

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y
ELECTRICA
DIVISION DE ESTUDIOS DE POSTGRADO



"UNA ALTERNATIVA POR COMPUTADORA
A LA CARTA DE SMITH"

POR:

ING. FERNANDO ESTRADA SALAZAR

TESIS

EN OPCION AL GRADO DE MAESTRO EN
CIENCIAS DE LA INGENIERIA ELECTRICA CON
ESPECIALIDAD EN ELECTRONICA

SAN NICOLAS DE LOS GARZA, N. L.
DICIEMBRE, 1997.

TM
Z 585
. M2
FIME
1997
E8

UJMA ALTERNATIVA POR COOPERTIVA ORGANIZADA EM CARTA DE SMITH

F.F.S.



1020120873



UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y
ELECTRICA
DIVISION DE ESTUDIOS DE POSTGRADO



UNA ALTERNATIVA POR COMPUTADORA
A LA CARTA DE SMITH

POR:

ING FERNANDO ESTRADA SALAZAR



**FONDO
TESIS**

T E S I S

EN OPCION AL GRADO DE MAESTRO EN
CIENCIAS DE LA INGENIERIA ELECTRICA CON
ESPECIALIDAD EN ELECTRONICA

SAN NICOLAS DE LOS GARZA N L
DICIEMBRE 1997

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON
FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA
DIVISION DE ESTUDIOS DE POSTGRADO

Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis **“Una alternativa por computadora a la carta de Smith”** realizada por el **Ing. Fernando Estrada Salazar**, sea aceptada para su defensa como opción al grado de **Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con la especialidad en Electrónica**.

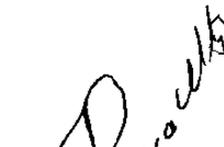
El Comité de Tesis



M.C. César Elizondo González
Asesor



M.C. Roberto Villarreal Garza
Coasesor



M.C. José D. Rivera Martínez
Coasesor



M.C. ROBERTO VILLARREAL GARZA
Vo.Bo.
División de Estudios de Postgrado

San Nicolás de los Garza, N.L., Diciembre de 1997.

PROLOGO

Desde 1940 se ha desarrollado un acuerdo muy general sobre una forma particular de gráfica de líneas de transmisión, comúnmente conocida como la CARTA DE SMITH que es má versátil y más satisfactoria que cualquiera de los otros métodos gráficos para resolver los problemas más comunes encontrados en los sistemas de radiofrecuencia.

Si bien, en la actualidad existen varios programas de computadora que involucran demostraciones con la carta de Smith en pantalla, nuestro objetivo es alcanzar dos metas que no encontramos en dichos programas: 1) **Pretendemos simplificar** el tedioso proceso de cálculo de stubs para el acoplamiento de impedancias, reduciendolo a “oprimir” un solo botón; y 2) Considerando que el primer objetivo es de naturaleza cien por ciento práctica y que no deja al usuario ninguna experiencia didáctica, **pretendemos desarrollar una pantalla didáctica** para la enseñanza de los métodos gáficos para la solución de los problemas involucrados con las líneas de transmisión de radiofrecuencia. Para este segundo objetivo, nos apoyaremos en el sistema de programación Visual Basic por considerarlo ideal para nuestras pretensiones.

INDICE

SINTESIS	1
INTRODUCCION	3
CAPITULO I: IMPEDANCIA DE ENTRADA	6
I-1: Generalidades	6
I-2: Impedancia de entrada: casos "límite"	8
CAPITULO II: PARAMETROS DE LA LINEA COMO FUNCION DE LAS IMPEDANCIAS EN CIRCUITO ABIERTO Y EN CORTO	10
II-1: Introducción	10
II-2: Evaluación de la función de propagación	11
II-3: Parámetros de la línea. (resistencia, inductancia, capacitancia y conductancia)	14
CAPITULO III: LA LINEA SIN PERDIDAS: FUNCION IMPEDANCIA Y RAZON DE ONDA ESTACIONARIA	16
III-1: Introducción	16
III-2: Variación de la impedancia a lo largo de la línea	16
III-3: Razón de onda estacionaria y las impedancias máxima y mínima	18
CAPITULO IV: LA CARTA DE SMITH	20
IV-1: Introducción	20
IV-2: Impedancia y coeficiente de reflexión generalizado	20
IV-3: Derivación del lugar geométrico de la impedancia de entrada	22
CAPITULO V: LA CARTA DE SMITH (APLICACIONES)	27
V-1: Introducción	27
V-2: Impedancia terminal a partir del patrón de onda estacionaria	27
V-3: Diseño de un stub capacitivo	29
V-4: Diseño de un stub inductivo	31
CAPITULO VI: UNA ALTERNATIVA POR COMPUTADORA A LA CARTA DE SMITH	32
VI-1: Descripción	32
VI-2: Pantalla 1	32
VI-3: Pantalla 2	33
VI-4: Pantalla 3	33
VI-5: Comprobación	34
VI-6: Conclusiones	35
APENDICE A (Pantallas y Código)	36
APENDICE B (Formulario y Terminología)	47
APENDICE C (Funciones Hiperbólicas y de Argumentos Complejos)	49
Bibliografía	50

SINTEISIS

La razón compleja del fasor voltaje al fasor corriente en cualquier punto a lo largo de una línea de transmisión de información con una carga estática en su extremo terminal es definida como su **“impedancia de entrada”** en ese punto cualquiera. Muchos aspectos resultantes de las reflexiones que suceden en una línea de transmisión, pueden ser más convenientemente analizados a partir de los conceptos de impedancia y admitancia de entrada; que trabajando directamente con voltajes y corrientes.

Las impedancias para corto-circuito y circuito-abierto proporcionan suficiente información para determinar la impedancia característica y la atenuación de una línea. Si, además, la longitud eléctrica y la longitud física de una línea son conocidas; es posible deducir la constante de fase y los parámetros de la línea.

La Carta de Smith nos proporciona un método gráfico aplicando los conceptos ya mencionados de impedancia y admitancia que simplifica la solución de los problemas de líneas de transmisión. La Carta de Smith es un nomograma que básicamente representa la variación de la impedancia normalizada (o, en su caso, la admitancia) con el ángulo del coeficiente de reflexión. La gráfica es directamente aplicable a las líneas sin pérdidas pero, con auxilio de algunos cálculos, los problemas que involucran líneas con pérdidas pueden ser resueltos también.

Los mismos conceptos que dieron lugar a la Carta de Smith para buscar una simplificación a las tediosas manipulaciones de las variables que intervienen en la solución de los problemas de líneas de transmisión son aplicados en este trabajo dedicado a buscar una mejor opción que simplifique aún más los procedimientos **desarrollando una ayuda por computadora que sustituya a la Carta de Smith inclusive en**

aplicaciones donde hasta ahora era la “herramienta” más utilizada como es el caso del cálculo de “stubs” o acoplamiento de impedancias.

El programa por computadora a desarrollar trabaja bajo ambiente Window y la programación es realizada en el lenguaje Visual Basic (versión 3⁰).

INTRODUCCION

Una de las propiedades más útiles de las funciones senoidales de una misma frecuencia es que la relación entre dos funciones cualquiera puede ser expresada en términos de una cantidad compleja sencilla. Tal cantidad tendrá: (1) una magnitud, la cual tendrá las dimensiones apropiadas a la interpretación física de las dos funciones, y (2), un ángulo de desplazamiento o corrimiento de fase, o ángulo de desfaseamiento.

La impedancia es una de dichas cantidades; ésta relaciona voltaje y corriente en el análisis de circuitos lineales y, sus unidades son “ohms”. La admitancia es simplemente el recíproco de la impedancia y tiene unidades de “mhos”. Los cálculos relacionados con transformación de redes tal como el emparalelamiento de ramas o la transformación de una red “T” a “DELTA” pueden ser realizados más concisamente en términos de impedancia que en términos de corriente en las ramas y caídas de voltaje. Esta simplificación es bienvenida, pero hay que reconocer que la impedancia compleja (o, en su caso, la admitancia) es, en cierto modo, ir más allá de la realidad física de los fasores “voltaje” y “corriente”.

En los cálculos de líneas de transmisión, el concepto de impedancia proporciona un medio excelente y claro (aunque aún laborioso) para manejar la mayoría de las discontinuidades. El análisis directo en términos de funciones de voltaje y corriente, es generalmente mucho más lento y complicado.

Las variables que intervienen en las ecuaciones de las impedancias de la línea son generalmente números complejos y aparecen con frecuencia números exponenciales con exponentes complejos y funciones hiperbólicas de argumentos complejos. La evaluación aritmética de funciones exponenciales complejas e hiperbólicas es, como ya lo

mencionamos anteriormente, un proceso laborioso lo que, sin duda, ha dado lugar a la larga historia de ayudas gráficas para cálculos sobre líneas de transmisión.

Desde 1940 la gráfica más ampliamente utilizada por su versatilidad ha sido, y es, la CARTA DE SMITH la cual es construida bajo un sistema de coordenadas ortogonales curvilíneas para representar la impedancia normalizada sobre el plano del coeficiente de reflexión. Este método gráfico fué desarrollado por P.H. Smith de la Bell Telephone Laboratories.

Si bien la Carta de Smith representa una gran ayuda en la solución de problemas de líneas de transmisión consideramos que para fines prácticos podemos hacer uso de la ventaja que representan las actuales computadoras personales y desarrollar un programa que nos resuelva en forma prácticamente instantánea la gran variedad de problemas planteados sobre una línea de transmisión.

El objetivo del presente trabajo es desarrollar un programa de computadora que nos permita evitar los tediosos cálculos por los que tenemos que pasar para obtener los parámetros de utilidad de una línea de transmisión. Por otra parte, y de hecho la principal, es **presentar una opción ventajosa como alternativa a la Carta de Smith**, para la solución de los innumerables problemas que tradicionalmente se han resuelto por tan popular método gráfico como es, por ejemplo, el cálculo de los “stubs” para acoplamiento de impedancias, entre otros.

Hemos seleccionado el sistema de programación **Visual Basic para Windows** (versión 3⁰) por considerarlo ideal para cualquiera que esté involucrado en la creación de aplicaciones para Windows y considerando que es un lenguaje de programación orientada a “eventos”, un estilo de programación especialmente adaptado a las interfaces gráficas del usuario.

