

Software para el Cálculo de Patrones de Radiación de Arreglos Lineales de Antenas

J. L. Ramos Quirarte, M. J. Martínez Silva, G. A. Vega Gómez, y M. S. Ruiz Palacios

Departamento de Electrónica, CUCEI
Universidad de Guadalajara

Av. Revolución 1500, Puerta 10, Módulo O, S. R., C.P. 44840, Guadalajara, Jalisco
Tel. (1) 36-19-84-71 Fax (1) 36-19-84-71 e-mail jramos@cucei.udg.mx

Resumen.

En este documento se describen las características de un Software desarrollado en *matlab* para el Cálculo de Patrones de Radiación de Arreglos Lineales de Antenas del tipo dipolo. El software incluye, entre otras opciones, el análisis y diseño de arreglos clásicos de fase progresiva, y los de amplitud de excitación no uniforme. Algunos aspectos relevantes del software son la simulación, mediante el cálculo directo de campos, el análisis de sensibilidad y de respuesta de frecuencia, así como el uso de una distribución de corriente en el dipolo calculada mediante el método de momentos. Los resultados obtenidos son validados mediante comparación con resultados presentados en otras publicaciones.

I. Introducción

Los arreglos de antenas (conjuntos de antenas simples, generalmente iguales, acomodadas en una disposición física determinada y excitadas adecuadamente) constituyen una alternativa para generar un patrón de radiación de características

deseadas, tales como dirección del lóbulo mayor, ancho de haz, ubicación de nulos, entre otros.

Los arreglos se clasifican en función de la ubicación de sus elementos y de las características de las señales de excitación. Los arreglos lineales de antenas son aquellos en los que los elementos del arreglo se encuentran ubicados sobre una línea recta, con separación uniforme o no uniforme[1-3].

En la Fig. 1 se ilustran las variables dimensionales de un arreglo lineal genérico, en el cual, la intensidad de campo eléctrico en la zona lejana producido por el arreglo se puede escribir como [4]

$$E_{\theta} \approx E_{\theta 1} \cdot AF \quad (1)$$

donde $E_{\theta 1}$ es el campo eléctrico producido por la antena 1. AF se conoce como factor de arreglo, y está dado por [1-3]

$$AF = \sum_{k=1}^N a_k e^{j(kd_k \cos\theta + \beta_k)} \quad (2)$$

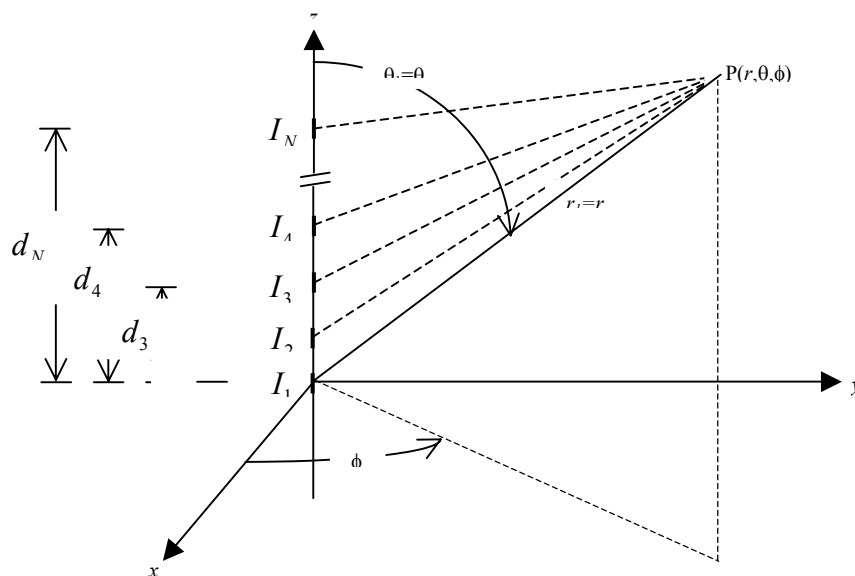


Figura 1. Disposición física de un arreglo lineal de antenas

Solamente en el factor de arreglo existen $3(N-1)$ variables de diseño, por lo que se hace necesario utilizar programas de cómputo para diseñar arreglos de antenas.

En este trabajo se presenta el desarrollo y utilización de un software cuyo propósito es facilitar el diseño y análisis de arreglos lineales de antenas, incluye un programa para obtener el patrón producido por un dipolo de longitud ajustable, el cual se usa como elemento del arreglo. El programa permite elegir entre una distribución de corriente ideal de tipo senoidal, para el dipolo, o una distribución obtenida por el método de momentos.

II. Características del Software

El software desarrollado consiste de 30 archivos, que en su mayoría corresponden a funciones que son solicitadas a partir de un programa principal cuyo nombre es "arreglo.m" [5]. Este programa presenta una serie de menús que facilitan una selección deseada.

El menú principal dispone de opciones para especificar las características físicas y de excitación del arreglo. En cuanto a la geometría, se puede elegir a los dipolos en forma colineal o en paralelo (horizontal), considerando múltiples opciones para la separación y la excitación en amplitud. Además cuenta con diversas opciones para llevar a cabo el análisis, la simulación y el cálculo de la matriz de impedancias.

En el análisis de arreglos, se puede graficar el patrón de radiación del propio dipolo utilizando una distribución ideal de corriente de tipo senoidal o calculando dicha corriente a partir del método de momentos. También se presenta el cálculo del Factor de Arreglo y del Patrón de Radiación Total, donde se presentan opciones de gráficas tridimensionales.

Dos análisis adicionales son el análisis de la respuesta de frecuencia y el análisis de sensibilidad. En este último caso, se puede observar la variación de las características de radiación respecto a cambios en los diversos parámetros del Arreglo, tales como: longitud del elemento, posición de los elementos, amplitud y fase de excitación de cada elemento.

