ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

TEMA:

Software para la enseñanza de Líneas de Transmisión de Telecomunicaciones. Teoría, Diseño y Simulación

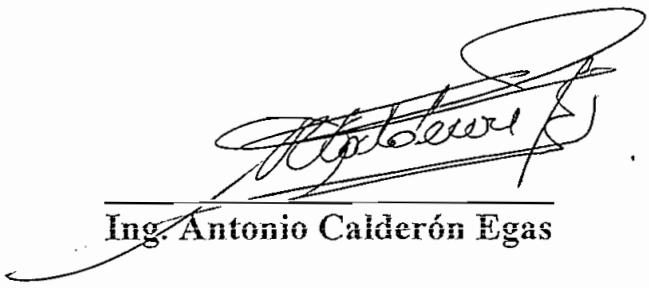
TESIS PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Giovanny Danilo Aguilar Sánchez

Quito, Junio de 1998

CERTIFICACIÓN

Certifico que la presente Tesis ha sido desarrollada en su totalidad por el señor GIOVANNY DANILO AGUILAR SÁNCHEZ.



Ing. Antonio Calderón Egas

Quito, Junio de 1998

SOFTWARE PARA LA ENSEÑANZA DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES.

TEORÍA

DISEÑO

SIMULACIÓN

L I N T E L

SOFTWARE PARA LA ENSEÑANZA DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES. TEORÍA, DISEÑO Y SIMULACIÓN

L I N T E L

Tesis para obtener el grado de Ingeniería Eléctrica
Especialización en Electrónica y Telecomunicaciones

Realizada por:

Giovanny Danilo Aguilar Sánchez

Dirigida por:

Ing. Antonio Calderón Egas

Escuela Politécnica Nacional
Facultad de Ingeniería Eléctrica
Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones
Quito - Ecuador
Sudamérica

1998

AGRADECIMIENTOS

Esta tesis fue desarrollada bajo el valioso asesoramiento del Ingeniero Antonio Calderón Egas, profesor de la Facultad de Ingeniería Eléctrica.

Agradezco a mi familia por su paciencia y aliento durante el desarrollo del programa Lintel y la escritura de este libro.

Dedico esta Tesis con mucho admiración y respeto a mi madre y a mi padre, quienes me han apoyado desinteresadamente y con mucho amor durante toda mi carrera universitaria. Además muy especialmente a mis hermanos y hermanas con los cuales formamos una familia llena de admiración.

PRÓLOGO

En este libro se detalla y explica lo que contiene el software para la enseñanza de líneas de transmisión de telecomunicaciones, denominado LINTEL.
La teoría de líneas de transmisión de telecomunicaciones se basa en el pénsum de estudios de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, especialización Electrónica y Telecomunicaciones de la Escuela Politécnica Nacional.

Este libro describe los diferentes módulos que conforman el programa Lintel, de una forma sencilla y práctica; el módulo teórico contiene la teoría de líneas de transmisión de telecomunicaciones con ejemplos que son programas de diseño, además de mucha información visual como fotografías y gráficos; el módulo de diseño incluye varios programas de ejemplos en donde se puede cambiar parámetros de entrada y visualizar la incidencia que se tiene en la respuesta gráfica y en los resultados analíticos; el módulo de simulación, entra en el entorno gráfico de la carta de Smith y en las formas de onda estacionaria de voltaje y corriente dadas en cualquier sección de la línea de transmisión.

El libro enfatiza mucho en la forma de programar y manejar adecuadamente Lintel. Este programa, pretende ser tanto una referencia para el ingeniero en servicio como para estudiantes de telecomunicaciones. La matemática compleja y el conocimiento de paquetes computacionales como graficadores, sistemas operativos, bases de datos y programas de lenguaje, permiten que Lintel sea mucho más comprensible y por lo tanto el desarrollo de su software en Visual Basic Profesional más factible de realizar y comprender.

Giovanny Danilo Aguilar Sánchez

CONTENIDO

INTRODUCCIÓN 9

CAPÍTULO UNO ASPECTOS GENERALES 10

CAPÍTULO DOS SOFTWARE MÓDULO TEÓRICO 11

2.1 ANÁLISIS Y DESCRIPCIÓN DEL CONTENIDO TEÓRICO 11

2.1.1 Programas utilizados en el contenido teórico 11

2.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA 12

2.3 DISEÑO Y DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE 12

2.4 DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE 14

2.5 CONCLUSIONES 15

CAPÍTULO TRES SOFTWARE MÓDULO DE DISEÑO 16

3.1 ANÁLISIS Y DESCRIPCIÓN DE LOS DISEÑOS A INCLUIRSE 16

3.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA 18

3.3 DISEÑO Y DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE 18

3.4 DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE 21

3.5 CONCLUSIONES 21

CAPÍTULO CUATRO SOFTWARE MÓDULO DE SIMULACIÓN 23

4.1	ANÁLISIS Y DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE A UTILIZARSE	23
4.2	PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	24
4.3	DISEÑO Y DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE	24
4.4	DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE	27
4.5	CONCLUSIONES	27
CAPÍTULO CINCO MANUAL DE USUARIO LINTEL		29
5.1	MANUAL DE USUARIO, MÓDULO DE TEORÍA	32
5.1.1	Grid y List de acceso a capítulos y subcapítulos de teoría de Lintel	33
5.1.2	Pantalla de entorno de teoría de líneas de transmisión	34
5.1.3	Botón de acceso al Índice	35
5.1.4	Programas ejecutables de los archivos de teoría	36
5.2	MANUAL DE USUARIO, MÓDULO DE DISEÑO	38
5.2.1	Grid y List de acceso a diseños de Lintel	39
5.2.2	Pantalla de entorno de diseño de líneas de transmisión	40
5.2.3	Ingreso de datos en la pantalla de entorno de diseño	41
5.2.4	Cálculo de resultados en pantalla de diseño	41
5.2.5	Botones y pantallas de librerías	43
5.2.6	Botón y pantalla de fórmulas del diseño	45
5.2.7	Botón y pantalla de impresión	46
5.2.8	Opciones de números complejos o polares	47
5.3	MANUAL DE USUARIO, MÓDULO DE SIMULACIÓN	48
5.3.1	Botón y pantalla de carta de Smith	51
5.3.2	Botón y pantalla de gráficos y formas de onda	53
CAPÍTULO SEIS CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		55
6.1	Conclusiones	55

6.2 Recomendaciones 56

BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS 57

ANEXO UNO CONTENIDO TEÓRICO 59
CONTENIDO 59
ÍNDICE ALFABÉTICO DEL CONTENIDO TEÓRICO 265

ANEXO 2 DISEÑOS 283

ANEXO 3 SIMULACIÓN 286

ANEXO 4 DESCRIPCIÓN DE LIBRERÍAS 288
4.1 LIBRERÍAS DE CARGAS UTILIZADAS EN DISEÑOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES 288
4.2 LIBRERÍAS DE GENERADORES UTILIZADAS EN DISEÑOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES 291
4.3 LIBRERÍAS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES UTILIZADAS EN DISEÑOS 292

INTRODUCCIÓN

El programa Lintel es una herramienta para la enseñanza de líneas de transmisión de telecomunicaciones del grado de ingeniería eléctrica especialización electrónica y telecomunicaciones, en donde se tiene la posibilidad de acceder a su teoría, realizar diseños e implementar simulaciones de líneas de transmisión de telecomunicaciones, que permiten comprender mejor su funcionamiento y aplicación.

