



CINVESTAV-IPN
Biblioteca de Ingeniería Eléctrica



FB0000013837

CENTRO DE INVESTIGACION Y DE
ESTUDIOS AVANZADOS DEL
I. P. N.
BIBLIOTECA
INGENIERIA ELECTRICA

**Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del
I.P.N.
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Sección de Computación**



**SIPDASLIT
Sistema Informático para el Diseño y Análisis de
Sistemas de Líneas de Transmisión**

Tesis presentada por el **Ing. Alejandro Juárez Olivárez** para obtener el grado de **Maestro en Ciencias** en la especialidad de **Ingeniería Eléctrica** con opción en **Computación**.

Director de la Tesis: **Dr. Jorge Buenabad Chávez**
CINVESTAV
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Sección de
Computación.

México, D.F.

CENTRO DE INVESTIGACION Y DE
ESTUDIOS AVANZADOS DEL
I. P. N.
BIBLIOTECA
INGENIERIA ELECTRICA

Abril del 2000

X M

CLASSIF.	00.9
ACQUIS.	SI-15.798
FRONA	17 OCTUBRE-2000
PROCES.	TESIS-00

RESUMEN

Los sistemas de comunicación electrónica pueden dividirse en dos grandes grupos: los que transmiten una onda al aire por medio de una antena, y los que transmiten señales eléctricas a través de un medio físico como líneas de transmisión, guías de onda (un solo conductor hueco) o fibras ópticas. Las líneas de transmisión son las que más se han usado hasta ahora, por lo que un conocimiento sólido de éstas es esencial para los Ingenieros en Comunicaciones y Electrónica. El estudio de las líneas de transmisión se basa en un conjunto de conceptos que conducen a la creación de métodos gráficos como una alternativa para facilitar y acelerar los cálculos. De tales métodos, el más empleado es la carta de Smith por las ventajas que ofrece sobre otras alternativas. Sin embargo, la baja calidad de los instrumentos de dibujo y de las cartas mismas influyen notablemente en la obtención de resultados inconsistentes que interfieren con el proceso de enseñanza.

Esta tesis presenta SIPDASLIT, el Sistema Informático para el Diseño y Análisis de Sistemas de Líneas de Transmisión, que facilita el trabajo con la carta de Smith. SIPDASLIT ofrece resultados consistentes, reduce el tiempo de cálculo, muestra en la pantalla de la computadora sólo los elementos necesarios de la carta de Smith, entre otras características, contribuyendo a la mejor comprensión y a la reducción del tiempo de entrenamiento del uso de la carta. Los posibles usos futuros de SIPDASLIT incluyen la elaboración de herramientas que apoyen la realización de prácticas de laboratorio y el uso de la carta de Smith para el trabajo con datos obtenidos con instrumentos de medición.

CENTRO DE INVESTIGACION Y DE
ESTUDIOS AVANZADOS DEL
I. P. N.
BIBLIOTECA
INGENIERIA ELECTRICA

A mis Padres
Leonor Alejandro
Por todo lo que me han dado

CENTRO DE INVESTIGACION Y DE
ESTUDIOS AVANZADOS DEL
I. P. N.
BIBLIOTECA
INGENIERIA ELECTRICA

A Lilia
Por su amor y apoyo ilimitados

A mis Hermanos
José Manuel Rafael Rosa María
Por su entrañable cercanía

A Eunice
Por su primer aniversario

Agradecimientos

*Al Dr. Jorge Buenabad Chávez
Por la confianza que depositó en mí*

*Al Ing. José Luis Flores Vera
Por su interés en esta empresa*

*A los miembros de la Academia de
Electromagnetismo que me brindaron su apoyo*

*Al Instituto Politécnico Nacional
Que ha permitido mi formación y superación*

CONTENIDO

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 2. MEDIOS DE COMUNICACIÓN	5
2.1 EL TELÉGRAFO	5
2.2 EL TELÉFONO	6
2.3 HERTZ Y LAS ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS	7
2.4 EMISIÓN DE ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS	9
2.5 INICIO DE LAS COMUNICACIONES INALÁMBRICAS	11
2.6 DESARROLLO DE LA RADIO	13
2.7 LA TELEVISIÓN	15
2.8 REDES DE COMUNICACIÓN PARA VOZ Y DATOS	18
CAPÍTULO 3. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	26
3.1 ECUACIONES GENERALES DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN	26
3.2 LÍNEAS DE BAJAS PÉRDIDAS	31
3.3 COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE ONDAS DE VOLTAJE	32
3.4 IMPEDANCIA EN CUALQUIER PUNTO DE LA LÍNEA	35
3.5 ONDA ESTACIONARIA	37
CAPÍTULO 4. AYUDAS GRÁFICAS: CARTA DE SMITH	40
4.1 DIFERENTES TIPOS DE CARTAS	40
4.2 CONSTRUCCIÓN DE LA CARTA DE SMITH	42
4.3 COORDENADAS DEL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN	47
4.4 COORDENADAS PARA ONDA ESTACIONARIA	47
4.5 TRANSFORMACIÓN DE IMPEDANCIAS	51
4.6 COORDENADAS DE ADMITANCIA NORMALIZADA	53
CAPÍTULO 5. SIPDASLIT	58
5.1 INTRODUCCIÓN	58
5.2 INTERFAZ DE USUARIO	59
5.3 ANÁLISIS DE CASOS	63
5.3 TRANSFORMACIÓN DE IMPEDANCIAS	69
CAPÍTULO 6. EL INTERIOR DE SIPDASLIT	83
6.1 REQUERIMIENTOS Y LENGUAJE DE PROGRAMACIÓN	83
6.2 FUNCIONES	84
6.3 CASOS ESPECIALES Y SU SOLUCIÓN	87
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES	89
BIBLIOGRAFÍA	91

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

En nuestros días la información tiene una importancia que es difícil ponderar en su total magnitud, debido a que, cada vez más, todos los aspectos de nuestra vida dependen de ella.

No hace mucho tiempo Thomas A. Edison pudo crear la manera de obtener los últimos índices bursátiles, por medio de un teletipo, directamente desde el Mercado de Valores. Esto concedió a sus socios la importante ventaja, sobre el resto de los inversionistas, de contar con la información más reciente y de forma inmediata para tomar las acciones más adecuadas.

Actualmente la información financiera es sólo uno de los muchos tipos de información en que la gente está interesada, ya sea por razones profesionales, educativas, familiares, de simple esparcimiento, etc.

El éxito o fracaso de un sinnúmero de actividades depende en gran medida de que la información utilizada sea completa, actualizada, rápida y confiable.

Estar en contacto con un familiar enfermo, obtener estados de cuentas bancarias en un cajero automático, conocer el historial médico de un paciente en un centro de seguridad social, disfrutar de un espectáculo a través de un sistema de televisión de paga, consultar un banco de datos de una institución en el otro lado del mundo usando la Internet, son sólo algunas de las infinitas actividades en que la información es el principal interés de las personas, y los sistemas de comunicación, el medio que la hace accesible.

Los medios electrónicos de comunicación son actualmente de tal importancia y es tal la amplitud de sus usos y aplicaciones, que no es arriesgado decir que intervienen casi en la totalidad de nuestras vidas.

Los sistemas de comunicación han evolucionado de una manera vertiginosa gracias a los avances en áreas científicas tales como la microelectrónica, sistemas de altas frecuencias, física de materiales, etc. Esto ha permitido que la transmisión de información sea más confiable, rápida, económica y esté a la altura de las necesidades de los usuarios y de la cantidad de información que se genera día con día.

Cada tipo de sistema de comunicación tiene sus propias ventajas y desventajas comparado con los demás, así como campos de aplicación que convienen más a sus características. Es tarea de los diseñadores determinar cuál

alternativa conviene a cada caso en particular, tanto si se está desarrollando un sistema nuevo, como si se trata de renovar o adaptar uno ya en uso.

El método que históricamente se ha empleado más ampliamente para transmitir señales eléctricas que transporten información, es el de cables conductores (líneas de transmisión). Esto es el caso desde los tiempos de Morse y las primeras transmisiones telegráficas, pasando por Graham Bell y su rudimentario teléfono, hasta llegar a las redes de computadoras y los sistemas de televisión por cable de la actualidad.

Su bajo costo y disponibilidad, así como sus características mecánicas y de durabilidad, han hecho de las líneas de transmisión la primera opción en muchos sistemas de comunicación, y es la única cuando se trata de la generación y distribución de energía eléctrica.

Los ingenieros que diseñan sistemas de comunicación deben tener en consideración aspectos muy diversos que van desde las características geográficas y climáticas del lugar, hasta los aspectos técnicos y teóricos especializados de los sistemas de comunicación, en general, y de las líneas de transmisión, en particular. Si bien todos estos aspectos son importantes, sólo los últimos dos constituyen parte de la formación académica de los Ingenieros en Comunicaciones y Electrónica egresados de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica del I.P.N.

Entre las múltiples asignaturas incluidas en el plan curricular de esta carrera, la de Electromagnetismo II contempla en su programa el estudio de las líneas de transmisión con el siguiente enfoque. Al considerarlas como un circuito eléctrico, empleando el concepto de constantes distribuidas, es posible aplicar la Teoría de Circuitos para aligerar un poco el aspecto matemático de su estudio. Este rumbo facilita la comprensión del comportamiento de las señales que transporta la línea, y conduce de manera directa al desarrollo de un método gráfico, la Carta de Smith, que permite el análisis de diferentes parámetros y facilita el diseño de sistemas de acoplamiento.

La enseñanza del manejo de la Carta de Smith empieza con la solución de casos muy sencillos (que se resolvieron en la primera parte del curso usando las fórmulas matemáticas desarrolladas previamente) para familiarizarse con la forma en que algunos parámetros de la línea son representados en la carta, y aprender a manejar las coordenadas y escalas respectivas. Así se avanza en la complejidad de los casos hasta adquirir el dominio total de esta herramienta.

En cualquier área de la ciencia, los métodos gráficos, usados como alternativa a los métodos matemáticos correspondientes, suponen una pérdida de precisión que se admite como el precio a pagar por lo que se gana en facilidad de uso, percepción global de la situación, visión de aspectos que no se apreciarían de ninguna otra forma, y rapidez de cálculo.

Esta pérdida de precisión, inherente a los métodos gráficos, puede verse agravada por el uso de instrumentos de dibujo (regla, escuadra, compás, transportador, etc.) con defectos en las escalas o manufacturados con materiales de baja calidad, lápices mal afilados que producen líneas tan gruesas que impiden realizar una estimación correcta (en la lectura o en el trazo) o, lo que es peor, cartas cuyo diseño, cálculo e impresión no sean suficientemente buenos.

A diferencia de las hojas de papel milimétrico, polar o logarítmico, que se emplean en muchas áreas y tienen una demanda suficiente para motivar a la industria a ofrecer productos de calidad, la Carta de Smith tiene un mercado tan reducido que su elaboración es prácticamente artesanal y su precisión no tan buena como sería deseable. Esto puede producir resultados variables, para los mismos datos y los mismos procedimientos, que resultan desconcertantes para los estudiantes y aun para los profesores.

Ante este panorama es más que evidente la conveniencia de contar con una alternativa que esté a la altura de las necesidades y expectativas de los usuarios de este instrumento didáctico.

En respuesta a lo anterior se ha creado un programa informático que permite y facilita el uso de la Carta de Smith, auxiliando así a la formación de Ingenieros en Comunicaciones y Electrónica.

Este programa es el Sistema Informático para el Diseño y Análisis de Sistemas de Líneas de Transmisión (SIPDASLIT) cuya función es la de implementar las funciones de la Carta de Smith para:

- Determinar el Coeficiente de Reflexión.
- Encontrar la Relación de Onda Estacionaria (VSWR por sus siglas en inglés) y la posición de los mínimos de voltaje.
- Resolver casos de transformación de impedancias, para líneas con o sin pérdidas.

Por medio de un sistema de menús, en el que se consideran todos los casos estudiados en clase, el programa permite al usuario seleccionar el tipo de problema que desea resolver y le presenta en la pantalla la Carta de Smith, mostrando sólo las escalas necesarias para dicho problema, indicando los pasos que debe seguir hasta encontrar la solución. Esto ayuda al estudiante a concentrarse en la forma en que cada dato y cada resultado son representados en la carta para, así, mejorar la comprensión de su uso y funcionamiento.

La interfaz gráfica ha sido diseñada para facilitar la introducción de datos de una forma interactiva. Esta característica del programa permite apreciar aspectos que no se pueden observar de otra forma. Por ejemplo, la interdependencia del Coeficiente de Reflexión, la Impedancia (Admitancia) Normalizada y la VSWR puede verse claramente para entender cómo la variación de uno de ellos (total o de una sola de sus partes constitutivas) determina el valor de los otros dos factores de una manera única y singular.

Los profesores que imparten esta asignatura también se verán beneficiados con SIPDASLIT, pues con él podrán diseñar ejercicios, problemas, ejemplos para la clase o exámenes de una manera fácil y rápida, obteniendo para todos ellos resultados consistentes que permitirán a los alumnos un mejor aprovechamiento.

Para terminar con esta introducción, a continuación se indica, en líneas generales, la forma en que se organiza el resto de la tesis:

En el capítulo 2 se presenta un breve panorama de los medios electrónicos de comunicación y se hace un recuento de las principales características que deben tener para satisfacer las necesidades de la comunicación actual.

En el capítulo 3 se desarrolla la teoría de las Líneas de Transmisión, con la introducción de las ideas básicas del análisis por medio de la Teoría de Circuitos, para establecer las ecuaciones matemáticas que gobiernan el comportamiento de la señal eléctrica transportada por este medio. Asimismo se introducen los parámetros más importantes que caracterizan la distribución de las ondas de voltaje y corriente que se propagan por la línea.

En el capítulo 4 se toman como base algunos conceptos del capítulo anterior para construir la Carta de Smith, y se explican los procedimientos para cada uno de los usos de la misma. Además se presenta una visión de la forma en que actualmente se enseña el uso de la Carta de Smith indicando los pros y contras de los materiales empleados. Para terminar se mencionan algunas alternativas disponibles y se enumeran las razones para implementar el sistema que aquí se presenta.

En el capítulo 5 se muestra el diseño conceptual de SIPDASLIT, por medio de un diagrama a bloques, y se describen los módulos que lo componen. Se indica, además, la función de cada elemento de la pantalla, así como la forma de introducir datos e interpretar resultados para cada una de las opciones (casos) disponibles en el menú principal.

En el capítulo 6 se enlistan los aspectos considerados para la selección de la plataforma en que trabaja el programa, el lenguaje de programación utilizado y los requerimientos mínimos del equipo necesario para su operación. También se mencionan algunos problemas encontrados durante la fase de programación (funciones gráficas especialmente) y la forma en que fueron resueltos.

En el capítulo 7 se enumeran las ventajas que tiene SIPDASLIT, sobre las cartas en papel gráfico, así como las posibilidades de futuros proyectos.

CAPÍTULO 2 MEDIOS DE COMUNICACIÓN

En este capítulo se presenta un breve panorama histórico, desde una perspectiva de la Teoría Electromagnética, de los medios electrónicos de comunicación. En muchos casos se hará referencia a las leyes y descubrimientos, así como a sus autores, que permitieron la concepción, creación y desarrollo de métodos o sistemas que desembocaron en los medios que ahora disfrutamos.

2.1 El telégrafo.

El telégrafo eléctrico fue uno de los primeros inventos que surgieron de las aplicaciones de los descubrimientos de Ampere y Faraday, que se refieren a la relación entre la corriente eléctrica y el campo magnético. El telégrafo moderno, que empezó a usarse a partir de 1837, es un aparato que transmite mensajes codificados a larga distancia mediante impulsos eléctricos que circulan a través de un cable conductor. Anteriormente ya se habían usado diferentes sistemas para comunicarse a larga distancia, desde las señales de humo hasta las ópticas. Sin embargo, no fue sino hasta el advenimiento, en el primer tercio del siglo XIX, de los descubrimientos electromagnéticos, que se dispuso de un método económico y seguro para la telecomunicación.

Un sistema básico de telégrafo consta de una batería que tiene una de sus terminales conectada a un extremo de un manipulador o llave, que al accionarlo cierra el circuito eléctrico. La otra terminal de la batería se conecta a tierra. El otro extremo del manipulador se conecta a un electroimán. Un extremo de la batería del electroimán se conecta a tierra; de esta manera se cierra el circuito eléctrico. Al cerrar el circuito bajando el manipulador, la bobina se acciona y se vuelve un electroimán y atrae a un estilete que puede imprimir una marca en una hoja de papel que gira. En lugar del estilete se puede colocar algún dispositivo que produzca sonido. Es así como se puede transmitir una señal de un extremo al otro del sistema.

Fue Joseph Henry quien en 1829 construyó el primer telégrafo. Sin embargo, la persona que le dio gran impulso fue el estadounidense Samuel Morse (1791-1872), quien inventó un código que lleva su nombre. Este código consiste

en una combinación de puntos y rayas, en donde la duración del punto es una unidad y la de la raya es de tres unidades. Cada letra y cada número es una combinación predeterminada de puntos y rayas. La transmisión de una unidad significa que durante ese tiempo el manipulador está conectado, cerrando el circuito eléctrico.

El telégrafo se utilizó primero para transmitir mensajes a distancias relativamente cortas, digamos dentro de una ciudad. Al transcurrir el tiempo hubo necesidad de aumentar la distancia de operación. De hecho, muchos inventores como Morse, Charles Whatstone y otros, mejoraron y ampliaron los sistemas telegráficos, debido al valor monetario que representaba transmitir las noticias acerca de los precios de las mercancías, y para difundir diferentes sucesos. Las noticias significaban dinero y el telégrafo eléctrico permitió obtenerlas con rapidez.

Hacia mediados de siglo se presentó la necesidad de ampliar la red telegráfica entre Europa y América. Fue gracias al talento de uno de los más eminentes físicos de la época, el inglés William Thomson, Lord Kelvin (1824-1907), que se hicieron los estudios necesarios para instalar en 1866 el primer cable trasatlántico que unió a Wall Street en Nueva York con la City en Londres.

El desarrollo del telégrafo creó la necesidad de contar con electricistas hábiles, por lo que se crearon escuelas técnicas y superiores de las que egresarían los que posteriormente se llamarían ingenieros electricistas. Los diferentes problemas técnicos que se presentaron en el tendido de los cables, en el mejoramiento de los equipos telegráficos, y en el desarrollo de la teoría de la transmisión de señales fueron materia de investigación en los departamentos científicos de las universidades.

2.2 El teléfono.

Una aplicación de la electricidad que ha tenido extraordinarias consecuencias en la vida diaria de la sociedad moderna ha sido, sin duda, el teléfono. El inventor "oficial" de este aparato fue el estadounidense Alexander Graham Bell (1824-1922). Decimos oficial porque la idea en que se basó y que en seguida expondremos, ya "estaba en el aire"; de hecho, unas horas después de que Bell presentara la solicitud de patente del teléfono, el 14 de febrero de 1876, Elisha Gray presentó un documento de intención para perfeccionar sus ideas sobre el teléfono con la condición de presentar la solicitud de patente en un plazo de tres meses. Al serle otorgada la patente a Bell hubo ¡600 reclamaciones! en su contra que dieron lugar a litigios judiciales en EUA. Bell ganó finalmente todos.

La idea de Bell fue inventar un dispositivo que transformara las ondas de sonido que se emiten cuando uno habla en variaciones de una corriente eléctrica, y que la corriente así generada siguiese fielmente las variaciones producidas por el sonido. Una vez lograda, esta corriente podía llegar al lugar receptor a través de un cable conductor. El receptor tendría un aparato que invirtiera el proceso: transformar las variaciones de una corriente eléctrica en sonido.

Bell concibió su transmisor de la siguiente forma. Pensemos en una porción de un circuito eléctrico en que una batería está conectada a una resistencia. El valor de la corriente eléctrica que circulará por el circuito dependerá del valor de la

resistencia: si ésta aumenta, entonces la corriente disminuye y viceversa. Si de alguna manera se conecta una resistencia cuyo valor varíe, entonces el valor de la corriente por el circuito también variará en la misma forma que el valor de la resistencia. Por lo tanto, el problema de Bell se redujo a diseñar un dispositivo que desempeñara el papel de resistencia variable. Después de varios intentos con diferentes tipos de sistemas finalmente utilizó lo que es la base de los micrófonos actuales. Se trata de una membrana conectada al extremo de un diafragma que se puede mover libremente. En el otro extremo del diafragma se encuentra un recipiente con granos de carbón que ofrecen una resistencia al paso de la corriente eléctrica. El valor de la resistencia depende de qué tan comprimidos estén los granos. Si el diafragma se mueve hacia adentro, por ejemplo, entonces comprime los granos, y al variar la densidad de los granos varía su resistencia, se logra el dispositivo que buscaba Bell.

Para el receptor, Bell inventó lo siguiente: el cable por el que se transmite la corriente eléctrica variable que envía el emisor se conecta a un electroimán. El extremo de este electroimán está unido por medio de una lengüeta metálica a un diafragma. La corriente variable imanta el electroimán en forma variable y éste a su vez atrae la lengüeta en forma también variable, siempre siguiendo las variaciones del sonido original. El diafragma se mueve y va moviendo el aire circundante creando así un sonido. Este receptor es el auricular del teléfono.

De esta manera se construyó el primer aparato telefónico, que resultó ser muy burdo. Sin embargo, al transcurrir el tiempo se fue mejorándolo hasta lograr los aparatos que conocemos hoy en día, cuyo funcionamiento está basado en el invento de Bell. El trabajo de investigación tanto científica como tecnológica que se hizo para mejorar el sistema telefónico fue desarrollado en un laboratorio creado por Bell y un grupo de personas que lo apoyaron económicamente. Este laboratorio, con el nombre AT & T Bell Laboratories, es hoy en día uno de los más grandes centros de investigación científica y tecnológica del mundo.

La primera central telefónica se instaló en 1878 en New Haven, Connecticut, EUA, con 21 abonados.

2.3 Hertz y las Ondas Electromagnéticas.

Heinrich Hertz (1857-1894), profesor de la Escuela Politécnica de Karlsruhe, en Alemania, se interesó en la teoría electromagnética propuesta por Maxwell. La reformuló matemáticamente logrando que las ecuaciones fueran más sencillas, y simétricas. Desde 1884 Hertz pensó en la manera de generar y detectar en un laboratorio las ondas electromagnéticas que Maxwell había predicho. Después de mucho trabajo y de experiencias sin éxito, en 1887 construyó un dispositivo con el que logró su fin. El experimento que realizó fue a la vez genial y sencillo.

Utilizó un carrete o bobina de Ruhmkorff, que es un transformador que produce un voltaje muy alto. Enseguida conectó el carrete a un dispositivo formado por dos varillas de cobre; en uno de los extremos de cada varilla añadió una esfera grande y en el otro una pequeña. Cada una de las esferas grandes servía como condensador para almacenar carga eléctrica. Una vez hecha la

conexión, en cierto instante el voltaje entre las esferas chicas era suficientemente grande para que saltara una chispa entre ellas. Hertz razonó que al saltar estas chispas se produciría un campo eléctrico variable. Estos campos serían una perturbación que se debería propagar, es decir, debería producirse una onda electromagnética. De esta forma, Hertz construyó un radiador de ondas electromagnéticas. Efectivamente, al conectar el carrete de Ruhmkorff a su dispositivo, Hertz observó que saltaban chispas entre las esferas chicas de manera intermitente. Así logró construir un generador de ondas electromagnéticas. El siguiente paso fue construir un detector de las ondas electromagnéticas que supuso eran emitidas por su dispositivo. Para este fin construyó varios detectores. Uno de ellos era simplemente otro dispositivo similar al radiador; otro tipo fue una espira metálica en forma circular que tenía en sus extremos dos esferas, también conductoras, separadas una pequeña distancia. El argumento de Hertz fue el siguiente: si en efecto existen ondas electromagnéticas, al ser emitidas por el primer circuito se propagarán en todo el espacio circundante. Al llegar las ondas al detector, se inducirá en él un campo eléctrico (además del magnético) y por tanto, en las varillas conductoras o en la espira se inducirá una corriente eléctrica. Esto hará que a través de sus extremos se induzca un voltaje que, si llega a tener un valor suficientemente grande, dará lugar a que salte una chispa entre las esferas. Mientras mayor sea el valor de la amplitud de la corriente eléctrica en el circuito emisor, mayor será la magnitud del campo eléctrico inducido y por lo tanto, mayor será la diferencia de potencial entre los extremos de la espira del receptor. Esto es precisamente lo que encontró Hertz en su experimento. Con su detector situado a una distancia de alrededor de 30 m del radiador, observó que saltaba una chispa entre las esferas del detector, con lo que pudo demostrar que las ondas electromagnéticas ¡efectivamente existen! Más tarde, el mismo Hertz demostró que estas ondas se reflejan, se refractan y se comportan como las ondas de luz, hecho considerado por la teoría de Maxwell. Así lo reportó Hertz en 1888: "Es fascinante que los procesos que investigué representan, en una escala un millón de veces más amplia, los mismos fenómenos que se producen en la vecindad de un espejo de Fresnel, o entre las delgadas láminas para exhibir los anillos de Newton." Con esto Hertz se refería a que la longitud de onda de las ondas que su aparato produjo eran un millón de veces la longitud de onda de la luz visible.

De los valores que utilizó para los elementos del circuito, Hertz estimó que la frecuencia de la onda era de alrededor de 3×10^7 Hz. Además Hertz determinó que la longitud de la onda era de 10m. Con estos valores determinó que la velocidad de la onda es:

$$v = f\lambda = (3 \times 10^7 \text{ Hz}) \times (10 \text{ m}) = 3 \times 10^8 \text{ m/s} = 300\,000 \text{ km/s}$$

igual que el valor predicho por Maxwell, o sea, la velocidad de la luz. De esta manera se realizó en forma brillante la primera demostración experimental de la existencia de ondas electromagnéticas, generadas para una frecuencia (y por lo tanto, longitud de onda) particular. Recordemos que hay una relación conocida entre la frecuencia y la longitud de onda, así si se conoce una se puede conocer la otra.

No había motivo por el cual no se pudiesen generar ondas con diferentes frecuencias, desde las más bajas hasta las más altas. Al conjunto de posibles valores de la frecuencia (o de la longitud de onda) se le llama el espectro electromagnético. Posteriormente, con diferentes tipos de técnicas electrónicas ha sido posible generar, detectar y analizar casi todo el dominio de valores de las ondas electromagnéticas.

Dentro del espectro electromagnético hay una región, entre las longitudes de onda de 4×10^{-5} cm hasta los 7×10^{-5} cm, que constituye la luz visible. La retina humana es sensible a ondas electromagnéticas dentro de este dominio. Al llegar ondas de estas longitudes de onda a nuestros ojos nos dan la sensación de luz. El ojo humano no ve las ondas electromagnéticas que están fuera de este dominio.

A cada longitud de onda le corresponde un color particular. Si por ejemplo, su valor es de 5.7×10^{-5} cm, entonces nuestros ojos perciben esta onda de color amarillo. Hay muchas tonalidades de amarillo, cada una con una longitud de onda particular. De hecho, los amarillos quedan comprendidos entre longitudes de onda de 5.56×10^{-5} cm y 5.85×10^{-5} cm. Algo análogo ocurre con los demás colores.