III. Patrón de Radiación de un Dipolo

El dipolo consiste en un par de alambres acomodados colinealmente y separados por un pequeño espacio en el cual se aplica la excitación. Idealmente la separación debe ser cero, así como el diámetro del alambre, de tal manera que se tiende a formar un alambre filamental continuo. La Fig. 2(a) muestra un dipolo orientado en el eje z y ubicado simétricamente respecto al origen, mientras que en la Fig. 2(b) se presenta su patrón de radiación producido usando una distribución de corriente senoidal,

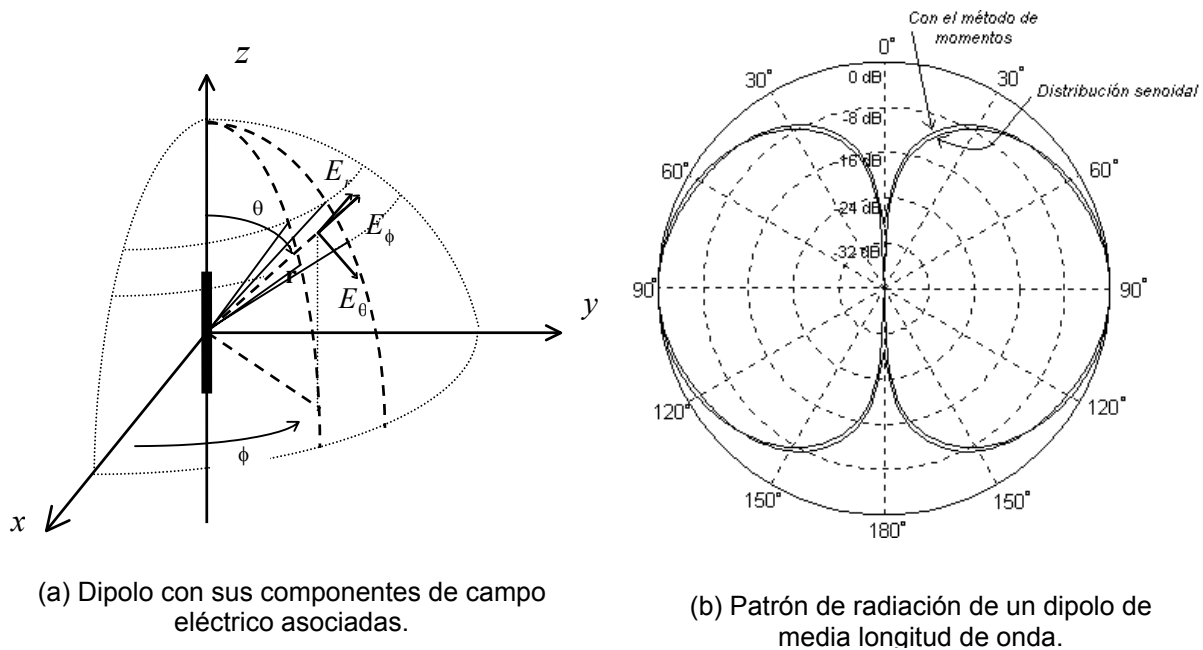


Figura 2. Dipolo y su patrón de radiación de campo eléctrico

En la región de campo lejano, el campo eléctrico producido por un dipolo con una distribución de corriente filamental de forma senoidal está dado por

$$E_{\theta} \cong j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \quad (3)$$

Ya que no es posible tener un alambre filamental realmente continuo, es necesario considerar el espacio entre los alambres del dipolo, así como su diámetro. En tal caso, la excitación senoidal se deforma, y por lo tanto, el patrón de radiación deja de ser expresada adecuadamente por la Ec. (3). Una forma más aproximada de determinar la distribución de corriente, y por tanto el patrón de radiación, es aplicando la ecuación de Pocklington a la frontera de un dipolo cilíndrico con espaciado diferente de cero y resolviéndola por el método de momentos.

La ecuación de Pocklington relaciona una distribución de corriente filamental con el campo eléctrico existente sobre el mismo filamento, ver Ec. (4). Es posible aplicar la ecuación de Pocklington a un cilindro de radio finito, obteniendo entonces un planteamiento donde se escribe una ecuación integral, en la cual, la incógnita es la corriente en el dipolo.

$$\int_{-a}^{a} I_z(z') \left[\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) G(z, z') \right] dz' = -j\omega\epsilon E_z^i \text{ en } \rho = a \quad (4a)$$

donde:

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

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

El método de momentos es un método de aproximación que ayuda a resolver ecuaciones integrales, en donde el integrando es la incógnita. Como parte del método se debe elegir una familia de funciones linealmente independientes, llamadas funciones base, cuya suma ponderada corresponde a la solución. Los factores de ponderación son ahora las incógnitas a encontrar. Adicionalmente, se debe definir un conjunto de funciones linealmente independientes, conocidas como funciones de pesado, así como un producto interno, entre las funciones base y las funciones de pesado [1,5,6].

Se desarrolló un programa para resolver la ecuación de Pocklington que utiliza funciones base tipo pedestal de subdominio, y funciones de pesado tipo delta de Dirac. El producto interno involucra una integración. Una vez conocida la distribución de corriente se calcula el valor de la función potencial auxiliar a una distancia específica, para luego determinar el campo eléctrico en tal punto.

En la Fig. 2 (b) también se muestra el patrón de radiación del campo eléctrico producido por un dipolo de media longitud de onda con una separación de 1/71 de la longitud del dipolo, y con un diámetro de 0.002 veces la longitud de onda, y calculado a una distancia de 40 longitudes de onda. Esto con el fin de contrastarlo respecto al producido con la distribución de corriente senoidal. Tales gráficas fueron obtenidas ejecutando el programa *arreglo*, especificando el uso de dipolos de media longitud de onda con orientación colineal, y usando las opciones de menú: Análisis > Patrón del dipolo > Distribución Senoidal, y Análisis > Patrón del dipolo > Método de Momentos.

