



**SIMULACIÓN, IMPLEMENTACIÓN Y PUESTA A PUNTO DE
UNA ANTENA YAGI DE 4 ELEMENTOS A 1,2 GHZ: EL
MÉTODO DE LOS MOMENTOS (MoM)**

DANIEL JOSÉ MARTÍNEZ AGUDELO

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICOMECAÑICAS
ESCUELA DE INGENIERIAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
DE TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2007**



SIMULACIÓN, IMPLEMENTACIÓN Y PUESTA A PUNTO DE UNA ANTENA YAGI DE 4 ELEMENTOS A 1,2 GHZ: EL MÉTODO DE LOS MOMENTOS (MoM)

DANIEL JOSÉ MARTÍNEZ AGUDELO

Trabajo de Investigación presentado como requisito parcial para optar al
título de Ingeniero Electrónico.

Director

ERNESTO AGUILERA BERMÚDEZ, MSC.

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICAS, ELECTRÓNICA Y
DE TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2007**

A Dios por iluminarme siempre el camino correcto para alcanzar mis metas.

A mi familia por apoyarme siempre en mis estudios, por exigirme y por darme buen ejemplo.

A los todos profesores que a lo largo de la carrera me formaron moral y profesionalmente

Daniel José Martínez Agudelo

AGRADECIMIENTOS

Gracias a la Universidad Industrial de Santander y a la Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica por permitirme desarrollar este proyecto y facilitarme las herramientas necesarias para este proceso. A mi Director de proyecto, MSC Ernesto Aguilera, por el gran apoyo que me brindó, por guiarme y creer en mí. A las demás personas que colaboraron de una u otra forma para su finalización.

Autor.

CONTENIDO

<i>INTRODUCCIÓN</i>	10
<i>1. MARCO TEORICO</i>	13
1.1. MÉTODO DE LOS MOMENTOS	13
1.1.1. Formulación de MoM desde el álgebra lineal.....	14
1.1.2. Ecuación Integral de Pocklington	17
1.1.3. Método de los momentos aplicado a un filamento de alambre	23
1.2. ANTENAS YAGI.....	29
<i>2. PROGRAMA DE SIMULACIÓN</i>	32
2.1. INTERFAZ GRÁFICA DE YAGI_ANALISIS	32
2.2. CÓDIGO FUENTE	34
2.2.1. Matriz de Impedancias de MoM $[Z_{mn}]$	36
2.2.2. Efecto de las cargas distribuidas.....	40
2.2.3. Vector de Tensiones de Alimentación $[V_A]$	41
2.2.4. Vector de Voltajes de MoM $[V_m]$	46
2.2.5. Vector de Corrientes de MoM $[I_n]$	50
2.2.6. Impedancia de entrada Z_a	51
2.2.7. Campo eléctrico lejano.....	52
2.2.8. Ganancia de Potencia.....	55
2.2.9. Ancho del Haz de Media Potencia	56
<i>3. SIMULACIÓN DE LA ANTENA YAGI DE 4 ELEMENTOS</i>	58
3.1 SIMULACIÓN EN EL PROGRAMA DE MATLAB™	58
3.2 SIMULACIÓN EN LA HERRAMIENTA 4NEC2	60
<i>4. MONTAJE Y PUESTA EN FUNCIONAMIENTO DE LA ANTENA</i>	65
4.1. MONTAJE	65
4.2. PUESTA EN FUNCIONAMIENTO	67
<i>5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</i>	69
<i>REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS</i>	71
<i>ANEXOS</i>	72
ANEXO A. VALORES DE LOS ESPACIOS ENTRE LOS ELEMENTOS EN UNA ANTENA YAGI.....	73
ANEXO B. TABLA DE GANACIA VS. NÚMERO DE ELEMENTOS EN UNA ANTENA YAGI.....	75

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1-1 <i>Alambre delgado de alta conductividad a lo largo del eje z.....</i>	18
FIGURA 1-2 <i>Modelos teóricos de un alambre delgado.....</i>	22
FIGURA 1-3 <i>Aproximación escalonada de una distribución de corriente.....</i>	25
FIGURA 1-4 <i>Elementos de una antena Yagi.....</i>	30
FIGURA 1-5 <i>Grafica de la ganancia de una antena Yagi en función del número de elementos.....</i>	31
FIGURA 2-1 <i>Presentación de la Interfaz Gráfica de Yagi_Analisis.....</i>	33
FIGURA 2-2 <i>Interfaz Gráfica de usuario de Yagi_Analisis.....</i>	34
FIGURA 2-3 <i>Modelo de fuente delta gap (brecha) con campo incidente.....</i>	47
FIGURA 2-4 <i>Fuente de frill (chorro) magnético.....</i>	49
FIGURA 3-1 <i>Resultados de la Simulación en Matlab™ con “Yagi_Analisis”.....</i>	59
FIGURA 3-2 <i>Interfaz gráfica de 4NEC2 donde se dibujó la antena Yagi.....</i>	61
FIGURA 3-3 <i>Ventana con el resultado de la impedancia de entrada...62</i>	62
FIGURA 3-4 <i>Patrón de Radiación calculado en NEC.....</i>	63
FIGURA 4-1 <i>ANTENA YAGI 1200 MHz.....</i>	66
FIGURA 4-2 <i>Montaje del dipolo en el brazo de aluminio.....</i>	68

TITULO: SIMULACION, IMPLEMENTACIÓN Y PUESTA A PUNTO DE UNA ANTENA YAGI DE 4 ELEMENTOS A 1,2 GHZ: EL MÉTODO DE LOS MOMENTOS (MoM).*

AUTOR: DANIEL JOSÉ MARTÍNEZ AGUDELO **

PALABRAS CLAVE: MoM, Ecuación Integral de Pocklington, antenas Yagi, patrón de radiación, impedancia de entrada, Matlab, Nec.

DESCRIPCION:

El software comercial utilizado para obtener por simulación las características de radiación de antenas es de poca utilidad académica, debido a que para el usuario es transparente tanto el método utilizado como la física involucrada.

En el presente trabajo se aborda el diseño de un programa en Matlab™ que simula el patrón de radiación y la impedancia de entrada de antenas Yagi, así mismo como la construcción de una antena Yagi de 4 elementos que trabaja a una frecuencia de 1.2GHz. Las características de esta antena son simuladas tanto en el programa diseñado como en una versión libre del software comercial Nec. La construcción de la antena se deja establecida para futuras mediciones experimentales a realizar sobre ésta.

El programa desarrollado en Matlab™ se basa en el Método de los Momentos (MoM) aplicado a la ecuación integral de campo eléctrico de Pocklington. Éste cuenta con una interfaz gráfica de usuario donde se introducen los valores de la antena de frecuencia, alimentación, número de elementos, número del elemento activo, radio de los elementos, longitudes de cada elemento y distancias entre éstos. Esta interfaz permite simular antenas Yagi de hasta 15 elementos y permite visualizar la gráfica del patrón de radiación de la antena, así como los valores del ancho del haz y la impedancia de entrada.

* Trabajo de Grado.

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Director Msc. Ernesto Aguilera Bermúdez.

TITLE: SIMULATION, IMPLEMENTACIÓN AND FUNCTIONING OF A 4 ELEMENTS
YAGI ANTENNA AT 1.2 GHZ: THE METHOD OF MOMENTS (MoM).*

AUTHOR: DANIEL JOSÉ MARTÍNEZ AGUDELO **

KEY WORDS: MoM, Pocklington's Integral Equation, Yagi antennas, radiation pattern, input impedance, Matlab, Nec.

DESCRIPTION:

The commercial software used to obtain by simulation the radiation characteristics of antennas is of little academic utility, because the method used is transparent to the user as well as the physics involved.

The present work treats the design of a program in Matlab™ that simulates the radiation pattern and the input impedance of Yagi Antennas, as well as the construction of a 4 elements Yagi antenna that works at a frequency of 1.2GHz. The characteristics of this antenna are simulated so much in the program designed as in a free version of the commercial software Nec. The construction of the antenna is left established for future experimental measurements to make on this one.

The program developed in Matlab™ is based on the Method of the Moments (MoM) applied to Pocklington's electric field integral equation. This program accounts with a graphical user interface where the antenna values of frequency, feeding, number of elements, number of the active element, radio of the elements, lengths of each element and distances between these are to be introduced. This interface allows to simulate Yagi antennas of up to 15 elements and allows to visualize the graph of the radiation pattern of the antenna, as well as the values of beamwidth and input impedance.

* Work for Graduation.

** Faculty of Physic-Mechanical Engineerings, School of Electrical, Electronic and Telecommunications Engineerings. Director Msc. Ernesto Aguilera Bermúdez.



INTRODUCCIÓN

El estudio y diseño de antenas hoy día ha avanzado considerablemente, debido a que con el aumento de la capacidad de procesamiento de los computadores actuales, se logra obtener mediante simulaciones el patrón de radiación de las antenas con bajos márgenes de error y de manera rápida antes de implementarlas físicamente. Particularmente en Colombia, en los últimos años se han llevado a cabo algunos desarrollos para hallar patrones de radiación de antenas utilizando métodos numéricos como FEM, TLM (Matriz de línea de transmisión) y MoM. En la Universidad Industrial de Santander UIS, son muy pocos los trabajos relacionados con Electromagnetismo Computacional, sin embargo, aparecen algunos proyectos que ya han utilizado el método de los elementos finitos [1] y [2].

En electromagnetismo, los paquetes de software comercial que utilizan métodos numéricos son de poca utilidad académica debido a que para el usuario es transparente tanto el método utilizado como la física involucrada, ganando así muy poco conocimiento acerca de los fenómenos electrodinámicos envueltos en un problema determinado. Por esta razón, el grupo RadioGis de la UIS se ha propuesto iniciar algunos trabajos en el área del electromagnetismo computacional utilizando principalmente los métodos FDTD, FEM y MoM.

El presente proyecto se basa en el método de los momentos aplicado a la simulación de antenas Yagi. Se escogieron las antenas Yagi debido a que



éstas son arreglos sencillos de dipolos que implican problemas de distribuciones de corriente a lo largo de filamentos, convirtiéndolas en muy buenas candidatas para iniciarse en el estudio general de antenas. En esta instancia, un cálculo por métodos numéricos de los parámetros de una antena Yagi y la posterior verificación experimental, logra de una forma didáctica, el entendimiento del funcionamiento de este tipo de antenas

La finalidad de este proyecto es la implementación de una antena Yagi de 4 elementos que trabaje a la frecuencia de 1,2GHz caracterizada con sus parámetros básicos, y la elaboración de un programa en Matlab™ documentado, que implemente el Método de los Momentos y cuya función sea simular las características de radiación y otros parámetros de antenas Yagi.

Con el programa de simulación hecho en Matlab™, se halla el patrón de radiación y la impedancia de entrada de la antena. Con la antena Yagi implementada y con su puesta a punto de funcionamiento, se validan los resultados simulados. Así mismo, estos resultados de la simulación se validan con respecto a los resultados que se obtienen por medio de la simulación con el software 4NEC2 de distribución gratuita.

En el primer capítulo se presenta la teoría del método de los momentos a partir de la cual se diseñó el programa de simulación, comenzando por una exposición de los fundamentos matemáticos de éste método. A continuación se presenta este método implementado al cálculo de la distribución de corrientes en un alambre conductor, no sin antes brindar un breve resumen de la derivación de la ecuación integral de Pocklingotn, la



cual es la ecuación mas común en el tratamiento de antenas de alambre. Este capítulo finaliza con un breve resumen sobre los fundamentos de las antenas Yagi incluyendo algunas referencias experimentales sobre estas.

En el segundo capítulo se exponen detalladamente cada una de las secciones del código fuente del programa de simulación de Matlab™ haciendo referencia a las bases teóricas expuestas en el Capítulo 1.

En el Capítulo 3 se muestran los resultados de las dos simulaciones realizadas a la antena Yagi de 4 elementos. Primero se muestran los resultados obtenidos a través del programa realizado en Matlab™ y a continuación se muestran los resultados arrojados por medio del software 4Nec2. Por otro lado, en el Capítulo 4 se aborda lo relacionado con el montaje y la puesta en funcionamiento de la antena.

Finalmente en el último capítulo se encuentran las observaciones, recomendaciones y conclusiones.



1. MARCO TEORICO

En este capítulo se presentan los fundamentos teóricos del trabajo desarrollado. Se muestra la teoría del método de los momentos a través de un breve resumen de lo expuesto en los trabajos de dos de los autores más representativos de este método, Harrington [3] y Stutzman [4]. También se da una exposición general de las características y el funcionamiento de las antenas Yagi.

1.1. MÉTODO DE LOS MOMENTOS

En el análisis y diseño de antenas, sobresalen dos métodos numéricos de electromagnetismo computacional (CEM): el método de los momentos (MoM) y el método de las diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD). El uso del primero ha sido bien establecido por varias décadas, mientras que el potencial del segundo en trabajo con antenas se ha comenzado a explotar recientemente.