Nótese que las longitudes de onda de la radiación de la región visible son extremadamente pequeñas. Así, la de uno de los amarillos arriba mencionados es de 5.7×10^{-5} cm = 0.000057 cm. En el caso del experimento de Hertz, la longitud de onda fue de 10 m, que está fuera de la región visible, por lo que él no pudo verla con sus ojos. La pudo detectar con el receptor que ya describimos.

El experimento de Hertz fue muy bien recibido y dio lugar a que se aceptara rápidamente el trabajo de Maxwell. La teoría se aplicó a una gran variedad de fenómenos, todos con gran éxito. De esta forma, a principios del siglo XX la teoría electromagnética de Maxwell ocupó una posición equivalente a la de la mecánica de Newton, como una parte de las leyes fundamentales de la física.

Además, con base en la teoría de Maxwell se iniciaron posteriormente aplicaciones prácticas espectaculares, como las comunicaciones inalámbricas, campo que se desarrolló a partir de fines del siglo pasado y que ha logrado extraordinarios avances y aplicaciones en nuestro siglo, convirtiéndose en una de las características de la civilización contemporánea.

2.4 Emisión de ondas electromagnéticas.

Una vez que Maxwell predijo la existencia de las ondas electromagnéticas se presentó la importante cuestión de cómo generarlas. Hertz fue el primero que estudió este problema y lo resolvió. Para ello desarrolló un formalismo matemático con el cual pudo encontrar las características de estas ondas a partir de las ecuaciones de Maxwell. De este trabajo se desprende la predicción de que si una partícula eléctricamente cargada se mueve en forma acelerada, entonces emite ondas electromagnéticas. Así, por ejemplo, en el experimento de Hertz la chispa que salta de una esfera a la otra está compuesta de electrones acelerados que emiten ondas electromagnéticas.

Cuando una corriente eléctrica se establece a lo largo de un cable se están moviendo partículas cargadas. Sin embargo, no siempre ocurre que estas

partículas se aceleren; por ejemplo, si la corriente es de valor constante como la corriente directa que se establece cuando la fuente es una batería conectada a un foco de una linterna, entonces las partículas que dan lugar a la corriente eléctrica se mueven con velocidad constante y por tanto no se están acelerando. Una partícula experimenta una aceleración cuando su velocidad cambia al transcurrir el tiempo. En consecuencia, solamente en una corriente eléctrica que varía al transcurrir el tiempo, las partículas se aceleran. Esto sucede, por ejemplo, con la corriente alterna.

Supóngase que una varilla metálica se conecta a una fuente de corriente alterna. Los electrones que circulan por la varilla llegarán a su extremo y se regresarán; por consiguiente, su velocidad cambia y hace que se aceleren, y en consecuencia emiten ondas electromagnéticas. Esta onda así emitida tendrá la misma frecuencia de los electrones que oscilan en la varilla.

El elemento que produce las ondas se llama antena emisora. En el caso anterior la antena es la varilla.

Además de varillas las antenas pueden tener otras configuraciones. Las características que tengan las ondas emitidas dependerán de la forma geométrica y de la longitud de la antena. Así, en el caso de una varilla, las ondas emitidas tienen la misma frecuencia que la corriente que las induce. A esta frecuencia le corresponde una longitud de onda específica. Por otro lado, la potencia de la onda emitida depende tanto de la longitud de onda como de la longitud de la varilla. La potencia que emite adquiere un valor máximo cuando la longitud de la varilla es igual a la mitad de la longitud de onda. En consecuencia, conviene construir la antena con esta longitud. Este hecho es una manifestación del fenómeno de resonancia.

La antena no emite la misma potencia en todas las direcciones; a lo largo de la antena no hay emisión. En una dirección perpendicular a la varilla se alcanza la potencia máxima; de hecho, alrededor de la dirección perpendicular se forma un cono dentro del cual la emisión es apreciable; en direcciones afuera del cono prácticamente no hay radiación. A este tipo de antenas se les llama direccionales.

Supongamos que, por ejemplo, se quiere emitir (o recibir) una onda de televisión que corresponde al canal 2. Ésta tiene una frecuencia de 57 MHz y le corresponde una longitud de onda de 5.26 m. Por tanto, la antena debe tener una longitud de $5.26 \text{ m}/2 = 2.63 \text{ m}$ para obtener una potencia máxima de emisión.

La anchura del cono es una medida del ancho del haz que se emite. Mientras más pequeño sea el haz, más direccional será la emisión de la antena. El ancho del haz depende de la frecuencia de la onda: mientras menor sea ésta, menor será el ancho del haz.

Cuando a una varilla le llega una onda electromagnética, ésta induce en la varilla una corriente eléctrica que tiene la misma frecuencia que la de la onda incidente. Cualquier dispositivo, como la varilla, que transforma una onda electromagnética en una corriente eléctrica se llama antena receptora.

Las antenas, ya sean receptoras o emisoras, funcionan con las mismas características. Así, las propiedades direccionales de la recepción en una antena receptora son las mismas que si funcionara como emisora. Además una antena receptora absorbe la máxima potencia cuando su longitud es igual a la mitad de la longitud de onda que tiene la onda incidente.

El tipo de antena que se use, ya sea para emisión o recepción, depende de la aplicación que se quiera hacer. Por ejemplo, en el caso de una estación de radio o de televisión se requiere que pueda llegar a receptores situados en todas las direcciones con respecto a la antena; además, la señal emitida debe llegar lo más lejos posible. En consecuencia, una antena emisora de una estación debe poder manejar potencias altas y radiarlas en todas direcciones. En contraste, la antena receptora maneja potencias muy pequeñas, ya que está relativamente lejos de la emisión. Además, la antena receptora debe ser muy direccional, pues debe captar la señal de la emisión que viene de una dirección determinada. Por esto, las antenas emisoras tienen formas geométricas diferentes de las antenas receptoras.

2.5 Inicio de las comunicaciones inalámbricas.

Una vez que Hertz demostró que en la naturaleza existen realmente las ondas electromagnéticas que Maxwell había anticipado, se inició una serie de estudios teóricos y experimentales para encontrar sus diversas propiedades. En la parte teórica fue necesario desarrollar una serie de métodos matemáticos para poder extraer las propiedades de las ecuaciones de Maxwell. Las predicciones teóricas que se obtuvieron de esta manera fueron consistentemente verificadas en el laboratorio.

En Estados Unidos, Nikola Tesla logró hacer varias demostraciones usando descargas de alto voltaje y de alta frecuencia, para lo cual inventó una bobina, llamada bobina de Tesla, que posteriormente fue de utilidad para las comunicaciones inalámbricas.

En 1892 William Crookes publicó un trabajo, en el que proponía las bases para utilizar ondas electromagnéticas como medio para transmitir señales telegráficas a través del espacio, es decir, telegrafía sin hilos o inalámbrica.

Fue en 1894 cuando el físico inglés Oliver Lodge, basándose en el trabajo de Crookes, desarrolló el primer sistema de comunicación inalámbrica. Con los aparatos que construyó demostró la recepción de una señal a través de una distancia aproximada de 100 m, para lo cual usó un circuito sintonizador. Avances posteriores le permitieron ampliar la distancia a un kilómetro.

En 1894 el ingeniero italiano Guglielmo Marconi (1874-1937) leyó la biografía de Hertz e inmediatamente empezó a trabajar en la idea de usar las ondas electromagnéticas para transmitir señales. Construyó los aparatos descritos por Hertz, a los cuales les añadió un cohesor, que es un tubo de vidrio que contiene limaduras de hierro, y conectó tanto el transmisor como el receptor a una antena. Una señal eléctrica que pase por el cohesor hace que las limaduras se unan durante el intervalo que dura la señal; de esta manera este dispositivo detecta ondas electromagnéticas. En 1895 Marconi probó sus aparatos, con los cuales logró enviar señales hasta distancias de un par de kilómetros.

Marconi ofreció sus inventos al gobierno italiano, pero como la respuesta tardó en llegar decidió ir a Inglaterra, donde en 1896 obtuvo la primera de sus muchas patentes.

Marconi afirmaba que sería posible enviar señales a distancias de 150 km.

Sin embargo, muchos científicos rechazaron su pretensión con el argumento de que, si las señales se propagaban en línea recta, entonces se perderían en el espacio antes de poder seguir la curvatura de la Tierra.

Marconi realizó muchos experimentos, y fue aumentando poco a poco la distancia de la transmisión. Descubrió que si conectaba a tierra uno de los extremos del transmisor, y el otro extremo a una varilla larga, entonces las ondas parecían ser guiadas alrededor de la superficie terrestre; de esta manera logró transmisiones a través de distancias increíbles para su época. En 1898 transmitió señales a través del Canal de la Mancha y en 1901 logró una transmisión a través del Océano Atlántico: de Polhu en Cornualles, Inglaterra, hasta San Juan de Terranova, Canadá.

El transmisor utilizado por Marconi fue muy sencillo, pues consistía en un transformador con un extremo de su secundario conectado a una varilla o antena y el otro a tierra. El primario del transformador forma parte de un circuito en el que, al cerrar un interruptor, circula una corriente que varía con el tiempo, por lo que el primario del transformador induce en el secundario una corriente. La relación de vueltas en el transformador es tal que en el secundario se genera un alto voltaje, dando lugar a que la antena radie ondas electromagnéticas. Al llegar estas ondas al receptor (que consiste también de un transformador con un extremo de su primario conectado a una varilla y el otro a tierra) son captadas por la antena, por lo que circula una corriente variable por el primario del transformador, que a su vez induce una corriente en el secundario. Pero este secundario forma parte de un circuito que contiene una bocina que transforma la corriente en una señal sonora. Así se pueden transmitir señales codificadas, por ejemplo por medio de la convención de Morse, que fue lo que hizo Marconi.

Una vez que Marconi logró transmitir una señal trasatlántica, formó de inmediato una compañía con el fin de explotar su invento. El 2 de enero de 1909 se hundió el barco inglés Republic. Afortunadamente contaba con un aparato de Marconi, por lo que pudo solicitar auxilio, y se salvó casi toda la tripulación. En los años sucesivos los barcos, en particular los de guerra, fueron provistos de aparatos de radiotelegrafía. Así durante sus travesías los barcos podían recibir noticias de tierra, y en 1904, por ejemplo, los trasatlánticos imprimían periódicos a bordo con noticias recibidas de tierra firme.

El éxito obtenido por Marconi en sus transmisiones a larga distancia hizo que varios investigadores se pusieran a pensar cuál era el motivo de que las ondas electromagnéticas siguieran la curvatura de la Tierra. Fueron A. E. Kennelly y O. Heaviside quienes, en forma independiente, desarrollaron una teoría en la que proponían que en la atmósfera había una capa formada por partículas cargadas eléctricamente que reflejaba las ondas electromagnéticas. Al enviar una señal desde un punto dado, la onda se reflejaba y regresaba a la superficie en un punto distinto; la Tierra reflejaba nuevamente esta señal a la ionósfera y se volvía a repetir esta sucesión hasta que la señal llegaba a su destino. Hemos de mencionar que ya en 1882 Balfour Stewart, en un contexto completamente distinto, había propuesto la existencia de la ionósfera para poder explicar los cambios sistemáticos que ocurrían en el campo magnético terrestre. Fue hasta 1925 cuando se empezaron a medir directamente las características de la ionósfera. Se encontró que esta capa está situada entre 80 y 300 km de altura

sobre la superficie terrestre y la componen electrones. La ionósfera controla las comunicaciones por medio de ondas electromagnéticas, y establece los límites, tanto superior como inferior, al valor de las frecuencias que se pueden usar; las ondas deben tener longitudes de onda relativamente pequeñas (entre 1 y 10 m). Estas comunicaciones ocurren en la llamada banda de onda corta.

La ionósfera no es una capa estática, tiene variaciones debido a que la densidad de los electrones que hay en ella varía. Estas variaciones dependen de diversas circunstancias: el lugar, el momento del día, la actividad solar, etc., lo que en ocasiones causa que haya malas comunicaciones.

A pesar de lo fascinante que resultó esta aplicación del electromagnetismo, lo único que se podía transmitir era una serie de zumbidos de duración variable; es decir telegrafía. No era posible enviar palabras o música, o sea que no era todavía telefonía. Para lograr esto último hubo que esperar al invento de los bulbos o válvulas termoiónicas.

2.6 Desarrollo de la radio.

Un hecho de crucial importancia es reconocer que las ondas acústicas que creamos cuando hablamos tienen frecuencias relativamente bajas: nuestro oído es sensible a ondas acústicas cuyas frecuencias están comprendidas entre 20 y 20000 Hz. Estas frecuencias son pequeñas si las comparamos con las frecuencias de la luz visible, por ejemplo, que son del orden de 10^{14} Hz.

Supongamos que se hacen interferir dos ondas, una de baja y otra de alta frecuencia. Si la diferencia de frecuencias es muy grande, entonces la onda resultante tiene la misma frecuencia que la onda de alta frecuencia, pero su amplitud va cambiando con la misma frecuencia que la onda de baja frecuencia. Se dice que la onda resultante está modulada en amplitud. Por lo tanto, si la señal es una onda de baja frecuencia, es posible incorporarla en una onda de alta frecuencia haciéndolas interferir.

Con base en lo anterior se diseñó un aparato transmisor que funciona de la siguiente forma: En primer lugar, un oscilador produce una corriente eléctrica de muy alta frecuencia, llamada radiofrecuencia, cuyos valores están entre 30 000 y 300 000 000 Hz. En segundo lugar, esta corriente se amplifica y se alimenta a un modulador. Una señal con frecuencias acústicas como las de una voz o las de la música, se transforma por medio de un micrófono en una corriente eléctrica. Ésta tiene frecuencias de valor muy pequeño, comparado con la radiofrecuencia generada por el oscilador. Después de amplificar la señal que sale del micrófono, se alimenta al modulador. Éste hace interferir las dos corrientes con baja y alta frecuencia, produciendo una corriente de alta frecuencia modulada en su amplitud; esta corriente lleva incorporadas las características de la señal acústica. La corriente se hace pasar por la antena que emite ondas electromagnéticas con la misma frecuencia y amplitud que tiene la corriente que la alimentó; en particular, la amplitud de las ondas emitidas va cambiando con la misma frecuencia de la señal de baja frecuencia. De esta forma, el aparato emite ondas electromagnéticas en las que va incorporada la señal de la voz. La frecuencia de la estación de radio que emite de esta manera es precisamente la frecuencia que produce el oscilador.

De hecho, los gobiernos asignan a cada estación una frecuencia de emisión, que es la frecuencia de la onda portadora de la señal.

Las ondas electromagnéticas que emite el transmisor se propagan en todas las direcciones y se pueden captar por medio de un receptor a través de una antena. Estas ondas inducen en la antena una corriente eléctrica que tiene las mismas características de frecuencia y amplitud de las ondas y así la corriente inducida en la antena lleva la señal. Si solamente hubiese una sola transmisión en el área geográfica en que está ubicado el receptor, entonces la señal recibida sería precisamente la que envió el transmisor. Sin embargo, esto no sucede así, pues en muchas localidades hay más de una emisión. Pero como cada emisión se hace con diferente frecuencia, la antena capta todas las emisiones que se hacen en la región en ese instante y la corriente que se induce en ella está compuesta de todas estas frecuencias. Por este motivo, se hace pasar la corriente de la antena por un aparato llamado sintonizador, formado por circuitos eléctricos, que selecciona la frecuencia en que uno está interesado. Ahora bien, la onda que recibe la antena tiene muy poca intensidad, por lo que produce una corriente muy débil que es necesario amplificar. Así, se hace pasar la corriente por otro aparato, el filtro, que elimina la componente de alta frecuencia, es decir, es un circuito que solamente deja pasar la onda de baja frecuencia, que es precisamente la señal. Una vez amplificada la corriente resultante se hace pasar a una bocina que la transforma en una onda de sonido. De esta manera, el receptor transforma la señal eléctrica en auditiva y se puede oír el mensaje que se transmitió.

Un elemento crucial para el desarrollo de la radio fue el oscilador. Este circuito fue inventado en 1913 por el físico estadounidense Edwin Howard Armstrong (1890-1954). Su fundamento es un circuito basado en un triodo, de cuya salida se toma una parte de la corriente que se vuelve a alimentar a la entrada del triodo, formando así un circuito de retroalimentación. En ciertas condiciones bien determinadas, la corriente que circula en este circuito oscila. Conectando entre la salida y la entrada del triodo condensadores y bobinas de valores adecuados se puede lograr que la corriente oscile con la frecuencia que uno desee.

Este tipo de transmisión y recepción se dio hacia la tercera década del presente siglo. La radiotelefonía resultó ser muy útil para conversaciones privadas. El primer programa público de radio fue emitido en Inglaterra el 23 de febrero de 1920. Así nació una nueva industria que ha tenido un explosivo crecimiento aun hasta nuestros días.

En 1933 Armstrong inventó otro tipo de emisión de señales de radio: el de frecuencia modulada (FM). En este sistema la frecuencia emitida por el oscilador se cambia de acuerdo con el valor de la amplitud de la onda sonora que se desea transmitir. Mientras más intensa sea la onda acústica, mayor será el valor de la frecuencia de la onda emitida.

En un receptor de FM hay un circuito que separa la señal a partir de los cambios de frecuencia, es decir, un circuito que es sensible a los cambios de frecuencia de la corriente entrante con respecto a la frecuencia de la onda del oscilador.

La transmisión por FM, iniciada comercialmente en Estados Unidos en febrero de 1941, comparada con la forma arriba descrita de amplitud modulada

(AM), tiene la ventaja de que sus transmisiones no se alteran con las perturbaciones, ya sean atmosféricas o producidas por el hombre, que afectan la amplitud de la onda pero no su frecuencia. En el sistema de FM no se presenta el llamado fenómeno de "estática", que es un ruido sistemático que se oye en emisiones de AM.

La radio como la conocemos en la actualidad fue la creación de tres hombres de genio, visión, determinación y de gran complejidad: Lee deForest, autoproclamado "padre de la radio", cuya invención del triodo hizo posible el nacimiento de la electrónica moderna; Edwin Howard Armstrong, inventor del circuito retroalimentador (y del oscilador) así como de la frecuencia modulada, que forman la base de la transmisión y recepción de los sistemas actuales de radio (y de televisión); finalmente, David Sarnoff, quien encabezó la Radop Corporation of America (RCA), sucesora de la filial estadounidense de la compañía establecida por Marconi, a quien se le debe que las invenciones mencionadas fueran llevadas a sus fases tanto industrial como comercial.

Los creadores de la radio experimentaron derrotas pasmosas así como victoriosas extraordinarias. Desafortunadamente la historia de las relaciones entre estas tres personas fue muy trágica. De Forest hizo y perdió tres veces fortuna, vio quebrar a la mayoría de sus compañías y casi fue a la cárcel por acusaciones de fraude. Armstrong demandó a Forest por los derechos del circuito retroalimentador. A pesar de que Armstrong lo inventó, perdió en 1934 el juicio que duró más de 20 años y que llegó a la Suprema Corte de Justicia de Estados Unidos. Armstrong, que durante varios años fue el más grande accionista de la RCA, perdió casi toda su fortuna demandando, a partir de 1948, a la compañía por los derechos de la FM. En este otro juicio fue víctima de las maquinaciones de la corporación encabezada por Sarnoff. En 1954, acosado y empobrecido, Armstrong se suicidó. Sin embargo, su viuda logró a fines de 1954, que la RCA llegara a un acuerdo fuera del juicio y recibió 1 050 000 dólares por derechos. Asimismo logró por medio de acuerdos fuera de la corte que casi todas las demás compañías electrónicas que usaban el sistema FM le pagaran los derechos correspondientes. La única que se negó y fue llevada a juicio fue la Motorola, que finalmente perdió por una decisión dada en 1967 por la Suprema Corte de Justicia de Estados Unidos. Así, después de 53 años los litigios judiciales sobre los inventos de Armstrong, finalmente terminaron 13 años después de su muerte, con su reivindicación.

2.7 La televisión.

Una vez que se pudieron enviar tanto señales telegráficas, voz y música a través del teléfono, hace alrededor de un siglo, varias personas empezaron a considerar la posibilidad de enviar imágenes por medios eléctricos (o sea, lo que hoy en día hace la televisión). Sin embargo, había mucho escepticismo al respecto. Un editorial de la revista técnica inglesa se preguntaba "¿Veremos alguna vez mediante la electricidad?"

En 1884, el alemán Paul Nipkow solicitó una patente para un sistema de televisión que él denominó "telescopio eléctrico". Este burdo aparato era en

esencia un dispositivo electromecánico que utilizaba una fotocelda para transformar luz en corriente eléctrica. La imagen era muy burda, sin que se pudiesen reproducir los detalles finos. Variaciones de este dispositivo se diseñaron hasta 1930 sin que realmente tuviesen éxito.

En una reunión de la Sociedad Roentgen, efectuada en Inglaterra en 1911, el ingeniero eléctrico A. A. Campell Swinton presentó un esquema de sistema de televisión, que es el que se usa en la actualidad. La escena que se desea transmitir se enfocaría sobre una placa hecha de material no conductor de la electricidad, por ejemplo de mica, la cual se encuentra dentro de un tubo de rayos catódicos. Este tubo fue inventado a mediados del siglo XIX por William Crookes para estudiar las propiedades de las corrientes eléctricas a través de gases. Consiste en un tubo de vidrio al vacío, dentro del cual hay un cátodo frente a un ánodo. La diferencia entre este arreglo y el de los tubos al vacío usados para triodos, es que el ánodo ahora tiene en su centro una pequeña abertura que permite el paso de partículas. Cuando el filamento calienta el cátodo, éste desprende electrones que son atraídos por el ánodo, y un haz de ellos lo cruza para finalmente chocar contra el extremo opuesto del tubo en un punto dado. Si ahora se añade un par de placas paralelas, que ejerzan determinada fuerza sobre los electrones, en lugar de llegar al punto anterior se desviarán y llegarán a otro punto. Esta fuerza puede ser de naturaleza eléctrica si las placas paralelas son las placas de un condensador. De la magnitud del campo eléctrico que se genere entre las placas dependerá la magnitud de la desviación del haz. Por supuesto, esta fuerza se controla exteriormente. Además de este conjunto de placas se puede añadir otro, que sea perpendicular al primero, de manera que por medio de este arreglo de dos pares de placas se pueda hacer incidir el haz de electrones en cualquier punto del fondo del tubo. Al conjunto de ánodo, cátodo y placas se le llama cañón electrónico.

La parte interior del fondo del tubo, se cubre, tal como se mencionó arriba, con una placa no conductora, en este caso de mica, y con un metal fotoeléctrico se forma un mosaico que tiene un número muy grande de pequeños islotes, cada uno de ellos emite electrones en proporción a la cantidad de luz que le llega. Cuando un islote emite electrones, debido a que inicialmente era eléctricamente neutro, queda con una carga eléctrica positiva; mientras mayor sea el número de electrones que emita, mayor será la carga positiva que queda depositada en el islote. Como la imagen que incide sobre los islotes tiene en diversos puntos diferentes intensidades, se formará en el mosaico del fondo del tubo una distribución de carga eléctrica positiva que lleva las características de la imagen. Los islotes están inmersos dentro de la placa de mica, que es aislante, por lo que cada uno de ellos está eléctricamente aislado de los otros islotes. Detrás de la placa de mica hay una placa metálica. Cada islote cargado forma junto con la placa un condensador en miniatura. En seguida, con el cañón electrónico se hace incidir un haz de electrones sobre cada uno de los islotes, en forma sucesiva, es decir, el cañón barre toda la superficie de la placa de mica. El haz de electrones que incide sobre cada islote reemplaza a los electrones que le faltan (que se emitieron cuando llegó la luz al mencionado islote) y esto se manifiesta en un cambio en el voltaje entre el islote y la placa metálica. Este voltaje, cuya magnitud depende de la intensidad de la luz que llegó al islote, se transmite al amplificador.

De esta manera se va generando una secuencia de voltajes que se van transmitiendo, y así se transforma una señal luminosa en una señal eléctrica. El amplificador va pasando las señales a un circuito que las transmite en forma de ondas electromagnéticas. Este dispositivo forma la cámara de televisión.

Para el receptor, Campbell Swinton escogió un tubo de rayos catódicos diseñado en 1897 por Ferdinand Braun, de la Universidad de Estrasburgo, en ese entonces parte de Alemania. Este tubo, llamado cinescopio, es de vidrio al vacío y tiene en su fondo una pantalla de material fluorescente, como fósforo, que emite luz cuando un haz de electrones incide sobre él. Mientras más intenso sea el haz, mayor será la intensidad de la luz emitida. En el cuello del tubo se coloca un cañón de electrones que va barriendo todos los puntos de la pantalla, siguiendo un patrón de líneas horizontales desde arriba hasta abajo. La señal que se transmitió desde la cámara controlada la posición y la intensidad del haz, de tal forma que al incidir sobre la pantalla, los electrones producen en un punto un centelleo de la misma intensidad del haz luminoso que incidió sobre el islole correspondiente en la cámara emisora.

A medida que el haz electrónico barre la superficie de la pantalla, ésta se va iluminando punto por punto. El barrido total de la superficie tarda un intervalo de alrededor de $(1/30)$ seg = 0.03 seg; es decir, en 0.03 seg se prenden cientos de miles de puntos luminosos en la pantalla. El ojo humano tiene una característica, la persistencia, que hace que una imagen se siga viendo alrededor de 0.1 seg después de que se ha retirado de la vista; por lo tanto, el ojo humano sigue viendo todos los puntos que se van iluminando en la pantalla en 0.03 seg, aun después de que se apagaron. De esta manera, el cerebro tiene la impresión de que toda la superficie se iluminó al mismo tiempo.

Ésta fue una idea extraordinaria de Campbell Swinton que casi describe la actual tecnología de la televisión. Sin embargo, él nunca construyó parte alguna de este sistema, aunque sí estaba consciente de sus dificultades, según expresó: "No creo por un solo instante que este sistema pueda funcionar sin una gran cantidad de experimentación y probablemente muchas modificaciones."

Campbell Swinton creó el diseño conceptual sobre el que otras personas trabajarían. Fue Vladimir Zworykin (1889-1982), un ingeniero ruso inmigrado a Estados Unidos en 1919 quien construyó la primera cámara práctica. En 1924 mostró a la compañía Westinhouse una versión primitiva, pero que funcionaba, de un sistema de televisión. Las imágenes eran débiles y vagas, casi sombras. Los directivos de las empresas no se impresionaron tampoco cuando Zworykin les mostró una versión mejorada en 1929.

A quien sí impresionó Zworykin fue a David Sarnoff, director de la otra compañía, la RCA Victor, quien creía en la promesa comercial de la televisión. En 1923 Sarnoff había dicho a la mesa directiva de la RCA: "Puede ser que, en el futuro, cada aparato de radio para uso doméstico esté equipado con una televisión ... que, además de oír, hará posible ver lo que ocurre en la emisora."

En su primera reunión con Zworykin, Sarnoff le preguntó cuánto costaría perfeccionar el sistema de televisión. "Alrededor de unos cien mil dólares", respondió Zworykin. Años después Sarnoff relataba que la RCA llegó a gastar 50 millones de dólares en el proyecto de la televisión antes de ver un centavo de ganancias.