Esta tesis es el desarrollo de un software educativo mediante el uso del paquete base Microsoft Visual Basic Profesional para Windows 95, con el objetivo de ser utilizado fácilmente en un computador.

El lector debe tener conocimientos previos de programación y del álgebra compleja, así como de los cursos básicos de la carrera de ingeniería electrónica y telecomunicaciones.

Lintel es una referencia para la investigación e implementación de las líneas físicas utilizadas en los sistemas de telecomunicaciones.

CAPÍTULO UNO

ASPECTOS GENERALES

Para el desarrollo del software Lintel, se debe manejar y conocer Microsoft Visual Basic Profesional y el administrador de programas Microsoft Windows 95. Lintel es un paquete computacional que se debe utilizar en un entorno de 32 bits.

La presentación y la estética del programa Lintel requiere tener conocimientos previos de programas computacionales graficadores, bases de datos, procesadores de palabras y uso de periféricos, que hacen de este programa una herramienta mucho más eficaz y práctica.

Para poder entender el desarrollo de este libro es importante que el lector y el usuario del paquete Lintel tengan conocimientos previos de la matemática compleja, los cursos básicos de la carrera de ingeniería electrónica y conocimientos de los paquetes computacionales antes mencionados.

CAPÍTULO DOS
SOFTWARE MÓDULO TEÓRICO

2.1 ANÁLISIS Y DESCRIPCIÓN DEL CONTENIDO TEÓRICO

El contenido teórico es la teoría de líneas de transmisión de telecomunicaciones que consta en el pénsum de estudio del grado de ingeniería eléctrica especialización electrónica y telecomunicaciones *[ver Anexo 1].*

2.1.1 Programas utilizados en el contenido teórico

En el contenido teórico se puede estudiar la teoría de líneas de transmisión de una forma muy visual y con la posibilidad de tener ejemplos ejecutables, estos son programas que pueden ser utilizados en un entorno de 32 bits o bajo Windows 95, en los cuales el usuario tiene la posibilidad de cambiar los datos de entrada de los parámetros utilizados en diseños de líneas de transmisión, de tal forma de tener una muy amplia comprensión de lo que se está estudiando.
La forma de manejar estos programas de ejemplo se lo indica en el manual de usuario *[ver subcapítulo 5.1.2].*

Los programas han sido desarrollados con el software Microsoft Visual Basic versión 5.0, edición profesional para desarrollo de 32 bits en Windows 95.

2.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

El software utilizado en el módulo teórico del programa Lintel, deberá permitir al usuario tener acceso a la teoría de líneas de transmisión de telecomunicaciones *[ver Anexo 1]*, como si estuviese estudiando en algún libro de texto, de una forma muy visual y gráfica en la pantalla del computador, además de permitir el dirigirse a cualquier tema referente y de interés en una forma fácil, similar al utilizar el contenido e índice de un libro. Deberán también existir programas de ejemplo que permitan variar los datos de entrada, logrando con esto visualizar la incidencia que tengan sobre los resultados en diseños de líneas de transmisión de telecomunicaciones.

Algo muy importante será la capacidad del programa de ser modular, esto significa que se pueden agregar conceptos nuevos o adicionales, gráficos, fotografías, así como otros programas que permitan que la teoría que se puede ver en *[Anexo 1]* sea mucho más amplia según la necesidad de los usuarios.

2.3 DISEÑO Y DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE

Para lograr que el módulo de teoría cumpla con los requisitos indicados en *[subcapítulo 2.2]* se ha desarrollado un software en base al programa Visual Basic 5.0 y que cumple con el diagrama de bloques indicado en la [Figura 2.1].