El método de los momentos se basa en el concepto de reducir una ecuación funcional en una ecuación matricial, y luego resolver la ecuación matricial por técnicas conocidas. De esta forma un problema determinístico se considera resuelto en el momento en que éste es reducido a una ecuación matricial, ya que la solución está dada por la inversión de la matriz. Hay disponibles varios programas de computador que realizan inversión matricial, la cual es una operación relativamente simple.



1.1.1. Formulación de MoM desde el álgebra lineal

A continuación se presenta el método de los momentos en la notación de espacios lineales y operadores, enfocando la formulación general de éste a través del uso del álgebra lineal.

Considere la ecuación inhomogénea

$$L(f) = g \quad 1-1$$

Donde L es un operador lineal, g es una función conocida, y f es la función a determinar. Ahora, expandiendo f en una serie de funciones $f_1, f_2, f_3, \dots$ en el dominio de L , tal que

$$f = \sum_n \alpha_n f_n \quad 1-2$$

Donde los α_n son constantes y las f_n se llaman funciones de expansión o funciones base. Para soluciones exactas, la ecuación 1-2 es usualmente una sumatoria infinita y las f_n forman un conjunto completo de funciones base. Para soluciones aproximadas, esta ecuación es usualmente una sumatoria finita.

Ahora, substituyendo la ecuación 1-2 en la ecuación 1-1 y usando la linealidad de L se tiene



$$\sum_n \alpha_n L(f_n) = g \quad 1-3$$

A continuación se asume que se ha determinado un apropiado producto interno para el problema. Ahora se define un grupo de funciones peso, o funciones de prueba, $w_1, w_2, w_3, \dots$ en el rango de L , y se toma el producto interno de 1-3 con cada w_m . El resultado es

$$\sum_n \alpha_n \langle w_m, Lf_n \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad 1-4$$

$m = 1, 2, 3, \dots$ Este conjunto de ecuaciones puede ser escrito en forma matricial como

$$[l_{mn}][\alpha_n] = [g_m] \quad 1-5$$

Donde

$$[l_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, Lf_1 \rangle & \langle w_1, Lf_2 \rangle & \dots \\ \langle w_2, Lf_1 \rangle & \langle w_2, Lf_2 \rangle & \dots \\ \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \quad 1-6$$

$$[\alpha_n] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad [g_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \end{bmatrix} \quad 1-7$$



Si la matriz $[l_{mn}]$ no es singular su inversa $[l_{mn}]^{-1}$ existe, y el vector $[\alpha_n]$ viene dado por

$$[\alpha_n] = [l_{mn}]^{-1} [g_m] \quad 1-8$$

Y la solución para f esta dada por la ecuación 1-2. Para una expresión más concisa de este resultado, se define el vector de funciones

$$[\tilde{f}_n] = [f_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad \dots] \quad 1-9$$

Y escribábase

$$f = [\tilde{f}_n][\alpha_n] = [\tilde{f}_n][l_{mn}]^{-1}[g_m] \quad 1-10$$

La solución puede ser exacta o aproximada dependiendo de la elección de f_n y w_n . La elección particular de $w_n = f_n$ es conocida como el método de Galerkin.

Si la matriz $[l_{mn}]$ es de orden infinito solo puede ser invertida en casos especiales, por ejemplo, si es diagonal. El método clásico de la eigenfunción conduce a una matriz diagonal y puede ser pensada como un caso especial del método de los momentos. Si los conjuntos f_n y w_n son finitos, la matriz es de orden finito, y puede ser invertida por métodos conocidos.



Uno de las principales tareas de un problema particular es la elección de f_n y w_n . Los f_n deben ser linealmente independientes y elegidos de forma tal que una superposición pueda aproximar f razonablemente bien. Los w_n deben ser también linealmente independientes y escogidos de forma que los productos $\langle w_n, g \rangle$ dependan de propiedades relativamente independientes de g . Algunos factores adicionales que afectan la elección de f_n y w_n son la precisión de la solución deseada, la facilidad de la evaluación de los elementos de la matriz, el tamaño de la matriz que puede ser invertida y la realización de una matriz bien acondicionada.

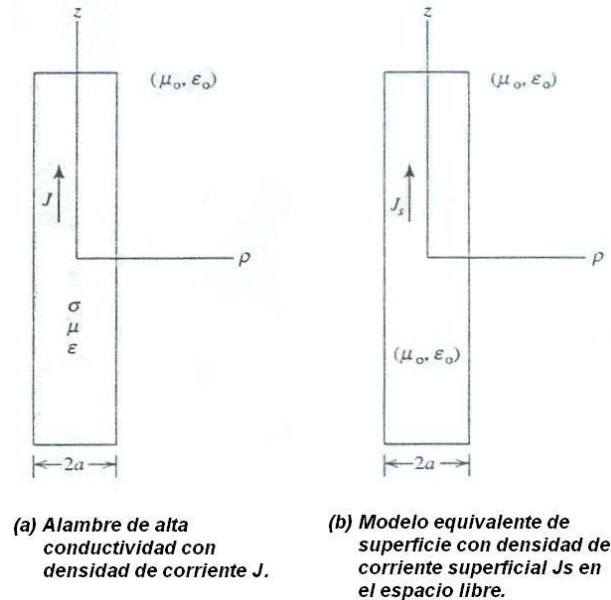
1.1.2. Ecuación Integral de Pocklington

Dada una antena compuesta por un filamento conductor (alambre) a lo largo del eje z como la que se muestra en la FIGURA 1-1, una forma genérica para una ecuación integral describiendo una antena como esta es

$$-\int I(z')K(z, z')dz' = E^i(z) \quad 1-11$$

El kernel $K(z, z')$ depende de la formulación de la ecuación integral usada.

FIGURA 1-1 Alambre delgado de alta conductividad a lo largo del eje z



Fuente: [4]

Los problemas radiación electromagnética siempre pueden ser expresados como una ecuación integral de la forma general (ecuación 1-11) con el término de una fuente no homogénea en la derecha y el término desconocido dentro de la integral.

MoM es un proceso de solución para aproximar una ecuación integral, como la ecuación 1-11, con un sistema de ecuaciones algebraicas lineales simultáneas en términos de la corriente desconocida $I(z')$. Entonces, una vez se conoce la corriente, el proceso para hallar el patrón de radiación y la impedancia de entrada es directo.

Una de las ecuaciones integrales más comunes en el tratamiento de antenas de alambre es la derivada por Pocklington en 1897. Ésta le permitió mostrar que la distribución de corrientes en alambres delgados es



aproximadamente sinusoidal y se propaga muy cerca a la velocidad de la luz. Para derivar esta ecuación se considera que el alambre presenta una conductividad σ , rodeado de espacio libre (μ_0, ϵ_0) como se muestra en la FIGURA 1.1. Cuando la conductividad del alambre es alta (por ejemplo, cobre) la corriente queda prácticamente confinada a la superficie del alambre. El modelo equivalente para el alambre se convierte en el de la FIGURA 1-2b, donde la corriente en el alambre es reemplazada por una corriente superficial.

Cuando el radio del alambre es mucho menor que la longitud de onda, se asume que solamente están presentes corrientes a lo largo del eje z.

A partir de la condición de Lorentz,

$$\frac{\partial A_z}{\partial z} = -j\omega\epsilon_0\Phi \quad 1-12$$

donde Φ es el potencial escalar y A_z es el componente en dirección z del vector potencial y teniendo en cuenta que el vector del campo eléctrico que surge de los potenciales es

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - \nabla\Phi \quad 1-13$$

el campo eléctrico en z a lo largo del alambre sería:

$$E_z = -j\omega A_z - \frac{\partial\Phi}{\partial z} \quad 1-14$$



Tomando la derivada en la ecuación 1-12 y substituyéndola en 1-14 da

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} + \beta^2 A_z \right) \quad 1-15$$

Si consideramos un elemento de volumen de corriente en dirección z ,
 $J dv'$,

$$dE_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left[\frac{\partial^2 \psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \psi(z, z') \right] J dv' \quad 1-16$$

donde $\psi(z, z')$ es la función de Green en el espacio libre dada como

$$\psi(z, z') = \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} \quad 1-17$$

y R es la distancia entre el punto de observación (x, y, z) y el punto de la
fuente (x', y', z') de forma que,

$$R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \quad 1-18$$

La contribución total al campo eléctrico es la integral sobre el volumen de
la corriente:

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \iiint \left[\frac{\partial^2 \psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \psi(z, z') \right] J dv' \quad 1-19$$



O,

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \oint_c \int_{-L/2}^{L/2} \left[\frac{\partial^2 \psi(z, z')}{\partial z'^2} + \beta^2 \psi(z, z') \right] J_s dz' d\phi' \quad 1-20$$

Para el caso de corrientes superficiales.

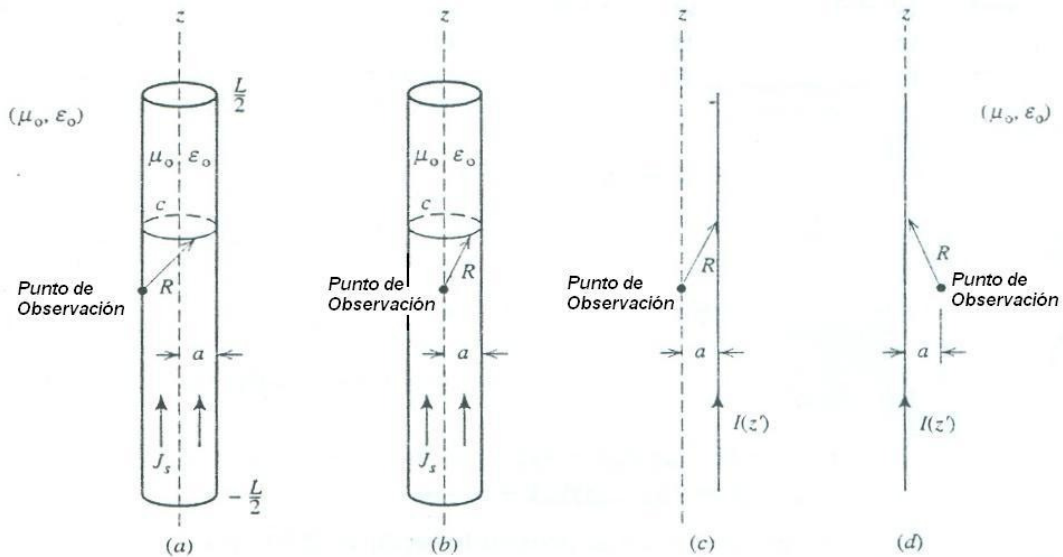
Donde c es la curva de la sección transversal de la superficie del alambre como se muestra en la FIGURA 1-2a. Para alambres de material con buena conductividad, la suposición de una corriente superficial es aproximadamente verdadera y por lo tanto no hay complicaciones. Si alguien observa la distribución superficial de corriente desde un punto en el eje del alambre como se ve en la FIGURA 1-2b, entonces

$$R = \sqrt{(z - z')^2 + a^2} \quad 1-21$$

Para $a \ll \lambda$, la distribución de corrientes es casi uniforme con respecto a ϕ' , y la ecuación 1-20 se reduce a una integral de línea de corriente. Así,

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} \left[\frac{\partial^2 \psi(z, z')}{\partial z'^2} + \beta^2 \psi(z, z') \right] I(z') dz' \quad 1-22$$

FIGURA 1-2 Modelos teóricos de un alambre delgado



- (a) Alambre con densidad superficial de corriente J_s equivalente y punto de observación en la superficie
 (b) Alambre con densidad superficial de corriente J_s y punto de observación en el eje del alambre
 (c) Fuente de filamento de línea equivalente para la situación en (b)
 (d) Representación alternativa de (c)

Fuente: [4]

Hay que notar que la fuente equivalente $I(z')$ que consta de una línea de filamento está localizada a una distancia a del punto de observación como se puede ver en la FIGURA 1-2c y en la FIGURA 1-2d y también que no se ha asumido que el alambre sea infinitamente delgado.

De acuerdo con el principio de la equivalencia de la superficie [4], se puede denotar la cantidad E_z en la ecuación 1-22 como el campo de dispersión E_z^s . Es decir, E_z^s es el campo radiado en espacio libre por la



corriente equivalente $I(z')$. El otro campo presente es el campo incidente E_z^i . En la superficie de un alambre perfectamente conductor y también al interior de éste, la suma de los componentes tangenciales del campo de dispersión y del campo incidente debe ser cero. De aquí, $-E_z^s = +E_z^i$, y usando la ecuación 1-22 se obtiene lo siguiente

$$\frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} I(z') \left[\frac{\partial^2 \psi(z, z')}{\partial z'^2} + \beta^2 \psi(z, z') \right] dz' = E_z^i(z) \quad 1-23$$

Lo cual es el tipo de ecuación integral derivada por Pocklington y es la forma generalmente usada, hay que notar que en la ecuación el término desconocido $I(z')$ aparece solamente dentro de la integral.

En la siguiente sección se ilustrará como una ecuación integral, como la 1-23, es resuelta por medio del método de los momentos y señalar como el proceso es análogo al sistema de ecuaciones de red de Kirchhoff.