IV. Factor de Arreglo de Arreglos con Fase Progresiva

Dentro de los arreglos lineales de separación uniforme, existen desarrollos clásicos donde se maneja la amplitud uniforme y fase progresiva. En esta sección se ilustra el uso del software desarrollado en el análisis de arreglos con fase progresiva.

El factor de arreglo de arreglos con amplitud uniforme y fase progresiva se puede obtener a partir de la Ec. (2), haciendo

$$d_1 = 0, \quad d_2 = d, \quad d_3 = 2d, \quad \dots, \quad d_N = (N-1)d \quad (5a)$$

$$a_1 = a_2 = \dots = a_N = 1 \quad (5b)$$

$$\beta_1 = 0, \quad \beta_2 = \beta, \quad \beta_3 = 2\beta, \quad \dots, \quad \beta_N = (N-1)\beta \quad (5c)$$

y dividiendo entre el número de elementos, se obtiene el factor de arreglo normalizado

$$AF_n = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (6a)$$

donde

$$\psi = kd \cos\theta + \beta \quad (6b)$$

d es la distancia entre los elementos y β es la fase progresiva. En este caso, el número de variables de diseño se reduce a 3 (número de elementos, su separación y su fase progresiva). Es posible demostrar que la Ec. (6) se puede escribir como [7,8]

$$AF_N = \frac{e^{j(N-1)\psi/2} \operatorname{sen} N\psi/2}{N \operatorname{sen} \psi/2} \neq e^{j(N-1)\psi/2} \frac{\operatorname{sen} N\psi/2}{N\psi/2} \quad (7)$$

donde la aproximación es aplicable cuando $\psi/2 \ll 1$.

La dirección del lóbulo mayor se da en

$$\theta_{1,2} = \cos^{-1} \left(\frac{-\beta \pm \frac{2.782}{N}}{kd} \right) \quad (8)$$

y el lóbulo lateral se presenta en

$$\theta_3 \approx \cos^{-1} \left(\frac{\frac{3\pi}{N} - \beta}{kd} \right) \quad (9)$$

cuya amplitud corresponde a 13.46 dB por debajo del lóbulo mayor.

El software permite especificar el número de elementos y la separación entre los mismos. Además se puede proporcionar el valor de fase progresiva, o el ángulo deseado para el lóbulo mayor. En la Fig. 3 se ilustra la amplitud del factor de arreglo, cuando se eligen 8 elementos, con separación de 0.5 longitudes de onda y el ángulo deseado para el lóbulo mayor es de 60 grados. Este resultado se obtiene al seleccionar las opciones de menú: Analizar > Factor de Arreglo.

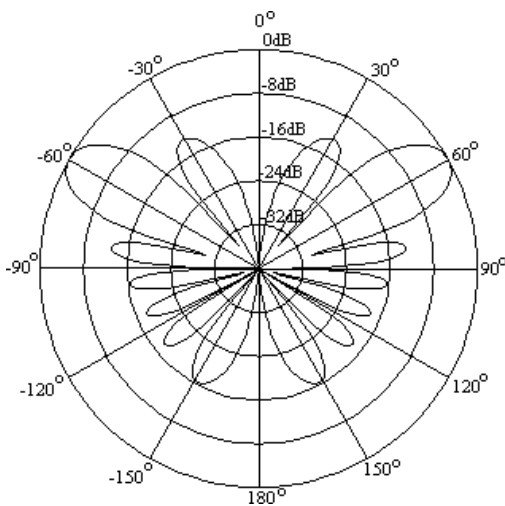


Figura 3. Factor de arreglo de un arreglo de amplitud uniforme y fase progresiva ($N=8$, $d=0.5\lambda$ y $\theta_1=60^\circ$).

V. Factor de Arreglo de Arreglos con Amplitud No Uniforme

Son aquellos donde la amplitud de excitación varía de elemento a elemento y la fase permanece constante.

Para encontrar expresiones matemáticas más manejables, es conveniente ubicar los elementos del arreglo lineal de manera que se encuentren simétricamente colocados respecto al origen y a lo largo del eje z .

Usualmente, la amplitud de excitación no uniforme que se aplica a los elementos es también simétrica respecto al origen. El factor de arreglo se obtiene observando la ubicación de cada elemento así como la amplitud de excitación correspondiente.

Para el arreglo con número par de elementos el factor de arreglo viene dado por

$$AF_{2M} = \frac{a_1}{2} e^{j\left(\frac{1}{2}\right)kd \cos \theta} + \frac{a_2}{2} e^{j\left(\frac{3}{2}\right)kd \cos \theta} + \dots + \frac{a_M}{2} e^{j\left(\frac{2M-1}{2}\right)kd \cos \theta} + \frac{a_1}{2} e^{-j\left(\frac{1}{2}\right)kd \cos \theta} + \frac{a_2}{2} e^{-j\left(\frac{3}{2}\right)kd \cos \theta} + \dots + \frac{a_M}{2} e^{-j\left(\frac{2M-1}{2}\right)kd \cos \theta} \quad (10)$$

donde $M = N/2$ (caso par). La ecuación (10) se puede escribir de forma mas conveniente

$$AF_{2M} = \sum_{n=1}^M a_n \cos \left[\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos \theta \right] = \sum_{n=1}^M a_n \cos((2n-1)u) \quad (11a)$$

donde

$$u = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta \quad (11b)$$

El valor máximo del factor de arreglo (lóbulo mayor) se obtiene cuando $(\pi d/\lambda) \cos \theta = 0$, es decir, la dirección del lóbulo mayor es $\theta = \pi/2$ y por lo tanto la radiación coincide sobre el plano x - y , lo cual es conocido como "broadside".