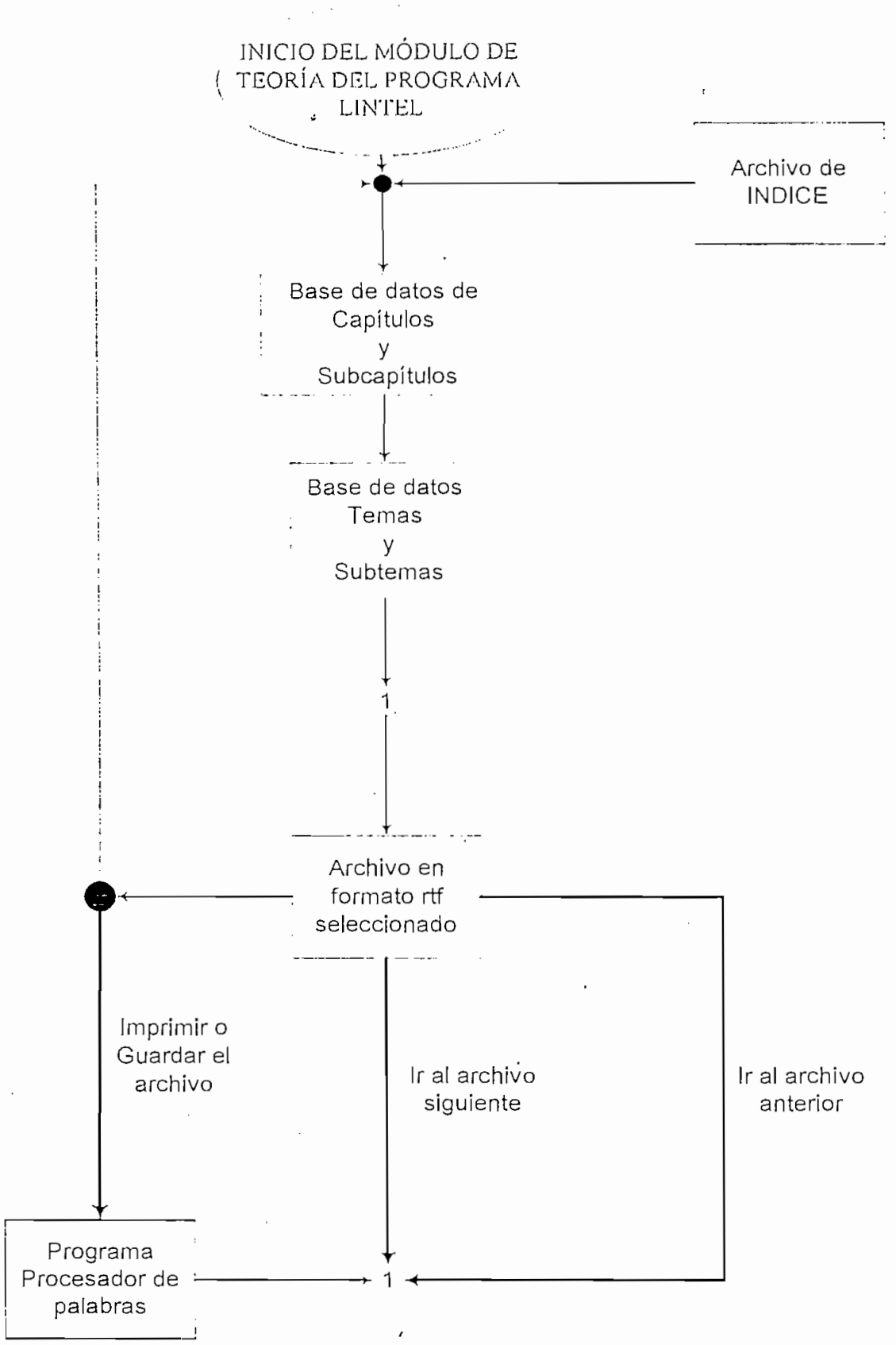


Figura 2.1 Diagrama de bloques del software del módulo teórico

- Las bases de datos de la [Figura 2.1] son implementados en Lintel por Visual Basic Profesional 5.0 mediante controles manejadores de bases de datos, como lo son el control dbgrid y el control dblist *[ver subcapítulo 5.1.1 del manual de usuario]*. Estos controles se enlazan con el programa para bases de datos Microsoft Access versión 2.0 en donde constan los archivos de datos de capítulos y subcapítulos y de temas y subtemas del contenido teórico de líneas de transmisión de telecomunicaciones *[ver Anexo 1. Contenido e Índice]*.
- Para activar las bases de datos se utiliza el control data de Visual Basic.
- Utilizando las utilidades del procesador de palabras Microsoft Word 6.0, se graba los archivos de la [Figura 2.1] con formato RTF (formato de texto enriquecido).
- Existe un control en Visual Basic que maneja archivos con formato RTF *[ver subcapítulo 5.1.2. Manual de usuario]*.
- Con código de programación del lenguaje Visual Basic 5.0, nos enlazamos con en el programa procesador de palabras WordPad para Windows 95, para tener la posibilidad de impresión o realizar ampliaciones en los archivos RTF del entorno teórico de Lintel *[ver subcapítulo 5.1.2. Manual de usuario]*.

2.4 DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE

En base ha lo dicho en el numeral 2.3 se procedió a la implementación del programa, el mismo que en el manual de usuario módulo teórico *[ver subcapítulo 5.1]* se indica el manejo y forma de utilizar el software de la parte de teoría de Lintel.

Para desarrollar el programa con las características de la [Figura 2.1] es necesario conocer el programa Visual Basic, sus controles, herramientas y los entornos de base de datos del mismo. Además se debe manejar un procesador de texto y las capacidades de utilización de programas graficadores, editores de ecuaciones y utilización de periféricos que permitan capturar imágenes o fotografías.

2.5 CONCLUSIONES

- El entorno teórico de Lintel permite enlazarse automáticamente a cualquier tema del contenido teórico de líneas de transmisión de telecomunicaciones.
- El contenido teórico incluido en el programa Lintel es muy didáctico, por lo tanto muy adecuado para la enseñanza de líneas de transmisión de telecomunicaciones.
- Se incluye programas de ejemplo en archivos de teoría, estos permiten comprender mejor el funcionamiento y aplicación de las líneas de transmisión de telecomunicaciones.
- En el entorno teórico de este módulo se puede ingresar conceptos nuevos o adicionales, fotografías, dibujos y nuevos programas de ejemplo.
- El manejo del módulo teórico es muy fácil, ya que tiene la opción de los programas con entorno Windows 95.

CAPÍTULO TRES

SOFTWARE MÓDULO DE DISEÑO

Este módulo permitirá el diseño de líneas de transmisión de telecomunicaciones, para esto se presentará un menú de los diseños a incluirse y librerías que permiten el acceso a características prácticas de elementos, generadores y cargas involucrados en diseños de líneas de transmisión *[ver Anexo 4. Librerías].*

3.1 ANÁLISIS Y DESCRIPCIÓN DE LOS DISEÑOS A INCLUIRSE

Los diseños realizados son programas que pueden ser utilizados en un entorno de 32 bits o bajo Windows 95.

La forma de manejar estos programas de ejemplo se lo indica en el manual de usuario *[ver subcapítulo 5.2].*

Los programas han sido desarrollados con el software Microsoft Visual Basic versión 5.0, edición profesional para desarrollo de 32 bits en Windows 95.

NOTAS IMPORTANTES DE LOS PROGRAMAS DE DISEÑO

El entorno es el mismo para cualquier diseño *[ver subcapítulo 5.2.2. Manual de usuario],* en donde se tiene la capacidad de enlazarse con varias pantallas informativas, a saber, pantalla de las librerías de cargas, generadores y líneas *[ver Anexo 4],* pantalla de fórmulas utilizadas en el diseño, pantalla de impresión, pantalla de gráficos y formas de onda y pantalla de simulación de carta de Smith; esto permite la globalización del diseño y hace de este módulo una herramienta muy útil para el estudio e investigación.

Los datos de cualquier diseño (pueden estar incluidos en un gráfico del diseño), serán reemplazados en las fórmulas utilizadas, estas son un proceso matemático secuencial en donde los resultados obtenidos en fórmulas iniciales sirven para las fórmulas siguientes de la secuencia. Este es el proceso de programación utilizado en Lintel para diseños de líneas de transmisión de telecomunicaciones.
Para poder realizar la programación de diseños en líneas de transmisión es necesario tener un conocimiento previo de la matemática compleja así como de la teoría de líneas de transmisión de telecomunicaciones.

Algunos de los programas incluidos en el módulo de diseños de Lintel son similares a los ejemplos del contenido teórico, con la diferencia de utilizar un entorno diferente y mucho más visual y explicativo. Se realiza esto por comodidad para el usuario, ya que no es necesario que entre en los archivos de teoría para realizar diseños de líneas de transmisión, basta con entrar a los módulos de diseño y simulación, si el usuario es experto y tiene conocimientos previos de la teoría de líneas de transmisión de telecomunicaciones.

Algunos diseños se repiten para que el usuario tenga la facilidad de búsqueda de los diseños tipo, esto es en el módulo de diseño, utilizando los objetos grid y list insertados con el programa Visual Basic *[ver subcapítulo 5.2.1, manual de usuario]*.

Los diseños a incluirse en el programa Lintel los puede ver en *[Anexo 2. Diseños]*.