1.1.3. Método de los momentos aplicado a un filamento de alambre

Un sistema de N ecuaciones de red de Kirchhoff se presenta de la siguiente manera:

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = V_m \quad m=1,2,3,\dots,N \quad 1-24$$



Ahora, se resolverá la ecuación integral numéricamente escribiendo N ecuaciones con N incógnitas de la misma forma que se haría si se estuviese resolviendo un problema de un circuito con N mallas o N nodos.

Escribiendo la ecuación 1-23 de la siguiente manera

$$-\int_{-L/2}^{L/2} I(z')K(z, z')dz' = E_z^i(z) \quad 1-25$$

El primer paso para resolver esta ecuación es aproximando la corriente desconocida, por una serie de funciones expansión conocidas F_n de forma que

$$I(z') = \sum_{n=1}^N I_n F_n(z') \quad 1-26$$

donde los I_n 's son coeficientes de expansión complejos y son desconocidos. Para analizar el problema de la forma mas simple posible se asume que las funciones expansión son un conjunto de funciones pulso ortogonales dadas por

$$F_n(z') = \begin{cases} 1 & \text{para } z' \text{ en } \Delta z'_n \\ 0 & \text{para el resto} \end{cases} \quad 1-27$$

La expansión en términos de funciones pulsos es una aproximación escalonada de la distribución de corriente en el alambre, donde el alambre

es dividido en N segmentos de longitud $\Delta z'_n$, como se visualiza en la FIGURA 1-3.

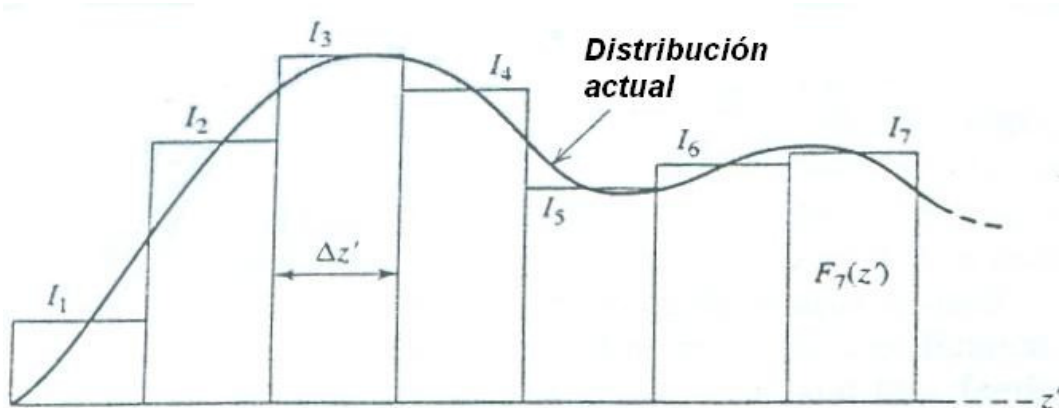
Substituyendo la ecuación 1-26 en la ecuación 1-25 se obtiene

$$-\int_{-L/2}^{L/2} \sum_{n=1}^N I_n F_n(z') K(z_m, z') dz' \approx E_z^i(z_m) \quad 1-28$$

donde el subíndice m en z_m indica que la ecuación integral está siendo aplicada en el segmento m . Hay que notar que el lado izquierdo es solo aproximadamente igual al lado derecho porque se ha reemplazado la distribución de corriente actual con una distribución aproximada. Sustituyendo la ecuación 1-27 en la ecuación 1-28 resulta en

$$-\sum_{n=1}^N I_n \int_{\Delta z'_n} K(z_m, z') dz' \approx E_z^i(z_m) \quad 1-29$$

FIGURA 1-3 Aproximación escalonada de una distribución de corriente



Fuente: [4]



Por conveniencia, se toma

$$f(z_m, z'_n) = - \int_{\Delta z'_n} K(z_m, z') dz' \quad 1-30$$

Así, las ecuaciones 1-26 y 1-27 reemplazadas en 1-25 producen

$$\begin{aligned} - \int_{-L/2}^{L/2} I(z') K(z_m, z') dz' &\approx I_1 f(z_m, z'_1) + I_2 f(z_m, z'_2) + \dots \\ \dots + I_n f(z_m, z'_n) + \dots + I_N f(z_m, z'_N) &\approx E_z^i(z_m) \end{aligned} \quad 1-31$$

Una interpretación física de esta ecuación se da a continuación:

El alambre se divide en N segmentos, cada uno de longitud $\Delta z'_n = \Delta z'$, teniendo la corriente como una constante desconocida sobre cada segmento. En el centro del m -ésimo segmento, la suma de los campos de dispersión de todos los N segmentos se establece igual al campo incidente en el punto z_m . El campo incidente es un campo conocido que surge a partir de una fuente localizada en la antena o a partir de una antena localizada a una gran distancia (recepción). Si se requiere una representación de $I(z')$ más precisa se deben usar segmentos mas cortos y, por lo tanto, un N mayor, mayor cantidad de cálculos y tiempos de ejecución.

La ecuación 1-31 conduce a

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = V_m \quad 1-32$$



Donde en este caso

$$Z_{mn} = f(z_{mn}, z'_n) \quad 1-33$$

Y

$$V_m = E_z^i(z_m) \quad 1-34$$

Hay que notar que se ha alcanzado el objetivo de reducir el problema electromagnético a la ecuación 1-32, la cual es idéntica a la formulación de la red de la ecuación 1-24. Sin embargo debe mencionarse que en los problemas de redes Z_{mn} ya es conocida desde el comienzo, mientras que en problemas de electromagnetismo es necesario calcularla.

Para hallar las N incógnitas I_n 's se debe generar un sistema de N ecuaciones. Para obtener estas N ecuaciones se debe escoger un z_m diferente para cada ecuación. Es decir, se debe evaluar la ecuación integral en N puntos del alambre, este proceso se llama *point matching*, el cual es un caso especial del método de los momentos más general.

La aplicación de *point-matching* en N puntos genera el siguiente sistema de ecuaciones:



$$\begin{aligned}
 I_1 f(z_1, z'_1) + I_2 f(z_1, z'_2) + \dots + I_N f(z_1, z'_N) &= E_z^i(z_1) \\
 I_1 f(z_2, z'_1) + I_2 f(z_2, z'_2) + \dots + I_N f(z_2, z'_N) &= E_z^i(z_2) \\
 \vdots &\vdots \\
 I_1 f(z_N, z'_1) + I_2 f(z_N, z'_2) + \dots + I_N f(z_N, z'_N) &= E_z^i(z_N)
 \end{aligned} \tag{1-35}$$

el cual escrito en forma matricial queda

$$\begin{bmatrix} f(z_1, z'_1) & f(z_1, z'_2) & \dots & f(z_1, z'_N) \\ f(z_2, z'_1) & f(z_2, z'_2) & \dots & f(z_2, z'_N) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ f(z_N, z'_1) & f(z_N, z'_2) & \dots & f(z_N, z'_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_z^i(z_1) \\ E_z^i(z_2) \\ \vdots \\ E_z^i(z_N) \end{bmatrix} \tag{1-36}$$

O en la notación compacta

$$[Z_{mn}][I_n] = [V_m] \tag{1-37}$$

Donde Z_{mn} y V_m vienen dados en las ecuaciones 1-33 y 1-34 respectivamente.

Aquí el subíndice m se refiere al punto de observación (en el centro del segmento m) en el cual la m -ésima ecuación es válida. El segundo subíndice, n , es el subíndice del punto de la fuente ya que este se encuentra asociado con el campo producido por el n -ésimo segmento o la n -ésima fuente.

La solución para la corriente en la ecuación matricial 1-37, se obtiene de la siguiente manera:



$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1} [V_m] \quad 1-38$$

Donde $[Z_{mn}]^{-1}$ es la inversa de la matriz $[Z_{mn}]$. Una vez hallada la corriente, se puede proceder a determinar la impedancia de entrada y el patrón de radiación.

1.2. ANTENAS YAGI

Las antenas Yagi, también conocidas con el nombre Yagi-Uda en honor al investigador S. Uda y al profesor H. Yagi, quienes experimentaron con estas antenas durante los años veinte, han sido muy utilizadas en aplicaciones tales como recepción de señales de TV en las bandas de VHF y UHF, y en repetidores en las bandas de telefonía celular. Estas antenas son estructuras fabricadas con múltiples elementos, donde cada elemento tiene su propia distribución de corriente.

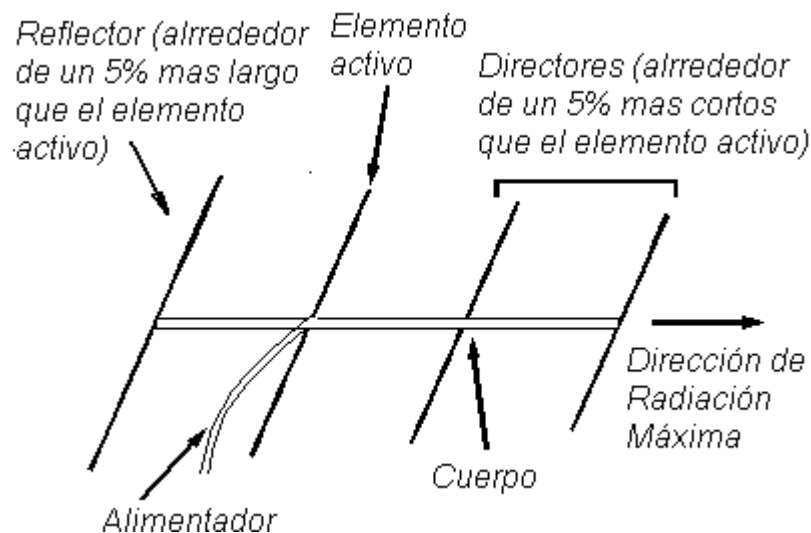
Los elementos de los que están compuestas las antenas Yagi son filamentos de alambre (dipolos) entre los cuales hay un elemento activo y varios elementos parásitos que se clasifican en reflectores y directores. Estos se encuentran organizados de forma que la energía que irradia la antena se concentre en una sola dirección.

El elemento activo o excitador es el elemento que se encuentra conectado a la red de alimentación y los parásitos reciben energía a través de éste, como se muestra en la FIGURA 1-4.

El elemento parásito reflector, ubicado detrás del elemento activo, es un elemento que refleja la potencia que este último irradia hacia atrás. En principio puede haber más de uno de estos elementos reflectores ubicados del mismo lado del excitador, con iguales longitudes y espacios entre ellos. Sin embargo, en la práctica es muy poco el beneficio que se logra utilizando más de uno de estos elementos reflectores.

Los otros elementos parásitos, los elementos directores, los cuales se encuentran montados del otro lado del elemento activo (adelante), tienden a concentrar la potencia radiada en la dirección de éstos, y de aquí su nombre.

FIGURA 1-4 Elementos de una antena Yagi



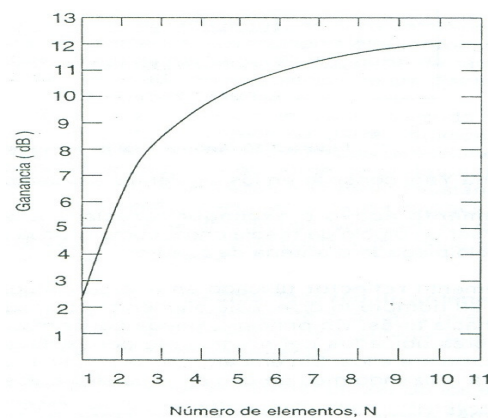
Fuente: Autor



Normalmente, el elemento reflector es alrededor de 5% mas largo que el componente activo, mientras que el primer elemento director es aproximadamente 5% mas corto que el mismo componente activo. Directores adicionales se hacen alrededor de un 5% más cortos que el anterior. En el ANEXO A se puede ver la tabla que muestra los valores óptimos de los espacios entre los elementos para antenas Yagi de varios elementos.

A mayor número de elementos directores se logra un aumento importante de la ganancia. Sin embargo, ese beneficio se reduce gradualmente con el aumento del número de dichos elementos. Esto se debe a que las corrientes inducidas en los componentes directores parásitos que se van alejando del elemento activo disminuyen y, en consecuencia, esto hace decrecer la contribución de los mismos en la ganancia de la antena. Esto se ilustra en la FIGURA 1-5. (En el ANEXO B se puede observar una tabla de la ganancia versus el número de elementos).

FIGURA 1-5 *Grafica de la ganancia de una antena Yagi en función del número de elementos.*



FUENTE: [5]



2. PROGRAMA DE SIMULACIÓN

Basándose en la teoría del Método de los Momentos y de las antenas Yagi, recién expuesta, se elaboró un programa en Matlab™ para hallar por medio de simulación el patrón de radiación plano E y la impedancia de entrada de antenas Yagi en general. Este programa se denominó Yagi_Analisis y consta de una interfaz gráfica de usuario que permite que el manejo sea más sencillo. A continuación se muestra esta interfaz con cada uno de sus componentes y mas adelante, en la siguiente sección, se realiza la exposición del código explicando su elaboración a partir de los fundamentos teóricos del Capítulo 1.

