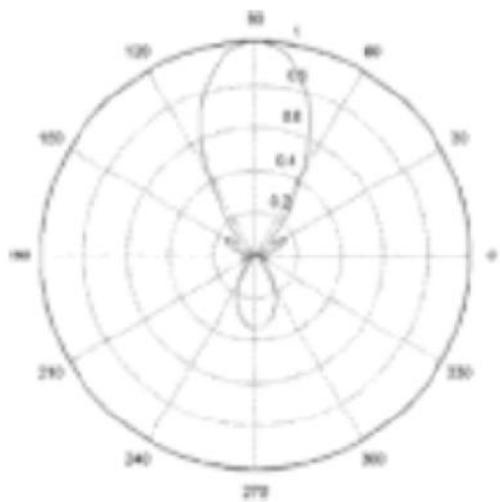
| Parámetros | Anguera y Pérez | ξ_r % | MMANA-GAL | ξ_r % | En la Tesis |
|-----------------------|-----------------|-----------|-----------|-----------|-------------|
| Relación F/B (dB) | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| Ganancia Máxima (dBi) | 3.6 | -4.722 | 3.62 | -5.249 | 3.43 |
| Ancho del haz (°) | 36 | -0.556 | 35 | 2.286 | 35.8 |
| Relación de aspecto | Excelente | | Excelente | | |

Tabla 6: Comparación de las características de los Patrones de Radiación del dipolo de $3/2$.

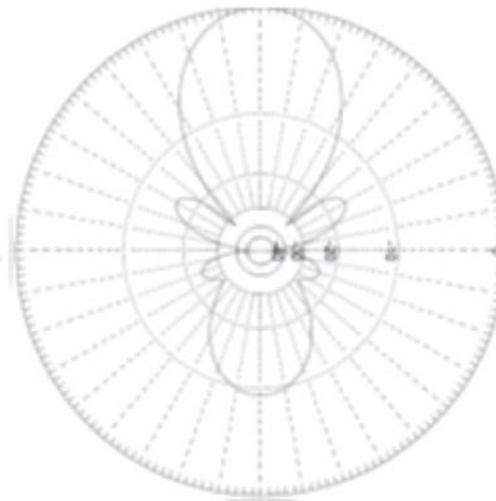
COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De los arreglos de antenas dipolo:

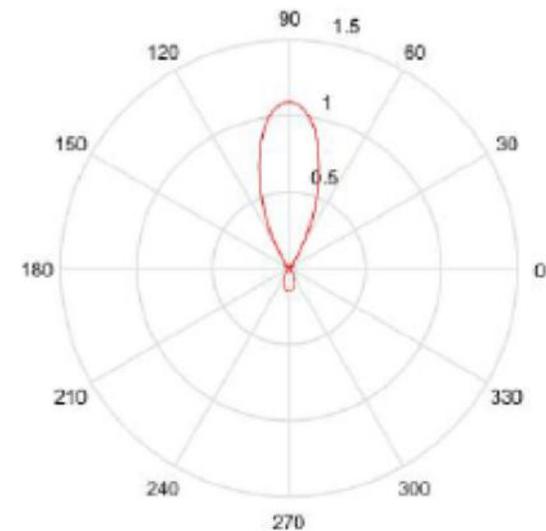
Del arreglo tipo Y agi – Uda de 6 elementos



(a) Según Gómez-Páez-Celeita



(b) Según MMANA GAL



(c) En la Tesis

Fig. 10: Patrones de Radiación del arreglo tipo Y agi – Uda de 6 elementos

COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De los arreglos de antenas dipolo:

| Parámetros | Gómez-Páez-Celeita | ξ_r % | MMANA-GAL | ξ_r % | En la Tesis |
|-----------------------|--------------------|-----------|-----------------------|-----------|-------------|
| Relación F/B (dB) | 9.42 | -8.705 | 9.16 | -6.114 | 8.6 |
| Ganancia Máxima (dBi) | 11.53 | -3.122 | 11.39 | -1.932 | 11.17 |
| Ancho del haz (°) | 42.19 | -5.665 | 39.6 | 0.505 | 39.8 |
| Relación de aspecto | Excelente | | Con poca coincidencia | | |

Tabla 7: Comparación de las características de los Patrones de Radiación del arreglo tipo Y agi – Uda de 6 elementos.

COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De los arreglos de antenas dipolo:

Del arreglo tipo Y agi – Uda 600265 de 5 elementos

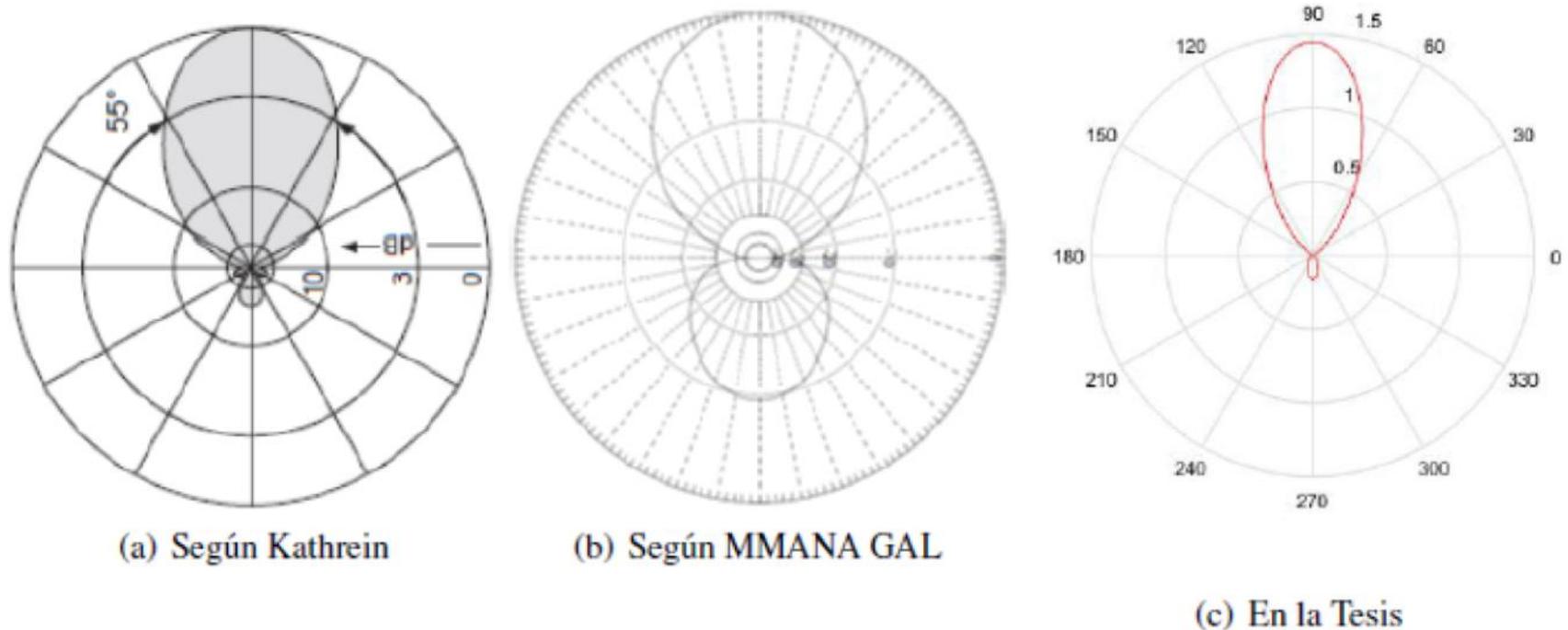


Fig. 10: Patrones de Radiación del arreglo tipo Y agi – Uda 600265 de 5 elementos.

COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De los arreglos de antenas dipolo:

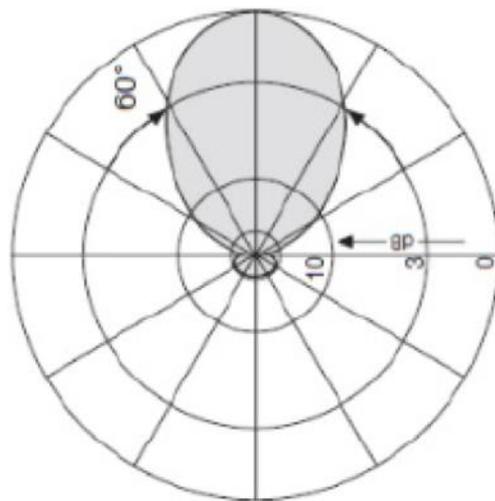
| Parámetros | Kathrein | ξ_r % | MMANA-GAL | ξ_r % | En la Tesis |
|-----------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-------------|
| Relación F/B (dB) | 15 | -36.067 | 9.37 | 2.348 | 9.59 |
| Ganancia Máxima (dBi) | 8.15 | 14.724 | 9.06 | 3.200 | 9.35 |
| Ancho del haz (°) | 55 | -4 | 53.2 | -0.752 | 52.8 |
| Relación de aspecto | Excelente | | Excelente | | |

Tabla 7: Comparación de las características de los Patrones de Radiación del arreglo tipo Y agi – Uda 600265 de 5 elementos.

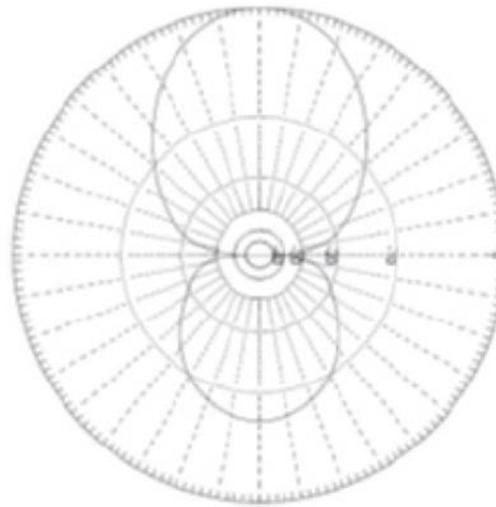
COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De los arreglos de antenas dipolo:

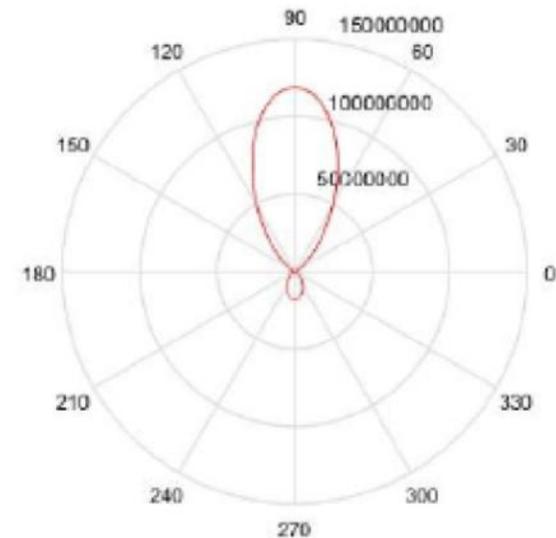
Del arreglo tipo Log - Periódico 75010242 de 5 elementos



(a) Según Kathrein



(b) Según MMANA GAL



(c) En la Tesis

Fig. 11: Patrones de Radiación del arreglo tipo Log - Periódico 75010242 de 5 elementos

COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De los arreglos de antenas dipolo:

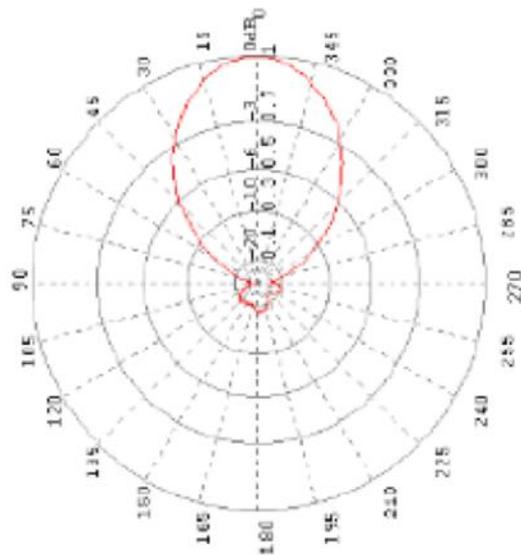
| Parámetros | Kathrein | ξ_r % | MMANA-GAL | ξ_r % | En la Tesis |
|-----------------------|------------------------|-----------|------------------------|-----------|-------------|
| Relación F/B (dB) | 17 | -51.94 | 6.83 | 19.62 | 8.17 |
| Ganancia Máxima (dBi) | 7.15 | 16.78 | 7.88 | 5.96 | 8.35 |
| Ancho del haz (°) | 60 | -12.67 | 49.4 | 6.07 | 52.4 |
| Relación de aspecto | Con mucha coincidencia | | Con mucha coincidencia | | |

Tabla 8: Comparación de las características de los Patrones de Radiación del arreglo tipo Log - Periódico 75010242 de 5 elementos.

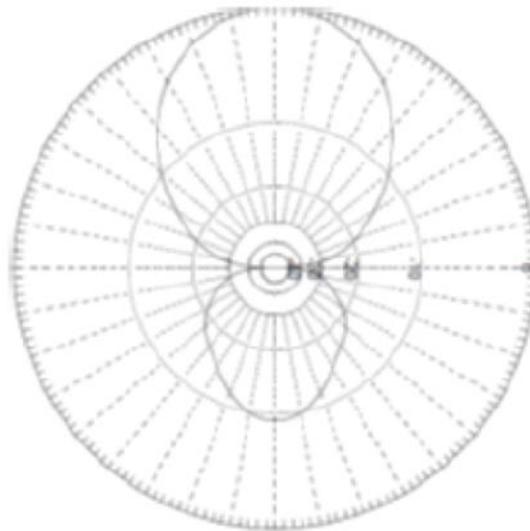
COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De los arreglos de antenas dipolo:

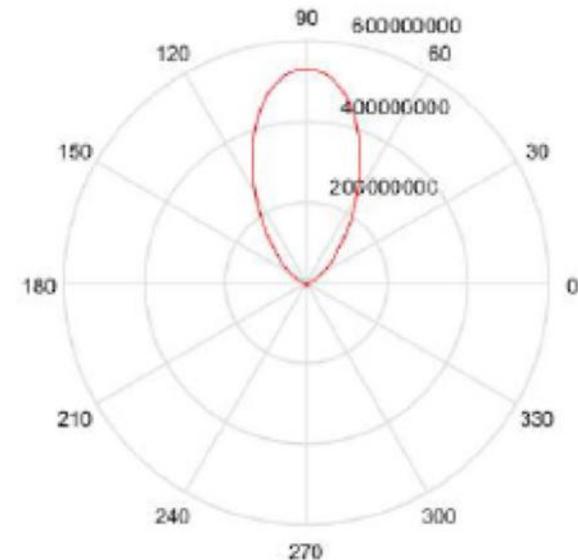
Del arreglo tipo Log - Periódico D9108A de 13 elementos



(a) Según ELEKTRONIK



(b) Según MMANA GAL



(c) En la Tesis

Fig. 12: Patrones de Radiación del arreglo tipo Log - Periódico D9108A de 13 elementos.

COMPARACIÓN DE RESULTADOS OBTENIDOS

De los arreglos de antenas dipolo:

| Parámetros | ELEKTRONIK | ξ_r % | MMANA-GAL | ξ_r % | En la Tesis |
|-----------------------|------------|-----------|-----------|-----------|-------------|
| Relación F/B (dB) | 18 | 10.33 | 12.8 | 55.16 | 19.86 |
| Ganancia Máxima (dBi) | 6.9 | 1.16 | 6.86 | 1.75 | 6.98 |
| Ancho del haz (°) | 64 | -10.63 | 71 | -19.44 | 57.2 |
| Relación de aspecto | Excelente | | Excelente | | |

Tabla 9: Comparación de las características de los Patrones de Radiación del arreglo tipo Log - Periódico D9108A de 13 elementos.