3.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

El software utilizado en el módulo de diseño del programa Lintel, permitirá al usuario tener acceso a diferentes tipos de diseños de líneas de transmisión de telecomunicaciones *[ver Anexo 2]*, en los cuales se pueden variar los datos de entrada y por lo tanto visualizar los cambios que sufren los resultados. Se tendrá la capacidad de accesar a diseños que utilizan la carta de Smith, en donde se pueda visualizar paso a paso con un retardo de tiempo, el proceso gráfico, con colores y resultados característicos y descriptivos. Además se podrá visualizar, según el caso, resultados gráficos y formas de onda, las fórmulas utilizadas en el diseño y las librerías de cargas, generadores y líneas de transmisión utilizados en telecomunicaciones.

Después de obtener todos los resultados posibles del diseño se tendrá la capacidad de impresión de los datos de entrada y los resultados analíticos y gráficos del diseño.

3.3 DISEÑO Y DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE

Para lograr que el módulo de diseño cumpla con los requisitos indicados, *[subcapítulo 3.2]*, se ha desarrollado un software en base al programa Visual Basic 5.0 y que cumple con el siguiente diagrama de bloques indicado en la [Figura 3.1].

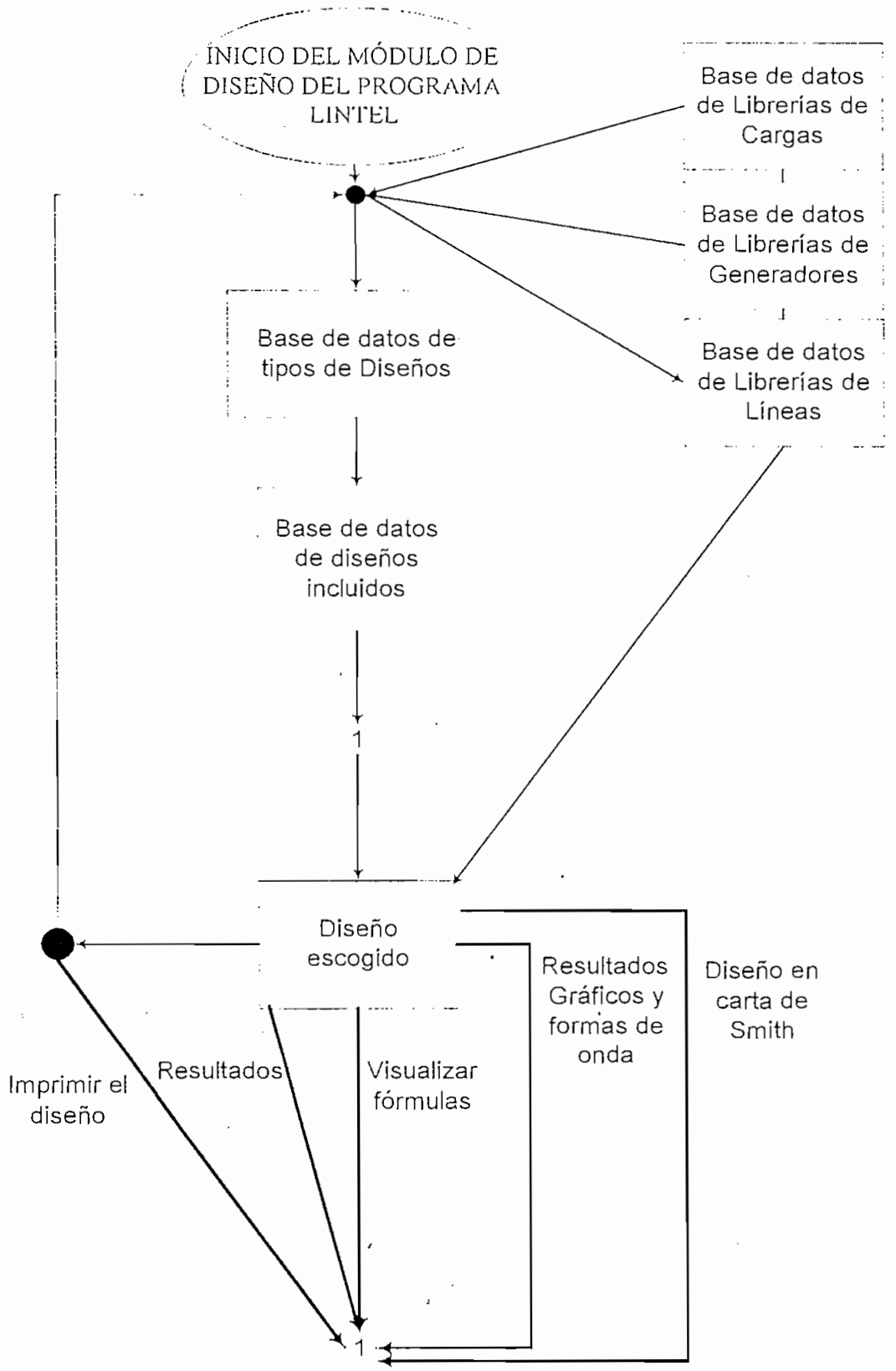


Figura 3.1 Diagrama de bloques del software del módulo de diseño

- Las bases de datos de la [Figura 3.1] son implementados en Lintel por Visual Basic Profesional 5.0 mediante controles manejadores de bases de datos, como lo son el control dbgrid y el control dblist *[ver subcapítulo 5.2.1 del manual de usuario]*. Estos controles se enlazan con el programa para bases de datos Microsoft Access versión 2.0 en donde constan los diseños de líneas de transmisión de telecomunicaciones *[ver Anexo 2. Diseños]*.
- Para activar las bases de datos se utiliza el control data de Visual Basic.
- Las librerías son informativas *[ver Anexo 4. Descripción de librerías]*, de los tipos de cargas, generadores y características de líneas de transmisión usados en telecomunicaciones.
- La impresión del diseño se la realiza por el pórtico paralelo LPT1 del computador. Utilizando códigos de programación de Visual Basic para impresión, se obtiene en papel lo que se visualiza en la pantalla de presentación preliminar de impresión *[ver subcapítulo 5.2.7 del manual de usuario]*.
- En cada entorno de diseño, al ingresar los datos *[ver subcapítulo 5.2.3 del manual de usuario]*, se puede calcular los resultados analíticos y gráficos *[ver subcapítulo 5.2.4 del manual de usuario]*; esto se logra utilizando el lenguaje de programación de Visual Basic para resolver las fórmulas matemáticas utilizadas en el diseño.
- Se puede visualizar las fórmulas utilizadas en el diseño *[ver subcapítulo 5.2.6 del manual de usuario]*.
- El diseño puede ser realizado en forma gráfica, utilizando la carta de Smith, en donde se incluyen los resultados gráficos y analíticos con retardos de tiempo entre cada paso secuencial de diseño *[ver Anexo 1. Capítulo 12, de ayudas gráficas para cálculos sobre líneas de transmisión de telecomunicaciones]*. Esta opción le permite al usuario aprender el

manejo en forma eficiente y muy práctica de la carta de Smith en diseños de líneas de transmisión.