Zworykin fue contratado en 1930 por la RCA como director de investigación electrónica y en 1933 finalmente convenció a Sarnoff de que su cámara, a la que llamó iconoscopio, y su cinescopio eran satisfactorios. La clave del éxito del iconoscopio de Zworykin fue su método de depositar más de un millón de islotes fotosensibles aislados en la placa de la cámara. Campbell Swinton había propuesto que fueran de rubidio, pero Zworykin descubrió que era mejor cubrir plata con óxido de cesio. Inventó un método para hacer el mosaico de islotes mencionado.

La RCA probó por primera vez un sistema completo en 1933. Transmitió imágenes de 240 líneas a una distancia de siete kilómetros en Collingswood, Nueva Jersey. Después aumentaron el número de líneas; actualmente se usan 525. En 1938 la RCA, después de mejorar varios detalles, tuvo listo un sistema de televisión en funcionamiento. Sin embargo, por problemas burocráticos el gobierno no aprobó la licencia de funcionamiento sino hasta julio de 1941. Varios aparatos de televisión se produjeron y vendieron, pero con la entrada de Estados Unidos en la segunda Guerra Mundial se detuvo su producción. Durante los años de la guerra, un grupo de científicos e ingenieros dirigidos por Zworykin desarrollaron una cámara 100 veces más sensible que el iconoscopio y al terminar la guerra, la RCA reinició sus trabajos en el campo de la televisión.

En el otoño de 1946 un aparato de televisión con una pantalla de 10 pulgadas se ofreció a la venta por 375 dólares. A partir de ese momento la vida en todo el mundo inició un cambio drástico.

2.8 Redes de Comunicación para Voz y Datos.

Las primeras señales eléctricas utilizadas en comunicación fueron los puntos y las rayas de la telegrafía. El código Morse representaba cada letra por un conjunto de rayas y puntos (una forma de código binario). En la comunicación de datos actual, la idea de Morse se ha ampliado, y cada carácter alfanumérico o símbolo está representado por un código constituido por 8 bits llamado "octeto", "palabra", o "byte". Las computadoras procesan los datos codificados de esta forma, y la comunicación de datos es la manera en que las computadoras se comunican directamente entre sí.

Todas las comunicaciones electrónica -la radiodifusión de radio y T. V., telefonía y datos- se componen de un conjunto de equipos interconectados, llamados red de comunicación. Las redes de televisión transportan señales de vídeo y audio, las redes de radio transportan señales de audio las redes telefónicas llevan principalmente señales de voz e imágenes de facsímil. La comunicación de datos usa la red telefónica y también redes especializadas que tienen sus propias peculiaridades.

Podemos considerar las redes de dos manera diferentes: desde el punto de vista de los equipos o medios y desde el punto de vista de los servicios que se prestan. Las redes de equipos están formados por el conjunto de medios de transmisión y equipos de conmutación y señalización necesarios para establecer la comunicación. Una red de servicio utiliza varios medios o equipos para suministrar un determinado tipo de servicio, tal como el servicio telefónico.

Las redes de equipos de muchas compañías y los transmisores de larga distancia interconectados componen una red de servicio universal que nos proporciona el servicio telefónico tanto local como de larga distancia y de facsímil. Los equipos de redes privadas -conmutados o no conmutados, civiles y militares- pueden proporcionar servicios de telefonía, reservas en líneas aéreas, verificación de tarjetas de crédito, computación a distancia universidades, industria y gobierno, y la distribución de programas de radio y televisión.

Las redes sencillas se han convertido en redes complejas. Así, la red interna de comunicación por microondas de la Southern Pacific Railroad se convirtió en la SP Communications, una compañía de servicio público de comunicaciones, que pasó después a ser US Sprint; bajo este nombre, suministra servicio de larga distancia en todos los Estados Unidos, en competencia con AT & T y otras compañías. La transmisión es más barata y más vendible cuando los equipos están plenamente aprovechados con toda clase de tráfico, y cuanto mayor es el área geográfica servida.

Muchas personas escriben informes, cartas e incluso novelas en su ordenador personal. Estos textos escritos con el ordenador pueden ser transmitidos, como datos digitales, a otro ordenador o a un medio de almacenamiento electrónico, llamado base de datos, localizados a gran distancia. Del mismo modo, los textos almacenados en una base de datos pueden ser transmitidos a un ordenador personal. La mayoría de los textos que viajan entre ordenadores personales lo hacen a través de la red telefónica pública.

Ahora que muchos de nosotros disponemos de un ordenador en casa o en la oficina, podríamos enviar un mensaje a su destino pulsando unas cuantas teclas. ¿Por qué muchos de nosotros no utilizamos el "correo electrónico" de casa a casa o de oficina a oficina? La tarifa telefónica nocturna, más baja, de Nueva York a los Angeles es de once centavos por minuto, y las tarifas continúan bajando. En un minuto se pueden enviar 3000 o quizás 6000 palabras (10 o 20 páginas mecanografiadas a doble espacio de 2400 o 4800 bits por segundo). Esto sería más barato y más rápido que el correo.

El posible usuario del correo electrónico necesita un ordenador personal con teclado y monitor. Además, se requiere un dispositivo llamado módem que capacita al ordenador para enviar y recibir datos por vía telefónica. El costo es sustancial, pero el gran problema para la comunicación de datos es la falta de normalización y estandarización, tanto en lo referente a las normas de transmisión como a los protocolos para el intercambio de información. Aunque los terminales de facsímil son aproximadamente igual de caros, su uso se propaga como el fuego. El secreto es la estandarización.

Cuando una persona habla con otra, la conversación está sujeta a un conjunto de reglas y procedimientos. La persona que contesta dice: "diga", y la que llama dice: "buenos días, soy Juan". Sabemos que no es cortés hablar al mismo tiempo que el otro, y esperamos una pausa antes de interrumpir. En los monólogos largos, el interlocutor que escucha emite sonidos como "aja", o "hmm", para que la parte que hable sepa que el oyente está todavía escuchando atenta y pacientemente. Si no hemos entendido algo, pedimos a nuestro interlocutor que repita lo que ha dicho. Al final de la conversación, cada uno dice "adiós". El conjunto de reglas que gobiernan la conversación se llama protocolo.

Los ordenadores o terminales de datos deben seguir protocolos rígidos y sin ambigüedades para comunicarse entre ellos. Estos protocolos de datos han sido equiparados a "darse la mano". La máquina que recibe la llamada debe contestar y decir a la otra máquina cuándo está lista para recibir datos.

Si una máquina detecta un error en la transmisión, debe pedir a la otra máquina que retransmita los datos. Las dos máquinas deben terminar la transmisión de una manera ordenada. Estos protocolos deben ser acordados por ambas máquinas.

Frecuentemente, los usuarios no pueden enviar datos de una máquina a otra porque las diferentes bases de datos y ordenadores siguen protocolos distintos. Una solución es añadir en la red un gateway, donde tiene lugar la conversión de un protocolo a otro; de esta forma, muchos protocolos distintos pueden parecer iguales para el usuario o el ordenador. Tales puertas pueden interconectar diferentes redes de datos, bases de datos u ordenadores.

La ISO (Organización Internacional de Estandarización) optó un modelo para la comunicación de datos, llamado Open System Interconnection, u OSI. El modelo define siete categorías o capas; dentro de cada capa están los protocolos necesarios para comunicarse. La capa más alta concierne a aplicaciones específicas: al acceso a bases de datos o al correo electrónico. La capa más baja concierne a conexiones físicas de módems a computadoras.

En la comunicación telefónica de voz se han acordado ciertas normas sobre el tamaño del microteléfono, el tipo de conector que une el teléfono al bucle de las frecuencias de tono, entre otras. Para gobernar la comunicación de datos se necesitan normas similares.

En una simple comunicación de datos a través de la red pública, los datos binarios que han de ser introducidos en la red deben ser convertidos en tonos modulados mediante un módem colocado entre el ordenador y la red. El otro extremo de la conexión se necesita un módem similar para demodular los tonos recibidos. Para la transmisión de retorno, el papel de los módems se invierte; el módem es un MODulador-DEModulador. Se deben estandarizar las frecuencias portadoras, el método de modulación y la velocidad de transmisión del módem. Los protocolos de comunicación están incluidos en el software del ordenador, no en el módem, pero deben ser también estandarizados.

Para redes de datos más elaboradas, que utilicen conmutación de paquetes, también es necesaria la estandarización de datos. Estas redes serán descritas más adelante en este mismo capítulo.

Los datos digitales deben modular tonos (ondas sinusoidales) que puedan ser transmitidos como ondas portadoras por la red telefónica. Los tonos pueden variar su amplitud, frecuencia o fase, dependiendo de las normas utilizadas para una velocidad de transmisión determinada.

En la forma más simple de modulación en la transmisión de datos, la onda sinusoidal portadora aparece (on) y desaparece (off). Esta forma de modulación se llama pulsación todo o nada u OOK (on-offkeying). El término pulsación tiene su origen en los primeros días de la telegrafía, cuando el pulsador telegráfico conectaba y desconectaba (on-off) una corriente eléctrica. Otra alternativa es trasladar la amplitud de un nivel a otro, modulación llamada pulsación por desplazamiento de amplitud o ASK (amplitud shift keying). La pulsación todo o

nada es un caso especial de la de desplazamiento de amplitud. La frecuencia de una onda sinusoidal portadora puede ser cambiada de una frecuencia a otra. Este método se llama pulsación por cambio de frecuencia o FSK (frequency shift keying). Si la que cambia de un valor a otro es la fase, el método se llama pulsación por cambio de fase o PSK (phase shift keying). Puesto que el valor absoluto de la fase es difícil de determinar, lo que se suele medir es la diferencia entre uno y otro valor de fase. Este método se llama DSPK (differential phase shift keying). Para obtener mayores velocidades de transmisión se pueden utilizar combinaciones de estos métodos.

Los bits de un carácter pueden ser transmitidos a través de una conexión telefónica a varias velocidades, como por ejemplo 300, 1200, 2400, 4800, 9600 y 19 200 bits por segundo (bps). Los métodos de modulación son diferentes para las diferentes velocidades. Para velocidades de 1200 y 2400 bits por segundo se utiliza DPSK. Para transmitir las señales se envía una sucesión de "pulsos" de 1800 Hz, conocidos como baudios, a la mitad de la velocidad de transmisión de bits. La fase de cada impulso difiere de la fase del último impulso en uno de los cuatro ángulos siguientes: 45, 135, 225 y 315 grados. Esto nos da cuatro posibles conjuntos de bits por impulso: 00, 01, 11 o 10. Para 4800 bits por segundo se utiliza también PSK, pero con ocho fases diferentes en lugar de cuatro.

Para las velocidades de 9600 y 19 200 bps, los impulsos sucesivos tienen diferentes fases y al mismo tiempo diferentes amplitudes. Para velocidades de 9600 bps, si la combinación de fase y amplitud de cada impulso se representa por una flecha, cada flecha terminaría en uno de los 4 x 4 (en total 16) puntos del conjunto llamado constelación. Cada punto representa una combinación diferente de amplitud y fase. Para velocidades de 19 200 bits por segundo se utiliza una constelación de 64 puntos. Como esta constelación es "más que suficiente", las amplitudes y fases extras permiten el empleo de códigos con corrección de errores.

La mayoría de los textos se codifican usando los códigos ASCII (American Standard Code for Information Interchange). Este sistema de codificación usa 7 bits para representar letras mayúsculas y minúsculas, números, símbolos de control (por ejemplo tabulador horizontal o retorno de carro) y otros símbolos especiales. Los 7 bits se ordenan empezando por el más significativo, y terminando por el menos significativo. Por ejemplo, la letra T estaría representada en ASCII por 1010100. Al principio de los 7 bits se añade un octavo bit que sirve para la detección de errores, llamado bit de paridad. Este bit de paridad será un 1 o un 0 de manera que el número total de unos sea un número impar -este tipo de paridad se denomina paridad impar- o bien puede ser siempre un 1, paridad de marca; o bien siempre un 0, paridad de espacio. Los términos marca y espacio proceden de los tiempos de telegrafía. El código ASCII es un código de 8 bits.

Frecuentemente, las computadoras personales transmiten un solo carácter ASCII a la vez. Normalmente durante los estados de reposo (entre carácter y carácter) se envían largas series de marcas (unos). Así, se puede detectar una ruptura en el circuito por falta de portadora. Sin embargo, si el primer bit de ASCII es también una marca, no puede ser detectado si no se le dice a la computadora receptor que está a punto de empezar el envío de un carácter ASCII. Por tanto, la computadora emisor cambia el estado de reposo de la transmisión por el primer

impulso llamado start bit (bit de comienzo). Este bit de comienzo es entonces seguido por los siete bits que representan el carácter ASCII; el bit menos significativo, es el primero en llegar. El octavo y último bit en llegar es el bit de paridad para detección de errores. La señal llega de izquierda a derecha. Para que el circuito vuelva al estado de reposo, se transmite un bit llamado bit de final (stop bit). Esta forma de transmitir datos, en la cual se envía un único carácter cada vez, se denomina transmisión asíncrona o arrítmica; por el contrario, en una transmisión síncrona, se envía un bloque completo de caracteres durante un largo período de transmisión.

Algunas comunicaciones, como la televisión radiodifundida, son unidireccionales. Tales comunicaciones de una sola vía se llaman comunicación simplex; a su vez, las de dos vías se llaman comunicación dúplex. En una comunicación de datos llamada dúplex-completo (full-duplex), ambas máquinas pueden transmitir y recibir datos simultáneamente. Si un módem está realizando una comunicación en duplex-completo, no puede usar las mismas ondas portadoras para ambas direcciones. El módem generador envía un conjunto de portadoras, y el módem contestador envía otro conjunto.

Existe un número de redes de datos conmutadas que se incorporan a los medios de transmisión de las compañías telefónicas, como por ejemplo la red Autodin del gobierno de EE. UU., La red ARPA (Defense Advance Research Projects Agency), redes para reservas en líneas aéreas, algunas redes de datos privadas, etc. Algunas redes de datos conmutadas son similares a la red telefónica conmutada, y, desde luego, la red telefónica conmutada se utiliza para la transmisión de datos.

Cuando los datos viajan a través de la red telefónica, se establece un circuito ininterrumpido entre las computadoras que están en comunicación. En tal circuito, debe establecerse la conexión completa antes de que comience la transmisión de datos, y esta conexión debe ser constantemente mantenida durante el tiempo que ocupe la transmisión, se esté o no transmitiendo algún dato en un determinado momento. La conmutación del circuito es costosa para ráfagas de datos cortas, y, además, se derrocha un tiempo muy valioso en establecer las conexiones. Sin embargo, la red pública es ubicua y razonablemente barata.

Las redes de datos más elaboradas hacen uso de la conmutación de mensajes y de paquetes. Se introduce en la red un mensaje completo o un bloque de datos llamado paquete, y éste se abre camino desde la fuente hasta su destino. El mensaje completo o bloque de datos es precedido por una dirección de manera análoga a lo que se hace en una carta. Si la transmisión de datos no es de longitud fija, debe ser concluida inmediatamente con una señal o aviso a fin de mensaje. Los mensajes o paquetes también contienen información relativa a su fuente. No existe una conexión física ininterrumpida entre la fuente y el destino motivo por el cual se denomina circuito normal. Las conexiones se van materializando cuando el mensaje o paquete alcanza los distintos nodos de conmutación. Si es necesario, los mensajes o paquetes quedan almacenados en los nodos de la red hasta que se disponga de un enlace para avanzar. Un determinado mensaje o paquete encuentra su camino a través de la red de una forma muy parecida a como un tren encuentra el camino a su destino en una red ferroviaria. Los cambios de vía (conmutaciones) no se efectúan con antelación,

sino cuando el tren se aproxima; así, otro tren que le siga a continuación puede ser desviado (conmutado) a una ruta diferente.

Un mensaje es una comunicación de datos completa, y puede resultar bastante largo. Un paquete es un bloque de datos corto, normalmente de longitud fija, de aproximadamente 1000 bits. Los paquetes individuales que componen un mensaje largo pueden viajar por rutas diferentes y llegar a su destino en forma desordenada. La computadora de destino debe ensamblar los paquetes en el orden correcto.

La red telefónica conmutada proporciona un servicio de voz de forma uniforme entre casi todos los lugares del globo. Ha habido propuestas para formar, de forma análoga, una red de datos conmutada universal para todas o casi todas las comunicaciones de datos.

En telefonía, todos los emisores y receptores pueden disponer de una anchura de banda, una relación señal-ruido y el mismo tipo de receptor-transmisor (el aparato telefónico). Por el contrario, las transmisiones de datos, que van más allá que el correo electrónico, difieren profundamente unas de otras. Los sistemas de reserva en líneas aéreas y de verificación de tarjetas de crédito necesitan dispositivos sencillos y lentos, mientras que algunas empresas que transmiten a mucha mayor velocidad un gran volumen de datos correspondientes a las transacciones del día requieren complejas redes y dispositivos de alta velocidad.

Un usuario del teléfono debe poder conectar con cualquier otro abonado. Por el contrario, una terminal de datos para verificación de tarjetas de crédito necesita estar conectada a sólo unos pocos terminales de computadoras. El tratar de realizar toda clase de comunicaciones de datos a través de una red conmutada universal, comparable a la red telefónica conmutada, puede resultar innecesariamente complicado y costoso, a no ser que dicha red sea la propia red telefónica.

Las compañías operadoras de comunicación están distribuyendo la ISDN (Red Digital de Servicios Integrados). En ciertos lugares y de manera limitada, una persona puede hacerla llegar a su casa. Ha sido estandarizada internacionalmente en la mayoría de los detalles, incluso antes de existir. La intención de ISDN es proporcionar un canal digital común de extremo a extremo. El canal básico tiene una velocidad de 64 000 bits por segundo, aunque se puede disponer de agrupaciones de varios canales que multiplicaría dicha velocidad. La ISDN propone que, mediante una toma en la pared, se acceda a dos canales B, cada uno de ellos de 64 000 bits por segundo, para el servicio básico de voz y datos, mientras que un canal digital D con conmutación de paquetes a 16 000 bits por segundo se utilice también para la señalización. La ISDN haría así posible una verdadera conexión a cuatro hilos con su red, y proporcionaría de este modo una vía separada para señalización. Japón parece estar cerca de poder ofrecer la ISDN sobre una base comercial generalizada.

La ISDN puede suministrar un canal de comunicación maravilloso para voz, fax o transmisión de imágenes, pero plantea también algunos problemas. Los equipos terminales son muy caros. Si hay poca gente que desea la ISDN, ésta no crecerá rápidamente, y los usuarios sólo podrán alcanzar unos pocos destinatarios. Quizá los propósitos de estos usuarios estarían mejor servidos mediante transmisiones digitales a través de la red telefónica conmutada y un

correo electrónico estandarizado. Parece seguro que algún día la red telefónica propiamente dicha proporcionará a los aparatos de teléfono de los abonados una verdadera transmisión digital de dos vías con una velocidad conmutada, mejorándola, integrándola y sustituyéndola.

Las fibras ópticas pueden soportar transmisiones digitales con velocidades de miles de millones de bits por segundo, velocidades que están por encima de cualquier necesidad previsible de transmisión de datos. Con la excepción del servicio móvil, las fibras ópticas serán sin duda, algún día, el canal universal para todas las comunicaciones electrónicas.

Muchas organizaciones tienen, en un mismo edificio o en edificios adyacentes, un gran número de computadoras, impresoras y otros dispositivos que deben comunicarse unos con otros. Tales dispositivos pueden conectarse entre sí a través de una red de datos de área local, comúnmente llamada LAN (Local Area Network).

Las redes LAN tienen una de las tres configuraciones siguientes: estrella, enlace común (bus) o anillo. En una configuración en estrella, todo el equipo (hardware) está conectado a un núcleo (o boca de conexiones) central que realiza el control y la conmutación. Las configuraciones con enlace común y en anillo no tienen control centralizado; tanto el control como la conmutación se realizan en los nodos que unen el equipo con el medio de transmisión. En las configuraciones con enlace común y en anillo, la señal de datos de uno de los dispositivos se recibe en todos los demás dispositivos. Si un dispositivo empezase una transmisión mientras otro estuviera enviando señales, podría tener lugar una colisión de datos. Para evitar tal colisión entre señales de diferentes dispositivos es necesario establecer unas reglas o protocolos.

Un esquema usado en la configuración con enlace común para evitar colisiones es el llamado CSMA/CD, esto es, acceso múltiple de detección de portadora/detección de colisión. Todos los dispositivos conectados a la LAN observan continuamente el tráfico de la LAN. Si un dispositivo desea transmitir, pero detecta que se halla ya una portadora en la línea, entonces el dispositivo simplemente espera. Sin embargo, si un dispositivo comienza a transmitir y detecta la presencia de una portadora de otra transmisión, entonces ambos dispositivos cesan la transmisión, e intentan transmitir de nuevo después de esperar diferentes periodos de tiempo aleatoriamente elegidos. Este esquema es utilizado por la LAN Ethernet de Xerox.

Las redes To Ken Ring utilizan otro protocolo (control de acceso al Medio) para evitar la colisión que consiste en ir pasando un testigo o símbolo de control (token) de un dispositivo a otro. El testigo es un código único de datos, Si un dispositivo tiene datos para transmitir, debe esperar a que llegue el testigo, el cual es entonces retirado de la circulación y devuelto al final de la transmisión. Otro protocolo establece el uso de periodos de datos preconfigurados, que llevan una indicación sobre si están llenos o vacíos. Un dispositivo que esté listo para transmitir datos tiene que esperar un período vacío, o ponerle la etiqueta de "lleno", e insertar los datos para su transmisión.

Las redes de comunicación actuales son acumulaciones de equipos o medios introducidos en diferentes épocas. La mayoría de los equipos fueron proyectados para satisfacer la necesidad de transmitir voz o surgieron de esa

necesidad. En la red telefónica conmutada, estos equipos han proporcionado un servicio revolucionario con acceso casi universal y cobertura mundial. ¿Qué hogar, en los países industrializados, no tiene teléfono?

Algunas prospecciones de futuro pronostican un abundante volumen del tráfico de datos. Si se mira con detalle, resulta difícil imaginar a los seres humanos generando un volumen de tráfico de datos en bits parecido al volumen del tráfico telefónico en bits. Si los equipos de transmisión han de ser abrumados por algo, lo más probable es que lo sean por el tráfico de televisión o videofónico.

Uno de los mensajes del libro de Pierce [7] es que, por una serie de razones, toda (o casi toda) la transmisión y la conmutación acabará siendo digital, utilizando sobre todo fibras ópticas y sistemas de conmutación computarizada. El disco compacto digital desplazará al disco de vinilo. La telecomunicación de dos vías es mucho más compleja como sistema. El costo de eliminar la parte analógica de una central telefónica, y en particular el de reemplazar los lazos locales con equipos de transmisión y conmutación digitales resultaría abrumador e injustificado. No tendremos una red totalmente digital hasta pasados algunos años.

CAPÍTULO 3

LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

3.1 Ecuaciones generales de la línea de transmisión.

La teoría electromagnética, que tiene su expresión matemática en las ecuaciones de Maxwell, es lo primero que se tiene en mente cuando se trata de estudiar cualquier caso en que las características, propiedades o comportamiento de los campos eléctrico y magnético sean el principal interés.

En casos como la propagación de ondas en el aire, las propiedades de radiación de las antenas, los modos de propagación en guías de onda, por ejemplo, la única alternativa posible es dicha teoría [5], [6].

Sin embargo hay situaciones, como la de las líneas de transmisión, donde el espacio está limitado por paredes metálicas o dieléctricas de cierta complejidad geométrica, en que no es posible encontrar una solución matemática sencilla a la ecuación diferencial que resulta de la aplicación de las ecuaciones de Maxwell y las condiciones de frontera impuestas a la región de interés.

Esto condujo a pensar en el uso de un análisis basado en elementos de circuito en el que se emplea el concepto de representar los efectos de atenuación y almacenamiento de energía en los campos eléctrico y magnético, por medio de resistencias, inductancias y capacitancias. Los voltajes y corrientes asociados a los campos se convierten así en las variables primarias.

La teoría electromagnética y el método de elementos de circuito se conjugan en un tercero llamado de circuitos distribuidos que extiende la aplicación de elementos de circuito a circuitos que son infinitamente largos en una dirección pero finitos y uniformes en las otras dos, y que expone la propagación de ondas de las variables voltaje y corriente, análogas a las ondas de los campos eléctrico y magnético, que son soluciones de las ecuaciones de Maxwell.

Aunque el análisis de líneas de transmisión por medio de circuito distribuido no es independiente de la teoría del campo, pues la determinación de los coeficientes de circuito implica un conocimiento de los campos eléctrico y magnético asociados con las corrientes y voltajes de la línea, introduce la ventaja práctica de un enfoque que, por ejemplo, representa las fuentes y cargas usadas en los sistemas de transmisión por sus circuitos equivalentes más bien que por su efecto espacial sobre los campos eléctrico y magnético.

La combinación de un análisis del comportamiento de la línea de transmisión en términos de circuitos, con la especificación del circuito equivalente de fuentes y cargas, permite estudiar el sistema completo de la fuente, la línea y la carga con la ayuda de las técnicas más eficientes que han sido desarrolladas en la teoría de redes eléctricas [1], [2], [10].

Los coeficientes de circuito distribuido para modelar una sección de línea de transmisión se designarán de la siguiente forma:

- R -- Resistencia total en serie de la línea de transmisión por unidad de longitud. Es una medida de la pérdida de potencia en la unidad de longitud de la línea por unidad de corriente.
- L – Inductancia total en serie de la línea de transmisión por unidad de longitud. Es una medida de la energía almacenada en el campo magnético en la unidad de longitud de la línea por unidad de corriente.
- G – Conductancia total en paralelo de la línea de transmisión por unidad de longitud. Es una medida de la pérdida de potencia en la unidad de longitud de la línea por unidad de diferencia de potencial.
- C – Capacitancia total en paralelo de la línea de transmisión por unidad de longitud. Es una medida de la energía almacenada en el campo eléctrico en la unidad de longitud de la línea por unidad de diferencia de potencial.

Estos coeficientes dependen casi exclusivamente de las dimensiones y los materiales de la línea y pueden calcularse fácilmente usando las leyes básicas del Electromagnetismo.

Algunas convenciones tradicionalmente aceptadas en el estudio de las líneas de transmisión nos ayudarán a establecer un buen marco de trabajo. Así, se supondrá que la línea está constituida por dos conductores paralelos con una sección transversal uniforme a lo largo de toda ella. El eje longitudinal de la línea estará alineado con el eje z , cuyo origen se localizará en la fuente de señal. Alternativamente se usará un eje d , paralelo al eje z , con el origen ubicado en la carga terminal. La longitud total de la línea estará representada por l . La figura 3.1 muestra las convenciones mencionadas.

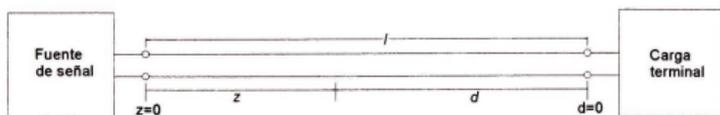


Figura 3.1 Coordenadas y disposición de los elementos de un sistema de línea de transmisión.