Se puede demostrar que el factor de arreglo cuando el número de elemento es impar, viene dado por

$$AF_{2M+1} = \sum_{n=1}^{M+1} a_n \cos[(n-1)kd \cos \theta] \quad (12)$$

donde $M = (N-1)/2$ (caso impar). De igual forma, el tipo de radiación es "broadside".

Existe una cantidad infinita de formas de elegir la amplitud de excitación de cada elemento en un

arreglo de este tipo. Para cada elección, el factor de arreglo tendrá características de radiación diferentes. Las distribuciones de amplitud más estudiadas en la literatura son: La distribución Binomial, y la Dolph-Tschebyscheff.

V.1.- Distribución Binomial

La distribución Binomial es llamada así porque las amplitudes de excitación son elegidas a partir de la expansión Binomial

$$(1+x)^{m-1} = 1 + P_{m2}x + P_{m3}x^2 + P_{m4}x^3 + \dots \quad (13a)$$

donde

$$P_{mr} = \frac{1}{(r-1)!} \prod_{i=1}^{r-1} (m-i) \quad \text{para} \quad \begin{cases} m \geq 2 \\ r \geq 2 \end{cases} \quad (13b)$$

$m+1$ es el número de elementos del arreglo, y r es el índice de posición del elemento. Lo relevante de esta distribución es que el factor de arreglo producido no contiene lóbulos menores, siempre y cuando el espaciamiento entre elementos sea menor o igual a media longitud de onda.

El software permite especificar el número de elementos, la separación entre los mismos, y al especificar una distribución Binomial, determina el factor de arreglo correspondiente. En la Fig. 4 se muestra el factor de arreglo producido cuando se utilizan 8 elementos con un espaciamiento de 0.4 de longitud de onda y una distribución Binomial

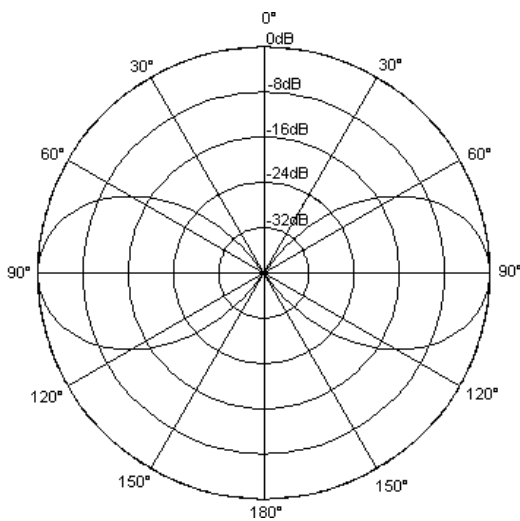


Figura 4. Factor de arreglo de un arreglo Binomial de 8 elementos para $d=0.4\lambda$.

V.2.- Distribución Tschebyscheff

La distribución de amplitud tipo Tschebyscheff se deduce expandiendo las funciones coseno de ángulo múltiplo de la Ec. (11) y Ec. (12) en cosenos del fundamental elevados a potencias enteras, de manera que se obtiene, en forma normalizada para un número par e impar de elementos, respectivamente

$$(AF_N)_{2M} = a_1T_1(z) + a_2T_3(z) + a_3T_5(z) + \dots + a_M T_{2M+1}(z) \quad (14)$$

$$(AF_N)_{2M+1} = a_1T_0(z) + a_2T_2(z) + a_3T_4(z) + \dots + a_M T_{2M}(z) \quad (15)$$

donde $z = \cos u$ cuando $|z| < 1$. $T_n(z)$ son conocidos como polinomios de Tschebyscheff de los cuales a continuación se presentan los primeros ocho

$$T_0(z) = 1 \quad (16a)$$

$$T_1(z) = z \quad (16b)$$

$$T_2(z) = 2z^2 - 1 \quad (16c)$$

$$T_3(z) = 4z^3 - 3z \quad (16d)$$

$$T_4(z) = 8z^4 - 8z^2 + 1 \quad (16e)$$

$$T_5(z) = 16z^5 - 20z^3 + 5z \quad (16f)$$

$$T_6(z) = 32z^6 - 48z^4 + 18z^2 + 1 \quad (16g)$$

$$T_7(z) = 64z^7 - 112z^5 + 56z^3 - 7z \quad (16h)$$

Los polinomios de Tschebyscheff también están definidos cuando $|z| > 1$, en cuyo caso la relación entre z y u está dada por $z = \cosh u$.

Los polinomios de Tschebyscheff se pueden expresar en la forma equivalente

$$T_m(z) = \cos[m \cos^{-1}(z)] \quad (17)$$

$$T_m(z) = \cosh[m \cosh^{-1}(z)] \quad (18)$$

En la Fig. 5 se muestra la gráfica de algunos de estos polinomios. Es importante observar que para cada valor de θ existe una correspondencia con u y z . En la Fig. 5, se identifica un punto z_0 en la región $|z| > 1$. Cuando este punto se hace corresponder a $\theta_0 = 90^\circ$ (dirección del lóbulo mayor), es posible establecer una relación respecto a

lóbulos lateral deseada R_0 , la cual se define como $R_0 = T_m(z_0) = \cosh[m \cosh^{-1} z_0]$. Al expandir la Ec. (11) ó (12) e igualándola con el polinomio de Tschebyscheff de grado N-1, es posible determinar los coeficientes a_n que hacen que el factor de arreglo adopte la forma de tal polinomio.