- La herramienta que se usa en Visual Basic para retardos de tiempo es el control timer.

3.4 DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE

En base ha lo dicho en el numeral 3.3 se procedió a la implementación del programa, el mismo que en el manual de usuario módulo de diseño *[ver subcapítulo 5.2]* se indica el manejo y forma de utilizar el software de la parte de diseño de Lintel.

Para desarrollar el programa con las características de la [Figura 3.1] es necesario conocer el programa Visual Basic y los controles de base de datos del mismo. Se utiliza para el entorno de la pantalla de diseño programas graficadores y editores de ecuaciones.

Para desarrollar la programación de diseños de líneas de transmisión es indispensable tener conocimiento de la matemática compleja y de la teoría que se puede ver en *[Anexo 1]*.

3.5 CONCLUSIONES

- El entorno de diseño de Lintel permite ejecutar automáticamente diseños de líneas de transmisión de telecomunicaciones.
- El manejo del módulo de diseño es muy fácil, ya que tiene la opción de los programas con entorno Windows 95.
- Los diseños de Lintel pueden ser analíticos o gráficos.

- Las librerías utilizadas en diseños de líneas de transmisión de Lintel son informativas de equipos y elementos utilizados en comunicaciones.
- La carta de Smith se puede simular en Lintel, para efectuar diseños sobre líneas de transmisión de telecomunicaciones.
- El acceso a determinado diseño es muy fácil y por distintos caminos, razón por la cual en las bases de datos se incluyen algunos diseños iguales.
- En el módulo de diseño de Lintel se tiene la opción de impresión de los datos de entrada, los resultados analíticos y gráficos.
- En el entorno de diseño del programa Lintel se indican las fórmulas utilizadas para cada diseño.

CAPÍTULO CUATRO

SOFTWARE MÓDULO DE SIMULACIÓN

Este módulo permitirá la simulación de la carta de Smith y la simulación de diseños de líneas de transmisión de telecomunicaciones.

El entorno de simulación es similar al entorno del módulo de diseño. La diferencia está en que la simulación realiza diseños de líneas de transmisión generales, en donde se ingresan todos los datos que se refieren a generadores utilizados en telecomunicaciones, la impedancia de carga compleja y los parámetros de las líneas de transmisión; la característica será el poder visualizar formas de onda estacionaria de voltaje y corriente como si hiciésemos medidas en la línea física con un medidor de onda estacionaria u osciloscopio con rango de frecuencias del orden de megahertzios. Además se simulará el uso de la carta de Smith en diseños de líneas de transmisión, de tal forma que el usuario tenga la capacidad de visualizar el manejo correcto de la misma.

4.1 ANÁLISIS Y DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE A UTILIZARSE

Los programas de simulación han sido desarrollados con el software Microsoft Visual Basic versión 5.0, edición profesional para desarrollo de 32 bits en Windows 95.

Las simulaciones a incluirse en el programa Lintel los puede ver en *[Anexo 3. Simulación]*.

4.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

El software utilizado en el módulo de simulación del programa Lintel, permitirá al usuario tener acceso a diferentes tipos de simulación de líneas de transmisión de telecomunicaciones *[ver Anexo 3]*, en los cuales se pueden variar los datos de entrada y por lo tanto visualizar los cambios que sufren los resultados.

El entorno es similar al módulo de diseño y por lo tanto las características.

4.3 DISEÑO Y DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE

Para lograr que el módulo de simulación cumpla con los requisitos indicados, se ha desarrollado un software en base al programa Visual Basic 5.0 y que cumple con el siguiente diagrama de bloques indicado en [Figura 4.1].