En los primeros tres capítulos desarrollaremos la base matemática en la que se sustenta tanto la Carta de Smith como el método por computadora a realizar. En el capítulo IV se hace un análisis de la construcción gráfica de la Carta de Smith y de su filosofía, lo que se toma como fundamento en el desarrollo de nuestro programa por computadora. En el capítulo V se desarrollan algunas aplicaciones para la Carta de Smith, ejemplos que posteriormente tomaremos como referencia al comprobar la validez de nuestro programa por computadora. En el capítulo VI se presentan algunos comentarios y conclusiones con respecto al proceso de desarrollo, implementación y comprobación del programa. En el apéndice (A) se incluye la codificación del programa enfocado a presentar una opción verdaderamente útil y de fácil acceso y manejo para cualquier persona interesada en la solución de problemas relacionados con líneas de transmisión de información. En el apéndice (B) se presenta un resumen de la terminología utilizada en este trabajo.

CAPITULO I

IMPEDANCIA DE ENTRADA

1-1.- GENERALIDADES.

La razón compleja del fasor voltaje en cualquier punto de una línea de transmisión al fasor corriente en el mismo punto es dimensionalmente una impedancia. Físicamente, sobre una línea con una fuente de energía en sólo uno de sus extremos, dicha razón es la impedancia que sería observada si conectáramos un instrumento medidor de impedancias entre los conductores en el punto dado sin alterar los extremos de la línea. Esta razón con dimensiones de impedancia puede ser fácilmente visualizada como una función continua de la distancia desde el extremo terminal; es común hablar de ella como la **"impedancia de entrada"** de la línea en un punto dado:

$$Z(z') = \frac{V(z')}{I(z')} \quad (I-1)$$

o tomando la ecuación 9-30 de referencia (1):

$$Z(z') = Z_0 \frac{e^{\gamma z'} + Ke^{-\gamma z'}}{e^{\gamma z'} - Ke^{-\gamma z'}} \quad (I-2)$$

o utilizando las funciones hiperbólicas (9-30 a, referencia (1)):

$$Z(z') = Z_0 \frac{Z_R \cosh \gamma z' + Z_0 \sinh \gamma z'}{Z_0 \cosh \gamma z' + Z_R \sinh \gamma z'} \quad (I-3)$$

dividiendo numerador y denominador entre $\cosh \gamma z'$ obtenemos:

$$Z(z') = Z_0 \frac{Z_R + Z_0 \tanh \gamma z'}{Z_0 + Z_R \tanh \gamma z'} \quad (I-4)$$

para una línea sin pérdidas ($\alpha = 0$ y $\gamma = j\beta$) las ecuaciones I-2, I-3 y I-4 se reducen a:

$$Z(z') = Z_0 \frac{1 + Ke^{-2j\beta z'}}{1 - Ke^{-2j\beta z'}} \quad (\text{I-5})$$

$$Z(z') = Z_0 \frac{Z_R \cosh j\beta z' + Z_0 \operatorname{sen} h j\beta z'}{Z_0 \cosh j\beta z' + Z_R \operatorname{sen} h j\beta z'}$$

aplicando las equivalencias de las funciones hiperbólicas (apéndice C):

$$\operatorname{sen} h j\beta z' = j \operatorname{sen} \beta z'$$

$$\cosh j\beta z' = \cos \beta z'$$

$$\tanh j\beta z' = j \tan \beta z'$$

$$Z(z') = Z_0 \frac{Z_R \cos \beta z' + j Z_0 \operatorname{sen} \beta z'}{Z_0 \cos \beta z' + j Z_R \operatorname{sen} \beta z'} \quad (\text{I-6})$$

e igualmente

$$Z(z') = Z_0 \frac{Z_R + Z_0 \tanh j\beta z'}{Z_0 + Z_R \tanh j\beta z'}$$

por lo que

$$Z(z') = Z_0 \frac{Z_R + j Z_0 \tan \beta z'}{Z_0 + j Z_R \tan \beta z'} \quad (\text{I-7})$$

Las ecuaciones para la admitancia de entrada pueden ser encontradas reemplazando cada impedancia por el recíproco de su admitancia en I-4 y I-7 y simplificando para obtener:

$$Y(z') = Y_0 \frac{Y_R + Y_0 \tanh \gamma z'}{Y_0 + Y_R \tanh \gamma z'} \quad (\text{I-8})$$

$$Y(z') = Y_0 \frac{Y_R + j Y_0 \tan \beta z'}{Y_0 + j Y_R \tan \beta z'} \quad (\text{I-9})$$

como puede observarse de las ecuaciones I-8 y I-9 la variación de la impedancia o de la admitancia sobre una línea sin pérdidas es fácilmente adaptable a una carta nomográfica o nomograma.

En el siguiente punto se analizan algunos casos particulares de principal importancia a partir de las ecuaciones establecidas.

I-2.- IMPEDANCIA DE ENTRADA: CASOS "LIMITE".

Analicemos los siguientes casos:

a) Impedancia terminal igual a Impedancia Característica.

Si Z_R es igual a Z_0 la ecuación I-4 se reduce a:

$$Z(z') = Z_0 \quad (\text{I-10})$$

por lo tanto cualquier línea terminada en su impedancia característica deberá tener ese mismo valor como impedancia de entrada, sin importar que tan larga sea la línea. Esta es una terminación sin pérdidas por reflexión.

b) Extremo en Circuito Abierto.

Si Z_R se aproxima a infinito la ecuación I-4 se reduce a:

$$Z_{ab}(z') = \frac{Z_0}{\tanh \gamma z'} \quad (\text{I-11})$$

supongamos una línea sin pérdidas pero funcionando a una frecuencia diferente de cero, y será puramente imaginaria:

$$Z_{ab}(z') = Z_0 \coth \gamma z'$$

$$Z_{ab}(z') = Z_0 \coth(j\beta)z'$$

$$Z_{ab}(z') = Z_0 j \cot \beta z'$$

finalmente:

$$Z_{ab}(z') = jZ_0 \cot \beta z' \quad (\text{I-12})$$

la función cotangente es infinita para $\beta z'$ igual a cero y resulta infinita a intervalos de 180° desde ahí.

El factor "j" en la ecuación I-12 indica que para una línea sin pérdidas con terminación en circuito abierto la impedancia en cualquier punto es una reactancia pura y, que el voltaje y la corriente están en cuadratura uno con otro en todos los puntos de la línea. La cotangente es alternativamente positiva y negativa a intervalos consecutivos de 90° , por lo tanto la impedancia de entrada cambia abruptamente de una reactancia capacitiva a una reactancia inductiva y viceversa.

c) Extremo en Corto Circuito.

Haciendo Z_R igual a cero la ecuación I-4 se reduce a:

$$Z_{cc}(z') = Z_0 \tanh \gamma z' \quad (\text{I-13})$$

para el caso de línea sin pérdidas, pero operando a una frecuencia diferente de cero, la ecuación I-13 se modifica a:

$$Z_{cc}(z') = jZ_0 \tan \beta z' \quad (\text{I-14})$$

Las mismas observaciones hechas con respecto a la ecuación I-12 son válidas aquí para la ecuación I-14.

CAPITULO II

PARAMETROS DE LA LINEA COMO FUNCION DE LAS IMPEDANCIAS EN CIRCUITO ABIERTO Y EN CORTO

II-1.- INTRODUCCION.

La relación entre la impedancia de entrada y los parámetros de la línea puede ser utilizada en forma recíproca como un medio para determinar estos últimos experimentalmente. Específicamente, las ecuaciones I-11 y I-13 pueden ser combinadas de tal manera que obtengamos la impedancia característica y una ecuación para la función de propagación en términos de dos impedancias fácilmente medibles: $Z_{cc}(z')$ y $Z_{ab}(z')$.

$$Z_0 = \sqrt{Z_{ab}(z')Z_{cc}(z')} \quad (\text{II-1})$$

$$\tanh \gamma z' = \sqrt{\frac{Z_{cc}(z')}{Z_{ab}(z')}} \quad (\text{II-2})$$

La Impedancia Característica está dada directamente por II - 1, pero, para evaluar la función de propagación, tenemos que encontrar la tangente hiperbólica inversa del término del lado derecho de II - 2, que generalmente es complejo.

II-2.- EVALUACION DE LA FUNCION DE PROPAGACION.

La tangente hiperbólica inversa de una cantidad compleja es también compleja; ésta puede ser convertida a un logaritmo natural de un argumento complejo por medio de la siguiente identidad (referencia (2)) y luego encontramos las partes real e imaginaria de $\gamma z'$:

$$\tanh^{-1}(A + jB) = 0.5 \ln \left(\frac{1 + A + jB}{1 - A - jB} \right) \quad (\text{II-3})$$

hagamos

$$A + jB = \sqrt{\frac{Z_{cc}(z')}{Z_{ab}(z')}} \quad (\text{II-4})$$

entonces

$$\begin{aligned} \gamma z' &= \tanh^{-1}(A + jB) \\ &= 0.5 \ln \left(\frac{1 + A + jB}{1 - A - jB} \right) \end{aligned}$$

ahora hagamos

$$\mu e^{j\theta} = \frac{1 + A + jB}{1 - A - jB} \quad (\text{II-5})$$

por lo que:

$$\begin{aligned} \gamma z' &= 0.5 \ln(\mu e^{j\theta}) \\ &= 0.5 [\ln \mu + j(\theta + 2m\pi)] \end{aligned} \quad (\text{II-6})$$

$$\alpha z' = 0.5 \ln(\mu) \quad (\text{II-7})$$

$$\beta z' = 0.5(\theta + 2m\pi) \quad (\text{II-8})$$

aquí "m" es un número entero; la parte imaginaria del logaritmo de un argumento complejo es un valor múltiple. Un valor aproximado de la longitud eléctrica de la línea ($\beta z'$) debe ser conocido a partir de información complementaria con objeto de seleccionar el único resultado con interpretación física dentro de la multitud infinita de valores de la ecuación II - 8.

Si la longitud física de la línea, z' es conocida, los resultados de II-7 y II-8 pueden ser reducidos a α y β .

problema ilustrativo.- Una sección de 280 metros de cable con aislante de polietileno tiene las siguientes impedancias medidas a 1 MHz:

$$Z_{ab} = 74.8 \angle 29.2^\circ \text{ ohms}$$

$$Z_{cc} = 34.2 \angle -34.4^\circ \text{ ohms}$$

La velocidad de propagación es de 2×10^8 m/seg.

Encuentre la impedancia característica y la función de propagación.