2.1. INTERFAZ GRÁFICA DE YAGI_ANALISIS

La FIGURA 2-1 muestra la primera ventana que se abre cuando se ejecuta el programa. Ésta es una sencilla presentación del programa. Para continuar a la interfaz gráfica como tal se debe oprimir el botón *Continuar* que se encuentra en el centro de la ventana.

En la FIGURA 2-2 se muestra la interfaz gráfica de usuario. Ésta se encuentra dividida de forma que en la parte izquierda se introducen los parámetros de la antena a simular, los cuales son: frecuencia, tensión de alimentación, número de elementos, número del elemento activo, radio de los elementos, longitudes de cada elemento y distancias entre éstos. Mientras que en la parte derecha se despliegan los resultados, que son: patrón de radiación, impedancia de entrada y ancho del haz. Ahí mismo



en la figura, se pueden observar 15 espacios para introducir las longitudes de los elementos, lo que implica que se pueden simular antenas Yagi de máximo 15 elementos.

Los resultados de la simulación se obtienen introduciendo los parámetros de la antena a la izquierda y oprimiendo el botón *Simular* que se encuentra en el centro de la interfaz. Para borrar todo y realizar una nueva simulación con nuevos parámetros se debe oprimir el botón *Nueva Simulación* que se encuentra debajo del botón *Simular*.

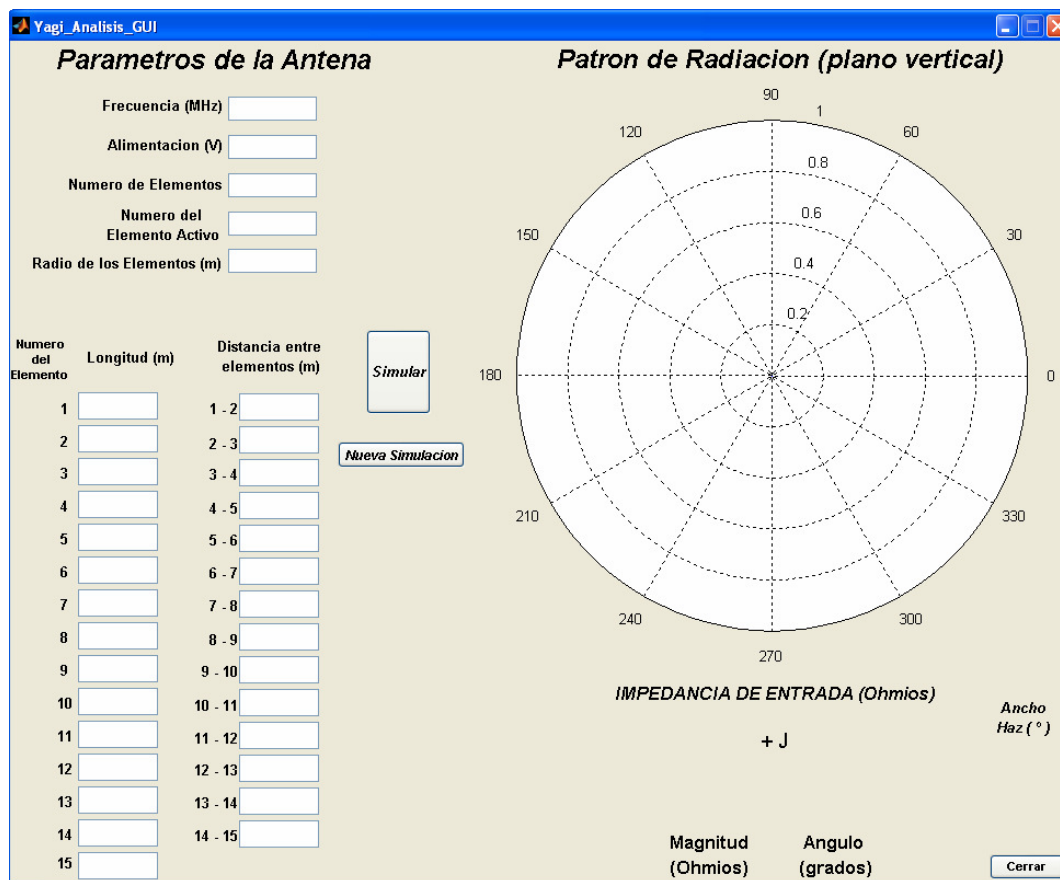
FIGURA 2-1 *Presentación de la Interfaz Gráfica de Yagi_Analisis*



Fuente: Autor



FIGURA 2-2 Interfaz Gráfica de usuario de Yagi_Analisis



Fuente: Autor

2.2. CÓDIGO FUENTE

En esta sección se describe el procedimiento de elaboración del código del programa.

El objetivo principal del programa consiste en hallar la distribución de corrientes a lo largo de cada uno de los alambres de la antena. Para



lograr esto, se recurre a la ecuación 1-38 que se presenta aquí nuevamente

$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1} [V_m] \quad 2-1$$

donde $[I_n]$ es un vector cuyos elementos son los valores de la corriente en el centro de cada uno de los segmentos en los que se dividen cada uno de los alambres. Es decir, si N es el número de segmentos, entonces $[I_n]_{(e-1)N+s}$ es la corriente en el centro del segmento s del elemento (alambre) e de la antena. Por lo tanto, si la antena tiene D elementos divididos cada uno en N segmentos, $[I_n]$ es un vector de dimensiones $ND \times 1$.

Se observa en la ecuación 2-1 que para hallar el vector $[I_n]$ se deben hallar la matriz de impedancias de MoM $[Z_{mn}]$ y el vector de voltajes de MoM $[V_m]$ los cuales tienen dimensiones de $ND \times ND$ y $ND \times 1$ respectivamente. Primero que todo se halla la matriz de impedancias $[Z_{mn}]$. A continuación se procede a hallar el vector de voltajes $[V_m]$, sin embargo, para hallar este vector primero se tienen que calcular los valores de las tensiones de alimentación en el centro de cada uno de los alambres que componen la antena, los cuales se reúnen en un vector nuevo $[V_A]$ de dimensiones $D \times 1$.

A continuación se explica más a fondo el proceso que se acaba de presentar, comenzando con el cálculo de la matriz de impedancias $[Z_{mn}]$ y



continuando con el cálculo del vector $[V_A]$ para a partir de allí hallar el vector de voltajes $[V_m]$. Y finalmente hallando el vector de corrientes $[I_n]$.

2.2.1. Matriz de Impedancias de MoM $[Z_{mn}]$

En el método de los momentos, el primero paso para llegar a la solución es hallar la matriz de impedancias Z_{mn} . Sin embargo, antes de hallar esta matriz es necesario especificar que tipo de funciones expansión y funciones peso se van a utilizar.

En este caso, se utilizaron las funciones que especifica el procedimiento de *point-matching* expuesto en la sección 1.1.3., que son la formulación pulso-delta. Es decir, la funciones expansión son pulsos de longitud igual a la longitud de los segmentos en los que se dividen los alambres, y las funciones peso son funciones delta aplicadas en el centro de cada uno de estos segmentos.

El siguiente paso es especificar el Kernel que se va a utilizar. En el programa se utilizó el Kernel de Pocklington descrito en la sección 1.1.2. el cual se muestra aquí nuevamente.

$$\left[\frac{\partial^2 \psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \psi(z, z') \right] \quad 2-2$$

donde



$$\psi(z, z') = \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} \quad 2-3$$

y en la ecuación 1-23 se observa la ecuación de Pocklington con el kernel y la corriente dentro de la integral de la siguiente forma

$$\frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} I(z') \left[\frac{\partial^2 \psi(z, z')}{\partial z'^2} + \beta^2 \psi(z, z') \right] dz' = E_z^i(z) \quad 2-4$$

Sin embargo el kernel se puede manipular por integración por partes hasta reducirlo a lo siguiente:

$$K(z_m, z') = \frac{e^{-j\beta R}}{R^5} [(1 + j\beta R)(2R^2 - 3a^2) + \beta^2 a^2 R^2] \quad 2-5$$

Que reemplazado en la ecuación 1-11 da

$$\frac{-1}{4\pi j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} I(z') \frac{e^{-j\beta R}}{R^5} [(1 + j\beta R)(2R^2 - 3a^2) + \beta^2 a^2 R^2] dz' = E_z^s \quad 2-6$$

Según la ecuación 1-30 y la ecuación 1-33, la matriz de impedancias se halla mediante una evaluación de la integral del Kernel en valores respectivos de z_m y z'_n como se muestra a continuación

$$f(z_m, z'_n) = - \int_{\Delta z'_n} K(z_m, z') dz' \quad 2-7$$



A continuación se muestra la parte del código donde se halla esta matriz de impedancias Z_{mn} :

```
% ***** CÁLCULO DE LA MATRIZ DE IMPEDANCIAS Zmn *****
for m=1:N*D
    for n=1:N*D
        km=ceil(m/N); % km es el número del dipolo match
        kn=ceil(n/N); % kn es el número del dipolo source
        kd=abs(km-kn); % kd es el número de separaciones que hay entre el
            % dipolo source y el dipolo match
        kmin=min(km,kn); % El menor entre km y kn
        nz=n-(kn-1)*N; % nz es el número del segmento del dipolo en el que
            % se está trabajando
        l=0;
        if kd==0
            l=a(kn); % l es la distancia horizontal entre zmatch y zsource.
                % pudo haberse escogido km en vez de kn, ya que en
                % este caso son iguales.
        else
            for jk=1:kd
                q=kmin-1+jk; % jk especifica el número de referencia de la
                    % distancia 'd' que se va a sumar
                l=l+d(q); % l es el acumulado de la distancia que existe entre
                    % en los dos dipolos en cuestión, es decir, la
                    % distancia horizontal entre zmatch y zsource
            end
        end
        % zmatch: Son los puntos centrales de cada uno de los segmentos en los
        % que se divide el dipolo
        zmatch=(L(km)/2)-((m-(km-1)*N)-0.5)*LN(km);
        % **** Kernel de la ecuación integral de Pocklington ****
        kern=@(zsource) (exp(-i*beta.*sqrt((zsource-zmatch).^2+l^2))./...
            sqrt((zsource-zmatch).^2+l^2).^5.*((1+i*beta.*sqrt((zsource-zmatch).^2+l^2)).*...
```



```

(2.*sqrt((zsource-zmatch).^2+l^2).^2-3*l^2)+beta^2*l^2.*sqrt((zsource-...
zmatch).^2+l^2).^2));
% *****
% ***** Matriz de impedancias Zmn *****
Z(m,n)=-1/(4*pi*i*w*epsilon0)*quad(kern,(L(kn)/2)-nz*LN(kn),(L(kn)/2)-(nz-1)*LN(kn));
% *****
end
end
% *****

```

De aquí se puede resaltar el núcleo de esta parte del código, es decir, la evaluación de la integral:

```

% **** Kernel de la ecuación integral de Pocklington ****
kern=@(zsource) (exp(-i*beta.*sqrt((zsource-zmatch).^2+l^2))./...
sqrt((zsource-zmatch).^2+l^2).^5.*((1+i*beta.*sqrt((zsource-zmatch).^2+l^2)).*...
(2.*sqrt((zsource-zmatch).^2+l^2).^2-3*l^2)+beta^2*l^2.*sqrt((zsource-
zmatch).^2+l^2).^2));
% *****
% ***** Matriz de impedancias Zmn *****
Z(m,n)=-1/(4*pi*i*w*epsilon0)*quad(kern,(L(kn)/2)-nz*LN(kn),(L(kn)/2)-(nz-1)*LN(kn));
% *****

```

La cual se realiza mediante el comando quad de Matlab™. Sin embargo se debe aclarar que zsource y zmatch corresponden a las variables z'_n y z_m respectivamente.

Después de hallada la matriz de impedancias de MoM $[Z_{mn}]$, y antes de proceder a hallar el vector de tensiones de alimentación $[V_A]$, se calcula el efecto de las cargas distribuidas, el cual surge cuando un alambre no es



un conductor perfecto, y se ve reflejado en una modificación de la matriz $[Z_{mn}]$ como se presenta a continuación.

2.2.2. Efecto de las cargas distribuidas

Cuando un alambre tiene conductividad finita, se puede relacionar el campo eléctrico tangencial en la superficie del alambre con la densidad de corriente superficial equivalente por medio de la impedancia superficial Z_s , la cual es definida como la razón entre la fuerza del campo eléctrico tangencial en la superficie de un conductor y la densidad de corriente que fluye como resultado de ese campo eléctrico tangencial. Así,

$$\vec{E} = Z_s \vec{J}_s \quad 2-8$$

y de acuerdo al resultado hallado en [4] se tiene que los elementos de la matriz de impedancias de MoM modificada, que incluye el efecto de las cargas distribuidas, son iguales a:

$$[Z_{mn}]'_{mn} = [Z_{mn}]_{mn} - \frac{Z_s}{2\pi a} \int_{(m,n)} F_n(z) F_m(z) dz \quad 2-9$$

donde la región (m,n) es la superficie del alambre compartido por la función peso m y la función de expansión n . En base a esto queda claro que para el caso de *point-matching* (usado en este trabajo) la integral de la ecuación 2-9 es diferente de cero solo cuando $m = n$. Por lo tanto el efecto de las cargas distribuidas se refleja solamente en una modificación



de los elementos de la diagonal de la matriz de impedancias de MoM $[Z_{mn}]$.