Las ecuaciones diferenciales de la línea de transmisión se pueden encontrar si la atención se centra en una sección de línea infinitamente pequeña de longitud Δz . Esta sección de línea tendrá una resistencia total en serie $R\Delta z$, una inductancia total en serie $L\Delta z$, una capacitancia total en paralelo $C\Delta z$ y una conductancia total en paralelo $G\Delta z$. El circuito equivalente de esta sección de línea, en forma de circuito de dos puertos, puede ser construido de diferentes maneras para incluir estos elementos. En la figura 3.2 se muestra una de varias posibilidades.

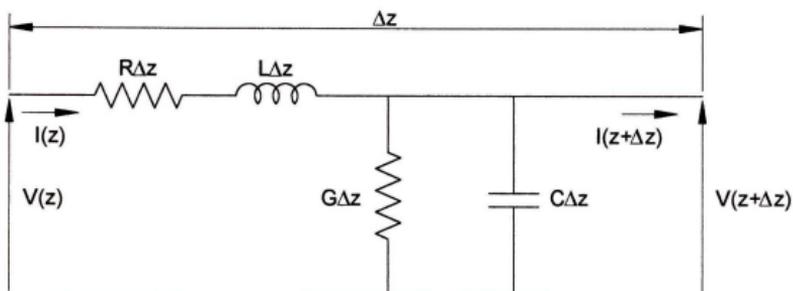


Figura 3.2 Circuito equivalente de una sección de línea de longitud Δz .

Un análisis de los voltajes y las corrientes, en el dominio de la frecuencia, del circuito equivalente conduce a las dos ecuaciones siguientes

$$\Delta V(z) = V(z + \Delta z) - V(z) = -R\Delta z I(z) - j\omega L\Delta z I(z) \quad (3.1)$$

$$\Delta I(z) = I(z + \Delta z) - I(z) = -G\Delta z V(z) - j\omega C\Delta z V(z) \quad (3.2)$$

Al dividir entre Δz en los dos extremos de (3.1) y (3.2), y hacer que ésta tienda a cero, las ecuaciones se transforman en ecuaciones diferenciales, cuya forma se simplifica si se omite la dependencia respecto a z del voltaje y la corriente, para quedar de la siguiente forma

$$\frac{dV}{dz} = -(R + j\omega L) I \quad (3.3)$$

De esta forma puede verse que el efecto de las exponenciales de α es el de hacer que la magnitud de las ondas disminuya al propagarse a lo largo de la línea, sin importar el sentido en que lo hagan. Esto es cierto para el voltaje y la corriente, pues existe una ecuación idéntica a (3.11) para $i(z, t)$. A este efecto se le denomina atenuación y por lo mismo α se conoce como el factor de atenuación y, de acuerdo con (3.7) y (3.10), es igual a

$$\alpha = \left\{ \frac{1}{2} \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} + RG - \omega^2 LC \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.12)$$

y tiene como unidades [Néper / metro].

Por otro lado se aprecia que las exponenciales de β afectarán sólo a la fase de las ondas, por lo que se llama factor de fase y está dada por

$$\beta = \left\{ \frac{1}{2} \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - RG + \omega^2 LC \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.13)$$

cuyas unidades son [radianes / metro].

Trabajando con las ecuaciones (3.3), (3.7) y (3.8), se encontrará un importantísimo parámetro de la línea, pues resulta que la onda de corriente puede expresarse de la forma

$$I(z) = - \sqrt{\frac{G + j\omega C}{R + j\omega L}} \left(-V_1 e^{-\gamma z} + V_2 e^{\gamma z} \right) \quad (3.14)$$

Para que, dimensionalmente, esta igualdad sea cierta, las unidades de la raíz cuadrada deben ser [mhos], de manera que podemos definir a su inverso como la impedancia característica de la línea de transmisión, Z_0 , con unidades [ohms] e igual a

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.15)$$

Como puede verse, la impedancia característica depende sólo de la frecuencia y de los parámetros distribuidos de la línea de transmisión. Describe la relación entre el voltaje y la corriente, en términos generales, y determina el comportamiento de las ondas que se propagan en la línea cuando alcanzan el punto terminal de la misma. Este parámetro es tan importante que, para muchos propósitos prácticos, es la única especificación considerada para el análisis o el diseño.

De esta manera (3.14) puede escribirse así

$$I(z) = \frac{V_1}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_2}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (3.16)$$

una alternativa a (3.9).

3.2 Líneas de bajas pérdidas.

Las frecuencias a las que normalmente se operan las líneas de transmisión en sistemas de comunicación, así como los materiales usados en su construcción y las disposiciones geométricas de los tipos más usados, permiten centrar nuestra atención en la impedancia característica de lo que se conoce como líneas de bajas pérdidas.

Para este tipo de líneas se supone que $R \ll j\omega L$ y $G \ll j\omega C$, de manera que los términos reales del numerador y el denominador de (3.15) resultan despreciables y

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L}{j\omega C}}$$

o, lo que es lo mismo,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.17)$$

Como puede verse las líneas de bajas pérdidas tienen una impedancia característica puramente real, que no depende de la frecuencia, sino únicamente de las características geométricas de la línea y de los materiales de que está hecha, como la inductancia y la capacitancia distribuidas. Una tabla con la impedancia característica de un gran número de tipos de líneas, consideradas como de bajas pérdidas, puede encontrarse en [4].

Asimismo las constantes de atenuación y fase se reducen a

$$\alpha = \frac{1}{2} \left[G \sqrt{\frac{L}{C}} + R \sqrt{\frac{C}{L}} \right] \quad (3.18)$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (3.19)$$

El caso extremo es el de las líneas sin pérdidas, para el que $R = G = 0$, y al que corresponden

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.20)$$

$$\alpha = 0 \quad (3.21)$$

$$\beta = w\sqrt{LC} \quad (3.22)$$

Esta es la situación ideal en la que las ondas de voltaje y de corriente no se atenúan durante su propagación a lo largo de la línea. Aunque para la mayoría de los casos prácticos las líneas de transmisión presentan bajas pérdidas, en muchos análisis se les considera como líneas sin pérdidas.

3.3 Coeficiente de reflexión de ondas de voltaje.

La función de una línea de transmisión es la de transportar una señal eléctrica desde un punto de generación hasta otro de recepción, tratando de entregar la mayor cantidad posible de energía a la carga conectada a este último punto. Como se vio antes en las ecuaciones (3.8) y (3.9) el caso general supone la existencia de dos ondas: la incidente, que viaja de la fuente a la carga, y la onda reflejada, propagándose en sentido contrario. La existencia de esta última significa que sólo una parte de la energía que transporta la línea se ha entregado a la carga, y tendrá efectos sobre muchos aspectos del comportamiento de las ondas de voltaje y corriente. El principal interés en los sistemas de comunicación basados en líneas de transmisión será, en consecuencia, reducir o eliminar la onda reflejada, aunque su presencia en algunos casos especiales puede proveer herramientas útiles que se analizarán más adelante.

La relación entre los valores de voltaje reflejado e incidente, en la carga terminal de la línea, es una medida de la eficiencia con que la línea está cumpliendo su función. Esta relación es conocida como coeficiente de reflexión de ondas de voltaje o, más simplemente, coeficiente de reflexión y se define como el cociente del voltaje reflejado entre el voltaje incidente en el punto de la carga o de reflexión

$$\rho_r = \frac{\text{Voltaje reflejado en la carga}}{\text{Voltaje incidente en la carga}}$$

En general este coeficiente será un número complejo, ya que los voltajes involucrados son, a su vez, complejos

$$\rho_r = |\rho_r| e^{j\phi_r} \quad (3.23)$$

Evaluando la ecuación (3.8) para un valor de $z = l$ encontramos que

$$V(z=l) = V_1 e^{-\gamma l} + V_2 e^{\gamma l} \quad (3.24)$$

y el coeficiente de reflexión resulta ser

$$\rho_T = \frac{V_2 e^{\gamma l}}{V_1 e^{-\gamma l}} = \frac{V_2}{V_1} e^{2\gamma l} \quad (3.25)$$

El voltaje incidente, en la carga, depende sólo de la atenuación y el cambio de fase que sufre durante su propagación. En cambio el voltaje reflejado, en la carga, depende exclusivamente de la impedancia de carga (Z_T). Esta última es la razón entre el voltaje y la corriente en el punto de reflexión

$$Z_T = \frac{V(z=l)}{I(z=l)} \quad (3.26)$$

Evaluando (3.16) para $z=l$ se obtiene

$$I(z=l) = \frac{1}{Z_0} (V_1 e^{-\gamma l} - V_2 e^{\gamma l}) \quad (3.27)$$

y, a partir de (3.24) y (3.27), la impedancia de carga es

$$Z_T = Z_0 \left(\frac{V_1 e^{-\gamma l} + V_2 e^{\gamma l}}{V_1 e^{-\gamma l} - V_2 e^{\gamma l}} \right)$$

que puede reescribirse para tener

$$\frac{Z_T}{Z_0} = \frac{1 + \frac{V_2}{V_1} e^{2\gamma l}}{1 - \frac{V_2}{V_1} e^{2\gamma l}}$$

en donde puede verse que el segundo término, del numerador y el denominador del lado derecho, es el coeficiente de reflexión según (3.25), por lo que resulta

$$\frac{Z_T}{Z_0} = \frac{1 + \rho_T}{1 - \rho_T} \quad (3.28)$$

En el lado izquierdo de esta ecuación tenemos un cociente que se conoce como impedancia de carga normalizada. La normalización de una impedancia, respecto a la impedancia característica de la línea a la que está conectada o de la que forma parte, es una práctica muy útil que permite, entre otras cosas, una fácil interpretación de los posibles valores que pueden encontrarse.

Si se despeja al coeficiente de reflexión de (3.28) tendremos

$$\rho_T = \frac{Z_T / Z_0 - 1}{Z_T / Z_0 + 1} \quad (3.29)$$

Al observar esta ecuación se puede ver que el coeficiente de reflexión en la carga depende únicamente de la impedancia de carga normalizada, o sea que el voltaje reflejado, en el punto de reflexión, está determinado sólo por la impedancia de carga normalizada. Este es un hecho importante pues significa que es la impedancia conectada a los terminales de carga de una línea de transmisión la que determina qué parte de la onda incidente de voltaje que llega a la carga es reflejada. Más adelante se verá que hay muchos más parámetros de la línea que dependen de la impedancia de carga.

De la misma forma se podría establecer un coeficiente de reflexión para ondas de corriente, pero no es necesario, pues es posible conocer cualquier corriente, por medio de la impedancia, a partir del voltaje correspondiente. Esta es la razón por la que, cuando se dice coeficiente de reflexión, se de por descontado que se trata del de ondas de voltaje.

En la siguiente tabla se muestra el coeficiente de reflexión en sus formas polar y cartesiana, para varios casos de impedancias de carga representativas con una breve descripción de cada una.

Z_T / Z_0	ρ_T	$ \rho_T $	ϕ_T	Naturaleza de la terminación (suponiendo a Z_0 puramente real)
$1 + j0$	$0 + j0$	0	indeterminado	Igual a la impedancia característica.
$0 + j0$	$-1 + j0$	1	π	Corto circuito.
infinita	$1 + j0$	1	0	Circuito abierto.
$0 + j1$	$0 + j1$	1	$\frac{\pi}{2}$	Reactancia inductiva pura, igual en magnitud a Z_0 .
$0 - j1$	$0 - j1$	1	$-\frac{\pi}{2}$	Reactancia capacitiva pura, igual en magnitud a Z_0 .
$2 + j0$	$\frac{1}{3} + j0$	$\frac{1}{3}$	0	Resistencia pura igual a $2Z_0$.
$\frac{1}{2} + j0$	$-\frac{1}{3} + j0$	$\frac{1}{3}$	π	Resistencia pura igual a $\frac{1}{2}Z_0$.
$\frac{n + j0}{(n > 1)}$	$\frac{n-1}{n+1} + j0$	$\frac{n-1}{n+1}$	0	Resistencia pura mayor que Z_0 .
$\frac{n + j0}{(n < 1)}$	$-\left(\frac{n-1}{n+1}\right) + j0$	$\frac{n-1}{n+1}$	π	Resistencia pura menor que Z_0 .

Tabla 3.1 Coeficiente de reflexión para algunas impedancias de carga representativas.

Como puede verse, en el primer caso mostrado en la tabla, cuando la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea a la que está conectada, el coeficiente de reflexión tiene una magnitud igual a cero, lo que significa que no hay onda reflejada o, lo que es lo mismo, que toda la energía que transporta la línea es entregada a la carga. Para muchos propósitos esta es la situación ideal y, por ejemplo, es de la que se parte cuando hay que diseñar un sistema completamente nuevo. En esta situación se dice que la carga está acoplada a la línea.

Los siguientes dos casos (corto circuito y circuito abierto) aunque tienen un coeficiente de magnitud igual a 1, en el que la onda es totalmente reflejada y ninguna parte es entregada a la carga, representan herramientas muy útiles para acoplar sistemas de líneas de transmisión con una impedancia de carga diferente a la impedancia característica. Se conectan en paralelo a la línea principal y se conocen como líneas Stub.

Cuando la impedancia de carga es una reactancia pura (inductiva o capacitiva), la onda es totalmente reflejada y no constituyen un caso de interés práctico para nuestro estudio.

En el resto de los casos la onda se reflejará y transmitirá a la carga parcialmente, en una medida dada por el valor de la carga respecto de Z_0 .

En todas las interpretaciones de la carga (última columna) se ha considerado que la impedancia característica es puramente real, lo que es cierto para las líneas de bajas pérdidas o sin pérdidas como se ha visto antes.

3.4 Impedancia en cualquier punto de la línea.

La relación entre tensión y corriente en un punto dado se llama impedancia de la línea en ese punto (Z).

La forma matemática para la impedancia Z se obtiene dividiendo la tensión total entre la corriente total en el punto definido.

De las ecuaciones (3.8) y (3.16) se tiene que

$$Z = \frac{V}{I} = Z_0 \left[\frac{V_1 e^{-\gamma z} + V_2 e^{\gamma z}}{V_1 e^{-\gamma z} - V_2 e^{\gamma z}} \right] \quad (3.30)$$

dividiendo, arriba y abajo, entre V_1 y sustituyendo a ρ_T tenemos

$$Z = Z_0 \left[\frac{e^{-\gamma z} + \rho_T e^{-2\gamma l} e^{\gamma z}}{e^{-\gamma z} - \rho_T e^{-2\gamma l} e^{\gamma z}} \right] \quad (3.31)$$

multiplicando por $e^{\gamma l}$

$$Z = Z_0 \left[\frac{e^{\gamma(l-z)} + \rho_T e^{-\gamma(l-z)}}{e^{\gamma(l-z)} - \rho_T e^{-\gamma(l-z)}} \right] \quad (3.32)$$

pero en la figura 3.1 se puede ver que

$$d = l - z \quad (3.33)$$

así que (3.32) será

$$\frac{Z(d)}{Z_0} = \left[\frac{e^{\gamma d} + \rho_T e^{-\gamma d}}{e^{\gamma d} - \rho_T e^{-\gamma d}} \right] \quad (3.34)$$

si se sustituye ρ_T y se recuerda que

$$\tanh x = \frac{1 - e^{-2x}}{1 + e^{2x}}$$

entonces finalmente tendremos que (3.34) queda

$$\frac{Z(d)}{Z_0} = \left[\frac{(Z_T / Z_0) + \tanh[(\alpha + j\beta)d]}{1 - (Z_T / Z_0)\tanh[(\alpha + j\beta)d]} \right] \quad (3.35)$$

que nos permite conocer la impedancia normalizada en cualquier punto de la línea a partir de la impedancia normalizada de carga.

Un caso especial es la impedancia de entrada de la línea que de acuerdo con (3.35) será

$$\frac{Z_{in}}{Z_0} = \left[\frac{(Z_T / Z_0) + \tanh[(\alpha + j\beta)l]}{1 - (Z_T / Z_0)\tanh[(\alpha + j\beta)l]} \right] \quad (3.36)$$

De especial interés resultan los casos de la impedancia normalizada de entrada de líneas sin pérdidas que están terminadas en un corto circuito o en un circuito abierto. A estas líneas se les conoce como líneas Stub y son utilizadas para el acoplamiento de cargas terminales a líneas de transmisión.

Para una línea stub terminada en corto circuito la impedancia normalizada de carga es cero, y (3.36) es

$$\frac{Z_{in}}{Z_0} = \tanh(j\beta l) = j \tan \beta l \quad (3.37)$$

mientras que para una línea stub terminada en circuito abierto se tendrá

$$\frac{Z_{in}}{Z_0} = -j \cot \beta l \quad (3.38)$$

Como puede verse las líneas stub tienen impedancias de entrada puramente imaginarias, es decir, son reactancias puras (inductiva para el stub terminado en corto circuito, y capacitiva para el stub con terminación en circuito abierto. Asimismo son valores que se repetirán cada cierta distancia, pues las funciones tangente y cotangente son periódicas. Esto significa que la misma impedancia de entrada se puede conseguir con más de una longitud de la línea stub.

En general las líneas sin pérdidas, sin importar el valor de la impedancia de carga, tendrán valores de impedancia a lo largo de la línea que presentarán una variación periódica de acuerdo con (3.35).

3.5 Onda Estacionaria.

Cuando el coeficiente de reflexión es diferente de cero se tienen dos ondas viajando en sentidos contrarios a lo largo de la línea. La interacción de dichas ondas genera una distribución de voltaje que tiene la apariencia de una onda estática, que se conoce como Patrón de Onda Estacionaria de Voltaje. El análisis de las características de las ondas estacionarias considera tradicionalmente sólo la magnitud, o valor absoluto, para determinar los parámetros que la describen.

La razón entre un valor máximo y un valor mínimo del patrón se define como la Relación de Onda Estacionaria de Voltaje (VSWR por sus siglas en inglés) y es:

$$VSWR = \frac{|V(d)|_{max}}{|V(d)|_{min}} \quad (3.39)$$

para conocerla, (3.8) debe expresarse de la siguiente forma

$$V = V_1 e^{-\gamma l} (e^{\gamma(l-z)} + \rho_T e^{-\gamma(l-z)}) \quad (3.40)$$

y sustituir (3.33) para tener

$$V(d) = V_1 e^{-\gamma d} (e^{\gamma d} + \rho_T e^{-\gamma d}) \quad (3.41)$$

Si, por otro lado, se hace que

$$\rho_T = |\rho_T| e^{j\phi_T} = e^{-2(p+jq)} \quad (3.42)$$

donde

$$p = \ln \frac{1}{\sqrt{|\rho_T|}} \quad (3.43)$$

$$q = -\frac{1}{2} \phi_r \quad (3.44)$$

entonces puede decirse que

$$\sqrt{\rho_r} = e^{-(p+jq)} \quad (3.45)$$

Sustituyendo (3.42) y (3.45) en (3.41) resulta

$$V(d) = V_1 \sqrt{\rho_r} (e^{\gamma d} + e^{-2(p+jq)} e^{-\gamma d}) \quad (3.46)$$

que se convierte en

$$V(d) = 2V_1 e^{-\gamma l} \sqrt{\rho_r} \cosh[(p + \alpha d) + j(q + \beta d)] \quad (3.47)$$

donde se ha usado la identidad

$$\cosh x = \frac{e^x + e^{-x}}{2}$$

Si además recordamos que

$$\cosh(x + jy) = \cosh x \cos y + j \operatorname{senh} x \operatorname{sen} y$$

entonces el valor absoluto de (3.47) resultará

$$|V(d)| = 2V_1 e^{-\gamma l} \sqrt{\rho_r} \left[\operatorname{senh}^2(p + \alpha d) + \cos^2(q + \beta d) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.48)$$

en la que, convencionalmente, se hace que

$$|2V_1 e^{-\gamma l} \sqrt{\rho_r}| = 1$$

para centrar la atención en la distribución del voltaje. Así que llegamos a

$$|V(d)| = \left[\operatorname{senh}^2(p + \alpha d) + \cos^2(q + \beta d) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.49)$$

y para las líneas sin pérdidas que tienen una $\alpha = 0$ (3.49) se reduce a

$$|V(d)| = \left[\operatorname{senh}^2 p + \cos^2(q + \beta d) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.50)$$

cuando en esta ecuación el coseno vale cero tenemos un mínimo de voltaje

$$|V(d)_{min}| = [\operatorname{senh}^2 p]^{1/2} \quad (3.51)$$

que se ha escrito así por conveniencia. Los máximos ocurren cuando el coseno es igual a 1

$$|V(d)_{max}| = [\operatorname{senh}^2 p + 1]^{1/2} \quad (3.52)$$

Sustituyendo (3.51) y (3.52) en (3.39)

$$VSWR = \left[\frac{\operatorname{senh}^2 p + 1}{\operatorname{senh}^2 p} \right]^{1/2}$$

que de acuerdo con $\cosh^2 p - \operatorname{senh}^2 p = 1$, es

$$VSWR = \left[\frac{\cosh^2 p}{\operatorname{senh}^2 p} \right]^{1/2} = \coth p \quad (3.53)$$

usando (3.42) tendremos finalmente

$$VSWR = \frac{1 + |\rho_T|}{1 - |\rho_T|} \quad (3.54)$$

Al tratarse de una onda estática los máximos y los mínimos del patrón ocurrirán siempre en el mismo sitio. Junto con la VSWR, la posición de los mínimos de voltaje describen completamente a la onda estacionaria y, expresados como la distancia desde la carga terminal y en términos de la longitud de onda, están dados por

$$\frac{d_{Vmin}}{\lambda} = \frac{1}{4} \left(1 + \frac{\phi_T}{\pi} \right) \pm \frac{n}{2} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.55)$$

Estas ecuaciones nos dicen que la relación entre los máximos y los mínimos de voltaje del patrón de onda estacionaria de una línea de transmisión, y la posición de los mínimos de voltaje de dicho patrón, dependen solamente de la magnitud del coeficiente de reflexión que, a su vez, depende sólo de la impedancia de carga. Así entonces es la impedancia de carga la que determina la distribución de las ondas de voltaje y corriente que se propagan en la línea de transmisión a la que está conectada.

CAPÍTULO 4

AYUDAS GRÁFICAS: CARTA DE SMITH

4.1 Diferentes Tipos de Cartas.

En el capítulo precedente se han desarrollado algunas ecuaciones para calcular voltajes, corrientes, impedancias, coeficientes de reflexión y datos sobre ondas estacionarias en líneas de transmisión. Las variables en estas ecuaciones han sido generalmente números complejos y se han presentado con frecuencia números exponenciales con exponentes complejos y funciones hiperbólicas de argumentos complejos.

La evaluación aritmética de funciones exponenciales complejas e hiperbólicas, y de las funciones inversas a éstas, es algo laborioso y la asistencia que ofrecen algunas tablas matemáticas es menos efectiva que para las funciones correspondientes de variables reales. Esta es, sin duda, la razón para la larga historia del uso de las ayudas gráficas en cálculos sobre líneas de transmisión.

Las gráficas han tomado formas diversas. El trabajo *A Chart Atlas of Complex Hyperbolic Functions*, publicado por A. E. Kennelly de la Universidad de Harvard en 1914 y usado extensamente por varias décadas, presenta lugares geométricos de las partes real e imaginaria de la tangente hiperbólica compleja y de otras funciones sobre el plano de la variable compleja o del néper-radián. Las cartas están destinadas particularmente a la solución de problemas de impedancia por medio del uso de las ecuaciones (3.35) y (3.36). Se logró una buena precisión en las cifras significativas a lo largo de una gran porción del plano néper-radián por medio del tamaño grande de una gráfica de casi 20 pulgadas cuadradas y presentando gráficas separadas de varias porciones del plano en escalas diferentes. Para los cálculos de sistemas para frecuencias de la voz y frecuencias portadoras bajas, las cartas son aún útiles; pero para los sistemas de alta frecuencia con baja pérdida, por longitud de onda, éstos son más difíciles que otras formas gráficas disponibles.

Desde 1940 se ha desarrollado un acuerdo muy general sobre una forma particular de gráfica de línea de transmisión, comúnmente conocida como la carta de Smith que es más versátil y satisfactoria que cualquiera de las otras para resolver los problemas más comúnmente encontrados, particularmente en

sistemas de alta frecuencia. Se llama así por P. H. Smith de la Bell Telephone Laboratories, quien publicó una de las primeras descripciones de los usos de la gráfica.

La carta de Smith se dibuja en el plano del coeficiente de reflexión de voltaje o plano- ρ , es decir, sobre las coordenadas polares lineales de $\rho = |\rho|e^{j\phi}$, donde ρ es un coeficiente de reflexión de voltaje general en cualquier punto de una línea de transmisión. Naturalmente, la carta se puede también considerar dibujada sobre coordenadas rectangulares de las componentes real e imaginaria de ρ .

Un tercer tipo de carta, que fue muy usado en el pasado y que aún puede encontrarse ocasionalmente, se construye sobre el plano de impedancia normalizada, es decir, sobre coordenadas rectangulares de las componentes de impedancia general normalizada R/Z_0 y X/Z_0 . Para distinguir ésta de la carta de Smith, a veces se designa como la carta de Jones o carta de "impedancia rectangular".

Una de las varias ventajas importantes de la carta de Smith es que, dentro de un contorno circular que rodea a un área finita del plano del coeficiente de reflexión de voltaje, presenta una información completa que relaciona todos los valores posibles de impedancias normalizadas, coeficientes de reflexión y datos de patrones de onda estacionaria para todos los circuitos de líneas de transmisión que utilizan solamente impedancias pasivas conectadas. Para el caso simple, cuando la impedancia característica de una línea de transmisión es real, lo cual es efectivamente cierto para la mayoría de líneas de transmisión usadas a altas frecuencias, la ecuación (3.29) muestra que la magnitud del coeficiente de reflexión del voltaje en la carga terminal debe estar entre cero y la unidad, para todos los valores pasivos de la impedancia terminal de carga Z_L , y puede demostrarse que esto es entonces también cierto del coeficiente de reflexión del voltaje general ρ en algún punto de la línea cualquiera, sujeto solamente a la limitación de baja atenuación por longitud de onda. La carta de Smith para este caso está completamente contenida dentro de un círculo unidad, del plano, centrado en el origen. Esta es la situación para la cual la carta de Smith se ha destinado en la forma en que se imprime normalmente, es decir, circuitos de líneas de transmisión pasivos a altas frecuencias con baja atenuación por longitud de onda para asegurar que la impedancia característica sea casi real y que la relación entre los datos de ondas estacionarias y los valores del coeficiente de reflexión sea simple, pero sin restricción en lo que se refiere a la atenuación total del circuito.

Cuando la impedancia característica de una línea de transmisión es compleja, como en el caso de líneas telefónicas a frecuencias cercanas a 1 KHz, el coeficiente de reflexión puede tener una magnitud tan grande como 2,414. De la ecuación (7.10) se puede fácilmente ver que un coeficiente de reflexión de magnitud superior a la unidad se puede producir solamente por impedancias cuyos valores normalizados tienen una parte real negativa. Tales impedancias normalizadas pueden ocurrir para ciertos rangos de Z_L , cuando Z_0 es compleja o

puede ocurrir cuando Z_0 es real si Z_t tiene una componente resistiva negativa, es decir, es una red o dispositivo activo.

Extendiendo la carta de Smith a un radio de 2,414 en el plano del coeficiente de reflexión, se facilita que ésta se maneje en todos los problemas posibles sobre líneas de transmisión con impedancias características complejas y un rango parcial de situaciones que involucran elementos activos de redes, conectados a las líneas de transmisión.