De II-1 y II-2:

$$Z_0 = \sqrt{(74.8 \angle 29.2^\circ)(34.2 \angle -34.4^\circ)}$$

$$Z_0 = \sqrt{2.56 \times 10^3 \angle -5.2^\circ}$$

$$Z_0 = 50.6 \angle -2.6^\circ \text{ ohms}$$

$$\begin{aligned} \tanh \gamma z' &= \sqrt{\frac{34.2 \angle -34.4^\circ}{74.8 \angle 29.2^\circ}} \\ &= \sqrt{0.457 \angle -63.6^\circ} \\ &= 0.676 \angle -31.8^\circ \\ &= 0.575 - j0.356 \end{aligned}$$

de II-3, II-5 y II-6:

$$\begin{aligned} \gamma z' &= \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1.575 - j0.356}{0.425 + j0.356} \right) \\ &= \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1.615 \angle -12.7^\circ}{0.554 \angle 40.0^\circ} \right) \\ &= \frac{1}{2} \ln(2.913 \angle -52.7^\circ) \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2} \left[\ln(2.913) + j \left(\frac{-52.7}{57.3} + 2m\pi \right) \right]$$

$$\alpha z' = \frac{1}{2} \ln(2.913)$$

$$= 0.535 \text{ nepers}$$

$$\alpha = \frac{0.535}{280} \text{ neper/m}$$

$$\alpha = 1.91 \times 10^{-3} \text{ neper/m}$$

$$\beta z' = -26.3^\circ + m180^\circ$$

todos los siguientes valores son posibles tomando como base los valores de impedancia medidos: $\beta z' = 153.7^\circ, 333.7^\circ, 513.7^\circ, 693.7^\circ \dots$. Un valor aproximado para β puede ser encontrado a partir de la frecuencia y la velocidad de propagación de la línea:

$$\beta = \frac{\omega}{v} \quad (\text{II-9})$$

$$\approx \frac{(1.00 \times 10^6)(2\pi)}{2 \times 10^8}$$

$$\approx 3.1 \times 10^{-2} \text{ rad/m}$$

$$\beta z' \approx (3.1 \times 10^{-2})(280)$$

$$\approx 8.68 \text{ rad ó } 497^\circ$$

(La división de 497° entre 360° da una longitud eléctrica aproximada de 1.4 longitudes de onda.) El tercer valor de los listados previamente como "posibles", 513.7° , es el más cercano a 497° . Por lo tanto:

$$\beta z' = 513.7^\circ \text{ o } 8.97 \text{ rad}$$

$$\beta z' = \frac{8.97}{280}$$

$$= 3.20 \times 10^{-2} \text{ rad/m}$$

$$\gamma = 1.91 \times 10^{-3} + j3.20 \times 10^{-2}$$

$$= 3.21 \times 10^{-2} \angle 86.6^\circ \text{ m}^{-1}$$

II-3.- PARAMETROS DE LA LINEA. (RESISTENCIA, INDUCTANCIA, CAPACITANCIA Y CONDUCTANCIA).

Los parámetros básicos de la línea pueden ser encontrados a partir de la impedancia característica y de la función de propagación mediante las siguientes relaciones derivadas de las ecuaciones generales (referencia (5)):

$$\alpha + j\beta = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)} \quad (\text{II-10})$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}} \quad (\text{II-11})$$

de donde:

$$r + j\omega l = \gamma Z_0 \quad (\text{II-12})$$

y

$$g + j\omega c = \frac{\gamma}{Z_0} \quad (\text{II-13})$$

el ejemplo ilustrativo de la sección anterior puede ser extendido para incluir la evaluación de r , l , g y c .

$$r + j\omega l = (3.21 \times 10^{-2} \angle 86.6^\circ)(50.6 \angle -2.6^\circ)$$

$$= 1.62 \angle 84.0^\circ$$

$$= 0.169 + j 1.61 \text{ ohms/m}$$

$$r = 0.169 \text{ ohms/m}$$

$$l = \frac{1.61}{(1.00 \times 10^6)(2\pi)}$$

$$= 2.56 \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$g + j\omega c = \frac{3.21 \times 10^{-2} \angle 86.6^\circ}{50.6 \angle -2.6^\circ}$$

$$= 6.34 \times 10^{-4} \angle 89.2^\circ$$

$$= 8.9 \times 10^{-6} + j6.34 \times 10^{-4} \text{ mhos/m}$$

$$g = 8.9 \times 10^{-6} \text{ mhos/m}$$

$$\begin{aligned}c &= \frac{6.34 \times 10^{-4}}{(1.00 \times 10^6)(2\pi)} \\ &= 1.01 \times 10^{-10} \text{ F/m}\end{aligned}$$

CAPITULO III

LA LINEA SIN PERDIDAS: FUNCION IMPEDANCIA Y RAZON DE ONDA ESTACIONARIA

III-1.- INTRODUCCION.

La línea sin pérdidas se caracteriza por una repetición del patrón de onda estacionaria a intervalos de media longitud de onda sin importar su impedancia terminal. El principio de la repetición de media longitud de onda también es aplicable a la impedancia de entrada a lo largo de la línea.

Las mediciones sobre el patrón de onda estacionaria proporcionan un medio, cuando la impedancia característica es conocida, para encontrar la impedancia terminal. Este procedimiento experimental es ampliamente utilizado en el rango de las radiofrecuencias y las microondas.

III-2.- VARIACION DE LA IMPEDANCIA A LO LARGO DE LA LINEA.

La ecuación I-5 puede ser re-escrita como:

$$Z(z') = Z_0 \frac{1 + |K|e^{j(\theta_K - 2\beta z')}}{1 - |K|e^{j(\theta_K - 2\beta z')}} \quad (\text{III-1})$$

hagamos

$$\phi = \theta_K - 2\beta z' \quad (\text{III-2})$$

sustituyendo III-2 en III-1 se obtiene:

$$Z(z') = Z_0 \frac{1 + |K|e^{j\phi}}{1 - |K|e^{j\phi}} \quad (\text{III-3})$$

La ecuación III-3 puede ser separada en sus partes real e imaginaria para derivar expresiones para las componentes resistiva y reactiva de $Z(z')$. Primero apliquemos la siguiente igualdad:

$$e^{j\phi} = \cos\phi + j\text{sen}\phi$$

$$Z(z') = Z_0 \frac{1 + |K|\cos\phi + j|K|\text{sen}\phi}{1 - |K|\cos\phi - j|K|\text{sen}\phi} \quad (\text{III-4})$$

La ecuación III-4 puede ser racionalizada multiplicando el numerador y el denominador por el conjugado del denominador obteniendo:

$$Z(z') = Z_0 \frac{1 + |K|^2 + j2|K|\text{sen}\phi}{1 - 2|K|\cos\phi + |K|^2} \quad (\text{III-5})$$

hagamos:

$$Z(z') = R(z') + jX(z') \quad (\text{III-6})$$

Recordemos que para una línea sin pérdidas, la impedancia característica es una resistencia pura, igual a $\sqrt{\frac{L}{C}}$ (referencia(5))

$$R(z') = Z_0 \frac{1 - |K|^2}{1 - 2|K|\cos\phi + |K|^2} \quad (\text{III-7})$$

$$X(z') = Z_0 \frac{2|K|\text{sen}\phi}{1 - 2|K|\cos\phi + |K|^2} \quad (\text{III-8})$$

Por otra parte, las expresiones para las componentes en forma polar de $Z(z')$ pudieran ser deseadas.

$$Z(z') = |Z(z')| e^{j\theta_z(z')} \quad (\text{III-9})$$

del numerador de III-5:

$$\theta_z(z') = \tan^{-1} \left(\frac{2|K| \operatorname{sen} \phi}{1 - |K|^2} \right) \quad (\text{III-10})$$

la magnitud de $Z(z')$ puede ser encontrada multiplicando el numerador y el denominador de III-4 por sus respectivos conjugados:

$$|Z(z')| = Z_0 \sqrt{\frac{1 + 2|K| \cos \phi + |K|^2}{1 - 2|K| \cos \phi + |K|^2}} \quad (\text{III-11})$$

De la definición del ángulo ϕ (ecuación III-2), es obvio que un incremento en $\beta z'$ de π radianes deberá reducir a ϕ en 2π y dejar las funciones trigonométricas de ϕ sin cambio:

$$Z\left(z' + \frac{\pi}{\beta}\right) = Z(z') \quad (\text{III-12})$$

lo que confirma la propiedad de repetición a intervalos de media longitud de onda.

III-3.- RAZON DE ONDA ESTACIONARIA Y LAS IMPEDANCIAS MAXIMA Y MINIMA.

El valor máximo posible de $1 + |K| e^{j\phi}$ como una función de ϕ es $1 + |K|$, y el mínimo valor posible es $1 - |K|$. Esto ocurre a $e^{j\phi} = 1$ y $e^{j\phi} = -1$ respectivamente, o $\phi = 2n\pi$ y $\phi = (2n - 1)\pi$, donde "n" es un número entero. De III-3:

$$|Z(z')|_{\max} = Z_0 \frac{1 + |K|}{1 - |K|} \quad \phi = 2n\pi \quad (\text{III-13})$$

$$|Z(z')|_{\min} = Z_0 \frac{1 - |K|}{1 + |K|} \quad \phi = (2n - 1)\pi \quad (\text{III-4})$$

La interpretación física de este análisis nos lleva a la conclusión de que el voltaje máximo, la corriente mínima y la impedancia máxima ocurren en un mismo punto de la línea, e igualmente, el voltaje mínimo, la corriente máxima y la impedancia mínima ocurren también en un mismo punto.

La expresión para la razón de onda estacionaria en términos de la magnitud del coeficiente de reflexión, referencia(3), es adecuada para lograr una simplificación:

$$SWR = \frac{1+|K|}{1-|K|} \quad (\text{III-15})$$

$$|Z(z')|_{\max} = (Z_0) (SWR) \quad (\text{III-16})$$

$$|Z(z')|_{\min} = \frac{Z_0}{SWR} \quad (\text{III-17})$$

Como fué visto de las ecuaciones III-13 y III-14 para las expresiones de $|Z(z')|_{\max}$ y $|Z(z')|_{\min}$ son, ambas, puramente resistivas y se encuentran alternadamente a lo largo de la línea a intervalos de un cuarto de longitud de onda.

CAPITULO IV

LA CARTA DE SMITH

IV-1.- INTRODUCCION.

La construcción de gráficas es una técnica que en muchas instancias puede concentrar bastante información y, por lo mismo, simplificar cálculos extensos y tediosos. Varias cartas gráficas han sido desarrolladas a través del tiempo para hacer más rápida la determinación de las impedancias a lo largo de las líneas de transmisión de información.

Probablemente, la carta más generalmente utilizada para este propósito es la desarrollada por Phil Smith. Básicamente, esta carta representa la variación de la impedancia (o de la admitancia) normalizada, o referida a la impedancia característica, con el ángulo de un coeficiente de reflexión generalizado.

IV-2.- IMPEDANCIA Y COEFICIENTE DE REFLEXION GENERALIZADO.