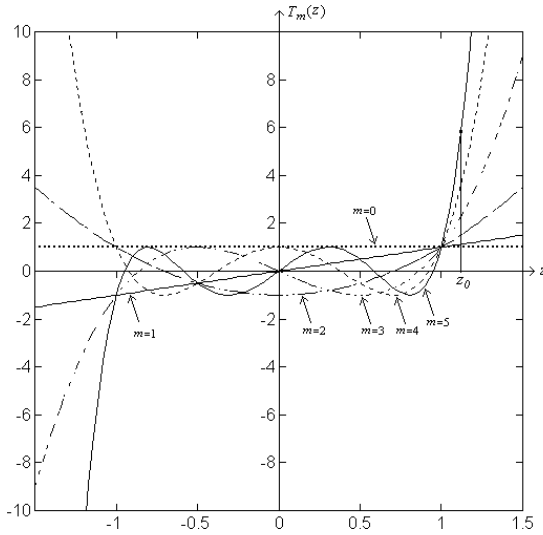


Figura 5. Polinomios Tschebyscheff de órdenes cero al cinco

En la Fig. 6 se muestra el factor de arreglo producido por una distribución de amplitud tipo Dolph-Tschebyscheff con un arreglo de 8 elementos y una relación de lóbulos de 15 dB. Esta gráfica se obtiene especificando las opciones de menú Amplitud Variable y Fase cero > Distribución Dolph-Tschebyscheff, y posteriormente, se seleccionan las opciones de menú: Analisis > Factor de Arreglo.

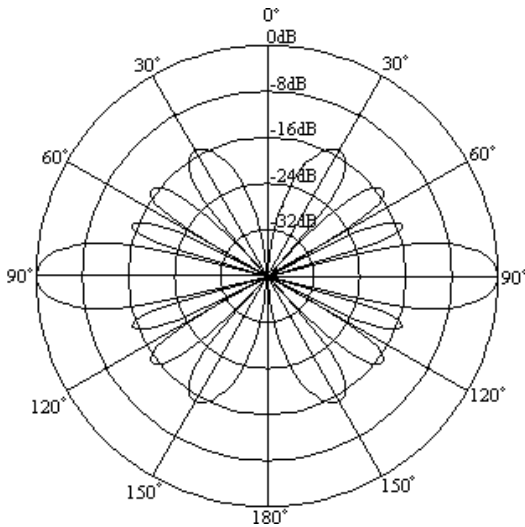


Figura 6. Factor de arreglo Dolph-Tschebyscheff de ocho elementos y relación de lóbulos de 15 dB.

V.3.- Otras Distribuciones de Amplitud

El software incluye el análisis de arreglos con otras distribuciones de amplitud no clásicas, tales como: Triangular, coseno y coseno cuadrado, las cuales fueron incorporadas con fines de exploración. Se encontró que algunos patrones resultan con características interesantes. En la Fig. 7 se muestra el factor de arreglo resultado de aplicar una distribución tipo coseno cuadrado de 21 elementos. En este caso, la relación de lóbulos es de 20.13 dB.

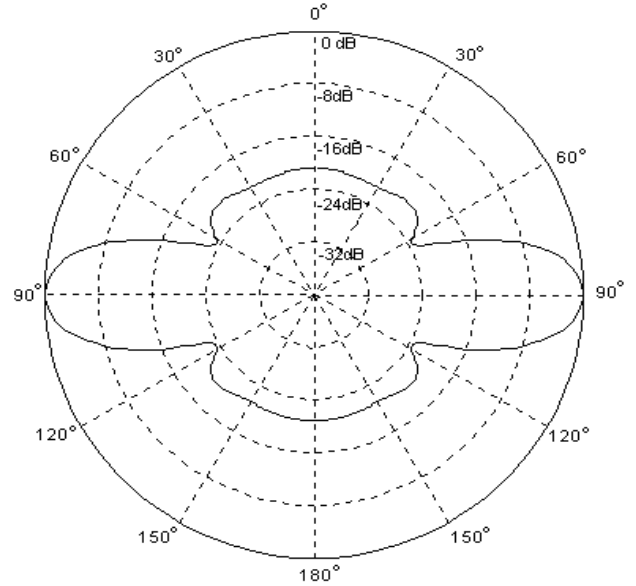


Figura 7. Factor de arreglo coseno cuadrado de 21 elementos

VI. Factor de Arreglo de Arreglos con Separación No Uniforme

Los arreglos lineales clásicos se caracterizan por poseer una separación uniforme entre los elementos y se varían tanto la amplitud como la fase de excitación para lograr ciertas características de radiación. Sin embargo, el principio de multiplicación de patrones no está restringido a esta condición, sino que es aplicable a arreglos con elementos idénticos y orientados en la misma dirección. En esta sección se presentan factores de arreglo con separación no uniforme. Con fines de exploración, se desarrollaron rutinas para definir espaciamentos entre los elementos del mismo tipo que los utilizados en arreglos de amplitud no uniforme. Las distribuciones de espaciamiento definidas son de tipo: Binomial, Tschebyshev, Geométricas y Senoidal.

La geometría de los arreglos lineales de separación no uniforme se ilustra en la Fig. 8 se puede clasificar en dos tipos: Simétricos y no simétricos. A su vez se distinguen dos tipos de arreglos simétricos, aquellos que tienen un número par o impar de elementos. El factor de arreglo correspondiente a estos arreglos viene dada por

$$AF = \sum_{n=1}^M \cos(kd_n \cos\theta) \quad (20b)$$

Arreglo no simétrico (N+1 elementos)

$$AF = 1 + e^{jkd_2 \cos\theta} + e^{jkd_3 \cos\theta} + \dots + e^{jkd_N \cos\theta} \quad (19a)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{jkd_n \cos\theta} \quad \text{donde: } d_1 = 0 \quad (19b)$$

Arreglo simétrico con número par de elementos (2M elementos)

$$AF = \left(e^{jkd_1 \cos\theta} + e^{jkd_2 \cos\theta} + \dots + e^{jkd_M \cos\theta} \right) + \left(e^{-jkd_1 \cos\theta} + e^{-jkd_2 \cos\theta} + \dots + e^{-jkd_M \cos\theta} \right) \quad (20a)$$