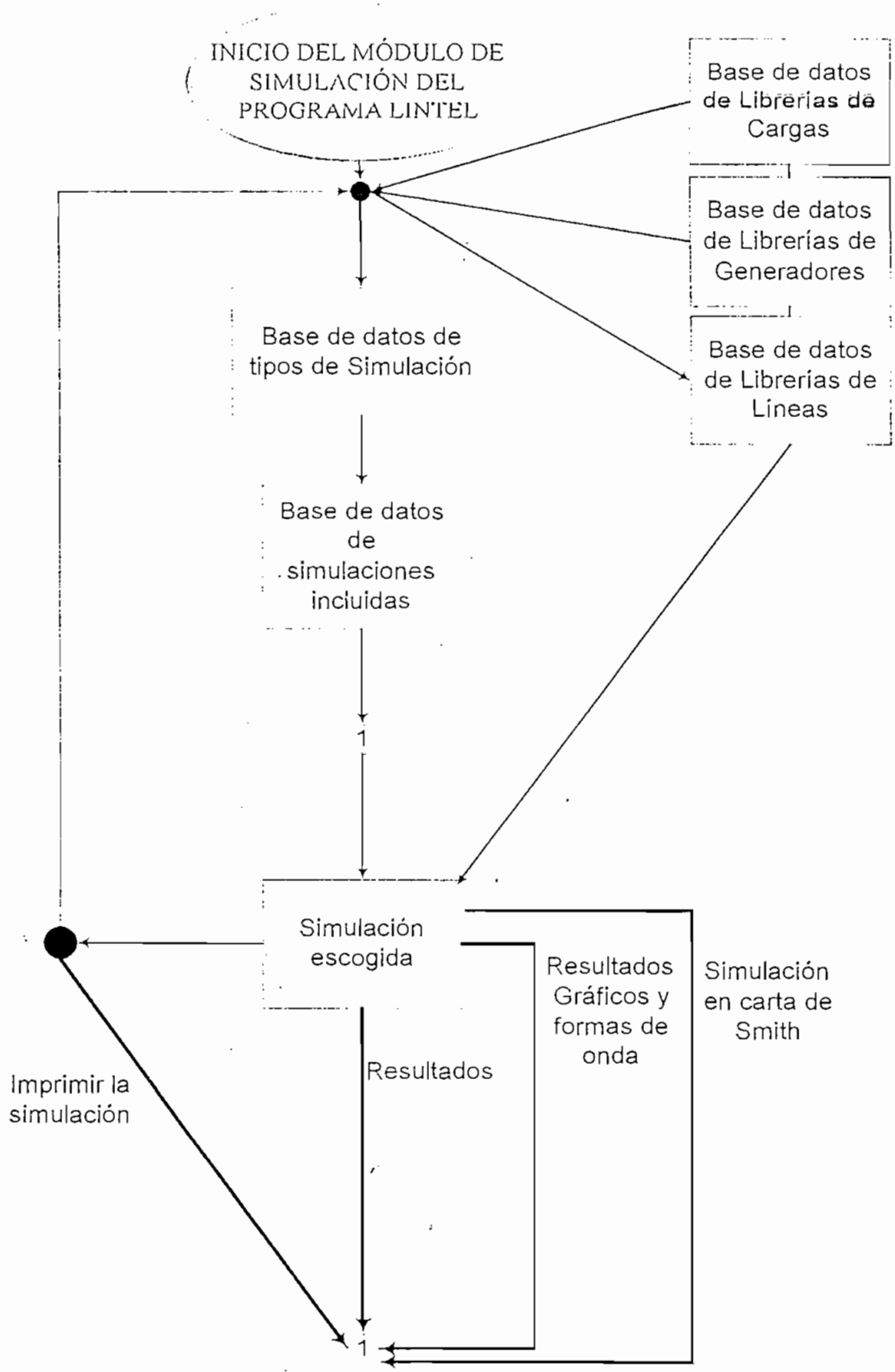


Figura 4.1 Diagrama de bloques del software del módulo de simulación

- Las bases de datos de la [Figura 4.1] son implementados en Lintel por Visual Basic Profesional 5.0 mediante controles manejadores de bases de datos, como lo son el control dbgrid y el control dblist *[ver subcapítulo 5.2.1 del manual de usuario]*. Estos controles se enlazan con el programa para bases de datos Microsoft Access versión 2.0 en donde constan las simulaciones de líneas de transmisión de telecomunicaciones *[ver Anexo 3. Simulaciones]*.
- Para activar las bases de datos se utiliza el control data de Visual Basic.
- Las librerías son informativas *[ver Anexo 4. Descripción de librerías]*, de los tipos de cargas, generadores y características de líneas de transmisión usados en telecomunicaciones.
- La impresión de la simulación se la realiza por el pórtico paralelo LPT1 del computador. Utilizando códigos de programación de Visual Basic para impresión, se obtiene en papel lo que se visualiza en la pantalla de presentación preliminar de impresión *[ver subcapítulo 5.2.7 del manual de usuario]*.
- En cada entorno de simulación, al ingresar los datos *[ver subcapítulo 5.2.3 del manual de usuario]*, se puede calcular los resultados analíticos y gráficos *[ver subcapítulo 5.2.4 del manual de usuario]*; esto se logra utilizando el lenguaje de programación de Visual Basic para resolver las fórmulas matemáticas utilizadas en el diseño.
- La simulación puede ser realizado en forma gráfica, utilizando la carta de Smith, en donde se incluyen los resultados gráficos y analíticos con retardos de tiempo entre cada paso secuencial de la simulación *[ver Anexo 1. Capítulo 12, de ayudas gráficas para cálculos sobre líneas de transmisión de telecomunicaciones]*. Esta opción le permite al usuario aprender el manejo en forma eficiente y muy práctica de la carta de Smith.

- La herramienta que se usa en Visual Basic para retardos de tiempo es el control timer.
- Para obtener los resultados gráficos de ondas estacionarias de voltaje y corriente se utiliza las herramientas de código de programación de Visual Basic.

4.4 DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE

En base ha lo dicho en el numeral 4.3 se procedió a la implementación del programa, el mismo que en el manual de usuario módulo de diseño *[ver subcapítulo 5.3]* se indica el manejo y forma de utilizar el software de la parte de simulación de Lintel.

Para desarrollar el programa con las características de la |Figura 4.1| es necesario conocer el programa Visual Basic y los entornos de base de datos del mismo. Se utiliza para la pantalla de simulación programas graficadores, editores de ecuaciones.

Para desarrollar la programación de simulación de líneas de transmisión es indispensable tener conocimiento de la matemática compleja y de la teoría que se puede ver en *[Anexo 1]*.

4.5 CONCLUSIONES

- La simulación es analítica y gráfica.
- Se ha logrado crear una herramienta que permite simular la carta de Smith, para efectuar diseños sobre líneas de transmisión de telecomunicaciones.

- En simulación de líneas de transmisión terminadas en cargas especiales se obtiene las formas de onda de voltaje y corriente estacionaria, las que se generan a partir de las expresiones generales en una línea de transmisión.
- El módulo de simulación permite visualizar en forma automática los resultados analíticos y con retardos de tiempo los resultados gráficos en la carta de Smith.

CAPÍTULO CINCO

MANUAL DE USUARIO LINTEL

Bienvenidos al programa LINTEL, herramienta que nos sirve para la enseñanza de Líneas de Transmisión de Telecomunicaciones del grado de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, para aprender su teoría en forma muy visual y de fácil acceso, realizar diferentes tipos de diseños en base a líneas de transmisión con una simplicidad en el ingreso de datos y visualización de resultados numéricos y gráficos, y la simulación de líneas de transmisión terminadas en cargas especiales, con resultados gráficos de los voltajes y corrientes estacionarios en cualquier sección de la línea, además de una simulación de la carta de Smith, su uso y manejo en diseños basados en líneas de transmisión de telecomunicaciones.

ESPACIO REQUERIDO PARA LINTEL

Para setear Lintel en su computador se requiere un mínimo de 80 MB de espacio en su disco duro. Para poder ejecutar el programa usted debe trabajar en un entorno de 32 bits o bajo el programa Microsoft Windows 95; además para no tener problemas en velocidad o falta de memoria en la ejecución del programa Lintel, las características mínimas de su computador son que el microprocesador sea un pentium de 75 Mhz y tenga 16 MB de memoria RAM.

INSTALACIÓN DE LINTEL

El programa LINTEL está diseñado para un entorno de 32 bits, como lo es el programa Microsoft Windows 95, el usuario debe tener conocimientos de este administrador de programas. Antes de usar el programa Lintel usted debe

ejecutar el programa **LINTEL SETUP**. Este programa lo encontrará en el disco compacto instalador del programa. Siga los siguientes pasos para instalar Lintel en su computador:

1. Inserte el disco compacto Lintel Setup en el drive del CD.
2. Corra el programa **setup.exe** encontrado en el CD.
3. Siga los pasos que le indica el programa instalador.
4. Usted debe instalar el programa obligatoriamente en el siguiente directorio: C:\LINTEL\

EMPEZANDO LINTEL

Una vez instalado el programa Lintel en su computador es muy fácil ejecutar el programa, ya sea desde Inicio del Windows 95, en Ejecutar_(con el archivo ubicado en el directorio C:\LINTEL\lintel.exe) o en Programas (programa lintel), o ya sea agregando manualmente un icono de acceso directo, llamado **lintel.exe** [Figura 5.1], se debe hacer doble click sobre este icono.

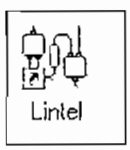


Figura 5.1

CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DEL ENTORNO WINDOWS 95

El programa Lintel utiliza las características básicas de Microsoft Windows 95 para su manejo eficiente, ya sean las opciones de teclado y el manejo del ratón o mouse con ejecuciones de click y doble click en su botón izquierdo. Para poder tener acceso a los diferentes módulos del programa, basta con saber que Lintel trabaja en un entorno visual de botones, combos, barras de desplazamiento, etc. que son características que manejan fácilmente los usuarios que han tenido conocimientos previos del entorno Windows.