La impedancia de entrada para una línea sin pérdidas puede ser re-escrita aquí:

$$Z(z') = Z_0 \frac{1 + |K| e^{j(\theta_k - 2\beta z')}}{1 - |K| e^{j(\theta_k - 2\beta z')}} \quad (\text{IV-1})$$

a medida que z' se aproxima a cero, $Z(z')$ se aproxima a la impedancia terminal Z_R y:

$$Z_R = Z_0 \frac{1 + |K|e^{j\theta_k}}{1 - |K|e^{j\theta_k}} \quad (\text{IV-2})$$

si resolvemos para $|K|e^{j\theta_k}$:

$$|K|e^{j\theta_k} = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0} \quad (\text{IV-3})$$

la sustitución de una distancia particular z_1' y la aplicación de $\phi = \theta - 2\beta z'$ nos resulta:

$$Z(z_1') = Z_0 \frac{1 + |K|e^{j\phi}}{1 - |K|e^{j\phi}} \quad (\text{IV-4})$$

si resolvemos para $|K|e^{j\phi}$ obtendremos:

$$|K|e^{j\phi} = \frac{Z(z_1') - Z_0}{Z(z_1') + Z_0} \quad (\text{IV-5})$$

como se puede observar de las ecuaciones IV-3 y IV-5 y de la Figura iv-1, la impedancia vista desde cualquier punto z_2' sobre la línea, a la izquierda de z_1' , es la misma no importa si la línea se extiende desde $z' = 0$ y termina en una carga Z_R , o bien, si la línea se corta en z_1' y termina en una carga con impedancia concentrada igual a $Z(z_1')$.

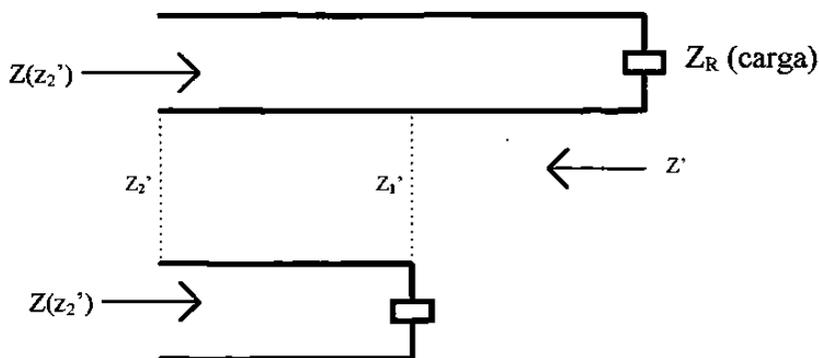


Figura iv-1.-Funcionamiento equivalente

Las magnitudes de los coeficientes de reflexión en IV-3 y IV-5 para sus respectivas terminaciones son iguales, pero, sus ángulos difieren en $2\beta z'$. Puede observarse que la utilización de una gráfica o carta polar, con $|K|$ como coordenada radial y $2\beta z'$ como coordenada angular puede adaptarse convenientemente. El lugar geométrico de los valores particulares de resistencia y reactancia pueden ser dibujados sobre la carta, y la

localización de los valores de impedancia $Z(z')$ para una línea sin pérdidas con una terminación específica será un círculo concéntrico al origen. Esta es en esencia la filosofía de la carta de Smith.

IV-3.- DERIVACION DEL LUGAR GEOMETRICO DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

Para derivar las ecuaciones del lugar geométrico de las componentes resistiva y reactiva separamos en sus partes real e imaginaria la ecuación IV-4. El sub-índice "1" puede ser omitido. Las componentes pueden ser normalizadas refiriéndolas a la impedancia característica Z_0 .

$$\frac{Z(z')}{Z_0} = r + jx \quad (IV-6)$$

$$r = \frac{R(z')}{Z_0} \quad (IV-7)$$

$$x = \frac{X(z')}{Z_0} \quad (IV-8)$$

sustituyendo III-7 y III-8 en IV-7 y IV-8 obtenemos:

$$r = \frac{1 - |K|^2}{1 - 2|K|\cos\phi + |K|^2} \quad (IV-9)$$

$$x = \frac{2|K|\sin\phi}{1 - 2|K|\cos\phi + |K|^2} \quad (IV-10)$$

se puede demostrar que los valores del lugar geométrico para "r" y "x" son círculos.

Analicemos para "r": El radio y la localización de los centros para los lugares de "r" pueden ser determinados de la manera siguiente. Hagamos:

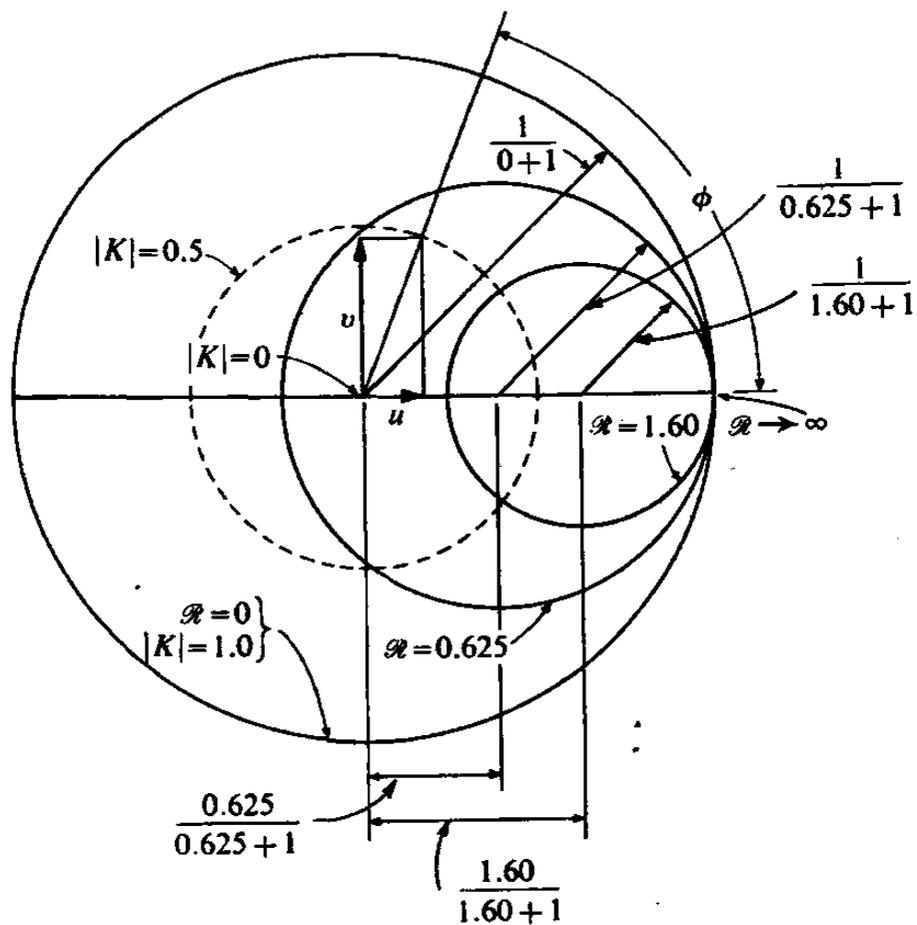
$$u = |K|\cos\phi \quad (IV-11)$$

$$v = |K|\sin\phi \quad (IV-12)$$

y

$$|K|^2 = u^2 + v^2 \quad (IV-13)$$

las coordenadas u,v,K y ϕ son ilustradas en la Figura iv-2.



$$\mathcal{R} = rn$$

Figura iv-2.- Lugar geométrico de la resistencia

Sustituyendo IV-11 y IV-12 en IV-9 y simplificando:

$$rn(1 + u^2 + v^2 - 2u) = 1 - u^2 - v^2$$

$$(rn + 1)u^2 - 2urn + (rn + 1)v^2 = 1 - rn$$

agregando en ambos lados $\frac{(rn)^2}{rn + 1}$:

$$(rn + 1) \left[u^2 - \frac{2urn}{rn + 1} + \frac{(rn)^2}{(rn + 1)^2} \right] + (rn + 1)v^2 = 1 - rn + \frac{(rn)^2}{rn + 1} = \frac{1}{rn + 1}$$

dividiendo entre $rn + 1$ y factorizando:

$$\left(u - \frac{rn}{rn+1}\right)^2 + v^2 = \frac{1}{(rn+1)^2} \quad (\text{IV-14})$$

ésta es la ecuación de un círculo. El radio del círculo de la localización de un valor particular de resistencia normalizada rn_1 es $\frac{1}{rn_1+1}$. El desplazamiento de su centro en la dirección de “v” es cero por lo que se localizará a lo largo del eje con ϕ igual a cero. Su desplazamiento desde el origen en la dirección de “u” es dado por $\frac{rn_1}{rn_1+1}$ (Figura iv-2).

Realicemos ahora el análisis para “xn”. Sustituimos IV-11 y IV-12 en IV-10:

$$\begin{aligned} xn(1+u^2+v^2-2u) &= 2v \\ xn(u^2-2u+1) + xn\left(v^2 - \frac{2v}{xn}\right) &= 0 \end{aligned}$$

agregando $\frac{1}{xn}$ en ambos lados:

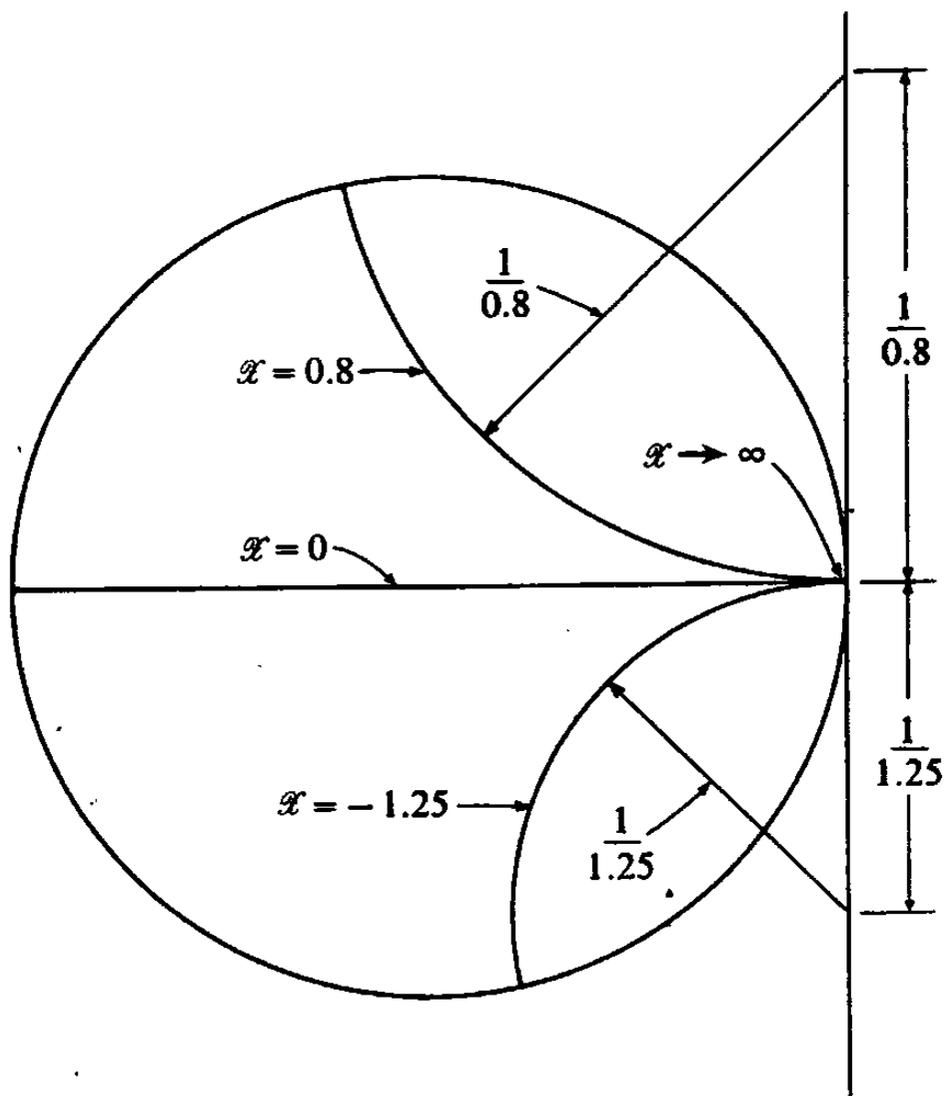
$$xn(u^2-2u+1) + xn\left(v^2 + \frac{2v}{xn} + \frac{1}{(xn)^2}\right) = \frac{1}{xn}$$

dividiendo entre “xn” y reacomodando:

$$(u-1)^2 + \left(v - \frac{1}{xn}\right)^2 = \frac{1}{(xn)^2} \quad (\text{IV-15})$$

la ecuación IV-15 describe un círculo. El radio de la localización de “xn” es $\frac{1}{xn}$. Sus centros están desplazados una distancia unitaria a la derecha del centro de la carta y desplazados verticalmente por una distancia igual al radio del círculo particular. La localización de “xn” en la mitad superior de la carta, representa un valor **inductivo**, mientras que la localización en la mitad inferior representa un valor de reactancia **capacitiva**. (Figura iv-3).

Considerando que la admitancia y la impedancia son cantidades recíprocas la carta de Smith también puede ser considerada (con la debida interpretación) como una gráfica de admitancias. En la Figura iv-4 se muestra la Carta de Smith en su versión completa.



$$x = xn$$

Figura iv-3.- Lugar geométrico de la reactancia

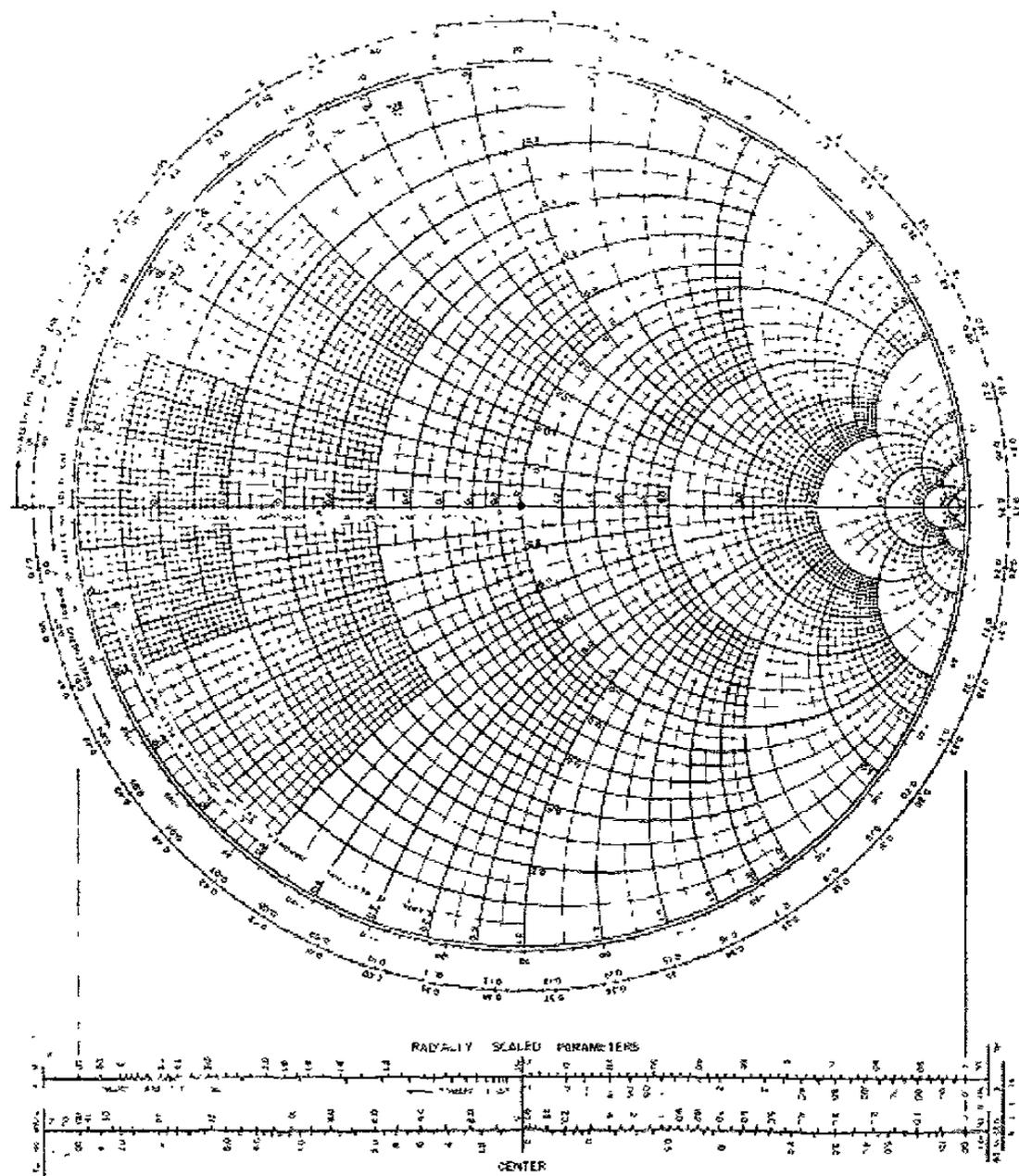


Figura iv-4.- Carta de Smith

CAPITULO V

LA CARTA DE SMITH

(APLICACIONES)

V-1.- INTRODUCCION.

Los procedimientos para la utilización de la carta de Smith, son más ilustrativos si trabajamos sobre algún problema específico. Examinaremos los tres siguientes casos:

- (1) Determinación de la impedancia terminal a partir del patrón de onda estacionaria.
- (2) Cálculo de un Stub simple, caso capacitivo.
- (3) Cálculo de un Stub simple, caso inductivo.

V-2.- IMPEDANCIA TERMINAL A PARTIR DEL PATRON DE ONDA ESTACIONARIA.

La impedancia normalizada en el máximo de voltaje es puramente resistiva y su valor es igual al valor de la razón de onda estacionaria. Apliquemos este principio al siguiente problema:

Suponga que la razón de onda estacionaria sobre una línea sin pérdidas es 3.70, y que la distancia z_1' y z_2' (los primeros dos mínimos desde la carga) son respectivamente 2.10 y 7.70 metros. Suponga también una impedancia característica de 600 ohms.

Entramos a la carta con un valor de $m = 3.7$ y $x_n = 0$ y trazamos un círculo correspondiente a los valores de la onda estacionaria (Figura v-1).

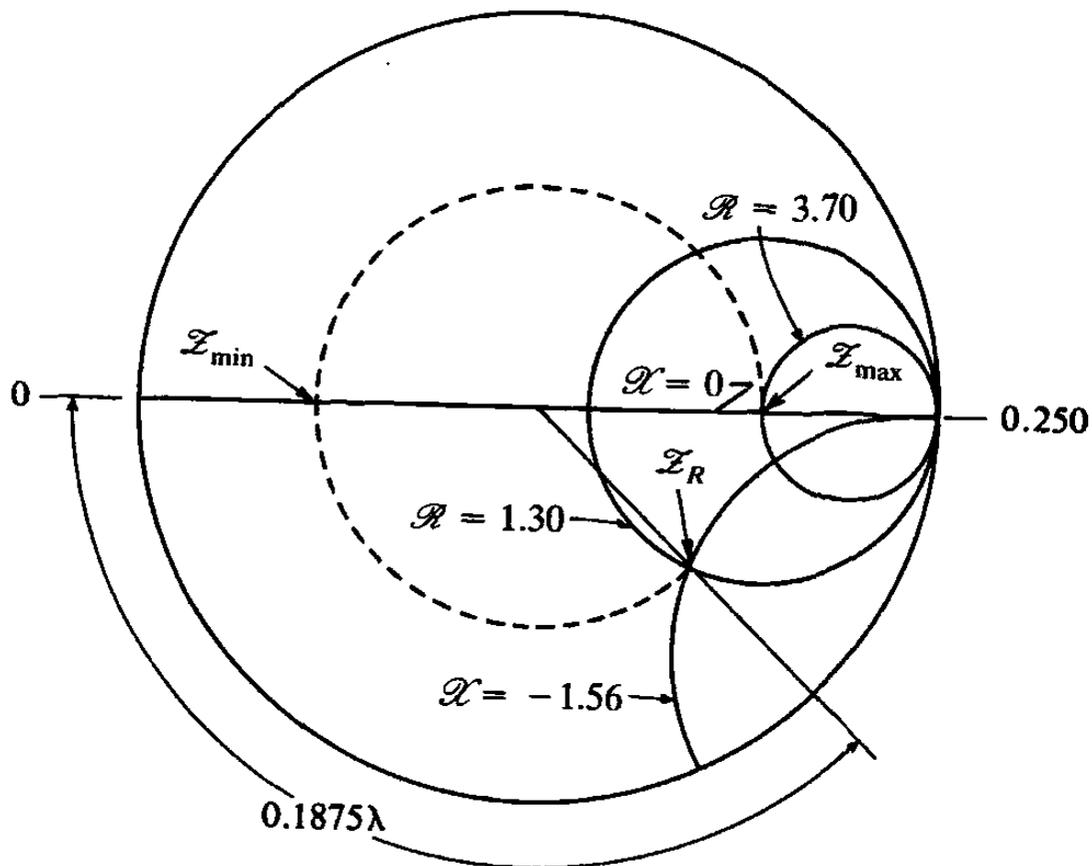


Figura v-1.- Caso (1)

Desplazándonos un cuarto de longitud de onda desde este punto, encontraremos un mínimo de voltaje, el cual corresponde al punto z_1' sobre la línea. Para localizar el lugar geométrico de la impedancia terminal, recorreremos el círculo en contra de las manecillas del reloj (dirección **hacia la carga**) un arco correspondiente a:

$$\frac{2.10}{(2)(7.70 - 2.10)} = 0.1875 \text{ longitudes de onda} = 0.1875\lambda$$

La impedancia normalizada encontrada es de $1.30 - j 1.56$. Consecuentemente la impedancia terminal es de : **780 - j 936 ohms**.