A continuación se muestra el código:

```
% ***** Cálculo del efecto de la Carga Distribuída en la Matriz de *****
% ***** Impedancias Zmn *****
Zsupf=1/sigma; % Cálculo de la impedancia superficial (Zsupf) a partir de
               % la conductividad (sigma)
for k=1:N*D
    kn=ceil(k/N);
    Z(k,k)=Z(k,k)-Zsupf/(2*pi*a(kn)); % La carga distribuída solo afecta a
                                     % los elementos sobre la diagonal
end
% *****
```

2.2.3. Vector de Tensiones de Alimentación $[V_A]$

A partir de la ecuación

$$[V_A] = [[Y_A] + [Y_T]]^{-1} [I_s] \quad 2-10$$

([4], Sección 10.10), se calcula el vector $[V_A]$. Sin embargo, antes es necesario hallar la matriz de admitancias de los elementos de la antena $[Y_A]$, la matriz de admitancias de la línea de transmisión $[Y_T]$, y el vector de Corrientes de Alimentación $[I_s]$.



2.2.3.1 Matriz de admitancias de los elementos de la antena $[Y_A]$

La matriz $[Y_A]$ se halla a partir de la matriz de impedancias $[Z_{mn}]$, donde

$$[Y_{nm}] = [Z_{mn}]^{-1} \quad 2-11$$

y $[Y_A]$ es igual a los valores de la matriz $[Y_{nm}]$ que involucran solamente ubicaciones del centro de los alambres, es decir,

$$[Y_A]_{mn} = [Y_{nm}]_{ij} \quad \begin{array}{l} \text{Para } m = 1, \dots, D \\ n = 1, \dots, D. \end{array} \quad 2-12$$

($D = \text{número de elementos de la antena}$)

donde los coeficientes i y j son iguales a:

$$\begin{aligned} i &= (m-1)N + C \\ j &= (n-1)N + C \end{aligned} \quad 2-13$$

siendo N el número de particiones de los alambres y $C = (N+1)/2$.

A continuación se muestra el código:

```
% *** Cálculo de la Matriz de admitancias de circuito cerrado YA de la ***
% ***** red de 'elementos de antena' *****
Y=inv(Z);
for m=1:D
    for n=1:D
        YA(m,n)=Y(m*N+1-ctro,n*N+1-ctro);
    end
end
```



end

% *****

2.2.3.2 Matriz de admitancias de la línea de transmisión $[Y_T]$

En seguida se presenta la matriz de admitancias de la línea de transmisión

$[Y_T]$

$$[Y_T] = \begin{bmatrix} -jY_0 \cot \beta d_1 & jY_0 \csc \beta d_1 & 0 & \dots & 0 \\ jY_0 \csc \beta d_1 & -jY_0 (\cot \beta d_1 + \cot \beta d_2) & jY_0 \csc \beta d_2 & \dots & 0 \\ 0 & jY_0 \csc \beta d_1 & -jY_0 (\cot \beta d_2 + \cot \beta d_2) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & jY_0 \csc \beta d_{N_e-1} & -jY_0 \cot \beta d_{N_e-1} \end{bmatrix}$$

2-14

Esta matriz se halló a partir de una adaptación hecha a antenas Yagi de la matriz de admitancias de la línea de transmisión de la antena logoperiódica (LPDA) [10]. En ésta, Y_0 es la admitancia característica de la línea de transmisión y β es la constante de propagación de la línea de transmisión.

A continuación se muestra el código:

% *** Cálculo de la Matriz de admitancias de circuito cerrado YT de la ***

% ***** red de 'la linea de transmisión' *****

for m=1:D

for n=1:D

if ((m==n)&(m>1)&(m<D))

YT(m,n)=-i*Y0*(cot(beta*d(m-1))+cot(beta*d(m)));

elseif (m==n & n==1)

YT(m,n)=-i*Y0*cot(beta*d(m));



```

elseif (m==n & n==D)
    YT(m,n)=-i*Y0*cot(beta*d(m-1));
elseif n==m+1
    YT(m,n)=i*Y0*csc(beta*d(m));
elseif n==m-1
    YT(m,n)=i*Y0*csc(beta*d(m-1));
end
end
end
% *****

```

2.2.3.3 Vector de Corrientes de Alimentación $[I_s]$

El único elemento de este vector que no es cero es aquél que corresponde al elemento activo de la antena, debido a que en este elemento es donde se alimenta la antena. El valor de este elemento se halla a partir de la ecuación 2-10 y del valor de la tensión de alimentación V_a , como se explica a continuación:

Si se tiene que la antena es alimentada en el elemento k , entonces:

$$[V_A]_k = \sum_{i=1}^D [[Y_A] + [Y_T]]_{ki}^{-1} [I_s]_i \quad 2-15$$

Sin embargo, se sabe que todos los elementos del vector $[I_s]$ son cero excepto el elemento k en este caso. Por lo tanto la ecuación 2-15 queda reducida a:



$$[V_A]_k = V_a = [[Y_A] + [Y_T]]_{kk}^{-1} [I_s]_k \quad 2-16$$

y por consiguiente, el elemento diferente de cero en el vector $[I_s]$ es igual a:

$$[I_s]_k = \frac{V_a}{[[Y_A] + [Y_T]]_{kk}^{-1}} \quad 2-17$$

Ahora, habiendo hallado $[Y_A]$, $[Y_T]$ e $[I_s]$, se procede a hallar el vector de tensiones de alimentación de acuerdo a la ecuación 2-10, escrita abajo otra vez

$$[V_A] = [[Y_A] + [Y_T]]^{-1} [I_s] \quad 2-18$$

A continuación se muestra el código que calcula $[I_s]$ y $[V_A]$:

```
% ** Cálculo del Vector de Voltajes VA de la red de 'elementos de antena' **
YAT=YA+YT;
VAT=inv(YAT);
Is(dVa)=Va/VAT(dVa,dVa);
VA=VAT*Is;
% *****
```



2.2.4. Vector de Voltajes de MoM $[V_m]$

Este vector se halla a partir de la teoría de modelado de fuentes, la cual se expone a continuación.

Dos de los modelos de fuentes mas usados en MoM para producir el campo incidente son el modelo de la fuente *delta gap (brecha)* y el modelo de la fuente *frill (chorro magnético)*.

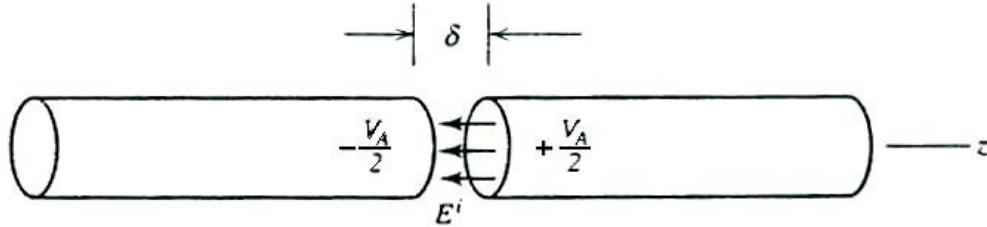
El primero de estos dos, el *delta gap*, mostrado en la FIGURA 2-3, surge de la suposición que un voltaje es puesto a lo largo de la brecha (gap), dando cabida a un campo eléctrico impreso $E^i = V / \delta$ confinado enteramente a la brecha. Con referencia a la FIGURA 2-1, el voltaje a lo largo de la brecha se determina por la integral de línea del campo eléctrico a lo largo de ésta. El resultado es $V_A + E^i \delta$ y, por lo tanto, el elemento correspondiente al centro del alambre en el vector de voltajes de MoM $[V_m]$ (para un solo alambre) es

$$[V_m]_c = E^i = \frac{V_A}{\delta} \quad 2-19$$

Donde c hace referencia al segmento central del alambre.

FIGURA 2-3 Modelo de fuente delta gap (brecha) con campo incidente

$$E^i = V_A / \delta$$



Fuente: [4]

El segundo modelo de fuente es el de la fuente *frill*. Considerando la FIGURA 2-4a que muestra una línea coaxial alimentando un monopolo en un plano de tierra y asumiendo una distribución de modo puramente dominante (TEM) en la apertura de la línea coaxial y además teoría de imágenes, se puede reemplazar el plano de tierra y la apertura coaxial con un chorro (frill) de corriente magnética como se muestra en la FIGURA 2-4b.

Desde que la forma asumida del campo eléctrico en la apertura es

$$E_{\rho'}(\rho') = \frac{V_A}{2\rho' \ln(b/a)} \quad 2-20$$

donde V_A es la tensión de alimentación en la apertura, la distribución de la corriente magnética a partir de $\vec{M} = 2\hat{n} \times \vec{E}$ es



$$M_{\phi'} = 2E_{\rho'} = \frac{-V_A}{\rho' \ln(b/a)} \quad 2-21$$

a partir de la cual puede ser mostrado que el campo eléctrico en el eje del monopolo es

$$E_z^i(0, z) = \frac{V_A}{2 \ln(b/a)} \left(\frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} - \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} \right) \quad 2-22$$

donde

$$R_1 = \sqrt{z^2 + a^2} \quad 2-23$$

$$R_2 = \sqrt{z^2 + b^2} \quad 2-24$$

con el centro del *frill* en el origen de coordenadas.

El modelo usado en el programa para hallar el vector de voltajes es el del *frill* debido a su mayor precisión [4] con respecto al *delta gap*. Éste se implementó basándose en la ecuación 2-22 teniendo en cuenta que V_A es igual a la tensión de alimentación en el centro del alambre. Es decir, para el k -ésimo *elemento* de la antena, V_A en la ecuación 2-22 es igual a $[V_A]_k$, recordando que $[V_A]$ es el vector de tensiones de alimentación hallado en la sección anterior.

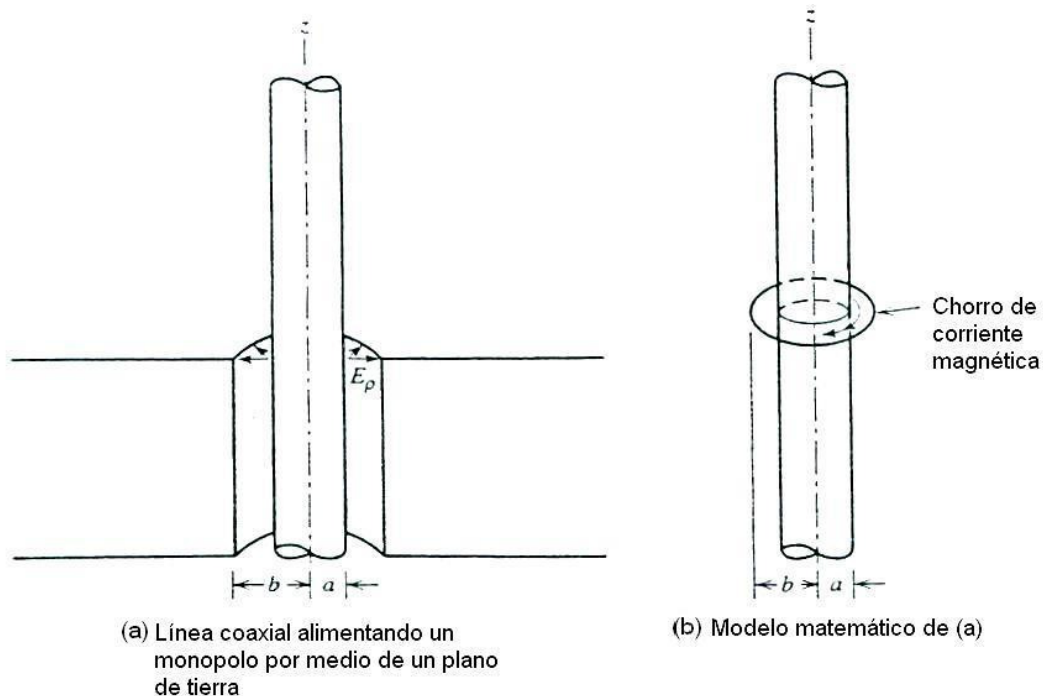
A continuación se muestra la sección del código que aplica esta ecuación para hallar el vector de tensiones $[V_m]$:



```
% ***** Cálculo del Vector de Voltajes Vm *****  
for m=1:N*D  
    km=ceil(m/N); % km es el número del dipolo match  
    zmatch=(L(km)/2)-((m-(km-1)*N)-0.5)*LN(km);  
    V(m,1)=VA(km)./(2*log(b(km)./a(km))).*(exp(-i*beta*(sqrt(zmatch.^2+a(km).^2)))./...  
        (sqrt(zmatch.^2+a(km).^2))-exp(-i*beta*(sqrt(zmatch.^2+b(km).^2)))./...  
        (sqrt(zmatch.^2+b(km).^2)));  
end  
% *****
```

Hay que tener presente que km es un valor que hace referencia al número del elemento de observación o match.