CONCLUSIONES

1. El programa desarrollado tiene validez tanto para antenas simples, desde dipolos elementales hasta dipolos cortos, como para los arreglos de dipolos lineales conocidos como Yagi - Uda, más no así para los arreglos de dipolos lineales conocidos como Log - Periódicos.



CONCLUSIONES

2. La modelación de sistemas radiantes con varios elementos activos con base en la integral de Pocklington presenta problemas para su utilización puesto que no se logra integrar al modelo la influencia en los campos generados por un elemento activo sobre otro elemento, también activo, pese a que se hace uso del teorema de superposición, se verifica que la influencia que se presenta entre los elementos activos entre sí no es la que se espera lograr, según los datos dados de manera experimental en los datasheets de este tipo de arreglos. Por lo tanto, no está integrado en el modelo lo que vendría a ser la inductancia mutua entre los elementos activos de un sistema radiante.



CONCLUSIONES

3. Al hacer la presente investigación se constató la importancia de la modelación y la simulación para los procesos de enseñanza-aprendizaje en la ingeniería, en particular de los ingenieros en electrónica y telecomunicaciones.

4. El modelo desarrollado en la investigación no incluye los diferentes radios de los distintos elementos que son usados, siendo un parámetro que permite obtener resultados más precisos de los sistemas radiantes en estudio, situación que se la comprobó al hacer uso del MMANA - GAL.



RECOMENDACIONES

1. Al correr los programas desarrollados en esta investigación, considerar que el mínimo número de modos que se deben usar es de 3 para que tenga sentido la simulación, mientras que su máximo vendrá limitado por la capacidad de cómputo del equipo en el que se los utilice y de la precisión que se requiera de su patrón de radiación, obteniéndose obviamente para una mayor cantidad de modos, una mejor simulación.
2. Se hace uso de cantidades proporcionales de longitudes de onda para la definición de las longitudes de los distintos elementos, puesto que el método de modelación utilizado es conveniente hacerlo para estructuras cuyas dimensiones vengan dadas para longitudes $l \approx 20 \lambda$.



PERSPECTIVA DE TRABAJOS FUTUROS

1. Es motivo de otra investigación como la presente, trabajar con los fundamentos de la metodología NEC para la determinación de las ecuaciones que lo sustenten y el proceso que permita la modelación y simulación bajo esta otra metodología que también tiene resultados comprobados y aceptados por investigadores en esta área de las telecomunicaciones; se podría hacer uso del software libre 4NEC2 para establecer las comparaciones que sean del caso y que permitan demostrar la validez de los programas que se lleguen a desarrollar.



PERSPECTIVA DE TRABAJOS FUTUROS

2. La presente investigación se trabajó con arreglos lineales de dipolos, en la que sus elementos estaban dispuestos a lo largo del eje z , y su modelación y simulación fueron hechas bajo éstas consideraciones; sería importante hacer una abstracción adicional para poder incluir en el modelo y su simulación arreglos con mayor diversidad espacial, así como poder extender la generación de los patrones de radiación no a un plano en particular de interés, sino mostrarlo en 3D.



PERSPECTIVA DE TRABAJOS FUTUROS

3. Al requerirse patrones de radiación de estructuras más complejas o de una gran dimensión con respecto de la longitud de onda de la radiación necesaria, se deben explorar otros métodos de modelación como los mencionados en la Figura 3.

4. Es posible depurar el programa con la inclusión de los distintos radios de los distintos elementos con que se dispone en un sistema radiante. Ésto permitirá que los resultados esperados se ajusten aún más al patrón de radiación que se presentará en una situación real.



!GRACIAS!

Julio Galárraga Calero