V-3.- DISEÑO DE UN STUB CAPACITIVO.

Una aplicación muy común de las líneas de transmisión de radio frecuencia es alimentar o conectar una antena a su transmisor. Si la impedancia de la carga (la antena, en este caso) es igual a la impedancia característica de la línea no existirán ondas estacionarias sobre la línea lo cual representa la condición deseable. Sin embargo, es frecuente que la impedancia de entrada de la antena no sea igual a la impedancia característica de la línea, por lo que se requiere de un circuito que permita el correcto acoplamiento de impedancias. Una técnica que elimina la onda estacionaria, es conectar un tramo de línea sin pérdidas terminada en corto circuito, **un stub**, en paralelo con la carga pero a una cierta distancia de ella, Figura v-2. Determinar la localización correcta del stub y su longitud correspondiente resulta un buen ejemplo de la aplicación de la carta de Smith.

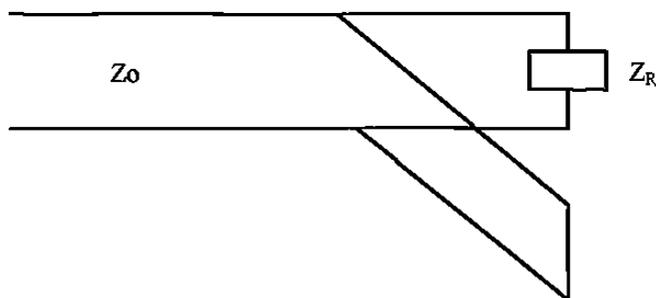


Figura v-2.- El Stub

Un stub en corto circuito presenta en su entrada una impedancia (y admitancia) puramente imaginaria. Si el stub es conectado en un punto sobre la línea en el que la admitancia de entrada tenga una componente resistiva (conductancia) igual a la de la línea (valor normalizado igual a 1) y la componente imaginaria del stub se hace tal que cancele la parte imaginaria de la impedancia de entrada en dicho punto, la impedancia resultante vista desde el generador, en el punto de unión, debe ser igual a la impedancia característica de la línea.

Si la admitancia normalizada de la carga es conocida, supongamos como ejemplo una admitancia normalizada de $3.00 - j 1.00$, éste será nuestro punto de entrada para trazar el círculo de onda estacionaria. En seguida buscamos la intersección con el círculo de parte real igual a 1. Realmente aquí ocurren dos intersecciones: una en la mitad superior de la gráfica ($1 + j 1.30$), y otra, en la mitad inferior ($1 - j 1.30$). Es importante resaltar que la interpretación de los signos de la parte imaginaria al trabajar con admitancias es contraria a la correspondiente con impedancias. El caso de la parte superior de la gráfica, corresponde a un efecto capacitivo el cual debe ser cancelado con un efecto inductivo. Por su parte, la región inferior corresponde a un efecto inductivo, el cual deberá cancelarse con un efecto capacitivo.

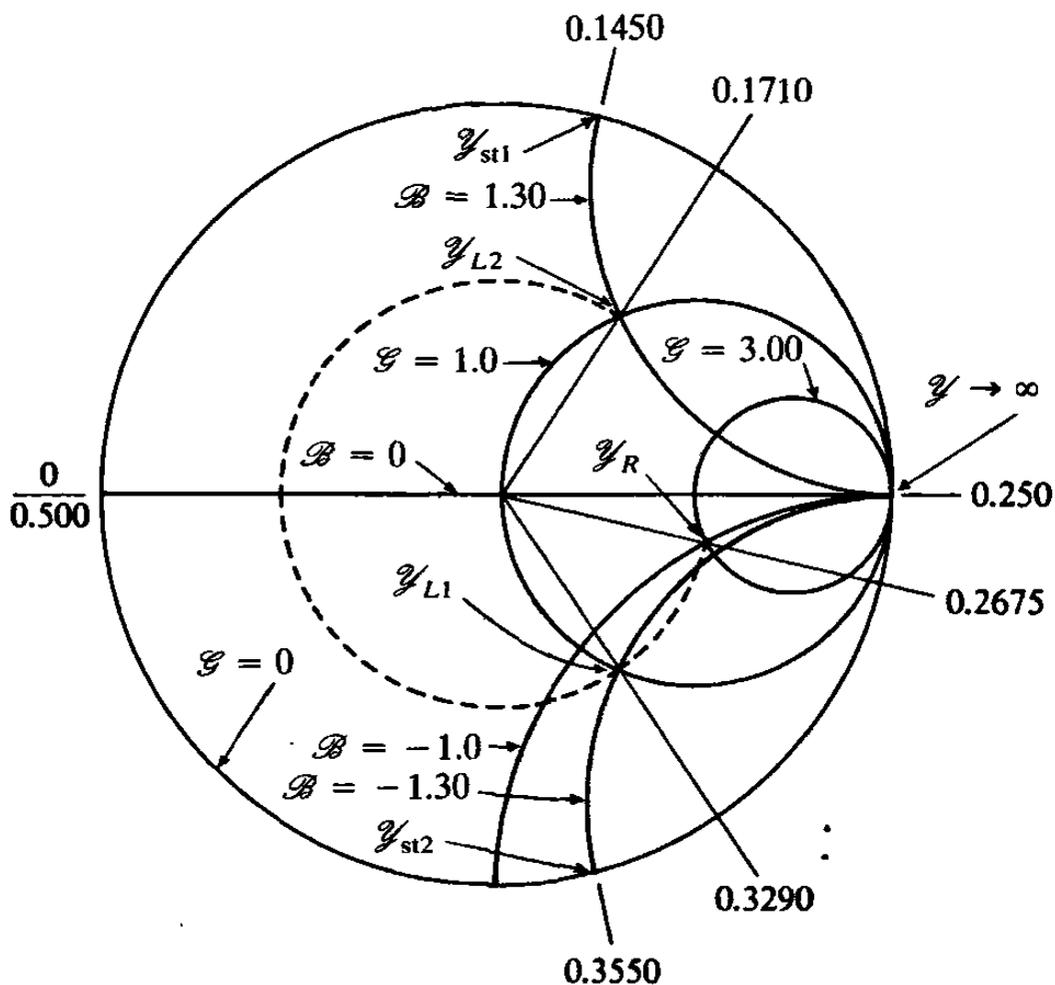


Figura v-3.- Solución gráfica para el Stub

La distancia desde el extremo terminal hasta la posición del stub para la solución con un **stub capacitivo**, para cancelar el efecto inductivo es: $0.3290 - 0.2675$ (Figura v-3), o 0.0615 longitudes de onda. El stub deberá presentar, de acuerdo a la gráfica, una admitancia normalizada de $0 + j 1.30$ para cancelar a $-j 1.30$.

Para encontrar la longitud correcta del stub, entramos a la gráfica en el lugar geométrico de la admitancia infinita (corto circuito), en el extremo derecho de la carta de Smith, y moviéndonos en favor de las manecillas del reloj, hacia el generador, localizamos el punto $0 + j 1.30$; la distancia recorrida es: $0.1450 + 0.500 - 0.250$ o 0.3950 longitudes de onda, la cual corresponde a la longitud del stub.

V-4.- DISEÑO DE UN STUB INDUCTIVO.

La distancia desde la carga para el stub inductivo es de $0.1710 + 0.500 = 0.4035$ longitudes de onda. La longitud del stub es encontrada iniciando en el punto de admitancia infinita y, recorriendo en favor de las manecillas del reloj la gráfica, hasta el punto $0 - j 1.3$ obteniéndose 0.1050 longitudes de onda. (Figura v-3).

CAPITULO VI

UNA ALTERNATIVA POR COMPUTADORA A LA CARTA DE SMITH

VI-1.- DESCRIPCION.

El programa consta de tres pantallas interactivas (Apéndice A) desde donde el usuario podrá, no solo obtener el diseño de stub de manera prácticamente instantánea, sino además, si lo desea, tendrá acceso a una pantalla gráfica con los trazos representativos, sobre la carta de Smith, del problema particular que se está resolviendo.

En las siguientes secciones se explicará el proceso de captura de datos (pantalla 1) y la forma de obtener los resultados, tanto numéricos como gráficos (pantallas 2 y 3).

VI-2.- PANTALLA 1

El programa corre desde la primer pantalla la cual es solo la presentación. La interacción con el usuario es a través dos botones de control: uno para “iniciar” y otro para abandonar el programa, “salir”. Al oprimir el botón “iniciar” el programa nos traslada a la pantalla 2.

VI-3.- PANTALLA 2

La pantalla 2 consta de dos secciones principales: la de datos de entrada y la de resultados; aparte, obviamente, de su sección de control. Los datos de entrada que se solicitan son: la impedancia de la carga y la impedancia característica de la línea en ohms.

Al oprimir el botón de “calcular” aparecerán en la sección de resultados el coeficiente de reflexión, el ángulo del coeficiente de reflexión y la razón de onda estacionaria en el lado izquierdo de la pantalla; y en el lado derecho las dimensiones del stub en longitudes de onda. La “opción 1” corresponde al stub inductivo y la “opción 2” corresponde al stub capacitivo.

Al activar el botón “graficar” el programa nos traslada a la pantalla 3 la cual es una pantalla gráfica. Dentro de la sección de controles de la pantalla 2 se tiene la opción de salir del programa accionando el botón “salir”. o bien, volver a la pantalla 1 para reiniciar oprimiendo el botón “reinicio”.

NOTA: Al observar la pantalla 2 (en el apéndice A) aparecen algunos cuadros aparentemente sobrepuestos, este empalme existe solo a nivel programador, y son parte importante de la presentación en el transcurso de la ejecución, pero son invisibles al usuario.