Una vez ejecutado el programa Lintel, se visualiza la pantalla de presentación o carátula [Figura 5.2], en donde se podrá continuar para tener acceso a los módulos de teoría, diseño y simulación de líneas de transmisión de telecomunicaciones, que es la pantalla principal de trabajo [Figura 5.3].

Figura 5.2 Carátula del programa Lintel

- Para ingresar en la pantalla principal de trabajo haga click en el botón [Continuar] o utilice la combinación de teclas ALT+C.
- Para salir de la carátula haga click en el botón [Salir del Programa] o utilice la combinación de teclas ALT+S.

5.1 MANUAL DE USUARIO, MÓDULO DE TEORÍA

El módulo de teoría [Figura 5.3], nos permite tener el acceso fácil y directo a los diferentes temas de la teoría de líneas de transmisión de telecomunicaciones del grado de ingeniería electrónica y telecomunicaciones *[ver Anexo 1]*.

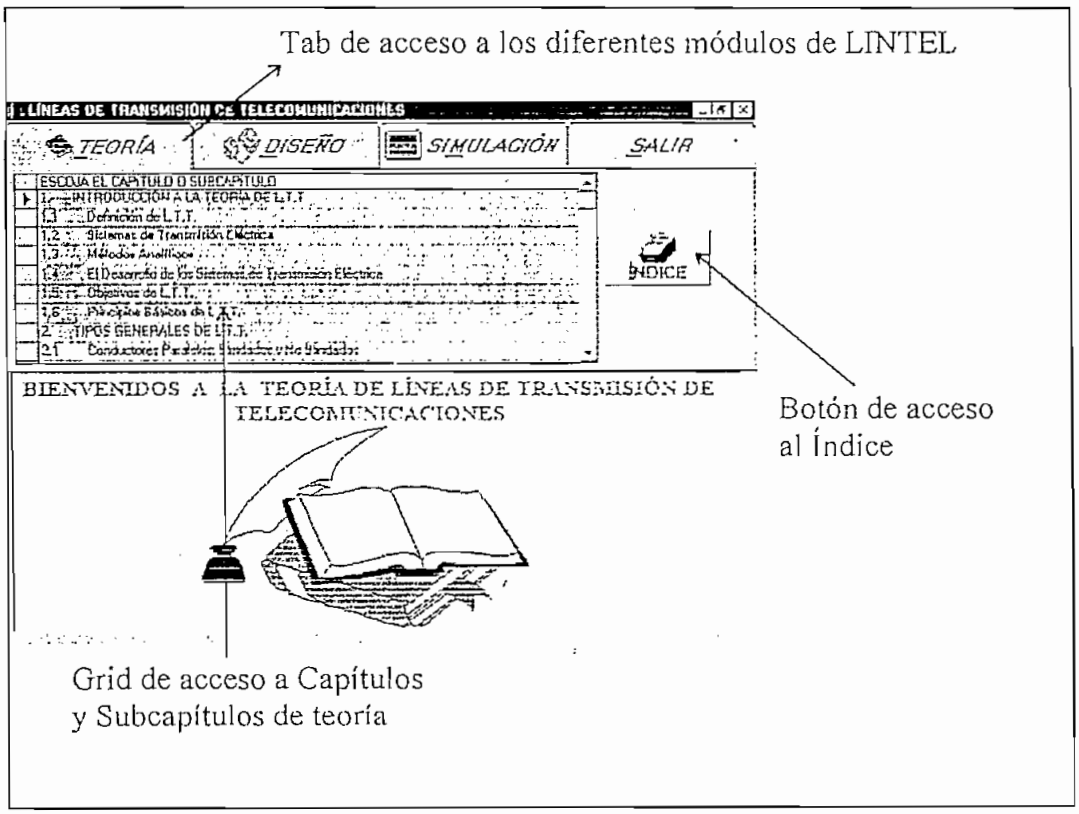


Figura 5.3 Pantalla del módulo de teoría de Lintel

- Para tener acceso a los diferentes módulos del programa Lintel, basta con hacer click sobre las palabras del tab de acceso indicado en [Figura 5.3].
- Haga click en palabra [SALIR] del tab de acceso a los diferentes módulos si desea salir del programa Lintel y regresar a la carátula inicial; o simplemente utilice las opciones de Windows 95 para cerrar ventanas y salir de programas con los botones que se encuentran en la parte superior derecha de cada ventana activa.

5.1.1 Grid y List de acceso a capítulos y subcapítulos de teoría de Lintel

En el grid de acceso a capítulos y subcapítulos de teoría usted visualiza los archivos principales de la teoría de líneas de transmisión.

- Al hacer doble click sobre el archivo que se escoja o haciendo click en el archivo y en el botón [TEMARIO], se visualiza su contenido *[ver Anexo 1. Contenido]* en el list de contenido teórico [Figura 5.4].

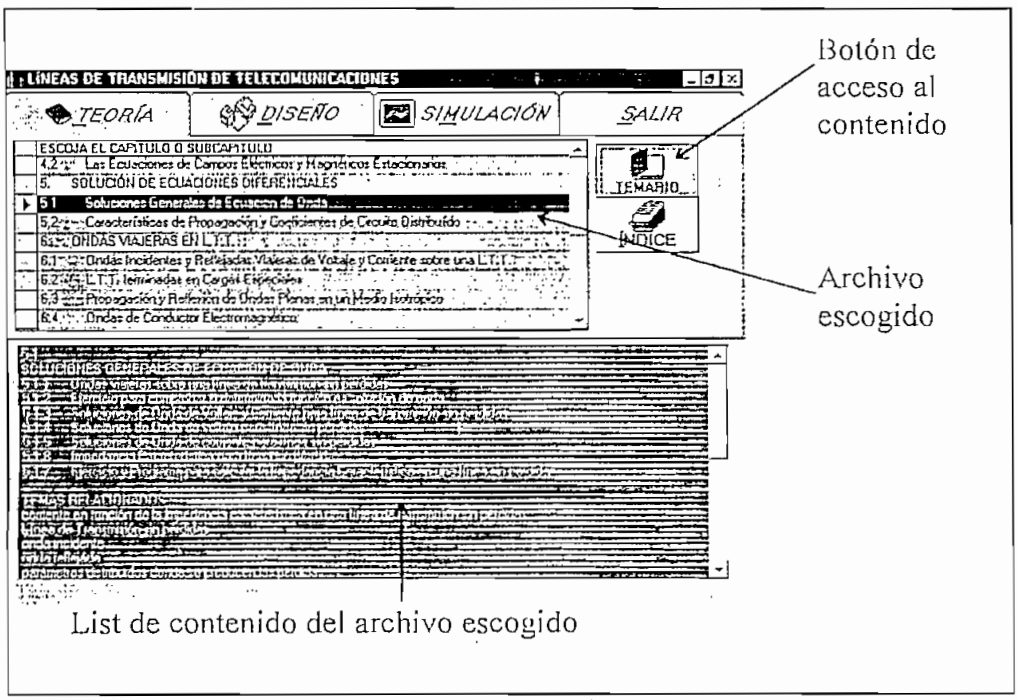


Figura 5.4 Grid y List de contenido teórico

- En el list de contenido del archivo escogido, usted puede tener acceso al tema o subtema que prefiera haciendo doble click sobre el mismo [Figura 5.5]; de esta manera podrá ingresar en el entorno de teoría de líneas de transmisión [Figura 5.6].