Según la ecuación definida por $\rho = (Z/Z_0 - 1)/(Z/Z_0 + 1)$, se puede ver fácilmente que al cambiar a Z/Z_0 por $-Z/Z_0$, resulta un coeficiente de reflexión ρ' dado por $\rho' = -1/\rho$. Esto sugiere que una carta de Smith completamente separada para impedancias normalizadas con partes reales negativas será idéntica a la carta estándar para impedancias normalizadas con partes reales positivas, si el plano sobre el cual la carta estándar está dibujada es recalibrado como el plano $-1/\rho$ o plano de coeficiente de reflexión recíproco negativo, sustituyendo $1/|\rho|$ por cada valor $|\rho|$ de coordenada radial y $\pi - \phi$ por cada valor ϕ de coordenada angular.

Así las dos cartas juntas se pueden usar en problemas de líneas de transmisión con todos los valores posibles de impedancia característica y todos los valores de impedancias conectadas con componentes de resistencia negativas y positivas.

4.2 Construcción de la Carta de Smith.

En la forma en la cual se imprime casi siempre ahora, la carta de Smith utiliza coordenadas curvilíneas ortogonales de componentes de impedancia normalizada sobre el plano del coeficiente de reflexión de voltaje. Por lo tanto se deriva de la relación

$$\rho = \frac{\frac{Z}{Z_0} - 1}{\frac{Z}{Z_0} + 1} \quad (4.1)$$

donde ρ es el coeficiente de reflexión de voltaje complejo en un punto sobre la línea de transmisión y Z/Z_0 es el valor normalizado de la impedancia en ese punto, que es la impedancia de entrada del circuito total de la línea de transmisión en el lado de la carga terminal del punto. En términos de las ondas de voltaje progresivas sobre la línea, ρ es la razón en cualquier punto sobre la línea del valor fasorial de la onda de voltaje reflejada, que avanza hacia la fuente de señal, al valor fasorial de la onda de voltaje incidente, que avanza hacia la carga terminal.

El álgebra para derivar las ecuaciones de la carta de Smith, se simplifica asignando una notación de números complejos a ρ y a Z/Z_0 [1], [10]. Sea $\rho = u + jv$, y sea

$$Z/Z_0 = R/Z_0 + jX/Z_0 = z_n = r_n + jx_n$$

el subíndice n y las letras minúsculas implican que la impedancia y sus componentes están en forma normalizada. La ecuación (4.1) viene a ser

$$u + jv = \frac{r_n + jx_n - 1}{r_n + jx_n + 1} \quad (4.2)$$

Multiplicando en cruz y agrupando términos reales e imaginarios, conduce a las dos ecuaciones

$$r_n(u-1) - x_nv = -(u+1) \quad (4.3)$$

$$r_nv + x_n(u-1) = -v \quad (4.4)$$

Eliminando a x_n y reagrupando los términos en orden de potencias de u y potencias de v , da

$$u^2(r_n + 1) - 2ur_n + v^2(r_n + 1) = 1 - r_n \quad (4.5)$$

Dividiendo todos los términos por $(r_n + 1)$ y completando el cuadrado de los dos términos resultantes que contienen u^2 y u , el resultado es

$$\left\{ u - \frac{r_n}{r_n + 1} \right\}^2 + v^2 = \frac{1}{(r_n + 1)^2} \quad (4.6)$$

En coordenadas rectangulares de u y v , ésta es la ecuación de un círculo cuyo centro, para cualquier valor de r_n , está localizado en $u = r_n/(r_n + 1)$, $v = 0$, y cuyo radio es $1/(r_n + 1)$.

La tabla siguiente da las coordenadas del centro y el radio para los círculos, que son lugares geométricos de varios valores constantes de r_n , distribuidos a través del rango de cero a infinito de esa variable. Según la definición de u y v estos círculos están sobre el plano del coeficiente de reflexión, o plano ρ .

Todos estos círculos están dibujados en la figura 4.1, siendo el primero el círculo de encierre de la carta de Smith estándar, $|\rho| = 1$. Los valores en la tabla 4.1 se han escogido para ilustrar dos rasgos de la construcción de la carta que son recursos mnemotécnicos para visualizar la relación entre los círculos r_n . Las

únicas posiciones de los círculos de resistencia normalizada para $r_n = 0$ y $r_n = 1$ se pueden recordar fácilmente. La tabla muestra que los círculos para los valores de resistencia normalizada de 0, 1, 3, 7, 15, ..., $(2^k - 1)$ constituyen una serie, en la cual el radio de cualquier círculo es la mitad del radio del círculo anterior. Todos los círculos pasan por el punto $(1, 0)$.

$r_n = \frac{R}{Z_0}$	Coordenadas del centro del círculo		Radio del círculo
	u	v	
0	0	0	1
1/7	1/8	0	7/8
1/3	1/4	0	3/4
1	1/2	0	1/2
3	3/4	0	1/4
7	7/8	0	1/8
15	15/16	0	1/16

Tabla 4.1 Coordenadas del centro del círculo de resistencia normalizada para algunos valores de r_n .

El segundo rasgo que se puede observar es que, para cualquier valor de r_n , las intersecciones del eje central horizontal u de la carta con los círculos para r_n y $r_n' = 1/r_n$ se presentan en puntos simétricos con respecto al centro de la carta.

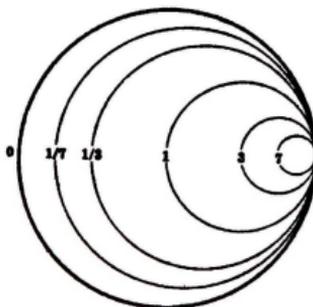


Figura 4.1 Círculos de resistencia normalizada.

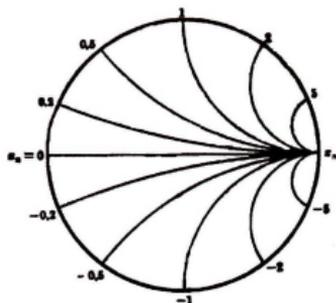


Figura 4.2 Círculos de reactancia normalizada.

Si el procedimiento al derivar (4.6) de (4.3) y (4.4) se repite, eliminando a r_n , en lugar de x_n , se encuentra una ecuación para el lugar geométrico de cualquier valor constante de x_n sobre las coordenadas u , v . El resultado es

$$(u-1)^2 + (v-1/x_n)^2 = (1/x_n)^2 \quad (4.7)$$

De donde se construye la tabla siguiente:

$x_n = \frac{X}{Z_0}$	Coordenadas del centro del círculo		Radio del círculo
	u	v	
0	1	Infinito	Infinito
0,2	1	5	5
-0,2	1	-5	5
$\pm 0,5$	1	± 2	2
± 1	1	± 1	1
± 2	1	$\pm 0,5$	0,5
± 5	1	$\pm 0,2$	0,2

Tabla 4.2 Coordenadas de los círculos de reactancia normalizada para algunos valores de x_n .

Estos círculos están dibujados en la figura 4.2 dentro del círculo de encierre $|\rho| = 1$.

La simetría más obvia exhibida aquí es la simetría de imagen de espejo acerca del eje central horizontal de la carta para los círculos correspondientes a los valores de x_n de igual magnitud pero de signo opuesto. Una inspección revela

otro aspecto simétrico similar a una de las simetrías de los círculos r_n . El punto de intersección de cualquier círculo x_n con el círculo de encierre de la carta es diametralmente opuesto al punto de intersección del círculo para $x'_n = -1/x_n$ con el círculo de encierre. Estas dos simetrías se combinan para dar el resultado de que el punto de intersección con el círculo de encierre para cualquier círculo x_n , es la imagen espejo, con respecto al eje vertical central de la carta, del punto de intersección del círculo x'_n , cuando $x'_n = 1/x_n$.

La construcción detallada de la carta de Smith, en su forma estándar de publicación se muestra en la figura 4.3. Es una extensión de los procedimientos que se han descrito. Los significados de las escalas alrededor de la periferia de la carta, y del conjunto de escalas auxiliares que acompañan la carta en la parte de abajo de la figura, se discuten más adelante.

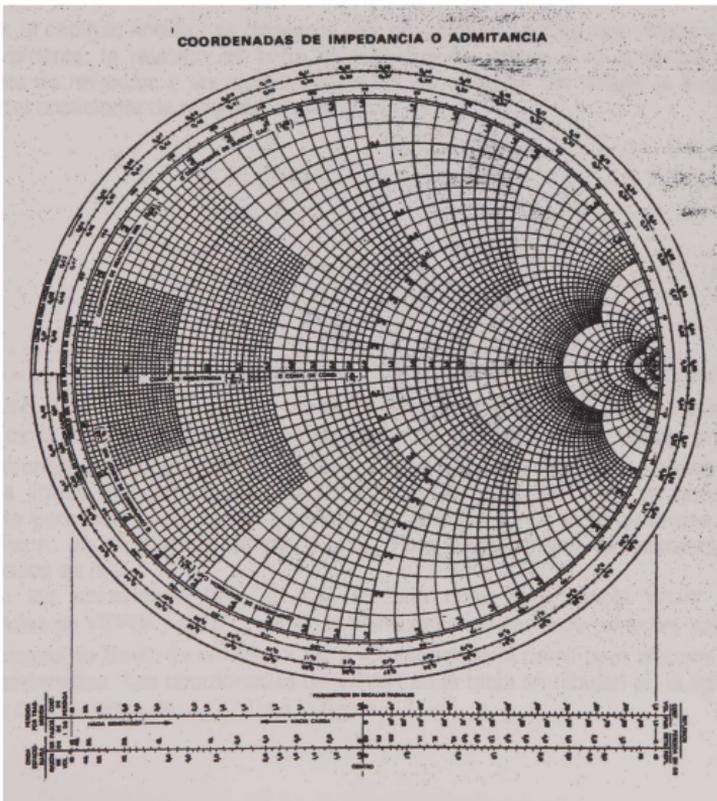


Figura 4.3 Forma estándar de la carta de Smith en papel gráfico.

4.3 Coordenadas del Coeficiente de reflexión.

Como se ha dicho antes, la carta de Smith se construye en el plano complejo del coeficiente de reflexión y, por lo tanto, no es difícil determinar la forma de establecer las escala para las coordenadas polares $|\rho|$ y ϕ . La magnitud del coeficiente de reflexión se representa por medio de una escala radial, en la parte inferior derecha (primera de arriba a abajo), cuyos origen y valor máximo, igual a 1, están alineados con el centro y el círculo de encierre de la carta, respectivamente. Para el ángulo del coeficiente de reflexión se ha dispuesto una escala angular (la más interna) cuyo origen está en la parte positiva del eje real, creciendo en el sentido contrario a las manecillas del reloj.

4.4 Coordenadas para onda estacionaria.

En el capítulo anterior se derivaron dos ecuaciones simples que relacionan, respectivamente, la relación de onda estacionaria de voltaje a la magnitud del coeficiente de reflexión, y las localizaciones de los mínimos del voltaje al ángulo de fase del coeficiente de reflexión. Estas eran

$$VSWR = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (4.8)$$

$$\frac{d_{Vmin}}{\lambda} = \frac{1}{4} \left(1 + \frac{\phi}{\pi}\right) \pm \frac{1}{2} n \quad (4.9)$$

donde $\rho = |\rho| e^{j\phi}$ es el coeficiente de reflexión en cualquier punto sobre la línea de transmisión, VSWR es la relación de onda estacionaria de voltaje asociada, y d_{Vmin} / λ es la posición, en longitudes de onda, de los mínimos de voltaje en el patrón de onda estacionaria desde la carga. Las relaciones son válidas solamente sobre las líneas que tienen baja atenuación por longitud de onda, ya que es solamente para este caso que el concepto de relación de onda estacionaria de voltaje tiene un significado empírico útil. Para tales líneas la impedancia característica es real.

En las ecuaciones (4.8) y (4.9) es una cosa muy simple situar las coordenadas de VSWR y de d_{Vmin} / λ en el plano del coeficiente de reflexión, sobre el cual la carta de Smith se dibuja. La tabla 4.3 proporciona datos para algunas de estas coordenadas. Las coordenadas de VSWR en la tabla se dibujan en la figura 4.7, y las coordenadas de d_{Vmin} / λ en la figura 4.8.

Magnitud del coeficiente de reflexión $ \rho $	Relación de onda estacionaria de voltaje VSWR	Angulo de fase del coeficiente de reflexión Φ	Distancia del mínimo de voltaje en longitudes de onda a partir del punto de reflexión d_{Vmin} / λ
0	1	0	0,25
0,2	1,5	$\pi / 4$	0,3125
0,5	3	$\pi / 2$	0,375
0,75	7	π	0,50 ó 0
0,875	15	$3\pi / 2$	0,125
0,9375	31	2π	0,25

Tabla 4.3 Coordenadas de VSWR y d_{Vmin} / λ para algunos valores de coeficiente de reflexión.

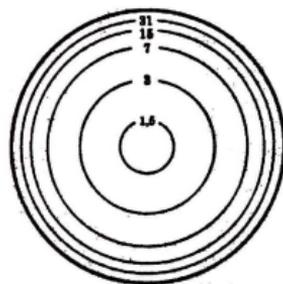


Figura 4.7 Coordenadas de VSWR.

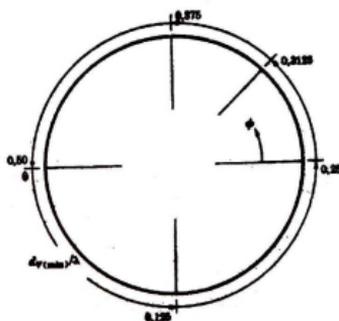


Figura 4.8 Coordenadas del mínimo de voltaje más cercano a la carga.

La comparación de los datos y forma de la figura 4.7 con los datos y forma de la figura 4.1, muestra que cada círculo de VSWR es tangente al círculo r_n del mismo valor numérico estando el punto tangencial sobre el radio $\phi = 0$. Esto está de acuerdo con el hecho de que si una línea de transmisión está terminada en una impedancia normalizada de valor $r_n + j0$, con $r_n > 1$, la VSWR producida es numéricamente igual a r_n .

Las formas impresas de la carta de Smith que bosquejan tanto las coordenadas de (r_n, x_n) como las de la $(VSWR, d_{Vmin}/\lambda)$ se encuentran ocasionalmente, pero la densidad resultante de las líneas en algunas partes de la carta es algo confuso. Puesto que VSWR es una función solamente de $|\rho|$, se puede determinar para cualquier punto sobre la carta con una escala radial derivada de la escala radial para la magnitud del coeficiente de reflexión. De las escalas radiales en la parte inferior de la figura 4.3, la más baja a la izquierda es una escala de VSWR determinada a partir de la ecuación (4.8) en términos de la escala radial lineal de la magnitud del coeficiente de reflexión. Similarmente, puesto que d_{Vmin}/λ es una función solamente de ϕ , se puede medir para cualquier punto sobre la carta con una escala angular lineal derivada de la escala angular lineal para ϕ , usando la ecuación (4.9). Tal escala se imprime sobre la carta de la figura 4.3 inmediatamente fuera de la escala angular del ángulo de fase del coeficiente de reflexión. (La inscripción "LONGITUDES DE ONDA HACIA LA CARGA" se refiere a un uso diferente de la carta discutido posteriormente).

Dos más de las escalas radiales en la parte inferior de la figura 4.3, se pueden ahora explicar en términos de las escalas que se han descrito arriba. Sobre una línea cuya impedancia característica es real, la potencia en una onda armónica reflejada es proporcional al cuadrado de la magnitud del fasor de voltaje de la onda. La magnitud del coeficiente de reflexión para potencia con estas condiciones es, entonces, el cuadrado de la magnitud del coeficiente de reflexión del voltaje. La segunda escala a partir de la parte superior en el grupo de la derecha de las escalas radiales en la figura 4.3 es una escala radial de la magnitud del coeficiente de reflexión de potencia derivada como el cuadrado de la escala de magnitud del coeficiente de reflexión de voltaje que queda inmediatamente sobre ésta.

Muchos ingenieros de comunicaciones se acostumbran mucho a la notación en decibeles, de tal manera que ellos prefieren expresar todas las cantidades posibles pertinentes al voltaje, la corriente o la potencia, en decibeles con relación a alguna referencia. Puesto que VSWR es por definición una razón de voltajes, se presta fácilmente a una fórmula en decibeles como la ecuación (4.15), con el resultado

$$VSWR \text{ en dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_{max}}{V_{min}} \right| = 20 \log_{10} VSWR \quad (4.10)$$

Expresar una VSWR en decibeles no tiene un valor particular práctico, tal como el de facilitar otros cálculos, pero se ha vuelto una notación convencional

aceptada ampliamente. De las escalas radiales en la figura 4.3, la segunda a partir del lado inferior hacia la izquierda da los valores en decibelios para los valores de VSWR sobre la escala que queda inmediatamente abajo de ésta, calculada a partir de la ecuación (4.10).

En una carta de Smith tipo "regla de cálculo", comercialmente disponible, están impresas ocho escalas radiales similares a las de la figura 4.3 en una banda de plástico transparente, que está montada en su punto central para rotar alrededor del punto central de la carta de Smith impresa sobre un plástico opaco. Con la adición de una línea diametral central en la banda transparente y una línea transversal sobre el cursor de plástico transparente que se mueva a lo largo de la banda, la distancia radial desde el centro de la carta a cualquier punto sobre la carta se puede referir a cualquiera de las ocho escalas radiales de la manera indicada por la figura 4.9.

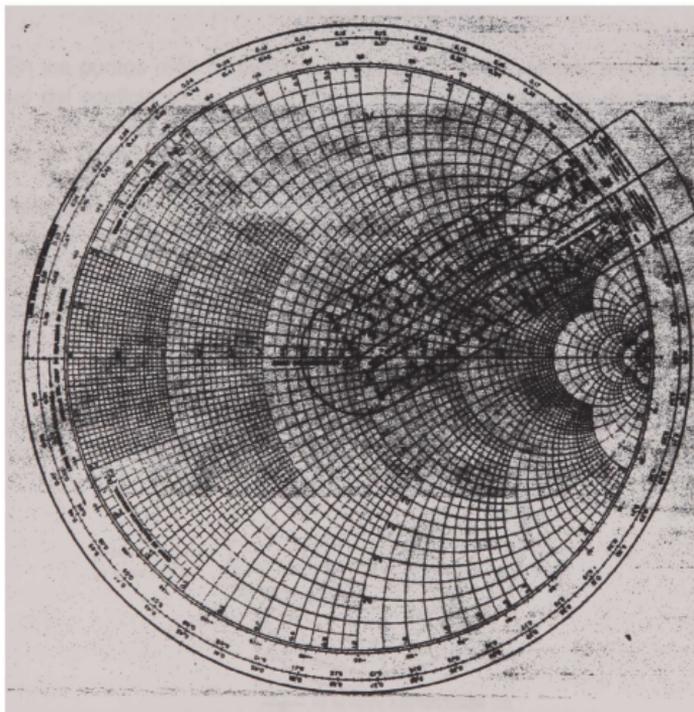


Figura 4.9 Carta de Smith tipo "regla de cálculo".

4.5 Transformación de impedancias.

Se ha mostrado antes que si $\rho = |\rho|e^{j\phi}$ es el coeficiente de reflexión de voltaje en cualquier coordenada d sobre una línea de transmisión uniforme, entonces el coeficiente de reflexión $\rho_1 = |\rho_1|e^{j\phi_1}$ en cualquier otra coordenada d_1 está dado por

$$\rho_1 = \rho e^{-2\alpha(d_1-d)} e^{-2j\beta(d_1-d)} \quad (4.11)$$

De aquí se sigue que

$$|\rho_1| = |\rho| e^{-2\alpha(d_1-d)} \quad (4.12)$$

$$\phi_1 = \phi - 2\beta(d_1 - d) \quad (4.13)$$

En los puntos más cercanos a la fuente de señal, respecto a d ($d_1 > d$), la magnitud del coeficiente de reflexión y el ángulo de fase serán ambos menores que en d . En puntos más cercanos a la carga terminal, respecto a d ($d_1 < d$), la magnitud del coeficiente de reflexión y ángulo de fase serán ambos mayores que en d .

Aplicados a la carta de Smith, estos resultados proveen un procedimiento muy simple y, sobre todo, gráficamente directo, para encontrar la impedancia normalizada en cualquier punto sobre una línea de transmisión, en términos de la impedancia normalizada en cualquier otro punto sobre la línea y los valores de la atenuación total αd y desplazamiento de la fase βd para la distancia de separación entre los dos puntos.

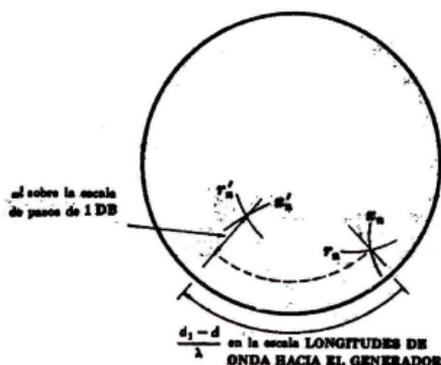


Figura 4.10 Uso de la carta de Smith para transformación de impedancias.

En la figura 4.10, r_n y x_n son las componentes normalizadas de la impedancia en cualquier coordenada d , de una línea de transmisión que tiene un factor de atenuación finito. Se desea conocer las componentes de la impedancia normalizada r_n y x_n en un punto d_1 sobre la línea, d_1 estando sobre el lado de la fuente de señal de d . Según la ecuación 4.13, el coeficiente de reflexión en la coordenada d_1 tendrá un ángulo de fase $2\beta(d_1 - d) = (4\pi/\lambda)(d_1 - d)$ veces más pequeño que el ángulo de fase del coeficiente de reflexión en la coordenada d . La impedancia normalizada en el punto d_1 estará por lo tanto sobre un radio de la carta que está en el sentido de las agujas del reloj (decrecimiento de ϕ), desde la localización angular de la impedancia normalizada en d , en un ángulo en radianes que es 4π veces la longitud de la línea de transmisión, en longitudes de onda, entre los dos puntos.

La escala angular sobre la carta que se va a usar para determinar la transformación de impedancia entre dos localizaciones sobre una línea de transmisión debe ser, por lo tanto, una escala lineal a una tasa de 2π radianes (una rotación completa), alrededor de la carta, por cada medio de longitud de onda. La escala angular más exterior sobre la carta de Smith de la figura 4.3 es la escala en cuestión, y la inscripción LONGITUDES DE ONDA HACIA EL GENERADOR indica que la transformación desde una coordenada d a una coordenada d_1 va en el sentido del movimiento de las agujas del reloj en esta escala si d_1 está más cercano a la fuente de señal o al generador que d . A la par con la escala de arriba y dentro de ésta, hay una escala idéntica que aumenta en una dirección contraria a la del movimiento de las agujas del reloj y que se denomina LONGITUDES DE ONDA HACIA LA CARGA para transformaciones desde d a d_1 , cuando d_1 está sobre el lado de la carga terminal de d . Para estos problemas sobre transformación, el hecho de que el origen para ambas escalas de coordenadas angulares esté sobre el eje horizontal de la izquierda no tiene ningún significado. La carta de Smith tipo "regla de cálculo" mencionada antes permite una rotación de las escalas de la coordenada angular con relación a la parte principal de la carta, de tal manera que el origen de estas escalas se puede fijar en cualquier punto deseado.

La magnitud del coeficiente de reflexión en la coordenada d_1 diferirá del valor en d en un factor $e^{-2\alpha(d_1-d)}$. La impedancia normalizada en d_1 estará por lo tanto más cercana al centro de la carta que la impedancia normalizada en d , en un factor que depende de la atenuación total de la línea entre las dos localizaciones. Esta atenuación se expresa convenientemente en decibels. Puesto que 1 néper = 8,686 decibels, la magnitud del coeficiente de reflexión en $d_1 > d$, se reducirá en un factor $e^{-2/8.686} = 0,794$ para cada decibel de atenuación de la línea entre las coordenadas d y d_1 . El procedimiento adoptado para manejar este factor gráficamente, en la carta de Smith de la figura 4.3, es la dotación de una escala radial marcada a intervalos de 1 decibel, pero sin números, comenzando en la periferia de la carta donde $|\rho| = 1$. De las escalas radiales de la figura 4.3 ésta es la segunda escala comenzando por la parte superior, a la izquierda. El comparar

con la escala lineal de la parte superior a la derecha de la magnitud del coeficiente de reflexión muestra que el primer paso de 1 dB ocurre en $|\rho| = 0,794$, el segundo en $|\rho| = 0,794^2 = 0,631$, etc. Los intervalos de esta escala, como son impresos en la carta estándar, son demasiado grandes, especialmente cerca de la periferia, para que permitan que se tome la ventaja de la precisión inherente de la carta. Al interpolar entre los puntos marcados, se debe hacer un cierto esfuerzo, debido a la no-linealidad de la escala.

Sin lugar a dudas una gran mayoría de los cálculos de transformación de impedancias que se hacen usando la carta de Smith son para situaciones donde la atenuación total, de la porción de línea a lo largo de la cual ocurre la transformación, es despreciable. Los cálculos en estos casos utilizan solamente movimiento angular alrededor de la carta, el punto final estando sobre el mismo $|\rho|$ o coordenada VSWR como el original. Ejemplos de esto son las susceptancias de entrada de líneas stub, las transformaciones de transformadores de un cuarto de longitud de onda, las impedancias de entrada de líneas de alimentación cortas terminadas en antenas de transmisión y, en general, las transformaciones que ocurren siempre que una sección corta de línea de transmisión actúe como un elemento de conexión entre dos componentes de un circuito de alta frecuencia.

4.6 Coordenadas de admitancia normalizada.

Una sección de un cuarto de longitud de onda de una línea de transmisión sin pérdida tiene la propiedad de ser una inversión de los valores de la impedancia normalizada. El valor normalizado de la impedancia de entrada de tal sección es el recíproco del valor normalizado de su impedancia de carga terminal.

Si cualquier punto sobre una carta de Smith, se toma como la impedancia de carga terminal normalizada de una sección de un cuarto de longitud de onda de una línea de transmisión sin pérdida, la impedancia de entrada normalizada de la sección, de acuerdo con el método de la sección 4.6, se encontrará por medio de una rotación de un cuarto de longitud de onda (es decir, en la mitad de camino alrededor de la carta), sin cambio de distancia radial desde el centro de la carta. El nuevo punto será por lo tanto diametralmente opuesto al punto original. El transformador de un cuarto de longitud de onda establece que el valor numérico de esta impedancia de entrada normalizada es el recíproco del valor normalizado de la impedancia de carga terminal inicialmente escogida, la cual, por definición, es la admitancia normalizada de esa impedancia.

De aquí se sigue que la rotación de las coordenadas (r_n, x_n) , para la carta como un todo a través de 180° , sobre el plano del coeficiente de reflexión alrededor del centro de la carta, sustituirá coordenadas de admitancia normalizada (conductancia normalizada g_n y susceptancia normalizada b_n) en cualquier punto por las coordenadas de impedancia normalizada (r_n, x_n) . La naturaleza de las coordenadas (g_n, b_n) , se muestra en la figura 4.11.