FIGURA 2-4 Fuente de frill (chorro) magnético



Fuente: [4]



2.2.5. Vector de Corrientes de MoM $[I_n]$

Habiendo hallado la matriz de impedancias de MoM $[Z_{mn}]$ (sección 2.2.1. y 2.2.2.) y el vector de voltajes de MoM $[V_m]$ (sección 2.2.4.) se halla el vector de corrientes de MoM $[I_n]$ de acuerdo a la ecuación 2-1 como se observa a continuación:

$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1} [V_m] \quad 2-25$$

Los elementos de este vector de corrientes son los coeficientes complejos que multiplican a las funciones en las que se expandió la corriente según la ecuación 1-26. Debido a que estas funciones de expansión son pulsos ortogonales de ancho igual a L / N (donde L es la longitud del alambre y N es el número de segmentos), al superponer estas funciones escaladas con sus coeficientes, se tiene una aproximación escalonada de la corriente de los alambres.

En este punto ya se logró el objetivo planteado al inicio de la sección 2.2. el cual era hallar la distribución de corrientes a lo largo de los alambres de la antena. Por lo tanto ahora se puede proceder a hallar la impedancia de entrada, el campo eléctrico lejano de la antena, la ganancia de potencia y el ancho del haz de media potencia.

El código se muestra a continuación:



% ***** CÁLCULO DEL VECTOR DE CORRIENTES I_n *****

$I = Z \setminus V;$

% *****

2.2.6. Impedancia de entrada Z_a

La impedancia de entrada Z_a se halla por medio de la división de la tensión de alimentación de la antena sobre la corriente en este punto. Mas específicamente,

$$Z_a = \frac{[V_A]_k}{[I_n]_p} \quad 2-26$$

donde el coeficiente p es igual a

$$p = (k - 1)N + (N + 1) / 2 \quad 2-27$$

(N = número de segmentos)

y hace referencia al segmento central del elemento activo de la antena.

% ***** CÁLCULO DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA Z_a *****

$l_{ent} = l((dV_a - 1) * N + c_{tro});$

$Z_a = V_a / l_{ent};$

% *****



2.2.7. Campo eléctrico lejano

A partir de la distribución de corrientes de cada uno de los alambres de la antena, el campo eléctrico lejano se halla por medio de la siguiente fórmula:

$$\vec{E} = \hat{\theta} j\omega\mu \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \Delta z \sin \theta \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta z'_n \cos \theta} \quad 2-18$$

donde z'_n hace referencia al centro de cada segmento y Δz a la longitud de éstos. En esta ecuación se puede observar que este campo se encuentra en dirección θ y en función de θ (con $r = \text{constante}$).

Sin embargo, debido a que se está trabajando con un arreglo de alambres paralelos, para hallar el campo eléctrico lejano total se debe sumar el campo eléctrico de cada alambre multiplicado por el siguiente factor [6]:

$$e^{j\vec{k} \cdot \vec{r}'_i} \quad 2-19$$

donde

$$\vec{k} = \frac{2\pi}{\lambda} (\sin \theta \cos \phi \hat{x} + \sin \theta \sin \phi \hat{y} + \cos \theta \hat{z}) \quad 2-20$$

y $\vec{r}'_i$ es el vector que va desde el elemento activo de la antena hasta el elemento i de ésta.



La fórmula del campo eléctrico lejano total queda de la siguiente forma [8]:

$$\vec{E}_{tot} = \sum_{i=1}^D \vec{E}_i e^{j\vec{k} \cdot \vec{r}_i'} \quad 2-21$$

Donde D es el número de elementos de la antena.

El patrón de radiación consiste en la gráfica polar de este campo eléctrico lejano total en función del ángulo θ a una distancia r constante, la cual en este caso se eligió igual a 10λ debido a que a esta distancia del elemento de corriente el campo ya se considera lejano. Sin embargo, también puede graficarse el patrón de la ganancia de potencia que se expone en la siguiente sección.

El código del cálculo del patrón de radiación de la antena aplicando estos conceptos se presenta a continuación:

```
% ***** CÁLCULO DEL CAMPO ELÉCTRICO LEJANO *****
```

```
teta=0:2*pi/N:2*pi-2*pi/N; % teta es el ángulo que va de 0 a 2*pi
```

```
E_teta_Total=0; % E_teta_Total es el campo eléctrico
```

```
% lejano total de la antena
```

```
% El siguiente 'for' se ejecuta para convertir a negativas las distancias
```

```
% correspondientes a aquellas entre el elemento activo y los reflectores
```

```
for n=1:D
```



```
kd=n-dVa; % kd es el número de separaciones que hay entre el
           % elemento activo y el elemento n
kmin=min(n,dVa); % El menor entre el elemento activo y el elemento n

l=0;
if kd==0
    d(n)=0;
elseif kd<0
    kd=abs(kd);
    for jk=1:kd
        q=kmin-1+jk; % jk especifica el número de referencia de la
                     % distancia 'd' que se va a sumar
        l=l+d(q); % l es el acumulado de la distancia que existe entre
                 % en los dos elementos en cuestión
    end
    d2(n)=-l;
else
    for jk=1:kd
        q=kmin-1+jk; % jk especifica el número de referencia de la
                     % distancia 'd' que se va a sumar
        l=l+d(q); % l es el acumulado de la distancia que existe entre
                 % en los dos elementos en cuestión
    end
    d2(n)=l;
end

end

for k=1:D
    l2=l((k-1)*N+1:k*N);
    E_teta=0; % E_teta es el campo eléctrico lejano del elemento k
              % de la antena
    for n=1:N
```



```

E_teta=E_teta+i*w*miu0.*exp(-i*beta*10*lambda)./...
(4*pi*10*lambda)*LN(k).*sin(teta).*I2(n).*...
exp(i*beta*LN(k).*cos(teta).*n).*exp(i.*beta.*d2(k).*sin(teta));
end

E_teta_Total = E_teta_Total+E_teta;
end
% *****

```

2.2.8. Ganancia de Potencia

La ganancia de potencia se halla de acuerdo a la siguiente fórmula:

$$g(\theta) = \frac{4\pi r_0^2}{\eta} \frac{|E_\theta|^2}{P_{in}} \quad 2-21$$

donde P_{in} es igual a

$$P_{in} = \text{Re}\{[V][I]^*\} \quad 2-22$$

η es la impedancia intrínseca del espacio que es igual a

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad 2-23$$

y

$$r_0 = 10\lambda \quad 2-24$$



Este patrón de la ganancia de potencia es el patrón que se gráfica en el programa. El código se muestra a continuación:

```
% ***** CÁLCULO DE LA GANANCIA DE POTENCIA *****  
Pin=abs(real(Va*conj(lent))) % Pin es la potencia de entrada de la antena  
nimp=sqrt(miu0/epsilon0) % nimp es la impedancia intrínseca del espacio  
r0=10*lambda % r0 es la distancia de la antena al campo lejano que  
% se esta midiendo  
  
% patron_ganancia_potencia es la ganancia de potencia que se encuentra en  
% función del ángulo teta  
patron_ganancia_potencia = (4*pi*r0^2/nimp).*((abs(E_teta_Total)).^2./Pin);  
% *****
```

2.2.9. Ancho del Haz de Media Potencia

Para hallar el ancho del haz de media potencia primero se halla el valor de máxima ganancia de potencia de la antena. A continuación se realiza un escaneo de los valores de θ entre 0 y $\pi/4$ cuya ganancia de potencia se encuentre dentro de un intervalo alrededor del valor de la mitad de la máxima ganancia de potencia. Donde, de acuerdo al algoritmo, el valor escogido de θ es el primero que se encuentra que cumple con la condición. Al mismo tiempo, se hizo el mismo escaneo pero para valores de θ entre $\pi/4$ y $\pi/2$. Al final se restan estos dos valores, y el valor absoluto de esta resta es igual al ancho del haz de media potencia.

A continuación se muestra el código.

```
Pot_max = max(patron_ganancia_potencia);  
N = 51;  
for i=1:ceil((N+1)/4)  
    if patron_ganancia_potencia(i) >= Pot_max/2-(20/(N-1)) & patron_ganancia_potencia(i)  
        <= Pot_max/2+(20/(N-1))  
        angle1=teta(i);  
        break;
```



```
    else
    end
end
for i=1:ceil((N+1)/4)
    if patron_ganancia_potencia(i+ceil((N+1)/4)) >= Pot_max/2-(20/(N-1)) &
patron_ganancia_potencia(i+ceil((N+1)/4)) <= Pot_max/2+(20/(N-1))
        angle2=teta(i+ceil((N+1)/4));
        break;
    else
    end
end

AHPM = abs(angle1-angle2)*180/pi
```



3. SIMULACIÓN DE LA ANTENA YAGI DE 4 ELEMENTOS

En este capítulo se mostrarán los resultados de la simulación de una antena Yagi de 4 elementos a 1.2 GHz usando el programa que se elaboró en Matlab™ y que se expuso en el capítulo 2. En seguida se mostrarán los resultados de la simulación de esta misma antena usando el software Nec en su versión gratuita 4Nec2.

3.1 SIMULACIÓN EN EL PROGRAMA DE MATLAB™

A continuación se mostrarán los resultados arrojados por la simulación realizada usando el programa “Yagi_Analisis” elaborado en Matlab™.

En la FIGURA 3-1 se observan los resultados arrojados por el programa para la antena Yagi de 4 elementos trabajando a una frecuencia de 1.2MHz. En la interfaz los parámetros de la antena son introducidos a la izquierda.

Los parámetros introducidos son:

Frecuencia de trabajo = 1200 MHz

Tensión de Alimentación = 1 V.

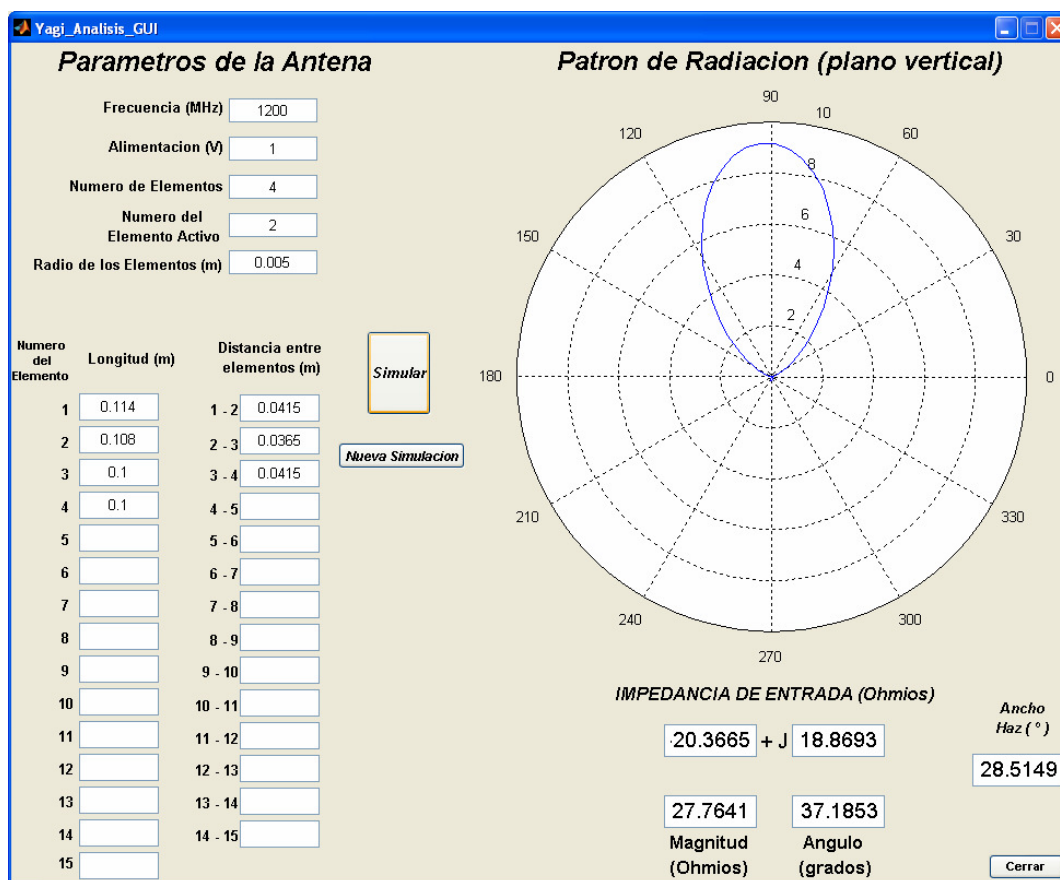
Número de elementos = 4

Número del elemento Activo = 2

Radio de los elementos = 0.005 metros.