VI-4.- PANTALLA 3

La pantalla 3 nos permite ver gráficamente la localización del lugar geométrico de la impedancia de carga con sus círculos de parte real e imaginaria plenamente identificados sobre la carta de Smith. Así mismo se presenta el círculo de onda estacionaria, en otro color, lo que permite una vez más, identificar perfectamente cada trazo en cuestión.

Aquí desamos resaltar la **gran utilidad, desde el punto de vista didáctico**, que esta pantalla gráfica representa para el mejor entendimiento de la carta de Smith y del

comportamiento de las líneas de transmisión, ya que al emprender este trabajo nuestro objetivo no era solo la simplificación de los procesos de cálculo sino dejar también una ayuda en los procesos de enseñanza-aprendizaje en esta rama de la ingeniería de las líneas de transmisión de radiofrecuencia.

El botón “activar pantalla” nos permite desplegar la carta de Smith sobre la que se graficarán las curvas correspondientes al problema particular. Al activar “graficar solución” automáticamente aparecerán sobre la carta de Smith los trazos correspondientes a las curvas particulares del problema. La pantalla cuenta con un botón de “salir” para abandonar el programa.

VI-5.- COMPROBACION

La finalidad de esta sección es mostrar los resultados de algunos de los problemas particulares “desarrollados a mano” y luego con el programa para certificar la validez del mismo.

Z_R en ohms	Z_0 en ohms	K	ángulo en grados	SWR	dist ₁ en long. de onda	long ₁ en long. de onda	dist ₂ en long. de onda	long ₂ en long. de onda
30-j20	70	0.438	-142	2.56	0.463	0.126	0.141	0.373
50-j50	50	0.447	-63	2.61	0.07	0.125	0.25	0.375
100+j50	75	0.307	47.4	1.88	0.21	0.158	0.416	0.341
600+j100	200	0.511	6.91	3.09	0.177	0.111	0.341	0.388
300+j60	600	0.339	164	2.02	0.381	0.150	0.076	0.349
200+j200	500	0.495	130	2.96	0.347	0.114	0.014	0.385
0+j0	50	1	180	infinito	*	*	*	*
50+j0	50	0	0	1	+	+	+	+

50+j9999	25	1	?	infinito	*	*	*	*
0+j50	25	1	?	infinito	*	*	*	*
200+j0	100	0.333	0	2	0.152	0.152	0.347	0.347
25-j80	50	0.76	-60.5	7.48	0.11	0.06	0.22	0.436
500-j200	100	0.707	-8.1	5.82	0.176	0.073	0.30	0.42

* Acoplamiento Imposible

+ Acoplamiento Correcto

VI-6.- CONCLUSIONES.

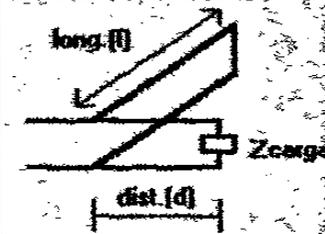
Considero que el programa realizado tiene dos virtudes importantes que deseo resaltar:

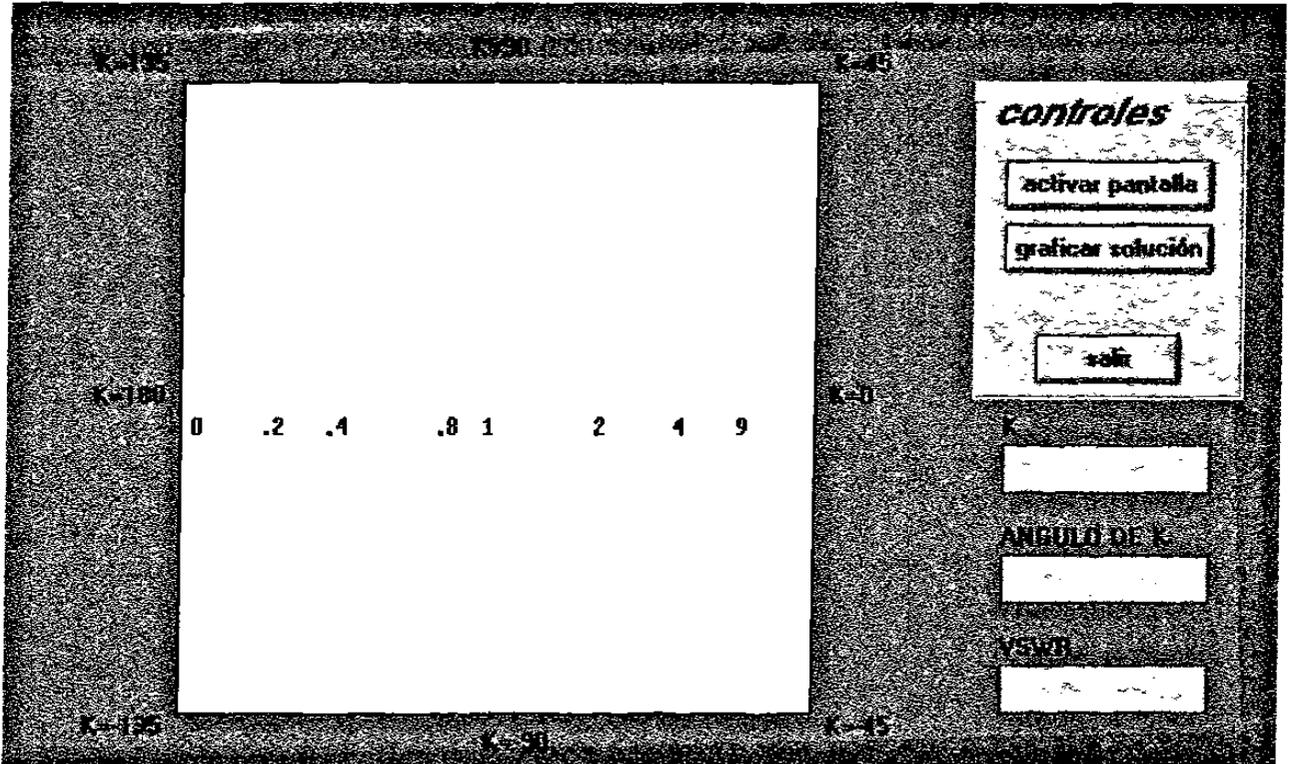
- 1.- Reduce, una simple activación de un botón en la pantalla, el cálculo de un stub; en vez del tedioso procedimiento gráfico.
- 2.- Representa una ayuda didáctica en la enseñanza de la ingeniería de las líneas de transmisión de radiofrecuencia.