Arreglo simétrico con número impar de elementos (2M+1 elementos)

$$AF = 2 + e^{jkd_2 \cos\theta} + e^{jkd_3 \cos\theta} + \dots + e^{jkd_{M+1} \cos\theta} + e^{-jkd_2 \cos\theta} + e^{-jkd_3 \cos\theta} + \dots + e^{-jkd_{M+1} \cos\theta} \quad (21a)$$

$$AF_N = \sum_{n=1}^{M+1} \cos(kd_n \cos\theta) \quad \text{donde: } d_1 = 0 \quad (21b)$$

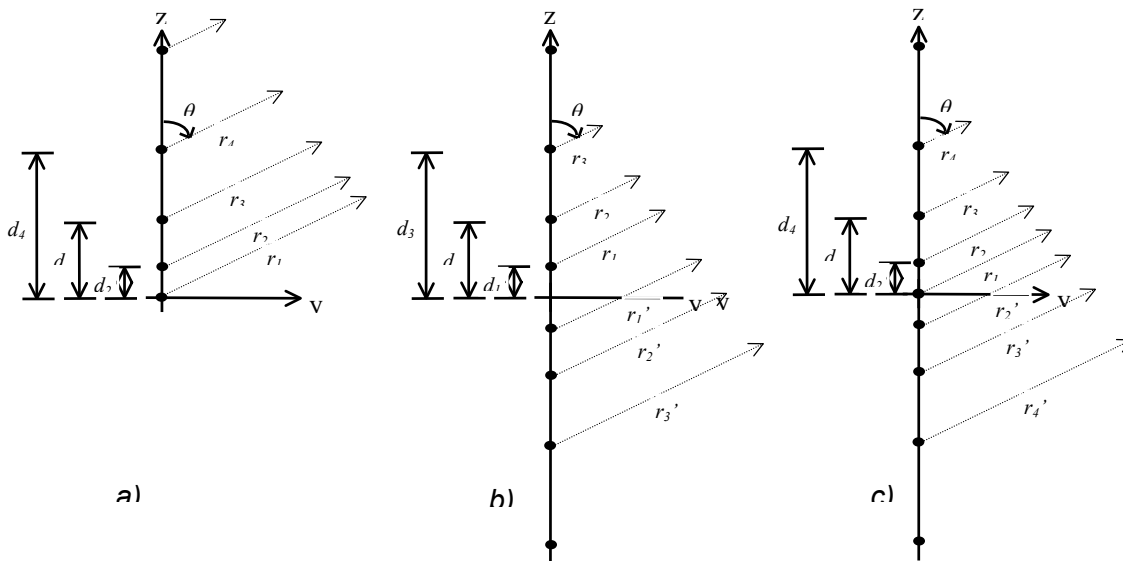


Figura 8. Geometría de arreglos lineales de separación no uniforme

En la Fig. 9 se muestran algunos ejemplos de arreglos con espaciamento no simétrico tipo Binomial. Las unidades son multiplicadas por un espaciamento específico.

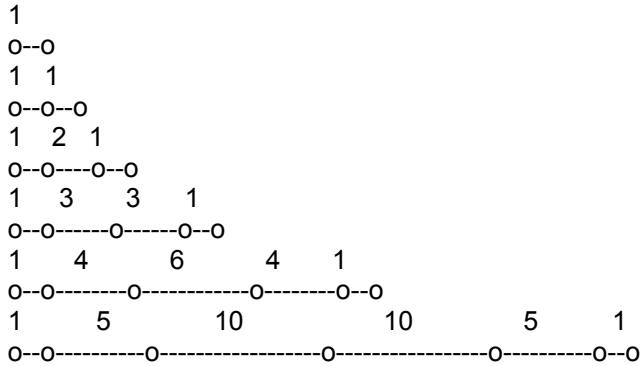


Figura 9. Arreglo con espaciamento tipo binomial

Similarmente, se pueden definir espaciamentos que sigan una distribución tipo Tschebysheff. Para este caso se utilizó el valor absoluto de los coeficientes de Tschebysheff con el fin de establecer las distancias entre los elementos del arreglo. La naturaleza de estos polinomios hace más adecuado utilizar arreglos no simétricos. En la Fig. 10 se muestran los arreglos con espaciamento Tschebysheff analizados.

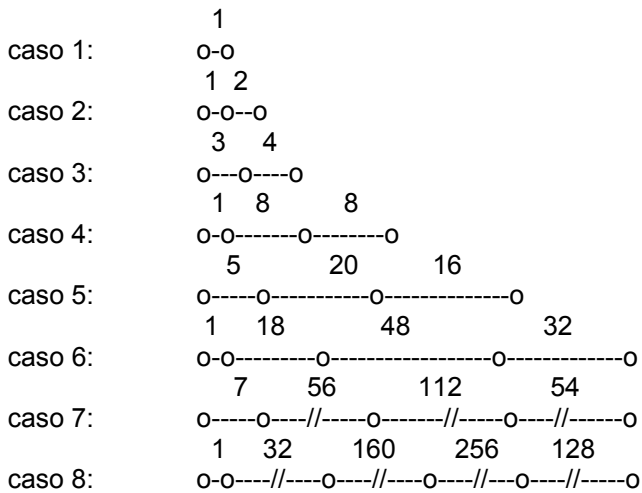
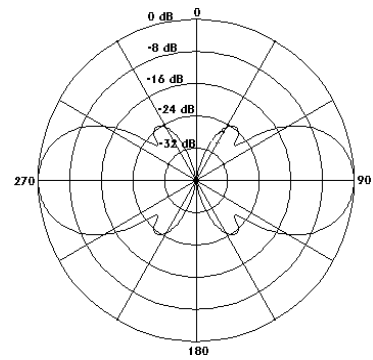


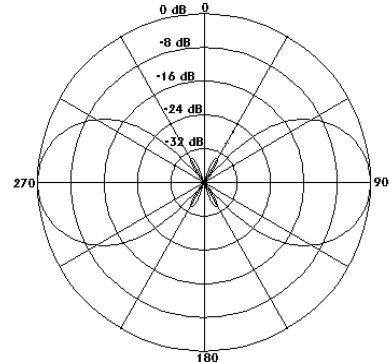
Figura 10. Arreglos con espaciamento Tschebysheff

En [9] se presentan detalles de las distribuciones de espaciamento tipo geométricas y senoidales.