FIGURA 3-1 Resultados de la Simulación en Matlab™ con “Yagi_Analisis”



Fuente: Autor

Junto con las respectivas longitudes de los elementos y las distancias entre éstos:

Longitud elemento 1 = 0.114 metros

Longitud elemento 2 = 0.108 metros

Longitud elemento 3 = 0.1 metros

Longitud elemento 4 = 0.1 metros



Distancia entre elemento 1 y 2 = 0.0415 metros

Distancia entre elemento 2 y 3 = 0.0365 metros

Distancia entre elemento 3 y 4 = 0.0415 metros

Resultados:

Se arrojó una impedancia de entrada de valor igual a (en ohmios):

$$20.3665 + j18.8693 = 27.7641 \angle 37.1853^\circ \quad 3-1$$

Y el valor del ancho del haz de mitad de potencia:

$$28.5149^\circ \quad 3-2$$

3.2 SIMULACIÓN EN LA HERRAMIENTA 4NEC2

Usando la herramienta de simulación 4NEC2 se realizó una validación de los resultados arrojados por el programa de Matlab™.

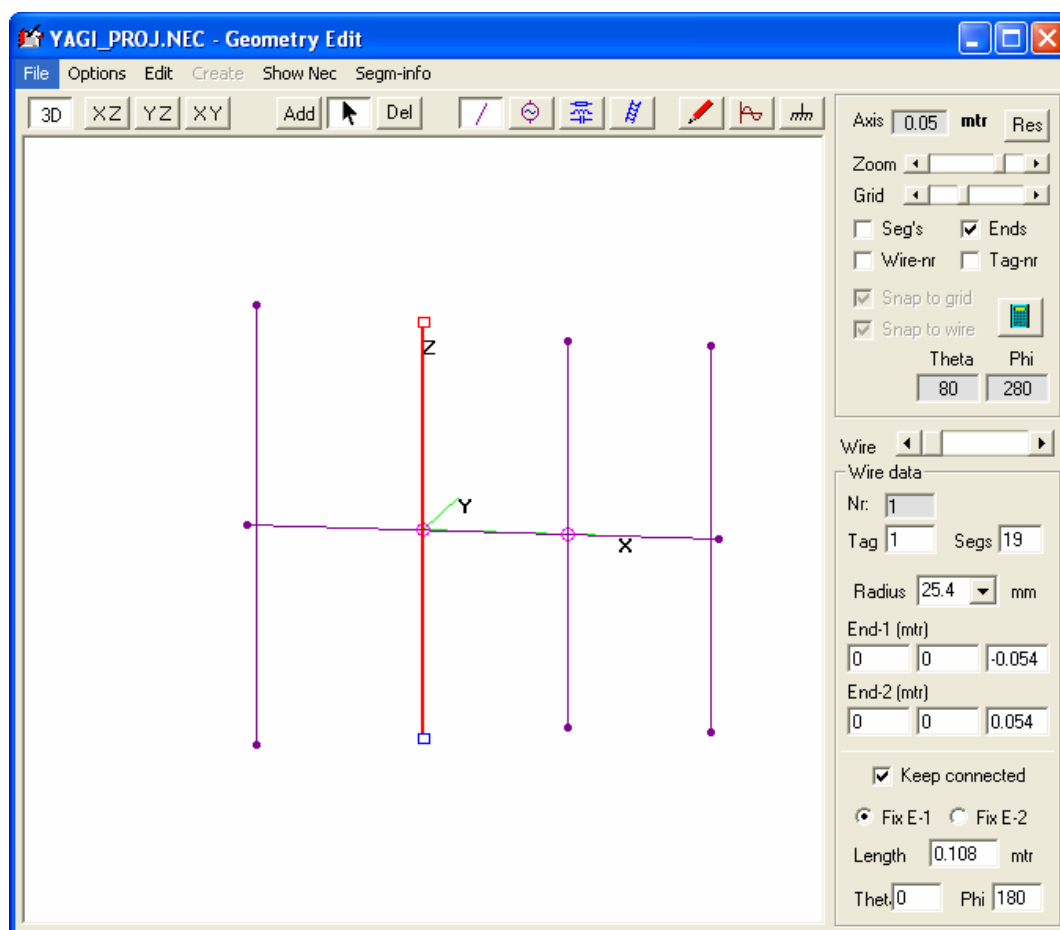
El software 4NEC2 cuenta con una interfaz gráfica donde el usuario tiene la opción de introducir los valores de las longitudes de los elementos y las distancias entre estos ya sea por medio de las coordenadas de los elementos, o directamente dibujando la antena completamente en la interfaz. En la FIGURA 3-2 se observa la interfaz donde se dibujó la antena y se introdujeron los valores de alimentación y frecuencia.



En las FIGURAS 3-3 y 3-4 se encuentran los resultados de la simulación. Donde la FIGURA 3-3 muestra el valor de la impedancia de entrada y la FIGURA 3-4 muestra el patrón de radiación de plano vertical.

En la FIGURA 3-3 se observa una impedancia de entrada de valor $20 - j0.46$, y en la FIGURA 3-4 se observa un patrón de radiación cuyo lóbulo mayor se encuentra en la dirección de los directores.

FIGURA 3-2 *Interfaz gráfica de 4NEC2 donde se dibujó la antena Yagi*



Fuente: Autor



FIGURA 3-3 Ventana con el resultado de la impedancia de entrada

The screenshot shows a software window titled "Main [V5.6.0] (F2)" with a menu bar (File, Edit, Settings, Calculate, Window, Show, Run, Help) and a toolbar. The main area displays simulation results for a project named "Yagi_Proj2.oul".

Filename	Yagi_Proj2.oul	Frequency	1200	Mhz
		Wavelength	0.25	mtr
Voltage	95.3 + j 0 V	Current	4.77 + j 207 A	
Impedance	0.01 - j 0.46	Series comp.	6.e-5	uH
Parallel form	20 - j 0.46	Parallel comp.	6.e-5	uH
S.W.R. 50	1:4723	Structure loss	0	W
Radiat-power	100	Network loss	-0	W
Input power	100	Efficiency	100	%

Environment
FREE SPACE

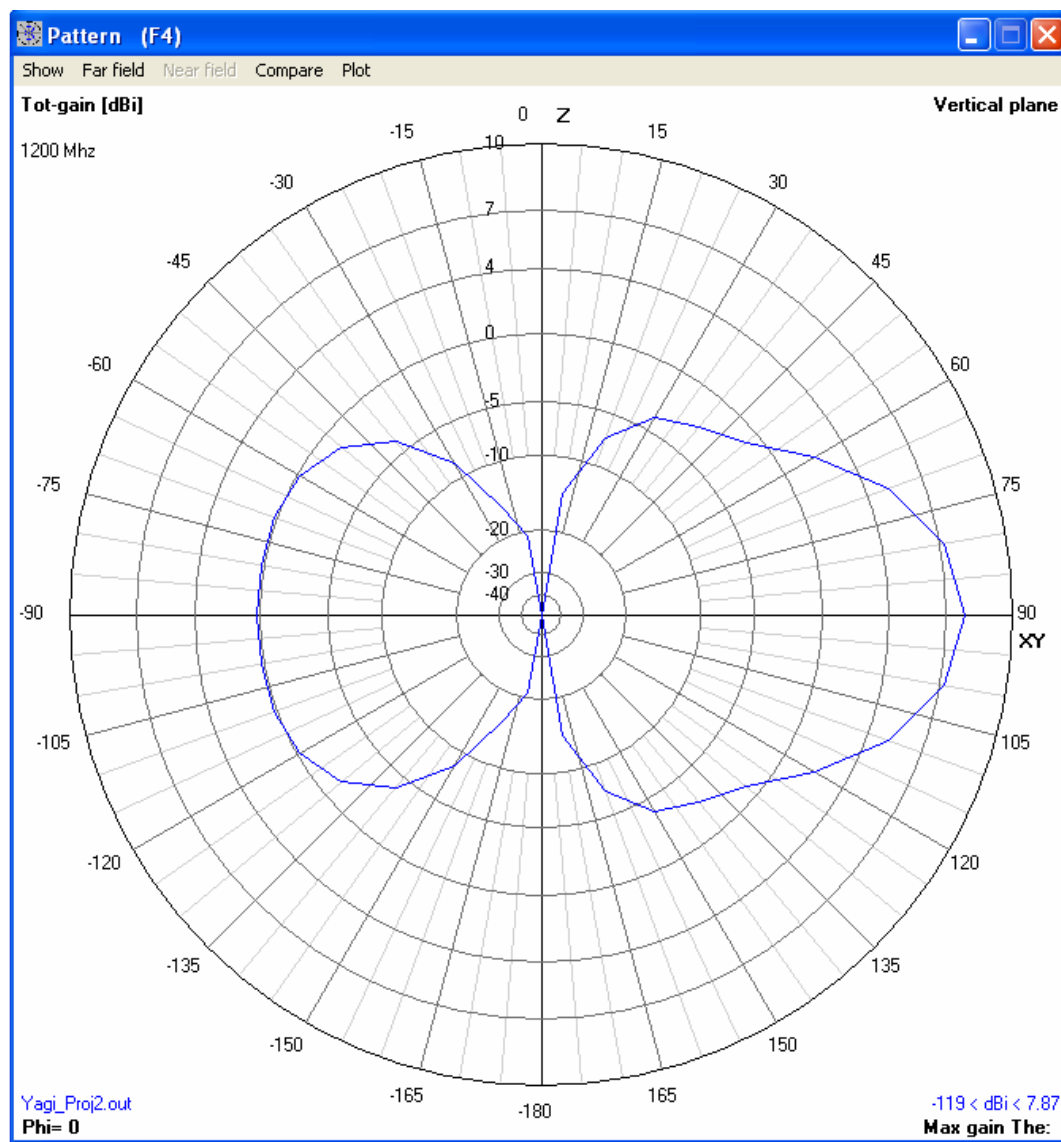
Comment
2-Element Phased Array by K6STI
Converted with 4nec2 on 22-apr-02
*.Out loading-time=0.047

Seg's/patches	73	start	stop	count	step
Pattern lines	1369	Theta	-180	180	37
Freq/Eval steps	1	Phi	0	360	37

Fuente: Autor



FIGURA 3-4 *Patrón de Radiación calculado en NEC*



Fuente: Autor



3.3 COMPARACIÓN DE RESULTADOS

A continuación se comparan los resultados obtenidos con ambas simulaciones:

Ganancia Máxima (dBi):

$$\text{Yagi_Analysis} \rightarrow 10\log_{10}(9.15) = 9.6142$$

$$4\text{Nec2} \rightarrow 7.87$$

$$\text{obteniendo un error de } \frac{9.6142 - 7.87}{7.87} 100\% = 22.16\%$$

Este es un error grande que se debe a la no utilización de suficientes segmentos en la simulación, ya que al implementar funciones pulso como funciones de expansión, y funciones delta como funciones base, el número de segmentos en los que se debe dividir cada elemento de la antena debe ser considerablemente grande (mayor a 500) para que la aproximación sea buena (error de menos del 5%).

Impedancia de entrada (Ohmios):

$$\text{Yagi_Analysis} \rightarrow 20.63 + j 18.86$$

$$4\text{Nec2} \rightarrow 20.00 - j 0.46$$

$$\text{obteniendo un error (de la parte real) de } \frac{20.63 - 20.00}{20.00} 100\% = 3.15\%$$

El cual es un error aceptable (menos de 5%).



4. MONTAJE Y PUESTA EN FUNCIONAMIENTO DE LA ANTENA

4.1. MONTAJE

Esta antena se trata de una aplicación práctica del principio Yagi a frecuencias muy altas, pudiendo esperar un funcionamiento perfecto y una buena ganancia con respecto a un dipolo [9].

La antena, totalmente metálica está constituida por un boom o cuerpo de latón de sección rectangular 6 X 3 mm (puede ser un poco mas grande) y de 130 mm de largo, horadado por cuatro agujeros de aproximadamente 3.2 mm, conforme al esquema que se muestra en la FIGURA 4-1, para recibir cuatro elementos que se sueldan a aquél por sus centros.