APENDICE A

PANTALLAS Y CODIGO



IMPEDANCIA DE CARGA $Z_{carga} =$ <input type="text"/> +j <input type="text"/> otras		controles <input type="button" value="calcular"/> <input type="button" value="salir"/> <input type="button" value="graficar"/> <input type="button" value="inicio"/>
parte real parte imag.		
IMPEDANCIA CARACTERISTICA $Z_0 =$ <input type="text"/> otras		
DATOS DE ENTRADA		
COEFICIENTE DE REFLEXION <input type="text"/>	DISEÑO DEL STUB	manejo
en grados		<input type="text"/>
ANGULO DEL COEFICIENTE DE REFLEXION <input type="text"/>		<input type="text"/>
RAZON DE ONDA ESTACIONARIA <input type="text"/>		<input type="text"/>
		<input type="text"/>
		<input type="text"/>
RESULTADOS		



```
Sub Command1_Click ()  
End  
End Sub
```

```
Sub Command3D1_Click ()  
form2.Visible = True  
form1.Visible = False  
End Sub
```

```
Sub Command3D2_Click ()  
End  
End Sub
```

```
Dim ZLREAL As Single
Dim ZLIMAG As Single
Dim ZCARAC As Single
Dim NUMKREAL As Single
Dim DENKREAL As Single
Dim MAGNUM As Single
Dim ANGNUM As Single
Dim MAGDEN As Single
Dim ANGDEN As Single
Dim K As Single
Dim THETAK As Single
Dim A As Single
Dim B As Single
Dim VSWR As Single
Dim ANGNUMOK As Single
Dim PHI As Single
Dim PHIR As Single
Dim C As Single
Dim D As Single
Dim E As Single
Dim ERAD As Single
Dim ZDISTLAMDA As Single
Dim YDISTLAMDA As Single
Dim XN As Single
Dim SENPHI As Single
Dim COSPHI As Single
Dim PHILONG As Single
Dim INXN As Single
Dim LONGLAMDA As Single
Dim LONGLAMDA2 As Single
Dim PHI2 As Single
Dim E2 As Single
Dim ERAD2 As Single
Dim ZDISTLAMDA2 As Single
Dim YDISTLAMDA2 As Single

Sub Command3D1_Click ()
    ZLREAL = Text1.Text
    ZLIMAG = text2.Text
    ZCARAC = text3.Text

    If ZLREAL = 0 And ZLIMAG = 0 Then
        text4.Text = "1"
        text5.Text = "180"
        text6.Text = "infinito"
        frame3d3.Visible = True
        text11.Text = "Acoplamiento Imposible."
    Else
```

```
If ZLREAL = ZCARAC And ZLIMAG = 0 Then
text4.Text = "0"
text5.Text = "0"
text6.Text = "1"
frame3d3.Visible = True
text11.Text = "Acoplamiento Correcto."
Else
NUMKREAL = ZLREAL - ZCARAC
DENKREAL = ZLREAL + ZCARAC
MAGNUM = (NUMKREAL ^ 2 + ZLIMAG ^ 2) ^ .5
MAGDEN = (DENKREAL ^ 2 + ZLIMAG ^ 2) ^ .5
K = MAGNUM / MAGDEN
```

```
If K > .99 Then
text4.Text = K
text5.Text = "ignorado"
text6.Text = "infinito"
frame3d3.Visible = True
text11.Text = "Acoplamiento Imposible."
Else
VSWR = (1 + K) / (1 - K)
text6.Text = VSWR
```

```
If NUMKREAL = 0 And ZLIMAG > 0 Then
ANGNUM = 90
ElseIf NUMKREAL = 0 And ZLIMAG < 0 Then
ANGNUM = -90
Else
A = ZLIMAG / NUMKREAL
ANGNUM = (Atn(A)) * 57.295773
End If
```

```
If DENKREAL = 0 Then
ANGDEN = 90
Else
B = ZLIMAG / DENKREAL
ANGDEN = (Atn(B)) * 57.295773
End If
```

```
If NUMKREAL < 0 And ZLIMAG > 0 Then
ANGNUMOK = 180 + ANGNUM
Else
```

```
If NUMKREAL < 0 And ZLIMAG < 0 Then
ANGNUMOK = -180 + ANGNUM
Else
ANGNUMOK = ANGNUM
End If
```

```
End If

THETAK = ANGNUMOK - ANGDEN
text4.Text = K

If ZLREAL < ZCARAC And ZLIMAG = 0 Then
text5.Text = "180"
Else
text5.Text = THETAK
label28.Visible = True
End If

PHIR = Atn(-K / Sqr(-K * K + 1)) + 1.5708
PHI = PHIR * (180 / 3.141593)

If THETAK > PHI Then
E = THETAK - PHI
Else
C = THETAK + 180
D = 180 - PHI
E = C + D

If E < 180 Then
E = E + 360
End If

End If

PHI2 = PHI * (-1)

If THETAK < PHI2 Then
E2 = 360 + THETAK - PHI2
Else
E2 = THETAK - PHI2

If E2 > 180 Then
E2 = E2 - 360
End If

End If

ERAD = E * .017453229
ZDISTLAMDA = ERAD / 12.56637
ERAD2 = E2 * .017453229
ZDISTLAMDA2 = ERAD2 / 12.56637
```

```
If THETAK > PHI Then
YDISTLAMDA = ZDISTLAMDA + .25
Else
YDISTLAMDA = ZDISTLAMDA - .25
End If
```

```
If THETAK < PHI2 Then
YDISTLAMDA2 = ZDISTLAMDA2 - .25
Else
YDISTLAMDA2 = ZDISTLAMDA2 + .25
End If
```

```
SENPHI = Sin(PHIR)
COSPFI = Cos(PHIR)
XN = (2 * K * SENPHI) / (1 - (2 * K * COSPFI) + (K ^ 2))
INXN = 1 / XN
PHILONG = (Atn(INXN)) * (57.295773 * 2)
LONGLAMDA2 = (180 + (180 - PHILONG)) / 720
LONGLAMDA = PHILONG / 720
text7.Text = YDISTLAMDA
text8.Text = LONGLAMDA
text9.Text = YDISTLAMDA2
text10.Text = LONGLAMDA2
```

```
End If
End If
End If
```

```
End Sub
```

```
Sub Command3D2_Click ()
End
End Sub
```

```
Sub Command3D3_Click ()
```

```
form3.Visible = True
form2.Visible = False
```

```
End Sub
```

```
Dim RADIO As Single
Dim ZO As Single
Dim RNORM As Single
Dim XNORM As Single
Dim ROHM As Single
Dim XOHM As Single
Dim XXX As Single
Dim YYY As Single
Dim RADREAL As Single
Dim RADIMAG As Single
Dim CENTREAL As Single
Dim CENTIMAG As Single
```

```
Sub Command1_Click ()
picture1.Scale (-40, 40)-(40, -40)
picture1.Line (-40, 0)-(40, 0), RGB(0, 0, 255)
```

```
End Sub
```

```
Sub Command2_Click ()
End
End Sub
```

```
Sub Command3D1_Click ()
Label1.Visible = True
Label2.Visible = True
Label3.Visible = True
Label4.Visible = True
Label5.Visible = True
Label6.Visible = True
Label7.Visible = True
Label8.Visible = True
Label9.Visible = True
Label10.Visible = True
Label11.Visible = True
Label12.Visible = True
Label13.Visible = True
Label14.Visible = True
Label15.Visible = True
Label16.Visible = True
Label17.Visible = True
Label18.Visible = True
Label19.Visible = True
Label20.Visible = True
Label21.Visible = True
Label22.Visible = True
Label23.Visible = True
picture1.Scale (-40, 40)-(40, -40)
picture1.Line (-40, 0)-(40, 0), RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (0, 0), 40, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (6.66666, 0), 33.33333, RGB(255, 0, 0)
```

```

picture1.Circle (11.42857, 0), 28.57143, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (17.77778, 0), 22.22222, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (20, 0), 20, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (26.66667, 0), 13.33333, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (32, 0), 8, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (36, 0), 4, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, 200), 200, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, -200), 200, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, 100), 100, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, -100), 100, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, 50), 50, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, -50), 50, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, 40), 40, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, -40), 40, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, 20), 20, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, -20), 20, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, 10), 10, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, -10), 10, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, 4), 4, RGB(255, 0, 0)
picture1.Circle (40, -4), 4, RGB(255, 0, 0)
End Sub

```

```

Sub Command3D2_Click ()
    Text1.Text = form2.Text4.Text
    text2.Text = form2.Text5.Text
    Text3.Text = form2.Text6.Text
    picture1.DrawWidth = 1
    picture1.Scale (-40, 40)- (40, -40)
    ROHM = form2.Text1.Text
    XOHM = form2.Text2.Text
    ZO = form2.Text3.Text
    RNORM = ROHM / ZO
    XNORM = XOHM / ZO
    CENTREAL = (RNORM / (RNORM + 1)) * 40
    RADREAL = (1 / (RNORM + 1)) * 40
    picture1.Circle (CENTREAL, 0), RADREAL, RGB(255, 255, 255)
    YYY = Abs(XNORM)

    If YYY > 0 Then
        RADIMAG = (1 / YYY) * 40
        CENTIMAG = RADIMAG
    Else
        picture1.Line (-40, 0)- (40, 0), RGB(255, 255, 255)
    End If

    If XOHM < 0 Then
        CENTIMAG = CENTIMAG * (-1)
    picture1.Circle (40, CENTIMAG), RADIMAG, RGB(255, 255, 255)
    Else
        picture1.Circle (40, CENTIMAG), RADIMAG, RGB(255, 255, 255)
    End If
End Sub

```

```
If text2.Text = "ignorado" Then
picture1.Circle (0, 0), 40, RGB(0, 0, 255)
Else
XXX = Text1.Text
RADIO = XXX * 40
picture1.Circle (0, 0), RADIO, RGB(0, 0, 255)
End If

If text2.Text = "0" Then
picture1.Circle (0, 0), 1, RGB(0, 0, 255)
Else
End If

If text2.Text = "180" Then
picture1.Line (0, 0)-(-40, 0), RGB(0, 255, 0)
Else

If text2.Text = "ignorado" Then
picture1.Line (-2, 0)-(2, 0), RGB(0, 255, 0)
Else
ANGK = text2.Text
ANGKRAD = ANGK * .01745329
X = (Cos(ANGKRAD)) * 40
Y = (Sin(ANGKRAD)) * 40
picture1.Line (0, 0)-(X, Y), RGB(0, 255, 0)

End If
End If
End Sub

Sub Command3D4_Click ()
End

End Sub
```

APENDICE B

FORMULARIO GENERAL DE LINEAS DE TRANSMISION

$$K = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0}$$

$$K = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}$$

$$SWR = \frac{1 + |K|}{1 - |K|}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(r + j\omega l)}{(g + j\omega c)}}$$

$$v = \frac{\omega}{\beta}$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$$

CASO PARTICULAR: LINEA SIN PERDIDAS

$$v = \frac{1}{\sqrt{lc}}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{l}{c}}$$

TERMINOLOGIA

Z_R = Impedancia de carga

- Z_0 = Impedancia característica
 K = Coeficiente de reflexión
 SWR = Razón de onda estacionaria
 γ = función de propagación
 α = constante de atenuación
 β = Constante de fase
 r = Resistencia distribuida
 l = Inductancia distribuida
 g = Conductancia distribuida
 c = Capacitancia distribuida
 v = Velocidad de propagación
 λ = Longitud de onda
 z' = distancia medida a partir de la carga
 Y_R = Admitancia de carga
 Y_0 = Admitancia característica
 Z_{ab} = Impedancia en circuito abierto
 Z_{cc} = Impedancia en corto circuito
 $\phi = \theta_K - 2\beta z'$
 θ_K = Angulo del coeficiente de reflexión
 $R(z')$ = Parte resistiva de la impedancia de entrada
 $X(z')$ = Parte reactiva de la impedancia de entrada
 $r_n = \mathcal{R}$ = Resistencia normalizada
 $x_n = \mathcal{X}$ = Reactancia normalizada

APENDICE C

FUNCIONES HIPERBOLICAS Y DE ARGUMENTOS COMPLEJOS

$$\operatorname{senh} \alpha z' = \frac{e^{\alpha z'} - e^{-\alpha z'}}{2}$$

$$\operatorname{cosh} \alpha z' = \frac{e^{\alpha z'} + e^{-\alpha z'}}{2}$$

$$\tanh \alpha z' = \frac{\operatorname{senh} \alpha z'}{\operatorname{cosh} \alpha z'}$$

$$\operatorname{sen} \beta z' = \frac{e^{j\beta z'} - e^{-j\beta z'}}{2j}$$

$$\operatorname{cos} \beta z' = \frac{e^{j\beta z'} + e^{-j\beta z'}}{2}$$

$$\tan \beta z' = \frac{\operatorname{sen} \beta z'}{\operatorname{cos} \beta z'}$$

Bibliografía:

- 1.- Everitt W.L. y Anner G.E.
Ingeniería de Comunicaciones
Arbó S.A.C.I. (1961)
- 2.- Gieck Kurt
Manual de Fórmulas Técnicas (Edición 19)
Alfaomega (1993)
- 3.- Kreyszig Erwin
Advanced Engineering Mathematics (Tercera Edición)
Wiley International Edition (1972)
- 4.- Cheng David K.
Field and Wave Electromagnetics (Segunda Edición)
Addison Wesley (1992)
- 5.- Chipman R.A.
Líneas de Transmisión
McGraw-Hill (1971)
- 6.- Skilling Hugh
Electric Transmission Lines
McGraw-Hill (1951)
- 7.- Nelson Ross
Guía Completa de Visual Basic para Windows (Segunda Edición)
McGraw-Hill (1994)

RESUMEN AUTOBIOGRAFICO

Ing. Fernando Estrada Salazar

Candidato para el grado de:

**MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA ELECTRICA CON
ESPECIALIDAD EN ELECTRONICA**

Tesis:

UNA ALTERNATIVA POR COMPUTADORA A LA CARTA DE SMITH

Campo de Estudio: Ingeniería Mecánica y Eléctrica

Datos Biográficos:

Datos personales: Nacido en San Luis Potosí S.L.P. el 30 de Septiembre de 1947. Hijo de Antonio Estrada Jasso y María de la Luz Salazar.

Estudios: Egresado de la Universidad Autónoma de Nuevo León en 1973 de la carrera de Ingeniero Mecánico Electricista.

Experiencia Docente y Profesional:

Maestro en los departamentos de Electrónica y Comunicaciones en la FIME desde 1973.

Jefe de Carrera de Electrónica y Comunicaciones desde 1990

Organizaciones Profesionales: Miembro del Colegio de Ingenieros en Comunicaciones y Electrónica (CICE).