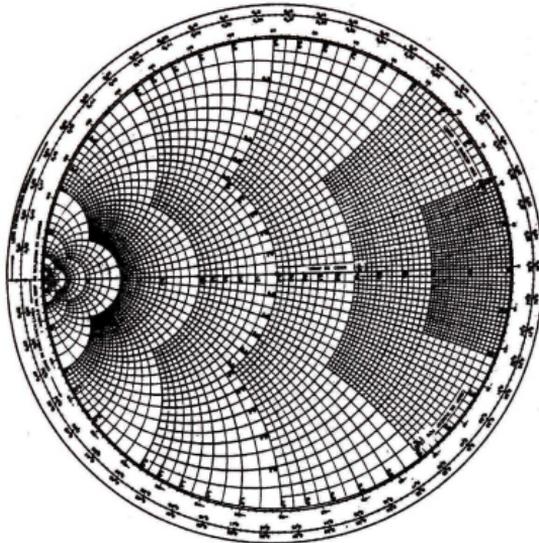


FIG. 4.11 La carta de Smith con coordenadas de conductancia y susceptancia normalizadas sobre el plano del coeficiente de reflexión.

La ecuación $g_n + jb_n = 1/(r_n + jx_n) = r_n/(r_n^2 + x_n^2) - jx_n/(r_n^2 + x_n^2)$ muestra que el signo de b_n es siempre opuesto al de x_n . La parte superior de la carta de Smith contiene todas las impedancias normalizadas, para las cuales x_n es positiva, o todas las admitancias normalizadas, para las cuales b_n es negativa. En la mitad inferior de la carta los signos se invierten.

En el estudio general del análisis de circuitos y sus aplicaciones a situaciones prácticas, tales como en el caso de filtros, redes de emparejamiento y amplificadores electrónicos, la experiencia indica que el lenguaje de admitancia apropiado para elementos de circuito conectados en paralelo tiene una importancia completamente comparable al lenguaje de impedancia apropiado a elementos de circuito conectados en serie. En el caso de líneas de transmisión, cuando diferentes líneas con diferentes secciones de línea de transmisión se conectan mutuamente en un sistema multirramal, éstas se conectan invariablemente en paralelo en los empalmes (Fig. 4.12 (a)), más bien que en serie (Fig. 4.12 (b)), por razones que pueden ser parcialmente eléctricas y parcialmente mecánicas. En efecto, no es posible conectar una línea stub coaxial

en serie con otra línea coaxial sin destruir la propiedad de blindaje de los conductores exteriores, pero un empalme en paralelo de las dos no da lugar a dificultades.

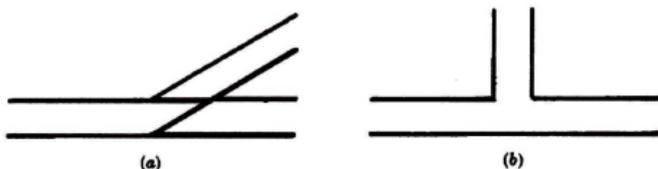


Figura 4.12 Sección de línea de transmisión conectada a una línea principal, en paralelo (a), y en serie (b).

En el análisis del capítulo 3 y en la discusión de la carta de Smith se ha usado la terminología de impedancia con mucha más libertad que la de admitancia pero esto se debió al interés de una mejor uniformidad y continuidad en las presentaciones y no se suele tomar como algo que implique que el lenguaje de impedancia tiene prioridad de cualquier clase. Un ingeniero que use la carta de Smith para cálculos sobre circuitos de líneas de transmisión debe estar bien preparado para usar la carta ya sea para impedancias normalizadas o admitancias normalizadas.

Desafortunadamente, los libros de texto y otro tipo de literatura técnica acerca de la carta de Smith han usado dos convenciones completamente diferentes para los procedimientos de manipulación que se usan al conmutar entre coordenadas de impedancia normalizada y admitancia normalizada. La distinción entre las dos convenciones es muy simple superficialmente, pero puede ser una fuente de confusión considerable y de error.

En la convención usada en esta tesis, descrita anteriormente, las rejillas de coordenadas de admitancia normalizada e impedancia normalizada ilustradas en las figuras 4.11 y 4.3 respectivamente, se usan como gráficos separados en el plano del coeficiente de reflexión. La orientación absoluta de las coordenadas de este plano se mantiene constante, con el ángulo de fase del coeficiente de reflexión aumentando en el sentido contrario a las agujas del reloj, desde cero hacia la derecha. Puesto que cualquier estructura física conectada a una línea de transmisión como impedancia de carga terminal está identificada únicamente por el coeficiente de reflexión que produce, este procedimiento deja la localización geométrica intacta, sobre la carta, de todas las connotaciones físicas, tales como el punto que representa un cortocircuito, el punto que representa un circuito abierto, el punto que representa cualquier ensamble dado de componentes de resistencia, inductancia, capacitancia y el ángulo de referencia cero para coordenadas $d_{v_{min}}/\lambda$. Esta estabilidad de todas las correspondencias físicas sobre la carta se lleva a cabo a expensas de tener que rotar la rejilla de

coordenadas (r_n, x_n) para obtener la rejilla de coordenadas (g_n, b_n) . El diseño de la carta de Smith en forma de "regla de cálculo", mencionada ya, facilita el uso de esta convención permitiendo la rotación de las coordenadas dentro de un círculo unidad con relación a las coordenadas angulares periféricas. Al usar esta convención, la aparición del círculo unidad de la parte real normalizada a la derecha de la carta de Smith simbólica de la figura 4.13 (a), significa que las coordenadas de impedancia normalizada se están usando, mientras que si el círculo unidad de la parte real normalizada está a la izquierda como en la figura 4.13 (b), esto indica que las coordenadas de admitancia normalizada se están usando.

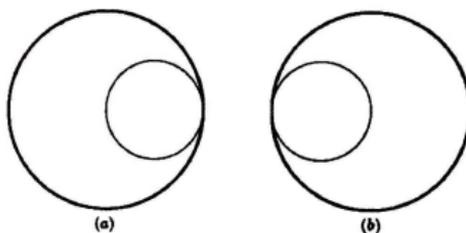


Figura 4.13 Representación simbólica de la relación entre la orientación de la carta de Smith y el uso de la impedancia normalizada (a) o admitancia normalizada (b).

En la convención alternativa, las coordenadas (r_n, x_n) impresas en la figura 4.3, se dice que son impedancias normalizadas o admitancias normalizadas según la necesidad, y se mantienen con la orientación mostrada en ambos casos. Todos los rasgos físicos de la carta entonces se rotan en 180° cuando se cambia desde coordenadas (r_n, x_n) a las coordenadas (g_n, b_n) . El punto del cortocircuito, por ejemplo, estará a la izquierda para coordenadas de impedancia normalizada y a la derecha para coordenadas de admitancia normalizada.

Las hojas de la carta de Smith tienen, generalmente, una estipulación sobre ellas donde se lee "Coordenadas de impedancia o admitancia", lo cual se puede ver en la parte superior de la figura 4.3. También tienen, como se mencionó en la sección 4.3, una escala angular periférica fija identificada como "ángulo del coeficiente de reflexión en grados" la cual se lee en un sentido contrario al de las agujas del reloj desde 0 hacia la derecha. La discusión de la sección 4.2 ha mostrado que las coordenadas (r_n, x_n) aparecen en la forma de la figura 4.3, para tal escala del ángulo de fase del coeficiente de reflexión. Luego la etiqueta "Coordenadas de impedancia o admitancia" es válida solamente cuando está acompañada por la instrucción adicional de que si la carta se va a usar en las coordenadas de admitancia, las coordenadas (r_n, x_n) se deben rotar 180° sobre el

plano del coeficiente de reflexión, pasando a ser coordenadas (g_n, b_n) o la escala del ángulo de fase del coeficiente de reflexión (es decir, el plano del coeficiente de reflexión total), y todas sus realidades físicas concomitantes se deben rotar 180° para permitir a las coordenadas (r_n, x_n) que se vuelvan coordenadas (g_n, b_n) , sin cambio de posición.

5.1 Introducción.

En la carrera de Ingeniería en Comunicaciones y Electrónica que se imparte en la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica del I.P.N., la materia Electromagnetismo II, correspondiente al 5º semestre, contempla en su programa el estudio, entre otros temas, de las líneas de transmisión y la carta de Smith.

Adoptando un enfoque de la Teoría de Circuitos, para aligerar el trabajo matemático y aumentar la comprensión del fenómeno que se estudia, se desarrollan las ecuaciones y se definen los parámetros asociados a las ondas que viajan por una línea de transmisión, en un orden cercano al del capítulo 3. Una vez analizado el caso matemáticamente, se procede a derivar las ecuaciones para la construcción de la carta de Smith y se proporcionan procedimientos, paso a paso, para resolver problemas que fueron vistos previamente.

En esta etapa se trabaja con instrumentos de dibujo tales como compás y regla o escuadra, además de la propia carta de Smith. Es recomendable que cada alumno trabaje usando su propia carta y resuelva cada problema en una carta separada. Aunque los instrumentos de dibujo pueden conseguirse fácilmente y en un rango de calidades muy amplio, no pasa lo mismo con la carta. Su escasa demanda no tiene el atractivo para la industria que tienen, por ejemplo, el papel milimétrico, o las hojas de papel polar, logarítmico, semilogarítmico o isométrico, que promueven la competencia para ofrecer productos de calidad.

La única alternativa para adquirirla es recurrir a algunos grupos de apoyo a estudiantes que imprimen, con mucho entusiasmo pero no tanta calidad, cartas de Smith para el consumo de la comunidad estudiantil y académica.

A todos los métodos gráficos es inherente una cierta pérdida de exactitud que se acepta como el precio a pagar por la rapidez o simplificación de cálculo propios de ellos. Sin embargo esta pérdida de precisión puede agravarse si los instrumentos utilizados presentan algún defecto.

Este es el caso con las cartas de Smith que se usan en la E.S.I.M.E. Su manufactura es casi artesanal y, por lo mismo, no se usan las ecuaciones matemáticas desarrolladas en el capítulo 4 para su trazado; sino que se recurre a

una simple reproducción rudimentaria que deforma las líneas y produce cartas que no son perfectamente circulares.

No es raro que en el curso de una clase de esta materia se presenten discusiones durante la solución de algún ejemplo por el hecho de que alguien obtenga un resultado diferente al de otro estudiante. Lo anteriormente dicho no permite al profesor saber, en principio, si las disparidades de los resultados se deban a una mala lectura de la carta, a un mal uso de los instrumentos de dibujo o a los defectos y la propia naturaleza de la carta.

Estas situaciones pueden ser desconcertantes no sólo para los alumnos, sino para los maestros mismos, dificultando así la comprensión del uso de esta herramienta.

Con el principal propósito de auxiliar en la enseñanza de la teoría de las líneas de transmisión, se ha desarrollado un programa de computadora que facilita su aprendizaje y enseñanza a los futuros ingenieros de México.

El Sistema Informático para el Diseño y Análisis de Sistemas de Líneas de Transmisión (SIPDASLIT) facilita el trabajo con la carta de Smith, al ofrecer la posibilidad de resolver los problemas que se consideran en el aula. Se ha intentado reproducir, en lo posible, el trabajo con la carta normal para que el usuario siga usando los procedimientos aprendidos en clase y para que sea capaz de trabajar con lápiz y papel cuando las circunstancias así lo requieran.

La rapidez de la solución y la consistencia de los resultados obtenidos son tal vez los principales servicios que se obtendrán de SIPDASLIT.

El resto de este capítulo muestra la manera en que opera SIPDASLIT y la apariencia de cada una de las pantallas que se presentan al usuario así como los elementos presentes en ellas. Asimismo se muestra el procedimiento tradicionalmente enseñado en las escuelas para resolver cada tipo de problema [1], [2], [3], [5], [6], [9], [10] y la manera en que deberá procederse al usar SIPDASLIT en la solución de cada caso.

5.2 Interfaz del usuario.

En la pantalla inicial de SIPDASLIT, mostrada en la figura 5.1, se presentan al usuario las siguientes opciones:

- Coeficiente de reflexión a partir de la impedancia normalizada en cualquier punto de la línea (Caso 1).
- Impedancia normalizada en cualquier punto de la línea a partir del coeficiente de reflexión (Caso 2).
- Relación de onda estacionaria (VSWR) y la posición del mínimo de voltaje, del patrón de onda estacionaria, más cercano a la carga, a partir del coeficiente de reflexión (Caso 3).
- Coeficiente de reflexión a partir de la VSWR y la posición del mínimo de voltaje más cercano a la carga (Caso 4).
- VSWR y la posición del mínimo de voltaje más cercano a la carga a partir de la impedancia normalizada de carga (Caso 5).
- Impedancia normalizada de carga a partir de la VSWR y la posición del mínimo de voltaje más cercano a la carga (Caso 6)

SIPDASLIT

Seleccione el botón que corresponda al caso que desea resolver:

1

INCÓGNITA: Coeficiente de reflexión.
DATOS: Impedancia de la línea.

2

INCÓGNITA: Impedancia de la línea.
DATOS: Coeficiente de reflexión.

3

INCÓGNITA: VSWR y posición del primer mínimo de voltaje.
DATOS: Coeficiente de reflexión.

4

INCÓGNITA: Coeficiente de reflexión.
DATOS: VSWR y posición del primer mínimo de voltaje.

5

INCÓGNITA: VSWR y posición del primer mínimo de voltaje.
DATOS: Impedancia de la línea.

6

INCÓGNITA: Impedancia de la línea.
DATOS: VSWR y posición del primer mínimo de voltaje.

7a

INCÓGNITA: Impedancia en un punto de la línea.
DATOS: Impedancia en otro punto y la distancia de separación entre ellos. (Hacia la carga)

7b

INCÓGNITA: Impedancia en un punto de la línea.
DATOS: Impedancia en otro punto y la distancia de separación entre ellos. (Hacia el generador)

8a

INCÓGNITA: Distancia de separación entre dos puntos de una línea. (Hacia la carga)

8b

DATOS: Impedancias en los dos puntos.
INCÓGNITA: Distancia de separación entre dos puntos de una línea. (Hacia el generador)

9a

INCÓGNITA: Impedancia en un punto de la línea.
DATOS: Impedancia en otro punto, distancia de separación y la constante de atenuación. (Hacia la carga)

9b

INCÓGNITA: Impedancia en un punto de la línea.
DATOS: Impedancia en otro punto, distancia de separación y la constante de atenuación. (Hacia el generador)

10a

INCÓGNITA: Distancia de separación entre dos puntos.
DATOS: Impedancias en los puntos y la constante de atenuación. (Hacia la carga)

10b

INCÓGNITA: Distancia de separación entre dos puntos.
DATOS: Impedancias en los puntos y la constante de atenuación. (Hacia el generador)

11a

INCÓGNITA: Atenuación total entre dos puntos.
DATOS: Impedancias en dos puntos y la distancia que los separa. (Hacia la carga)

11b

INCÓGNITA: Atenuación total entre dos puntos.
DATOS: Impedancias en dos puntos y la distancia que los separa. (Hacia el generador)

? Ayuda

Centrar

Figura 5.1 Menú principal de SIPDASLIT.

- Impedancia normalizada en cualquier punto de una línea sin pérdidas, a partir de la impedancia normalizada en otro punto, más cercano al generador, y la distancia de separación entre ambos (Caso 7a).
- Impedancia normalizada en cualquier punto de una línea sin pérdidas, a partir de la impedancia normalizada en otro punto, más cercano a la carga, y la distancia de separación entre ambos (Caso 7b).
- Distancia de separación entre dos puntos de una línea sin pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas en dichos puntos, cuando el segundo de ellos es más cercano a la carga (Caso 8a).
- Distancia de separación entre dos puntos de una línea sin pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas en dichos puntos, cuando el segundo de ellos es más cercano al generador (Caso 8b).
- Impedancia normalizada en cualquier punto de una línea con pérdidas, a partir de la impedancia normalizada en otro punto, más cercano al generador, la distancia de separación entre ambos y la atenuación total entre ellos (Caso 9a).
- Impedancia normalizada en cualquier punto de una línea con pérdidas, a partir de la impedancia normalizada en otro punto, más cercano a la carga, la distancia de separación entre ambos y la atenuación total entre ellos (Caso 9b).
- Distancia de separación entre dos puntos de una línea con pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas en dichos puntos, cuando el segundo de ellos es más cercano a la carga, y la atenuación total entre ellos (Caso 10a).
- Distancia de separación entre dos puntos de una línea con pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas en dichos puntos, cuando el segundo de ellos es más cercano al generador, y la atenuación total entre ellos (Caso 10b).
- Atenuación total entre dos puntos de una línea con pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas de dos puntos, cuando el segundo es más cercano a la carga, y la distancia que los separa (Caso 11a).
- Atenuación total entre dos puntos de una línea con pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas de dos puntos, cuando el segundo es más cercano al generador, y la distancia que los separa (Caso 11b).

En la figura 5.2 se muestra un diagrama que indica la forma en que se agrupan los casos enumerados antes. Los casos 1 al 6 son los más sencillos y, a decir verdad, son más fáciles de resolver usando las fórmulas correspondientes desarrolladas en el capítulo 3 obteniendo resultados más exactos. Sin embargo se consideran como una introducción al manejo de la Carta de Smith y permiten a los estudiantes familiarizarse con las coordenadas de impedancia normalizada y las escalas del coeficiente de reflexión y de la relación de onda estacionaria. Los casos 7a a 8b se relacionan con la transformación de impedancias en líneas sin pérdidas, y se consideran separadamente los casos en que se usa la escala de longitudes de onda hacia la carga de aquellos en que se emplea la escala de longitudes de onda hacia el generador. Aunque bastaría una sola de estas escalas para resolver

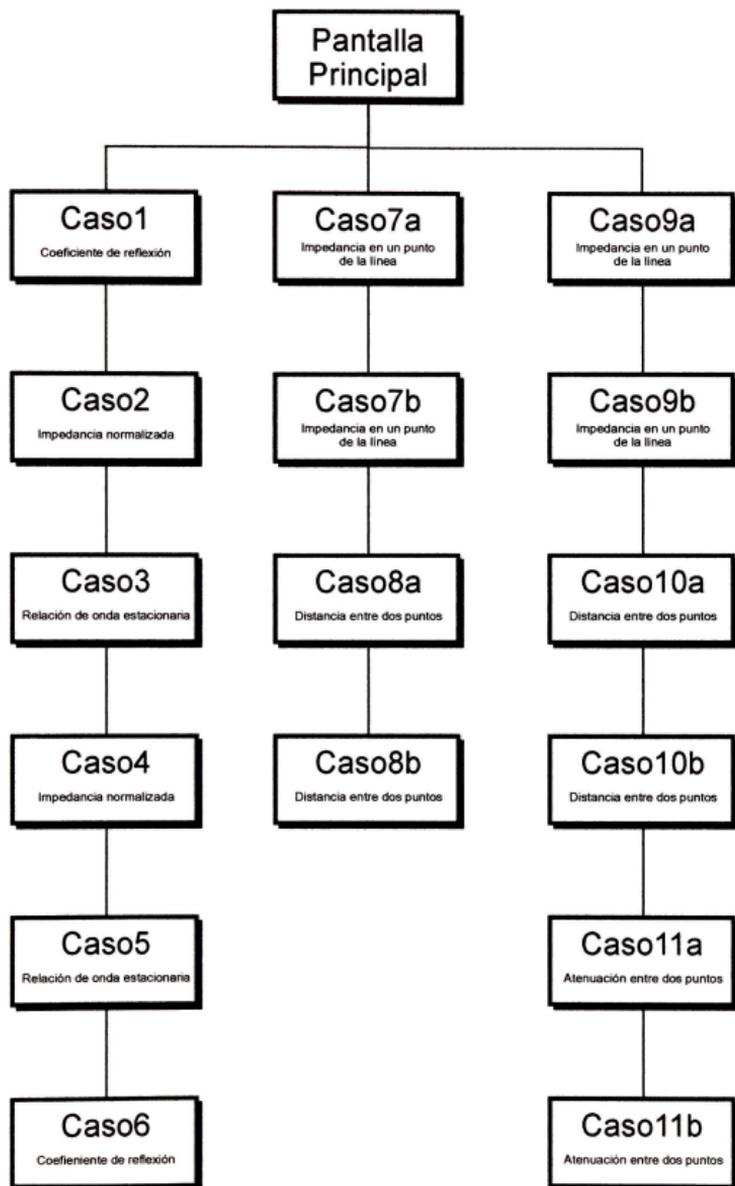


Figura 5.2 Estructura de los casos considerados en SIPDASLIT.

cualquier problema, se incluyen ambas, de la misma forma que hace la carta tradicional. Los casos 9a a 11b tratan la transformación de impedancias en líneas con pérdidas, en los que también se separan los casos de movimiento hacia la carga y hacia el generador. En todos los casos mencionados la pantalla mostrará una carta de Smith con diferentes escalas, dependiendo de cada uno de ellos.

A continuación se analizan los casos de cada una de las tres categorías mencionadas, para cada uno se indicará el procedimiento, paso a paso, para la solución con una carta normal, así como la correspondencia en SIPDASLIT y la información presentada en la pantalla.

5.3 Análisis de casos.

Caso 1. Coeficiente de reflexión a partir de la impedancia normalizada en cualquier punto de la línea.

Este es el primer problema que se sugiere a los estudiantes de ingeniería para iniciar el estudio de la carta de Smith y se proporciona el siguiente procedimiento para encontrar la solución:

1. Normalizar la impedancia de la línea respecto a la impedancia característica de la línea (Z_n).
2. Localizar esta impedancia normalizada en la carta como el punto de intersección del círculo de resistencia normalizada y el arco de reactancia normalizada encontrados en el paso anterior.
3. Trazar una línea que pase por el centro de carta, por el punto Z_n y que corte la escala del ángulo del coeficiente de reflexión, localizada alrededor de la carta, y determinar el punto en que la línea trazada corta a dicha escala. El valor correspondiente al punto de corte será el ángulo del coeficiente de reflexión.
4. Determinar la magnitud del coeficiente de reflexión de cualquiera de estas dos formas:
 - Medir el radio exterior de la carta (R) y el radio asociado al punto Z_n (r). El cociente de r entre R será el valor de la magnitud del coeficiente de reflexión.
 - Con el compás medir el radio del punto Z_n . En la escala de la magnitud del coeficiente de reflexión (primera, de arriba hacia abajo, en el lado inferior derecho) marcar la distancia tomada con el compás, haciendo centro en el punto marcado CENTRO. El valor que se lea en el punto de corte será la magnitud del coeficiente de reflexión.

Como puede verse se usarán sólo dos escalas; así que, con objeto de no recargar la pantalla con herramientas que no se usan en este caso, el programa presenta la carta como se muestra en la figura 5.3, se trata de un mapa de bits creado especialmente para esta aplicación y residente en el archivo *CartaZ1.bmp*.

Al seleccionar esta opción, o cualquiera otra, el programa muestra la carta de Smith y está listo para recibir los datos de manera interactiva. Al mover el ratón sobre la carta, en el área útil, se muestran las coordenadas de impedancia

normalizada, del punto en el que se encuentra el cursor, usando un color diferente al de la carta, y se muestran los valores numéricos de las mismas en las dos casillas superiores etiquetadas *Resistencia Normalizada* y *Reactancia Normalizada*. Al hacer click con el botón izquierdo del ratón, el programa despliega gráficamente la magnitud y el ángulo del coeficiente de reflexión en las escalas respectivas, y muestra sus valores en las casillas correspondientes. Mover ahora el ratón no modifica la presentación de los resultados, sino hasta hacer click por segunda vez para limpiar la carta y prepararse para resolver otro problema.

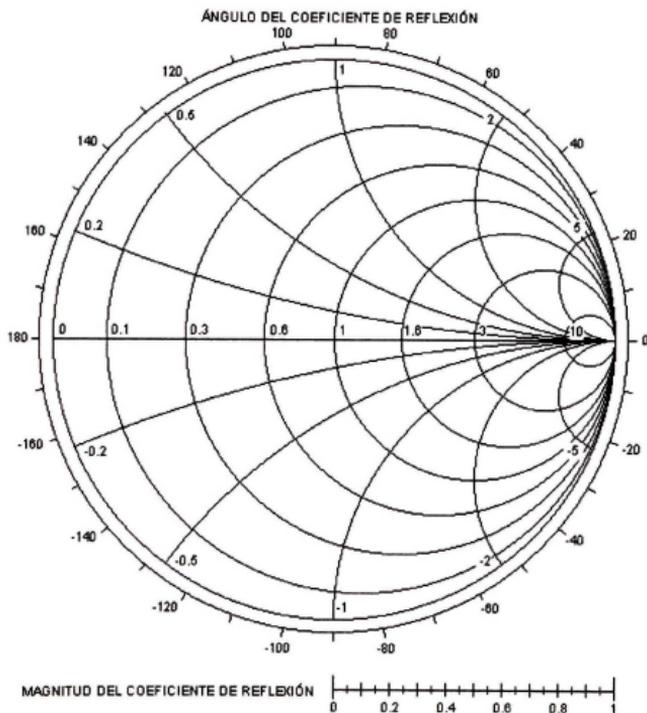


Figura 5.3 Carta de Smith contenida en el archivo *CartaZ1.bmp*.

Caso 2. Impedancia normalizada en cualquier punto de la línea a partir del coeficiente de reflexión.

Para resolver este caso de la forma normal se siguen los siguientes pasos:

1. Expresar el coeficiente de reflexión en forma polar.

2. Localizar en la escala de la magnitud del coeficiente de reflexión el valor que para ella se tenga.
3. Con el compás tomar la distancia, en la misma escala, desde el punto marcado CENTRO hasta el punto localizado en el paso anterior.
4. Trazar un círculo con la medida del compás, haciendo centro en el centro de la carta.
5. Localizar en la escala del ángulo del coeficiente de reflexión el valor obtenido en el paso 1.
6. Trazar una línea que pase por el punto localizado en el paso anterior y por el centro de la carta.
7. Para el punto de intersección de la línea y el círculo trazados, determinar los valores de resistencia y reactancia normalizadas. Estas constituyen la impedancia normalizada.

De la misma forma que en el caso anterior, se usa el archivo *CartaZ1.bmp*, y cuando aparece la pantalla de esta opción, se presenta una carta que muestra las coordenadas del coeficiente de reflexión del punto sobre el que se localiza el cursor, usando un color diferente al de la carta, y muestra numéricamente sus valores en las casillas *Magnitud del Coeficiente de Reflexión* y *Angulo del Coeficiente de Reflexión*. Al hacer click en el punto cuyos valores corresponden a nuestros datos, se muestran en la carta las coordenadas de impedancia normalizada y se indica su valor numérico en la casillas *Resistencia Normalizada* y *Reactancia Normalizada*. Cuando se ejecuta un segundo click la carta se limpia y está lista para seguir trabajando.

Caso 3. Relación de onda estacionaria (VSWR) y la posición del mínimo de voltaje, del patrón de onda estacionaria, más cercano a la carga, a partir del coeficiente de reflexión.