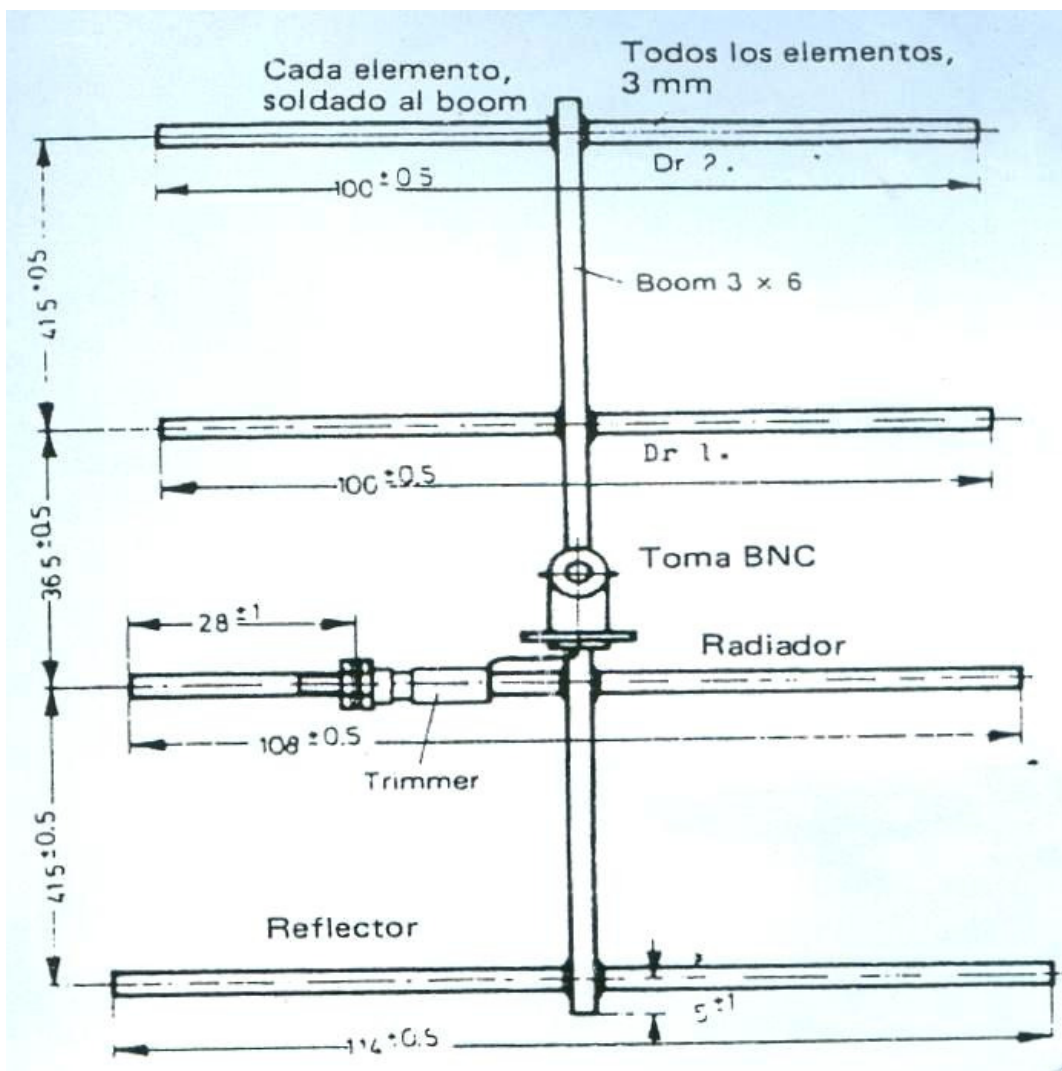
Ésta es, de esta forma, una antena del tipo “todo a masa”, lo cual supone una alimentación particular realizada desde una toma BNC cuya base ha sido serrada con una muesca de 3 mm de ancho aprox. que llega hasta el cuerpo de la toma. Esta manipulación permite soldar estrechamente la pieza al boom de modo que la salida quede alineada sobre el elemento radiador. A partir de ahí, un “trimmer” de 5 pF se coloca a 28 mm del extremo del dipolo radiador. Esta disposición constituye una adaptación en gamma-match, ajustable por control de la proporción de ondas estacionarias y medida de campo. El gamma match se fabrica con un tubo de aluminio de 1/2" y dentro del mismo se introducirá un pedazo de coaxial RG8., al cual se le elimina el forro y la malla quedando únicamente el forro que protege al cable del centro para producir un aislamiento entre el tubo de aluminio y el cable que va soldado al conector previamente



fijado en el boom de la antena direccional, cerca del elemento excitado. La separación entre el gamma y el elemento excitado es de 1 cm.

La alimentación de esta antena se hace por medio de un cable coaxial de 50 Ohmios.

FIGURA 4-1 ANTENA YAGI 1200 MHz



Fuente: [9]



4.2. PUESTA EN FUNCIONAMIENTO

A continuación se presenta un resumen de la instalación de la antena Yagi para la medida de sus parámetros en los equipos de laboratorio Labvolt [5].

Los elementos principales para la realización de las pruebas en una antena son: la fuente de alimentación, el Generador RF, el orientador de la antena y el computador.

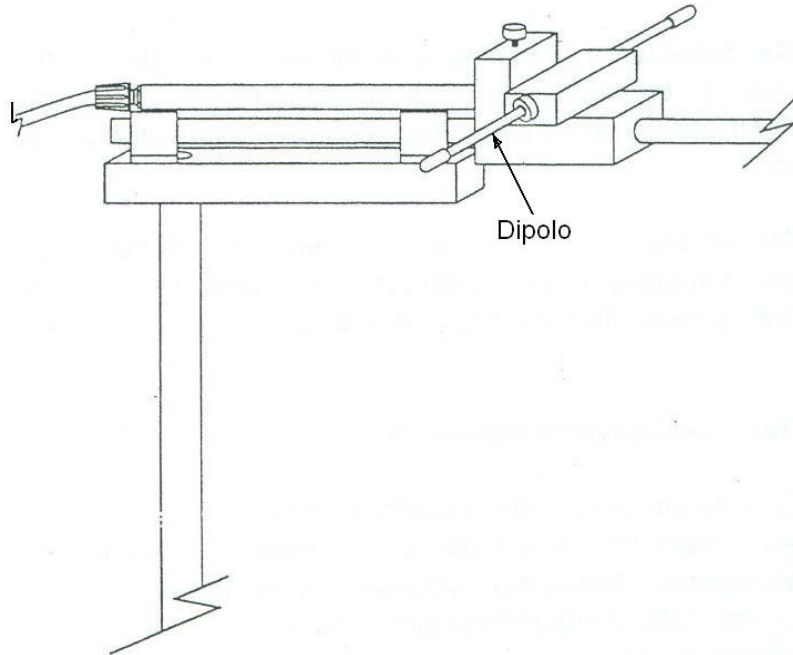
Primero se fija la antena Yagi en el soporte de transmisión de manera que quede polarizada horizontalmente. Se conecta ésta en la salida del oscilador del Generador RF empleando un cable SMA.

Ahora se monta una antena dipolo de $\lambda/2$. Se utiliza el adaptador a 90° con tornillo para sujetar el dipolo en el brazo de aluminio. Se coloca el mástil con clips horizontales en el soporte deslizante de orientador de antena. Mediante los clips se fija el dipolo en el mástil como se muestra en la FIGURA 4-2.

Ahora se enrosca el atenuador de 10 dB en la entrada RF, ubicada en la parte superior de dicho módulo. Se conecta la antena en el atenuador empleando un cable tipo SMA mediano.

En seguida se separa la antena transmisora Yagi y el dipolo receptor una distancia igual a 10 longitudes de onda (2.5 m).

FIGURA 4-2 Montaje del dipolo en el brazo de aluminio



Fuente: [5]

Luego se ajustan las antenas (la antena Yagi y el dipolo) de manera que queden a la misma altura y enfrentadas.

Para hallar el patrón de radiación se debe colocar el interruptor de potencia RF del Generador RF en la posición EMITE, se optimiza la atenuación para tener un nivel de señal debajo del punto de saturación, y se procede a realizar la adquisición de datos y se almacena el diagrama de radiación como plano E en la caja de datos antena 1. Para medir la impedancia de entrada se realiza la medición de la corriente en la conexión de la antena al conectarle el oscilador a 1.2 GHz



5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El programa que se desarrolló con este trabajo se realizó con un fin netamente académico. Este programa es una herramienta muy poderosa para aprendizaje de antenas, ya que por medio de una aplicación rigurosa del método de los momentos a la radiación de las antenas Yagi, se logran entender y visualizar conceptos electromagnéticos de radiación.

Queda claro que la distribución de corrientes en la superficie de una antena es la que determina las características de transmisión y recepción de ésta. Además, el objetivo del método de los momentos aplicado a las antenas es hallar de forma aproximada la distribución de corrientes de éstas dividiéndolas en segmentos pequeños y aplicando métodos numéricos en las ecuaciones integrales de campo eléctrico. Los métodos analíticos son muy difíciles de aplicar para distribuciones de corrientes muy complicadas.

La simulación de la antena yagi que se realizó con el programa de Matlab™ fue acertada, el patrón de radiación calculado fue de acuerdo a lo esperado y la impedancia de entrada también. Sin embargo quedaron algunas dudas al validarse esta simulación con la realizada con 4Nec2, debido a que el patrón de radiación varió considerablemente, pero al mismo tiempo se obtuvieron valores de impedancia de entrada muy parecidos en ambas simulaciones.

El kernel utilizado en el código del programa fue el conocido kernel de Pocklington cuya teoría fue expuesta en el Capítulo 1. Sin embargo, quedan pendientes adaptaciones futuras al código con un kernel diferente,



como por ejemplo el kernel derivado de la ecuación integral de Hallen, el cual es mas sencillo de implementar.

Al mismo tiempo, se pueden realizar nuevas implementaciones y mejoras al código cambiando las funciones base y las funciones de expansión. El programa implementa un par de funciones delta – pulso, siendo delta la función peso y el pulso la función expansión de la corriente. Sin embargo existen otras funciones base y expansión que se pueden utilizar las cuales aceleran la convergencia de las soluciones y liberan carga computacional. Sin embargo, estas funciones pueden llegar a ser muy complicadas de implementar en código, como por ejemplo la función sinusoidal por trozos, no obstante, ya teniendo la base del código desarrollado en este trabajo, el problema se reduce considerablemente.

También se sugiere para trabajos futuros la expansión del programa para otros tipos de antenas. Se puede comenzar por otros tipos de arreglos de antenas, como por ejemplo la antena logo-periódica o el arreglo circular de alambres, para mas adelante comenzar a trabajar con antenas con distribución de corriente superficial y así realizar modelado de superficies sólidas tales como un reflector parabólico o un disco circular.

Yendo mas lejos, queda abierto el programa Yagi_Analisis para ser complementado con la opción de síntesis de antenas de tal forma que se pueda contar con un software robusto que pueda ser implementando también para el diseño de antenas.

Quedan pendientes las mediciones de los parámetros de la antena Yagi por medio del procedimiento descrito en la Sección 4.2.



REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] 14.Reinoso, J.O., Cálculo de campos eléctricos por el método de los elementos finitos, Tesis de Grado, UIS, 1983.
- [2] Acevedo, A.M., Acosta, C.J., Simulación de la interacción dieléctrico-microondas en una cavidad resonante, Tesis de Grado, UIS (2004).
- [3] Roger F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, The Macmillan Company New York, 1968.
- [4] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., Wiley and Sons, 1997.
- [5] LabVolt, Fundamentos de las Antenas, Quebec, Canada.
- [6] Thomas A. Milligan, *Modern Antenna Design*, ed., McGraw-Hill, 1985, pp. 332-345.
- [7] Morris Tischler , Antenas and Transmisión Lines, Science Instrument Company, Baltimore, MD, U.S.A.
- [8] E Hubregt J. Visser, Array andPhased ArrayAntenna Basics, John Wiley & Sons, 2005
- [9] Robert J. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, ARTECH HOUSE, INC., 2005
- [10] ROBERT H. KYLE, Mutual Coupling Between Log-Periodic Antennas, IEEE trans 1969



ANEXOS



ANEXO A. VALORES DE LOS ESPACIOS ENTRE LOS ELEMENTOS EN UNA ANTENA YAGI

No. Elements	R-DE	DE - D ₁
2	0.15-0.2 λ	
2		0.07-0.11 λ
3	0.16-0.23	0.16-0.19
4	0.18-0.22	0.13-0.17
5	0.18-0.22	0.14-0.17
6	0.16-0.20	0.14-0.17
8	0.16-0.20	0.14-0.16
8 to N	0.16-0.20	0.14-0.16

DE— Driven Element; R—Reflector;

D—Director; N—any number;

director spacings beyond D₆ should be 0.35-0.42 λ .

No. Elements	D ₁ - D ₂	D ₂ - D ₃
2		
2		
3		
4	0.14-0.18 λ	
5	0.15-0.20	0.17-0.23 λ
6	0.16-0.25	0.22-0.30
8	0.18-0.25	0.25-0.35
8 to N	0.18-0.25	0.25-0.35

DE— Driven Element; R—Reflector;

D—Director; N—any number;

director spacings beyond D₆ should be 0.35-0.42 λ .



No. Elements	$D_3 - D_4$	$D_4 - D_5$	$D_5 - D_6$
2			
2			
3			
4			
5			
6	0.25-0.32 λ		
8	0.27-0.32	0.27-0.33 λ	0.35-0.40 λ
8 to N	0.27-0.32	0.27-0.33	0.35-0.42

DE— Driven Element; R—Reflector;
D—Director; N—any number;
director spacings beyond D_6 should be 0.35-0.42 λ .

Fuente: [7]



***ANEXO B. TABLA DE GANACIA VS. NÚMERO DE
ELEMENTOS EN UNA ANTENA YAGI***

No. of Elements	Gain in dB	No. of Elements	Gain in dB
1	2.0	11	10.4
2	4.5	12	10.7
3	6.0	13	11.0
4	7.5	14	11.4
5	8.0	15	11.7
6	8.5	16	12.0
7	8.8	17	12.5
8	9.2	18	12.9
9	9.5	19	13.0
10	10.0	20	13.5

Fuente: [7]