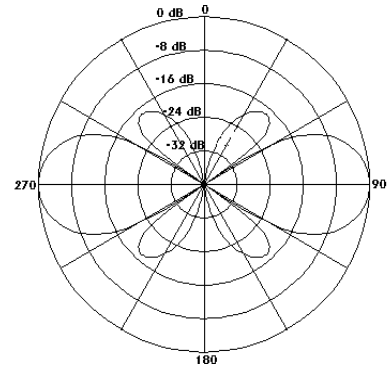
En la Fig. 11 se muestran algunos ejemplos de factores de arreglo obtenido usando el software.



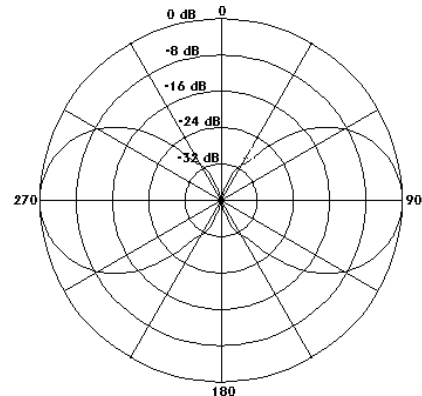
a).- Binomial, 5 el. ($l=1\lambda$)



b).- Tsch., 3 el. ($l=1\lambda$)



c).- Geom., 5 el. ($l=2\lambda$)



f).- Sen., 3 el. ($l=1\lambda$)

Figura 11. Factores de arreglo calculados

VII. Análisis de Sensibilidad

Al realizar el diseño de un arreglo, se conoce la posición de los elementos, así como la amplitud y fase relativas en cada uno de ellos. Para la construcción y diseño de la red alimentadora, o combinadora de señal (en caso de que sea un arreglo receptor), es útil determinar que tan sensible son las características del patrón de radiación como función de pequeñas variaciones de los diversos factores de los cuales depende, de manera que se puede conocer a cual de estos factores se debe de tener mas cuidado durante el proceso de fabricación del arreglo.

El software desarrollado permite realizar un análisis de sensibilidad en función de los siguientes factores: la longitud del dipolo, la posición de los elementos, las amplitudes de excitación y la fase de excitación. Para obtener los factores de sensibilidad, el software realiza el cálculo del patrón de radiación repetidamente, y determina numéricamente las variaciones de las características. La rutina *analpat.m* analiza las características mas relevantes del patrón de radiación, y es fundamental en el análisis de sensibilidad.

Antes de realizar un análisis de sensibilidad, es conveniente observar el patrón de radiación total. Como un ejemplo, en la Fig. 12 se muestra el patrón de radiación de un arreglo de 8 dipolos de 0.25λ de longitud acomodados colinealmente y separados 0.75λ . Las características del patrón de radiación proporcionados por el software, al graficar el patrón de radiación total, son: Dirección del lóbulo mayor= 60° , Ancho de haz= 13° , Directividad= 4.84 y Relación de lóbulos= 3.684 .

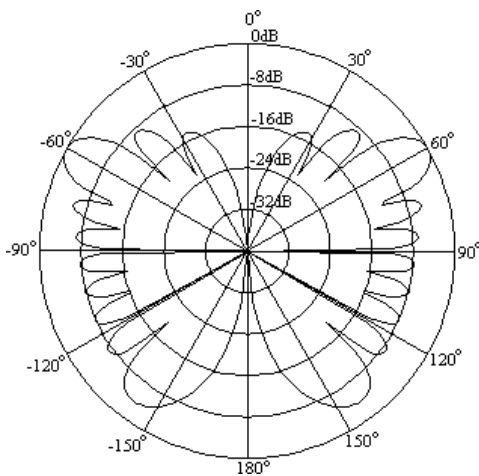


Figura 12. Patrón total obtenido por medio de multiplicación de patrones

Para realizar el análisis de sensibilidad respecto a la posición de los elementos, por ejemplo, se eligen las opciones de menú: Analizar > Sensibilidad > Posición de los dipolos. Las características analizadas por el software son: Dirección del haz principal, Ancho de haz, Directividad y Relación de lóbulos. En la Fig. 13 se ilustran las gráficas que presenta el software cuando se hace este análisis de sensibilidad. Se observa, que la dirección del haz, así como el ancho del haz principal no varían, al menos en forma importante, respecto a cambios de posición de los dipolos. De la gráfica de directividad se observa que es mas sensible a los elementos contiguos a las orillas. Por otro lado, la relación de lóbulos cambia mas fuertemente mientras el elemento se encuentre mas en la orilla. El ancho del haz principal así como su dirección prácticamente no sufren cambios.