En este caso se usan dos nuevas escalas y para resolver este caso de la forma acostumbrada es necesario proceder de la siguiente forma:

1. Expresar el coeficiente de reflexión en forma polar.
2. Localizar en la escala de la magnitud del coeficiente de reflexión el valor que para ella se tenga.
3. Con el compás tomar la distancia, en la misma escala, desde el punto marcado CENTRO hasta el punto localizado en el paso anterior.
4. Trazar un círculo con la medida del compás, haciendo centro en el centro de la carta.
5. Localizar en la escala del ángulo del coeficiente de reflexión el valor obtenido en el paso 1.
6. Trazar una línea que pase por el punto localizado en el paso anterior y por el centro de la carta.
7. En la escala de la posición del mínimo de voltaje más cercano (escala central de las tres que rodean la carta) determinar el valor del punto donde cortó la línea trazada en el paso 6. Esta es la posición del mínimo más cercano expresado en longitudes de onda.
8. Determine el valor de la VSWR de alguna de estas dos maneras:

- Con el compás medir el radio del círculo trazado en el paso 4 y marcar esta distancia en la escala de la VSWR (primera escala, de abajo hacia arriba, del lado inferior izquierdo) haciendo centro en el punto marcado CENTRO. El valor que corresponda a esta marca será la VSWR.
- Considerando el círculo trazado en el paso 4, determinar cuál círculo de resistencia normalizada es tangente a aquel, siendo el valor encontrado el que corresponde a la VSWR.

En este caso se usará, además de la carta empleada en los casos anteriores, la carta que se muestra en la figura 5.4, la cual incluye las escalas para datos de onda estacionaria.

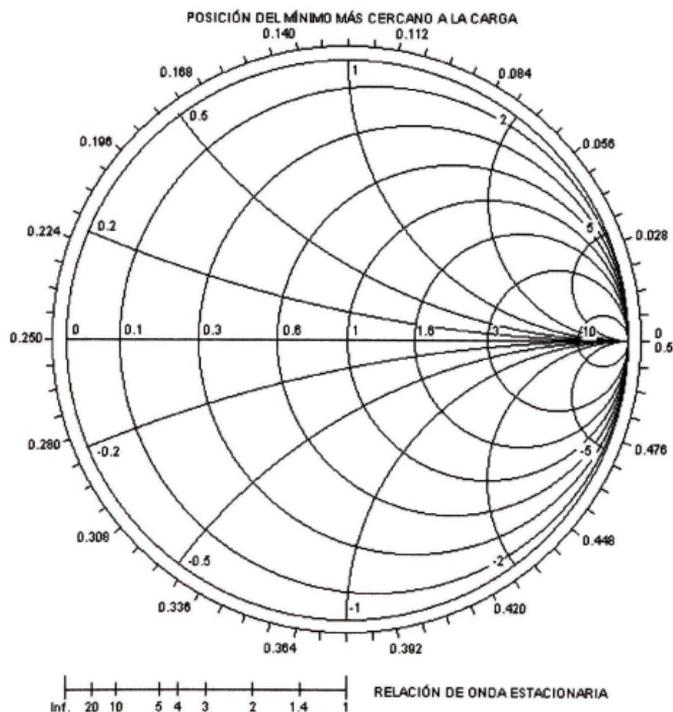


Figura 5.4 Carta de Smith contenida en el archivo *CartaZ2.bmp*.

Al seleccionar este caso se muestra la carta contenida en el archivo *CartaZ1.bmp* para indicar las coordenadas del coeficiente de reflexión, de forma interactiva en la carta, al mover el ratón, e indicar sus valores en las casillas

Magnitud del Coeficiente de Reflexión y Angulo del Coeficiente de Reflexión. Al hacer click con el ratón en el punto con los valores deseados, el programa cambia la carta por la que está contenida en el archivo *CartaZ2.bmp* y despliega en ella las coordenadas de onda estacionaria del punto seleccionado y muestra sus valores en las casillas *Relación de Onda Estacionaria y Posición del Mínimo de Más cercano a la Carga.* El segundo click restablece la carta de *CartaZ1.bmp* y espera la introducción de nuevos datos.

Caso 4. Coeficiente de reflexión a partir de la VSWR y la posición del mínimo de voltaje más cercano a la carga.

El procedimiento a seguir para resolver esta caso usando una carta normal es:

1. Expresar la posición del mínimo más cercano en longitudes de onda.
2. En la escala de la posición del mínimo más cercano localizar el valor encontrado en el paso anterior.
3. Trazar una línea que pase por el centro de la carta y por el punto localizado en el paso 2.
4. Determine en qué punto cortó la línea trazada en el paso anterior a la escala del ángulo del coeficiente de reflexión. El valor encontrado será el ángulo del coeficiente de reflexión.
5. Localizar en la escala de la VSWR el valor que se tenga para este dato.
6. Con el compás tomar la distancia, sobre la escala de la VSWR, desde el punto marcado CENTRO hasta el punto localizado en el paso anterior.
7. Marcar esta distancia en la escala de la magnitud del coeficiente de reflexión. El valor asociado a esta marca será la magnitud del coeficiente de reflexión.

De la misma forma que en el caso anterior se usan dos cartas diferentes, empezando por mostrar la del archivo *CartaZ2.bmp* en la que se muestran las coordenadas de patrón de onda estacionaria cuando se mueve el ratón, al tiempo que se despliegan sus valores numéricos en las casillas etiquetadas como *Relación de Onda Estacionaria y Posición del Mínimo de Voltaje más cercano a la Carga.* Al pulsar el botón izquierdo del ratón se cambia a la carta contenida en el archivo *CartaZ1.bmp* y se muestran las coordenadas del coeficiente de reflexión en ella simultáneamente con sus valores en *Magnitud del Coeficiente de Reflexión y Angulo del Coeficiente de Reflexión.* Cuando se oprime por segunda vez el botón izquierdo del ratón, se presenta nuevamente la carta de *CartaZ2.bmp* y se espera por nuevos datos.

Caso 5. VSWR y la posición del mínimo de voltaje más cercano a la carga a partir de la impedancia normalizada de carga.

Los pasos que conducen a la solución de esta caso son:

1. Normalizar la impedancia de la línea respecto a la impedancia característica de la línea (Z_n).

2. Localizar esta impedancia normalizada en la carta como el punto de intersección del círculo de resistencia normalizada y el arco de reactancia normalizada encontrados en el paso anterior.
3. Trazar una línea que pase por el centro de carta, por el punto Z_n y que corte la escala de la posición del mínimo de voltaje más cercano.
4. Determinar el punto en que la línea trazada en el paso 3 corta a la escala mencionada. El valor correspondiente al punto de corte será la posición del mínimo de voltaje más cercano a la carga.
5. Con el compás medir el radio del punto Z_n .
6. En la escala de la VSWR marcar la distancia tomada en el paso anterior, haciendo centro en el punto marcado CENTRO. El valor que se lea en el punto de corte será la relación de onda estacionaria.

Al seleccionar esta opción, el programa muestra la carta del archivo *CartaZ2.bmp* y está listo para recibir los datos de manera interactiva. Al mover el ratón sobre la carta, se muestran las coordenadas de impedancia normalizada, del punto en el que se encuentra el cursor, y se muestran los valores numéricos de ellas en las casillas *Resistencia Normalizada* y *Reactancia Normalizada*. Al hacer click con el ratón en el punto con los valores deseados, el programa despliega en la carta las coordenadas de onda estacionaria del punto seleccionado y muestra sus valores en las casillas *Relación de Onda Estacionaria* y *Posición del Mínimo de Más cercano a la Carga*. El segundo click restablece la carta y espera la introducción de nuevos datos.

Caso 6. Impedancia normalizada de carga a partir de la VSWR y la posición del mínimo de voltaje más cercano a la carga.

Para resolver este caso a la manera tradicional han de realizarse los siguientes pasos:

1. Expresar la posición del mínimo más cercano en longitudes de onda.
2. En la escala de la posición del mínimo más cercano localizar el valor encontrado en el paso anterior.
3. Trazar una línea que pase por el centro de la carta y por el punto localizado en el paso 2.
4. Localizar en la escala de la VSWR el valor que se tenga para este dato.
5. Con el compás tomar la distancia, sobre la escala de la VSWR, desde el punto marcado CENTRO hasta el punto localizado en el paso anterior.
6. Trazar un círculo con la medida tomada en el paso 5 y haciendo centro en el centro de la carta.
7. Para el punto de intersección de la línea y el círculo trazados, determinar los valores de resistencia y reactancia normalizadas. Estas constituyen la impedancia normalizada.

Cuando este caso es seleccionado se despliega la carta de Smith de *CartaZ2.bmp* y las coordenadas mostradas al mover el ratón son las del patrón de onda estacionaria, mismas que se indican en las casillas *Relación de Onda Estacionaria* y *Posición del Mínimo de Voltaje más cercano a la Carga*. El primer

click hará que se presenten las coordenadas de impedancia normalizada en la carta y los valores respectivos en *Resistencia Normalizada* y *Reactancia Normalizada*. El segundo click permitirá volver a empezar con una carta nueva.

5.3 Transformación de impedancias.

En lo que resta del capítulo, y en aras de la brevedad, las cartas que muestra el programa, las acciones tras una pulsación del ratón, los valores numéricos mostrados, etc., así como los procedimientos asociados a la carta normal, se mostrarán usando una forma abreviada para cada caso.

Caso 7a. Impedancia normalizada en cualquier punto de una línea sin pérdidas, a partir de la impedancia normalizada en otro punto, más cercano al generador, y la distancia de separación entre ambos.

Procedimiento:

1. Expresar la longitud de separación en longitudes de onda.
2. Normalizar la impedancia del primer punto.
3. Localizar este punto en la carta.
4. Trazar un círculo que pase por el punto localizado previamente y cuyo centro sea el centro de la carta.
5. Trazar una línea que pase por el centro de la carta, por el punto localizado en el paso 3 y que corte las escalas alrededor de la carta.
6. Determinar el punto donde la línea trazada en el paso anterior cortó la escala de longitudes de onda hacia la carga.
7. Localizar en la escala mencionada el punto que está separado del punto localizado en el paso anterior, una distancia igual a la calculada en el paso 1.
8. Trazar una línea que pase por el centro de la carta y por el punto localizado en el paso anterior.
9. Para el punto de intersección del círculo trazado en el paso 4 y la línea trazada en el paso 8, determinar las coordenadas de impedancia normalizada.

Elementos y acciones del programa:

Al inicio:

- Archivo: *CartaZ3a.bmp* (figura 5.5).
- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 1* y *Reactancia Normalizada en el punto 1*.

Después del primer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Posición relativa del punto 1* y *Distancia de separación entre los puntos 1 y 2*.

Después del segundo click:

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 2 y Reactancia Normalizada en el punto 2.*

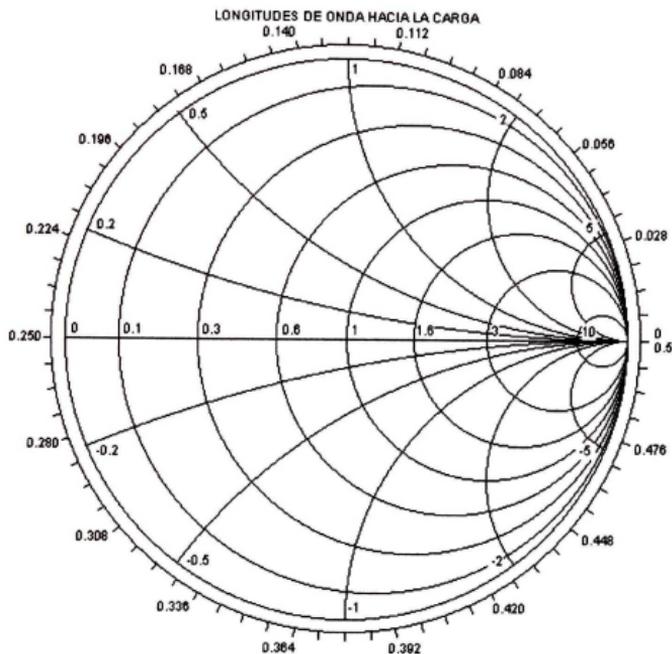


Figura 5.5 Carta de Smith contenida en el archivo *CartaZ3a.bmp*.

Caso 7b. Impedancia normalizada en cualquier punto de una línea sin pérdidas, a partir de la impedancia normalizada en otro punto, más cercano a la carga, y la distancia de separación entre ambos.

Procedimiento:

1. Expresar la longitud de separación, entre los dos puntos, en longitudes de onda.
2. Normalizar la impedancia del primer punto.
3. Localizar este punto en la carta.
4. Trazar un círculo que pase por el punto localizado previamente y cuyo centro sea el centro de la carta.

5. Trazar una línea que pase por el centro de la carta, por el punto localizado en el paso 3 y que corte las escalas alrededor de la carta.
6. Determinar el punto donde la línea trazada en el paso anterior cortó la escala de longitudes de onda hacia el generador.
7. Localizar en la escala mencionada el punto que está separado del punto localizado en el paso anterior, una distancia igual a la calculada en el paso 1.
8. Trazar una línea que pase por el centro de la carta y por el punto localizado en el paso anterior.
9. Para el punto de intersección del círculo trazado en el paso 4 y la línea trazada en el paso 8, determinar las coordenadas de impedancia normalizada.

Elementos y acciones del programa:

Al inicio:

- Archivo: *CartaZ3b.bmp* (figura 5.6).
- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 1 y Reactancia Normalizada en el punto 1.*

Después del primer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Posición relativa del punto 1 y Distancia de separación entre los puntos 1 y 2.*

Después del segundo click:

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 2 y Reactancia Normalizada en el punto 2.*

Caso 8a. Distancia de separación entre dos puntos de una línea sin pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas en dichos puntos, cuando el segundo de ellos es más cercano a la carga.

Procedimiento:

1. Normalizar la impedancia del primer punto y localizarla en la carta.
2. Normalizar la impedancia del segundo punto y localizarla en la carta.
3. Trazar líneas que pasen por el centro de la carta, por los puntos localizados en los puntos 1 y 2, y que corten las escalas alrededor de la carta.
4. Determinar los puntos en donde las líneas trazadas en el punto anterior cortaron la escala de longitudes de onda hacia la carga.
5. La distancia que separa a estos dos puntos será la distancia buscada.

Elementos y acciones del programa:

Al inicio:

- Archivo: *CartaZ3a.bmp*.
- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 1 y Reactancia Normalizada en el punto 1.*

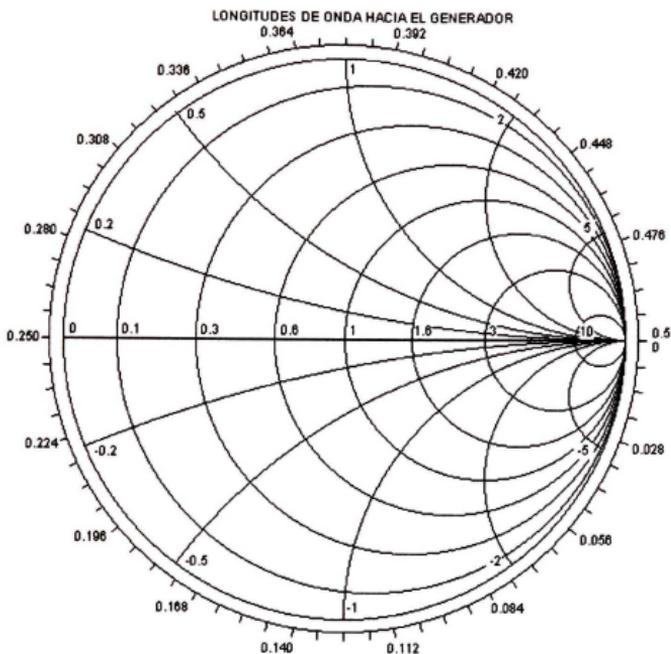


Figura 5.6 Carta de Smith contenida en el archivo CartaZ3b.bmp.

Después del primer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 2 y Reactancia Normalizada en el punto 2.*

Después del segundo click:

- Datos mostrados interactivamente: *Posición relativa del punto 1 y Distancia de separación entre los puntos 1 y 2.*

Caso 8b. Distancia de separación entre dos puntos de una línea sin pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas en dichos puntos, cuando el segundo de ellos es más cercano al generador.

Procedimiento:

1. Normalizar la impedancia del primer punto.
2. Localizar este punto en la carta.
3. Normalizar la impedancia del segundo punto.

Distancia entre dos puntos de la línea.

(Dirección hacia el generador)

Resistencia Normalizada en el punto 1

0.408493310213089

Reactancia Normalizada en el punto 1

0.656908843994141

Resistencia Normalizada en el punto 2

0.41884878277786

Reactancia Normalizada en el punto 2

-0.542161822319031

Posición relativa del punto 1

0.148394137620826

Distancia entre los puntos 1 y 2

0.31029000878334

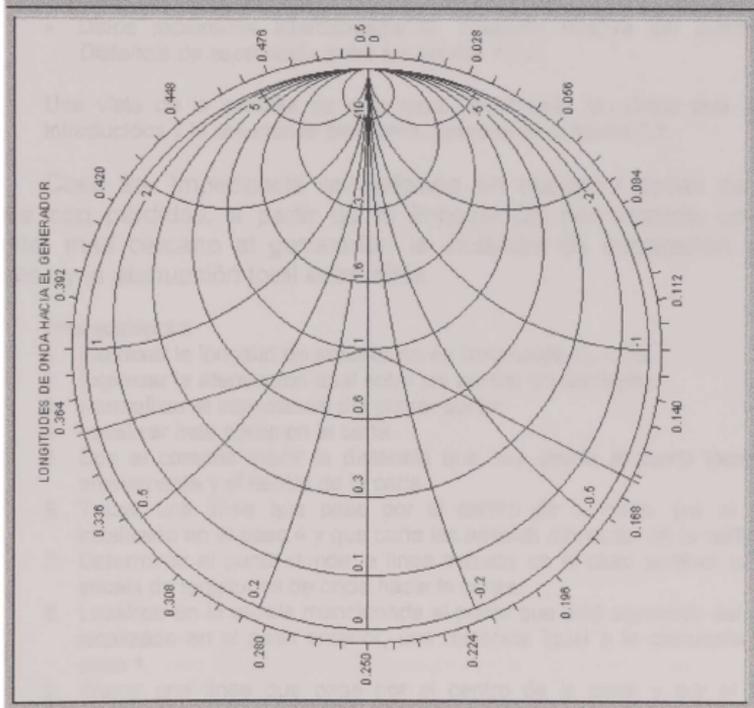


Figura 5.7 Pantalla del caso 8b después del segundo clic.

4. Localizar este punto en la carta.
5. Trazar líneas que pasen por el centro de la carta y por los puntos localizados en los puntos 2 y 4, y que corten las escalas alrededor de la carta.

- Determinar los puntos en donde las líneas trazadas en el punto anterior cortaron la escala de longitudes de onda hacia el generador.
- La distancia que separa a estos dos puntos será la distancia buscada.

Elementos y acciones del programa:

Al inicio:

- Archivo: *CartaZ3b.bmp*.
- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 1* y *Reactancia Normalizada en el punto 1*.

Después del primer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 2* y *Reactancia Normalizada en el punto 2*.

Después del segundo click:

- Datos mostrados interactivamente: *Posición relativa del punto 1* y *Distancia de separación entre los puntos 1 y 2*.

Una vista de la pantalla de este caso, mostrando los datos que fueron introducidos y la solución al problema, aparece en la figura 5.7.

Caso 9a. Impedancia normalizada en cualquier punto de una línea con pérdidas, a partir de la impedancia normalizada en otro punto, más cercano al generador, la distancia de separación entre ambos y la atenuación total entre ellos.

Procedimiento:

1. Expresar la longitud de separación en longitudes de onda.
2. Expresar la atenuación total entre los puntos en decibeles.
3. Normalizar la impedancia del primer punto.
4. Localizar este punto en la carta.
5. Con el compás medir la distancia que hay desde el punto localizado previamente y el centro de la carta.
6. Trazar una línea que pase por el centro de la carta, por el punto localizado en el paso 4 y que corte las escalas alrededor de la carta.
7. Determinar el punto donde la línea trazada en el paso anterior cortó la escala de longitudes de onda hacia la carga.
8. Localizar en la escala mencionada el punto que está separado del punto localizado en el paso anterior, una distancia igual a la calculada en el paso 1.
9. Trazar una línea que pase por el centro de la carta y por el punto localizado en el paso anterior.
10. Marcar con el compás la distancia tomada en el paso 5, en la escala de pasos de 1 dB (segunda de arriba hacia abajo del lado derecho) haciendo centro en el punto marcado CENTRO.

11. Localizar en esta última escala el punto que este separado, del punto localizado en el paso 10, tantos decibeles como se calculó en el paso 2, moviéndose hacia la izquierda (hacia la carga).
12. Tomar con el compás la distancia entre el punto localizado en el paso anterior y el centro de la escala de pasos de 1 dB.
13. Trazar, con esta medida, un círculo que tenga como centro el centro de la carta.
14. Para el punto de intersección del círculo trazado en el paso 13 y la línea trazada en el paso 9, determinar las coordenadas de impedancia normalizada.

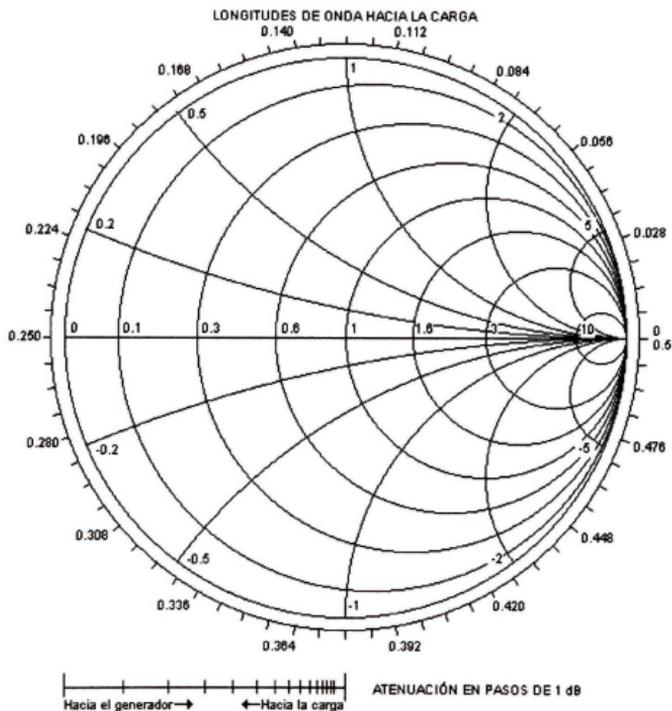


Figura 5.8 Carta de Smith contenida en el archivo *CartaZ4a.bmp*.

Elementos y acciones del programa:

Al inicio:

- Archivo: *CartaZ4a.bmp* (figura 5.8).

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 1 y Reactancia Normalizada en el punto 1.*

Después del primer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Posición relativa del punto 1 y Distancia de separación entre los puntos 1 y 2.*

Después del segundo click:

- Datos mostrados interactivamente: *Atenuación total en decibeles entre los puntos 1 y 2.*

Después del tercer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 2 y Reactancia Normalizada en el punto 2.*

Caso 9b. Impedancia normalizada en cualquier punto de una línea con pérdidas, a partir de la impedancia normalizada en otro punto, más cercano a la carga, la distancia de separación entre ambos y la atenuación total entre ellos.

Procedimiento:

1. Expresar la longitud de separación en longitudes de onda.
2. Expresar la atenuación total entre los puntos en decibeles.
3. Normalizar la impedancia del primer punto.
4. Localizar este punto en la carta.
5. Con el compás medir la distancia que hay desde el punto localizado previamente y el centro de la carta.
6. Trazar una línea que pase por el centro de la carta, por el punto localizado en el paso 4 y que corte las escalas alrededor de la carta.
7. Determinar el punto donde la línea trazada en el paso anterior cortó la escala de longitudes de onda hacia el generador.
8. Localizar en la escala mencionada el punto que está separado del punto localizado en el paso anterior, una distancia igual a la calculada en el paso 1.
9. Trazar una línea que pase por el centro de la carta y por el punto localizado en el paso anterior.
10. Marcar con el compás la distancia tomada en el paso 5, en la escala de pasos de 1 dB (segunda de arriba hacia abajo del lado derecho) haciendo centro en el punto marcado CENTRO.
11. Localizar en esta última escala el punto que este separado, del punto localizado en el paso 10, tantos decibeles como se calculó en el paso 2, moviéndose hacia la derecha (hacia el generador).
12. Tomar con el compás la distancia entre el punto localizado en el paso anterior y el centro de la escala de pasos de 1 dB.
13. Trazar, con esta medida, un círculo que tenga como centro el centro de la carta.

14. Para el punto de intersección del círculo trazado en el paso 13 y la línea trazada en el paso 9, determinar las coordenadas de impedancia normalizada.

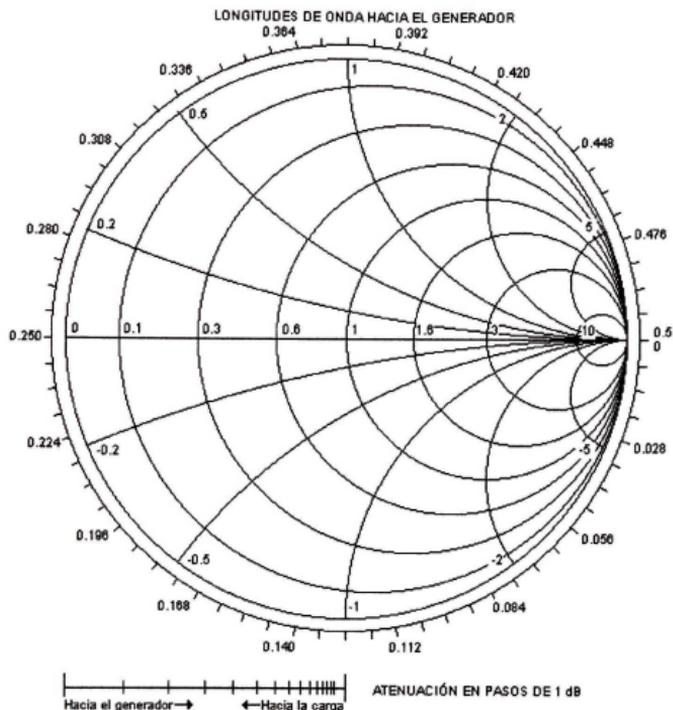


Figura 5.9 Carta de Smith contenida en el archivo *CartaZ4b.bmp*

Elementos y acciones del programa:

Al inicio:

- Archivo: *CartaZ4b.bmp* (figura 5.9).
- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 1* y *Reactancia Normalizada en el punto 1*.

Después del primer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Posición relativa del punto 1* y *Distancia de separación entre los puntos 1 y 2*.

Después del segundo click:

- Datos mostrados interactivamente: *Atenuación total en decibeles entre los puntos 1 y 2.*

Después del tercer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 2 y Reactancia Normalizada en el punto 2.*

Caso 10a. Distancia de separación entre dos puntos de una línea con pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas en dichos puntos, cuando el segundo de ellos es más cercano a la carga, y la atenuación total entre ellos.

Procedimiento:

1. Normalizar la impedancia del primer punto.
2. Localizar esta impedancia en la carta.
3. Normalizar la impedancia del segundo punto.
4. Localizar esta impedancia en la carta.
5. Trazar líneas que pasen por el centro de la carta, por los puntos localizados en los puntos 2 y 4, y que corten las escalas alrededor de la carta.
6. Determinar los puntos en donde las líneas trazadas en el punto anterior cortaron la escala de longitudes de onda hacia la carga.
7. La distancia que separa a estos dos puntos será la distancia buscada.