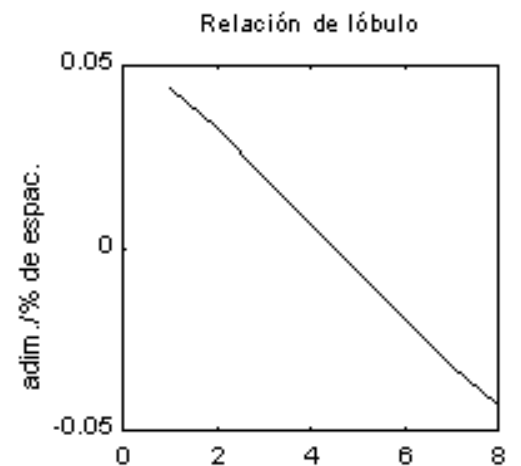
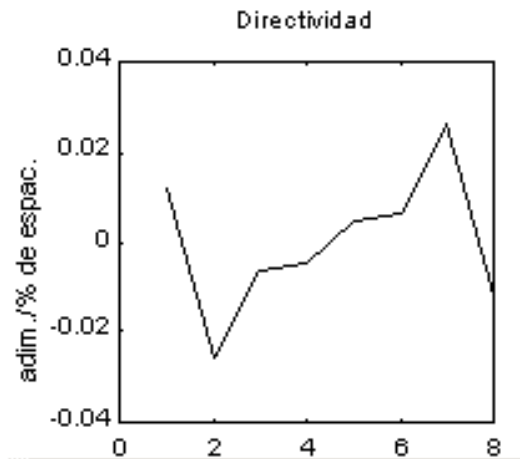


Figura 13. Curvas de sensibilidad de las características del patrón total respecto a la posición de los elementos del arreglo

VIII. Análisis de Respuesta en Frecuencia

Similarmente al análisis de sensibilidad, es importante establecer la forma en la que varían las características de un patrón de radiación como función al cambio de frecuencia, ya que, en general las señales aplicadas a una antena o a un arreglo de antenas poseen cierto ancho de banda. El software desarrollado permite determinar la respuesta de frecuencia desde 0.8 a 1.2 veces la frecuencia de diseño. El software calcula algunas características del patrón de radiación en forma repetida para diferentes frecuencias, y presenta un conjunto de gráficas que ilustran las variaciones correspondientes. Las características analizadas son: Dirección del lóbulo mayor, ancho de haz, directividad y relación de lóbulos. El cambio de frecuencia es considerada a través del cambio de dimensión equivalente en el arreglo el elemento. En la Fig. 14 se muestra el análisis de respuesta de frecuencia para el arreglo cuyo patrón de radiación total se presentó en la Fig. 12. Se observa que el haz principal se desplaza desde mas de 65° a 55° aproximadamente en todo el intervalo de frecuencia. El ancho de haz se incrementa con el incremento de la frecuencia. La directividad disminuye, mientras que la relación de lóbulos aumenta, aunque se presenta un cambio de pendiente aproximadamente en 1.1 veces la frecuencia central.

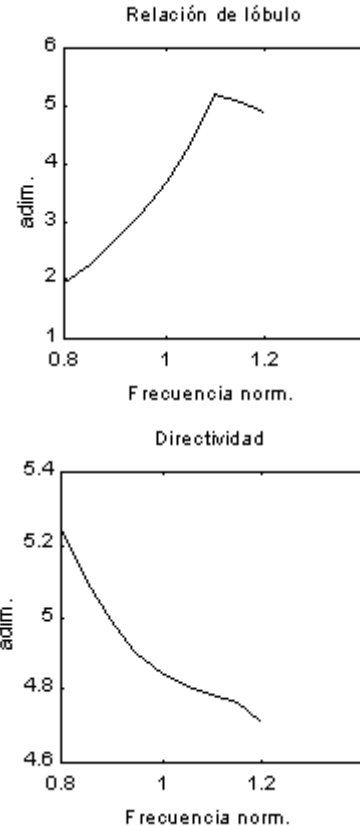
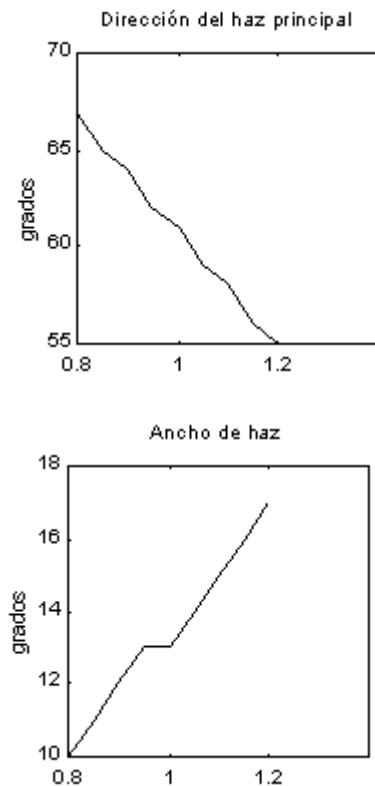


Figura 14. Curvas de respuesta de frecuencia de las características del patrón total.

Referencias:

- [1] C. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design", John Wiley, 1997.
- [2] W. L. Stutzman & G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design", John Wiley, 1981.
- [3] T. A. Milligan, "Modern Antenna Design", Mc Graw-Hill, 1985.
- [4] R. E. Collin, "Antennas and Radiowave Propagation", Mc Graw-Hill, 1985.
- [5] Manuales de Matlab.
- [6] C. A. Balanis, "Advanced Engineering Electromagnetics", John Wiley, 1989.
- [7] J. Ramos, G. Vega, M. Martínez, J. Hernández, M. Ruíz, "Arreglos Lineales de Antenas y Dispositivos de Excitación", Congreso SOMI XI, Morelia, Mex., 1996.
- [8] J. L. Ramos, M. J. Martínez, Ma. Susana Ruíz, G. A. Vega "Análisis de Arreglos Lineales de Antenas apoyados por Computadora y Cálculo Numérico de la Impedancia Propia y Mutua basada en el Método de Momentos", Congreso SOMI XIII, Ensenada, Mex., 1998.
- [9] J. L. Ramos, G. A. Vega, M. J. Martínez, "Arreglos Lineales de Antenas con Separación No Uniforme", SOMI XII, San Luis Potosí, Mex., 1997.