Elementos y acciones del programa:

Al inicio:

- Archivo: *CartaZ4a.bmp*.
- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 1 y Reactancia Normalizada en el punto 1.*

Después del primer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 2 y Reactancia Normalizada en el punto 2.*

Después del segundo click:

- Datos mostrados interactivamente: *Posición relativa del punto 1 y Distancia de separación entre los puntos 1 y 2.*

Caso 10b. Distancia de separación entre dos puntos de una línea con pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas en dichos puntos, cuando el segundo de ellos es más cercano al generador, y la atenuación total entre ellos.

Procedimiento:

1. Normalizar la impedancia del primer punto.

2. Localizar este punto en la carta.
3. Normalizar la impedancia del segundo punto.
4. Localizar este punto en la carta.
5. Trazar líneas que pasen por el centro de la carta y por los puntos localizados en los puntos 2 y 4, y que corten las escalas alrededor de la carta.
6. Determinar los puntos en donde las líneas trazadas en el punto anterior cortaron la escala de longitudes de onda hacia el generador.
7. La distancia que separa a estos dos puntos será la distancia buscada.

Elementos y acciones del programa:

Al inicio:

- Archivo: *CartaZ4b.bmp*.
- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 1 y Reactancia Normalizada en el punto 1.*

Después del primer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 2 y Reactancia Normalizada en el punto 2.*

Después del segundo click:

- Datos mostrados interactivamente: *Posición relativa del punto 1 y Distancia de separación entre los puntos 1 y 2.*

Caso 11a. Atenuación total entre dos puntos de una línea con pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas de dos puntos, cuando el segundo es más cercano a la carga, y la distancia que los separa.

Procedimiento:

1. Normalizar la impedancia del primer punto y localizarla en la carta.
2. Normalizar la impedancia del segundo punto y localizarla en la carta.
3. Con el compás tomar la distancia desde el centro de la carta hasta el punto localizado en el paso 2.
4. Marcar esta distancia en la escala de pasos de 1 dB.
5. Con el compás tomar la distancia desde el centro de la carta hasta el punto localizado en el paso 4.
6. Marcar esta distancia en la escala de pasos de 1 dB.
7. Determinar la distancia, en decibeles, que separa a los dos puntos localizados en el pasos 6 y 8.
8. La distancia encontrada será la atenuación buscada.

Elementos y acciones del programa:

Al inicio:

- Archivo: *CartaZ4a.bmp*.

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 1 y Reactancia Normalizada en el punto 1.*

Después del primer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 2 y Reactancia Normalizada en el punto 2.*

Después del segundo click:

- Datos mostrados interactivamente: *Atenuación total, en decibels, entre los puntos 1 y 2.*

Caso 11b. Atenuación total entre dos puntos de una línea con pérdidas, a partir de las impedancias normalizadas de dos puntos, cuando el segundo es más cercano al generador, y la distancia que los separa.

Procedimiento:

1. Normalizar la impedancia del primer punto y localizarla en la carta.
2. Normalizar la impedancia del segundo punto y localizala en la carta.
3. Con el compás tomar la distancia desde el centro de la carta hasta el punto localizado en el paso 2.
4. Marcar esta distancia en la escala de pasos de 1 dB.
5. Con el compás tomar la distancia desde el centro de la carta hasta el punto localizado en el paso 4.
6. Marcar esta distancia en la escala de pasos de 1 dB.
7. Determinar la distancia, en decibels, que separa a los dos puntos localizados en el pasos 6 y 8.
8. La distancia encontrada será la atenuación buscada.

Elementos y acciones del programa:

Al inicio:

- Archivo: *CartaZ4b.bmp.*
- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 1 y Reactancia Normalizada en el punto 1.*

Después del primer click:

- Datos mostrados interactivamente: *Resistencia Normalizada en el punto 2 y Reactancia Normalizada en el punto 2.*

Después del segundo click:

- Datos mostrados interactivamente: *Atenuación total, en decibels, entre los puntos 1 y 2.*

Alternativamente, para la transformación de impedancias en líneas con pérdidas, se puede usar la tabla 5.1 de la página siguiente [1].

$ \rho $	VSWR	αl (dB)	$ \rho $	VSWR	αl (dB)
1.0000	infinito	0.0000	0.4800	2.8462	3.1876
0.9900	199.0000	0.0436	0.4700	2.7736	3.2791
0.9800	99.0000	0.0877	0.4600	2.7037	3.3725
0.9700	65.6667	0.1323	0.4500	2.6364	3.4679
0.9600	49.0000	0.1773	0.4400	2.5714	3.5655
0.9500	39.0000	0.2228	0.4300	2.5088	3.6654
0.9400	32.3333	0.2687	0.4200	2.4483	3.7676
0.9300	27.5714	0.3152	0.4100	2.3898	3.8722
0.9200	24.0000	0.3621	0.4000	2.3333	3.9795
0.9100	21.2222	0.4096	0.3900	2.2787	4.0894
0.9000	19.0000	0.4576	0.3800	2.2258	4.2022
0.8900	17.1818	0.5061	0.3700	2.1746	4.3180
0.8800	15.6667	0.5552	0.3600	2.1250	4.4370
0.8700	14.3846	0.6048	0.3500	2.0769	4.5594
0.8600	13.2857	0.6550	0.3400	2.0303	4.6853
0.8500	12.3333	0.7058	0.3300	1.9851	4.8149
0.8400	11.5000	0.7572	0.3200	1.9412	4.9486
0.8300	10.7647	0.8092	0.3100	1.8986	5.0864
0.8200	10.1111	0.8619	0.3000	1.8571	5.2289
0.8100	9.5263	0.9152	0.2900	1.8169	5.3761
0.8000	9.0000	0.9691	0.2800	1.7778	5.5285
0.7900	8.5238	1.0237	0.2700	1.7397	5.6864
0.7800	8.0909	1.0791	0.2600	1.7027	5.8503
0.7700	7.6957	1.1351	0.2500	1.6667	6.0207
0.7600	7.3333	1.1919	0.2400	1.6316	6.1980
0.7500	7.0000	1.2494	0.2300	1.5974	6.3828
0.7400	6.6923	1.3077	0.2200	1.5641	6.5759
0.7300	6.4074	1.3668	0.2100	1.5316	6.7779
0.7200	6.1429	1.4267	0.2000	1.5000	6.9898
0.7100	5.8966	1.4874	0.1900	1.4691	7.2126
0.7000	5.6667	1.5490	0.1800	1.4390	7.4474
0.6900	5.4516	1.6115	0.1700	1.4096	7.6956
0.6800	5.2500	1.6749	0.1600	1.3810	7.9589
0.6700	5.0606	1.7393	0.1500	1.3529	8.2392
0.6600	4.8824	1.8046	0.1400	1.3256	8.5388
0.6500	4.7143	1.8709	0.1300	1.2989	8.8607
0.6400	4.5556	1.9382	0.1200	1.2727	9.2083
0.6300	4.4054	2.0066	0.1100	1.2472	9.5862
0.6200	4.2632	2.0761	0.1000	1.2222	10.0001
0.6100	4.1282	2.1467	0.0900	1.1978	10.4577
0.6000	4.0000	2.2185	0.0800	1.1739	10.9692
0.5900	3.8780	2.2915	0.0700	1.1505	11.5492
0.5800	3.7619	2.3658	0.0600	1.1277	12.2186
0.5700	3.6512	2.4413	0.0500	1.1053	13.0105
0.5600	3.5455	2.5182	0.0400	1.0833	13.9796
0.5500	3.4444	2.5964	0.0300	1.0619	15.2290
0.5400	3.3478	2.6761	0.0200	1.0408	16.9899
0.5300	3.2553	2.7573	0.0100	1.0202	20.0003
0.5200	3.1667	2.8400	0.0050	1.0101	23.0106
0.5100	3.0816	2.9243	0.0025	1.0050	26.0209
0.5000	3.0000	3.0103	0.0010	1.0020	30.0004
0.4900	2.9216	3.0981	0.0005	1.0010	33.0107

Tabla 5.1

La naturaleza no lineal de la escala de pasos de 1 dB hace muy difícil cualquier lectura o estimación, así que se ha creado esta tabla con base en la

relación entre la magnitud del coeficiente de reflexión y el factor de atenuación. Los valores correspondientes de VSWR se incluyen sólo para comodidad del usuario, ya que este concepto es sólo aplicable a líneas sin pérdidas.

Al usar la tabla (casos 9a y 9b) como sustituto de la escala de pasos de 1 dB, los movimientos hacia la carga y hacia el generador se reemplazan por la suma y la resta, respectivamente, de la atenuación total entre dos puntos, al valor de αl correspondiente a $|\rho|$ (o VSWR) asociado a la impedancia conocida.

CAPÍTULO 6 EL INTERIOR DE SIPDASLIT

En este capítulo se describe el funcionamiento interno de SIPDASLIT, detallando la operación de las funciones que lo constituyen. También se presentan los criterios considerados en la elección de la plataforma y herramientas de software empleadas en su elaboración.

6.1 Requerimientos y lenguaje de programación.

En una primera fase, los usuarios de SIPDASLIT que se tuvieron en mente fueron los estudiantes del I.P.N., cuyos laboratorios de computación cuentan con computadoras equipadas con el sistema operativo *Windows 95*. Por esta razón, SIPDASLIT fue desarrollado en esta plataforma.

Como paquete de programación se eligió el producto *C++ Builder 3* de la compañía Borland, porque sus características de Desarrollo Rápido de Aplicaciones (RAD por sus siglas en inglés) y su Ambiente de Desarrollo Integrado (IDE) facilitan enormemente el desarrollo de aplicaciones al ofrecer características tales como el uso de componentes y el manejo de conceptos como manejador de eventos e inspector de objetos. Estas cualidades hacen que sea sencillo diseñar la interfaz del usuario y permiten al programador concentrarse en el trabajo de hacer que su programa realice el trabajo deseado. La paleta de componentes, que contiene alrededor de un centenar de elementos, provee una amplia gama de posibilidades de donde escoger para darle al programa la apariencia que se desee. El inspector de objetos permite establecer las características de los componentes que aparecerán en la pantalla y administra los manejadores de eventos, que no son otra cosa sino el código que debe escribir el programador y que realizan las acciones correspondientes a cada acción del usuario.

Una razón más para escoger este producto es el anuncio, por parte de Borland, de la próxima aparición de *C++ Builder* para *Linux*. Esta plataforma gana cada día mayor terreno en el campo de las computadoras personales y especialmente en el ambiente universitario. Así que será fácil producir una versión de SIPDASLIT para este otro sistema operativo.

6.2 Funciones.

A continuación se presenta una breve explicación de la forma en que trabajan las funciones que se han programado y, en algunos casos, su relación con otras funciones.

Nombre: ConvertirXenU, ConvertirYenV, ConvertirUenX y ConvertirVenY.

Descripción: Estas cuatro funciones sirven para intercambiar datos de la forma de coordenadas absolutas a coordenadas complejas, en forma rectangular, del plano del Coeficiente de Reflexión. Las coordenadas absolutas X y Y representan la posición de cualquier punto en la pantalla, tienen su origen en la esquina superior izquierda y crecen hacia la derecha y hacia abajo, respectivamente. La Carta de Smith se construye en el plano complejo del Coeficiente de Reflexión, en el que u representa la parte real y v la parte imaginaria y, como se vio en el capítulo 4, algunas fórmulas dependen de ellas.

Nombre: ConvertirXYenRn, ConvertirXYenYn.

Descripción: Estas dos funciones permiten determinar el valor de las coordenadas de impedancia normalizada R_n y X_n , resistencia normalizada y reactancia normalizada, respectivamente, a partir de las coordenadas absolutas de un punto dado. Para ello se utilizan las fórmulas correspondientes, expresadas en función de las coordenadas complejas del Coeficiente de Reflexión. Con el fin de obtener mayor precisión, se usan coordenadas auxiliares, X_{coor} y Y_{coor} , que son coordenadas rectangulares cuyo origen se encuentra en el centro de la Carta de Smith y que pueden tomar valores positivos o negativos.

Nombre: ConvertirXYenRo, ConvertirXYenPhi.

Descripción: Estas funciones realizan la conversión de coordenadas absolutas a coordenadas polares, del Coeficiente de Reflexión, para cualquier punto dado. La primera calcula la magnitud, y la segunda el ángulo. Emplean, como las funciones anteriores, coordenadas rectangulares auxiliares, para facilitar el trabajo.

Nombre: ConvertirXYenVSWR, ConvertirXYendVmin.

Descripción: Estas dos funciones determinan los valores de las coordenadas para datos de Onda Estacionaria a partir de las coordenadas absolutas de un punto dado. ConvertirXYenVSWR determina el valor de la relación de onda estacionaria para ondas de voltaje (VSWR por sus siglas en inglés) y ConvertirXYendVmin calcula la Posición del Mínimo de Voltaje, del Patrón de Onda Estacionaria, más cercano a la carga en longitudes de onda.

Nombre: DibujarCirculoRn, DibujarArcoXn.

Descripción: Estas dos funciones realizan el trazado de los círculos de resistencia normalizada, la primera, y de los arcos de reactancia normalizada, la segunda, para una impedancia normalizada dada. Se usan para ello las ecuaciones desarrolladas en el capítulo 4. Para la creación de los mapas de bits que representan la carta de Smith para diferentes casos (ver más adelante) se usan estas dos funciones. Asimismo se emplean para mostrar interactivamente las coordenadas de impedancia normalizada del punto sobre el que está ubicado el cursor del ratón en todos los casos en que la impedancia sea un dato del problema, y para indicar el resultado cuando esta última sea la incógnita.

Nombre: DibujarCirculoRo, DibujarLineaPhi.

Descripción: La primera de estas dos funciones dibuja el círculo de la magnitud, y la segunda traza la línea que representa el valor del ángulo, ambos del Coeficiente de Reflexión, para un punto dado. Cuando el coeficiente es un dato estas dos coordenadas son mostradas dinámicamente con los movimientos del ratón y de manera estática si lo que se busca es ρ .

Nombre: DibujarCirculoVSWR, DibujarLineaVmin.

Descripción: Las coordenadas para datos de onda estacionaria se despliegan por medio de estas dos funciones. Trazan el círculo y la línea que representan la Relación de Onda Estacionaria y la Posición del Mínimo de voltaje más cercano a la carga, respectivamente. También se usan para la introducción de datos interactivamente o la presentación de resultados.

Nombre: DibujarCoordenadasZ.

Descripción: Esta función se encarga de llamar a las funciones de conversión de coordenadas absolutas a coordenadas de Impedancia Normalizada para llamar después a las funciones DibujarCirculoRn y DibujarArcoXn.

Nombre: DibujarCoordenadasRo.

Descripción: Esta función se encarga de llamar a las funciones de conversión de coordenadas absolutas a coordenadas del Coeficiente de Reflexión para llamar después a las funciones DibujarCirculoRo y DibujarLineaPhi.

Nombre: DibujarCoordenadasVSWR.

Descripción: Esta función se encarga de llamar a las funciones de conversión de coordenadas absolutas a coordenadas de datos de onda

estacionaria para llamar después a las funciones DibujarCirculoVSWR y DibujarLineadVmin.

Nombre: FormPaint.

Descripción: La tarea de esta función es la de cargar en memoria el mapa de bits que representa la Carta de Smith con las coordenadas adecuadas y dibujarla en la pantalla al inicio y cada vez que la misma se redibuja. En cada caso la carta es diferente, pues las escalas que deben mostrarse dependen de cada situación particular. En el capítulo 5 se indica el (los) mapa(s) usado(s) en cada caso.

Nombre: FormRatónMove.

Descripción: Esta función llamará a las funciones de dibujo de coordenadas de Impedancia Normalizada, Coeficiente de Reflexión o Relación de Onda Estacionaria, dependiendo de cuál caso se trate, cada vez que se detecte un movimiento del ratón en el área de la Carta de Smith. La función es diferente para cada caso y la sección *Datos Mostrados Interactivamente*, de la descripción de los casos del capítulo anterior, permite ver qué funciones de dibujo son usadas por cada uno en las diferentes etapas de la solución de un problema. El estado de una bandera sirve para saber en qué etapa se encuentra el programa y así llamar a las funciones de dibujo pertinentes.

Nombre: FormClick.

Descripción: Esta función (diferente para cada caso) es la que recibirá los datos del usuario cuando éste pulse el botón izquierdo del ratón sobre cualquier punto del área de trabajo de la carta de Smith. Las coordenadas de dichos puntos se muestran numéricamente, por la función FormRatónMove, de una forma interactiva de manera que el usuario sepa que ha colocado el ratón sobre el punto cuyas coordenadas sean las que tiene como dato. La función revisará el estado de una bandera (falso o verdadero) para determinar si el problema en curso se ha resuelto o no. Si el caso ya se ha resuelto, una nueva pulsación del ratón hará que el área de trabajo se limpie y pueda resolverse otro problema. De lo contrario se llamará a las funciones de conversión y dibujo de coordenadas que correspondan al caso que se está resolviendo y a la etapa del problema, para mostrar los resultados parciales o finales y actualizar el estado de la bandera mencionada de acuerdo a la situación.

Nombre: Caso1, Caso2, Caso3, Caso4, Caso5, Caso6, Caso7a, Caso7b, Caso8a, Caso8b, Caso9a, Caso9b, Caso10a, Caso10b, Caso11a, Caso11b.

Descripción: Estas funciones son las que determinan la apariencia de la pantalla al establecer la ubicación, tamaño y demás características de los elementos presentes y llamando a las funciones asociadas a cada caso para responder adecuadamente a las acciones del usuario.

Nombre: SIPDASLIT.

Descripción: Esta función despliega la pantalla principal mostrando todas las opciones disponibles y permitiendo acceder a cualquiera de ellas.

Nombre: DibujaCaraZ1, DibujaCartaZ2, DibujaCartaZ3a, DibujaCartaZ3b, DibujaCartaZ4a, DibujaCartaZ4b.

Descripción: Estas funciones son independientes del programa principal y crean los archivos en los que se almacenan las variantes de la carta de Smith utilizadas. En el capítulo anterior se muestran estas imágenes y la sección *Archivo*, de la descripción de los casos, indican el mapa de bits para cada opción.

6.3 Casos especiales y su solución.

Durante la programación de algunas funciones surgieron algunos inconvenientes, de entre los que se mencionarán los siguientes:

Las funciones *DibujarCirculoRn*, *DibujarCirculoRo* y *DibujarCirculoVSWR* utilizan el método *Ellipse*($X1$, $Y1$, $X2$, $Y2$) para dibujar un círculo que estará encerrado por el rectángulo definido por los cuatro argumentos que deben pasarse al método y que representan las coordenadas de sus esquinas superior izquierda e inferior derecha, respectivamente [8]. El problema con *Ellipse* es que no dibuja el círculo como se indica, sino que lo hace para el rectángulo cuyas coordenadas son ($x1$, $y1$, $x2-1$, $y2-1$). Esta pequeña diferencia puede no ser problema para ciertas aplicaciones, pero en el caso de SIPDASLIT representa un grave problema. Resultó difícil encontrar que los círculos no se dibujaban correctamente por esta causa y no por errores de cálculo en otras funciones.

La función *DibujarArcoXn* emplea el método *Arc*($X1$, $Y1$, $X2$, $Y2$, $X3$, $Y3$, $X4$, $Y4$) que dibuja un arco del círculo encerrado por el rectángulo definido por los dos primeros pares de argumentos, de la misma forma que en el caso anterior. El principio del arco está definido por la intersección del círculo y la línea que empieza en el centro de éste y termina en el punto ($X3$, $Y3$), mientras que el punto final es la intersección del círculo y la línea que va del centro de éste al punto ($X4$, $Y4$). El arco se traza en el sentido contrario a las manecillas del reloj [8]. En primer lugar se tiene el mismo problema que en *Ellipse* en cuanto al rectángulo que sirve de marco al círculo. En segundo término se presenta la necesidad de conocer los puntos en que los arcos de reactancia normalizada cortan al círculo de encierre de la carta $|\rho|=1$. Este aspecto no se considera en libro alguno, y tuvieron que desarrollarse las ecuaciones necesarias para el caso. Todos los arcos de reactancia pasan por el punto (1,0), como se hizo notar en el capítulo 4, pero cortan al círculo exterior de la carta en un punto diferente para cada valor de X_n .

Partiendo de la ecuación (4.2) pueden encontrarse las ecuaciones siguientes para las coordenadas rectangulares del Coeficiente de Reflexión en términos de la Resistencia y la Reactancia normalizadas

$$u = \frac{r_n^2 + x_n^2 - 1}{(r_n + 1)^2 + x_n^2} \quad (6.1)$$

$$v = \frac{2x_n}{(r_n + 1)^2 + x_n^2} \quad (6.2)$$

que al evaluarlas para $r_n=0$, es decir, sobre el círculo de encierre, serán

$$u = \frac{x_n^2 - 1}{1 + x_n^2} \quad (6.3)$$

$$v = \frac{2x_n}{1 + x_n^2} \quad (6.4)$$

y permitirán conocer el punto de corte para cualquier valor de reactancia normalizada. Dada la forma en que el arco de círculo es dibujado por la función *Arc* el punto de corte cuyas coordenadas están dadas por (6.3) y (6.4) será el punto inicial para valores positivos de x_n y el punto final para valores negativos de ésta. Como el rango de valores de reactancia normalizada va de menos infinito a infinito, el radio de los arcos que los representan tendrán valores comprendidos entre cero e infinito, de acuerdo a lo visto en el capítulo 4. Esto presenta otro inconveniente ya que la suma de los argumentos de la función *Arc* no debe exceder el valor 32768 para $X1 + X2$, $Y1 + Y2$ y $X1 + X2 + Y1 + Y2$. Por esta razón se limita el uso de esta función a los valores de reactancia normalizada mayores a 2, en magnitud. Para el resto de los casos el arco se dibuja punto por punto, usando trigonometría básica, a partir de los valores del radio, el centro y los puntos de corte del arco de círculo calculados previamente por otras funciones.

CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES

Se ha presentado aquí un proyecto que nace de la necesidad de contar con herramientas que auxilien en la enseñanza de uno de los muchos aspectos que competen a los Ingenieros en Comunicaciones y Electrónica. La carta de Smith es un instrumento que debería facilitar el tratamiento de cierto tipo de problemas relacionados con los sistemas de líneas de transmisión, pero las condiciones de las cartas que pueden adquirirse en nuestro medio son tales que en la enseñanza de su manejo los resultados inconsistentes que se obtienen confunden a maestros y alumnos.

El Sistema Informático para el Diseño y Análisis de Sistemas de Líneas de Transmisión reemplaza a la carta tradicional ofreciendo algunas ventajas sobre ella.

En primer lugar, SIPDASLIT ofrecerá resultados consistentes para los mismos datos de entrada, contribuyendo así a la mejor comprensión de su uso e interpretación, al permitir concentrarse en los procedimientos involucrados sin ocuparse de si un resultado inesperado se debe a un error en la ejecución de algún paso, a una lectura incorrecta o a defectos de los instrumentos de dibujo o de la carta misma.

En segundo lugar se tiene que la solución de un problema es mucho más rápida que la lograda usando los medios tradicionales, lo que permite cosas como reducir el tiempo necesario para su aprendizaje; resolver una serie de problemas en los que se intercambien los datos y las incógnitas, para apreciar más claramente la relación entre los parámetros de la línea; diseñar ejemplos para la clase, problemas para los exámenes o ejercicios para los alumnos, sin que ello demande del profesor sino un mínimo esfuerzo y el menor tiempo posible.

En tercer lugar se cuenta con un área de trabajo que supera las posibilidades de las cartas en papel gráfico, pues el círculo de la carta mostrada en la pantalla tiene un radio de 200 píxeles, lo que equivale a un área de más de 125000 elementos de imagen que representan una resolución inigualable por los medios actualmente en uso.

Por último diremos que el enfoque adoptado de presentar sólo las escalas necesarias para cada caso permite que, durante la fase de aprendizaje, el

usuario pueda concentrar su atención en aquellos aspectos de la carta que son objeto de estudio en un punto dado del curso.

Sobre los usos potenciales de SIPDASLIT mencionaremos algunos de especial interés.

Aunque el programa de la materia de Electromagnetismo II contempla la realización de prácticas asistidas por computadora, hasta la fecha no se cuenta con los programas ni con el equipo necesario para ello. Una de las muchas posibilidades con las que se podría apoyar este aspecto de la enseñanza es el de usar SIPDASLIT para el manejo de los datos que, de las líneas reales analizadas, obtienen los estudiantes con los instrumentos disponibles en el laboratorio.

Por otro lado la carta de Smith tiene aplicaciones que van más allá de las líneas de transmisión. Una de ellas es la de permitir la representación de datos de dispositivos semiconductores como los transistores, por ejemplo. La estructura de SIPDASLIT, con las modificaciones pertinentes, podría usarse con este fin.

SIPDASLIT podría integrarse fácilmente a otros sistemas, para aprovechar sus características, si se convirtiera en una componente para aprovechar las facilidades que *C++ Builder* ofrece en el empleo de componentes reutilizables.

En resumen puede asegurarse que SIPDASLIT es una alternativa que presenta muchas ventajas sobre la carta de Smith tradicional y cuyos posibles usos futuros pueden contribuir también al mejoramiento del proceso enseñanza-aprendizaje.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Robert A. Chipman. *Transmission Lines*. Mc. Graw-Hill Book Co., U.S.A., 1971.
- [2] Paul Diament. *Wave Transmission and Fiber Optics*. Macmillan Publishing Co., U.S.A., 1990.
- [3] William H. Hayt, Jr. *Engineering Electromagnetics*. Mc. Graw-Hill Book Co., U.S.A., 1974.
- [4] International Telephone and Telegraph Corp. *Reference Data for Radio Engineers*. 4th. Ed., U.S.A., s/f.
- [5] E. C. Jordan, K. G. Balmain. *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*. Prentice-Hall Inc., U.S.A., 1978.
- [6] John D. Krauss. *Electromagnetics*. Mc. Graw-Hill Book Co., U.S.A., 1984.
- [7] J. R. Pierce, A. M. Noll. *Signals. The Science of Telecommunications*. Scientific American Library, U.S.A., 1984.
- [8] Kent Reisdorph. *Sam's Teach Yourself Borland C++ 3 in 21 Days*. Prentice Hall, U.S.A. 1998.
- [9] Staff of Recherche and Education Association. *The Electromagnetics Problem Solver*. U.S.A., 1988.
- [10] J. Sosa, L. Ortega. *Líneas de Transmisión y Guías de Onda*. Limusa, México, 1988.

Los abajo firmantes, integrantes de jurado para el examen de grado que sustentará el Sr. **Alejandro Juárez Olivárez**, declaramos que hemos revisado la tesis titulada:

“Sistema Informático para el Diseño y Análisis de Sistemas de Líneas de Transmisión”.

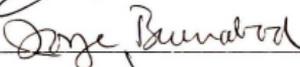
Y consideramos que cumple con los requisitos para obtener el Grado de Maestro en Ciencias en la especialidad en Ingeniería Eléctrica opción Computación.

Atentamente,

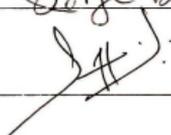
Dr. Sergio V. Chapa Vergara



Dr. Jorge Buenabad Chávez



Dr. Manuel González Hernández



CENTRO DE INVESTIGACION Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DE
INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL

BIBLIOTECA DE INGENIERIA ELECTRICA
FECHA DE DEVOLUCION

El lector está obligado a devolver este libro
antes del vencimiento de préstamo señalado
por el último sello.

DEVOLUCION