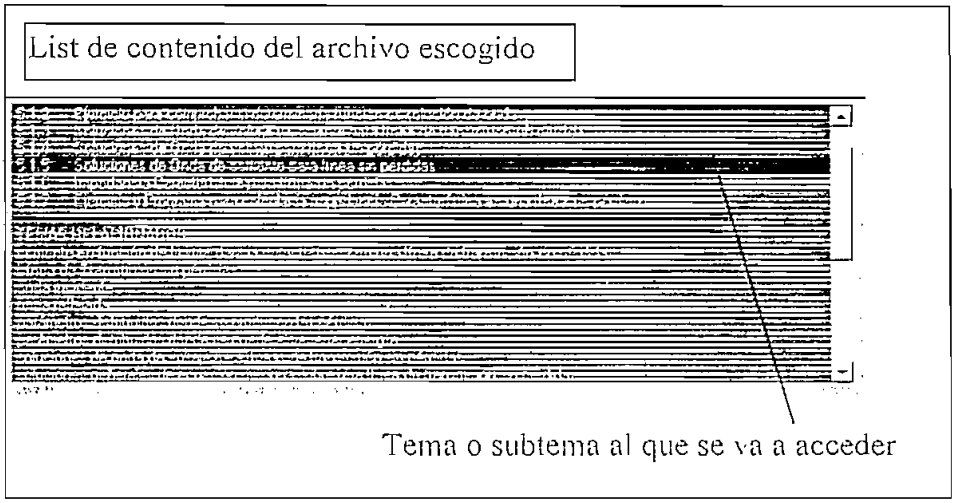


Figura 5.5 List de contenido del archivo escogido

5.1.2 Pantalla de entorno de teoría de líneas de transmisión

En la pantalla de entorno de teoría de líneas de transmisión [Figura 5.6], usted puede estudiar con mucha facilidad y en forma visual los diferentes temas y subtemas del contenido teórico *[ver Anexo 1. Contenido].*

- Con las barras de desplazamiento vertical o usando las opciones de teclado (flechas y teclas de avance y retroceso de página), podrá visualizar todo el archivo de texto enriquecido escogido.
- Usando los botones [Ir al capítulo siguiente] e [Ir al capítulo anterior], se puede movilizar entre capítulo y subcapítulo ya sea hacia adelante o hacia atrás del contenido *[ver Anexo 1. Contenido]*, como si estuviera utilizando un libro de texto.

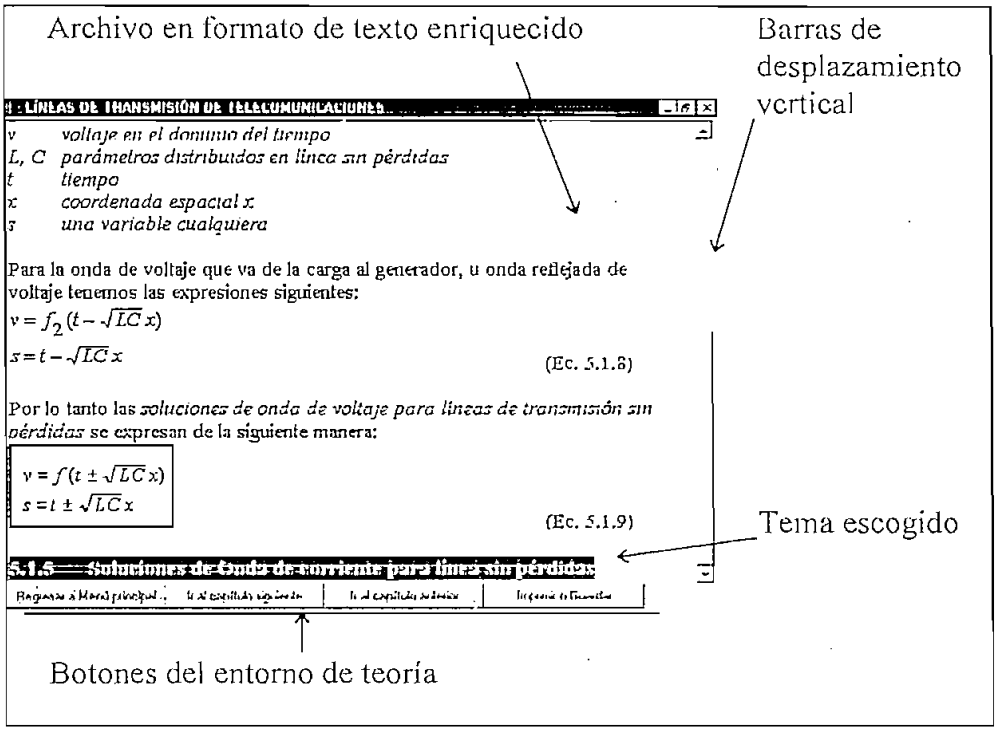


Figura 5.6 Ejemplo de pantalla del entorno teórico

- Haciendo click en el botón [Imprimir o Guardar], se enlaza con el procesador de texto WordPad (el usuario debe tener conocimientos previos de este subprograma de Windows), donde podrá imprimir el archivo o un bloque del mismo, así como aumentar conceptos nuevos o adicionales, de tal forma que el programa Lintel tenga la opción de ser modular.
- Con un click en el botón [Regresar a Menú Principal], usted se enlaza con la pantalla principal de trabajo.

5.1.3 Botón de acceso al Índice

En [Figura 5.3] se visualiza este botón que le permite enlazarse con el archivo del índice de la teoría de líneas de transmisión de telecomunicaciones *[ver Anexo 1. Índice]* al hacer click sobre el mismo. De cada tema que está en orden alfabético, se da información de su ubicación en el Grid de acceso a capítulos y subcapítulos, dando el número de los mismos, de esta manera al acceder al list de

contenido encontramos el tema escogido, pudiendo ingresar al entorno de teoría y de esta manera poder estudiar sobre el tema; tal y como se trabaja con los índices de libros de texto.

Usted tiene la opción de imprimir este archivo del índice ya sea por bloques o no, en el entorno de teoría, facilidad extra que le permite tener en papel las ubicaciones de los temas que están incluidos en la parte teórica del programa Lintel.

5.1.4 Programas ejecutables de los archivos de teoría

En algunos archivos de la teoría del programa Lintel, existen programas de ejemplo que ayudan y facilitan el estudio de determinados temas; estos programas se visualizan como iconos como se representa en [Figura 5.7].

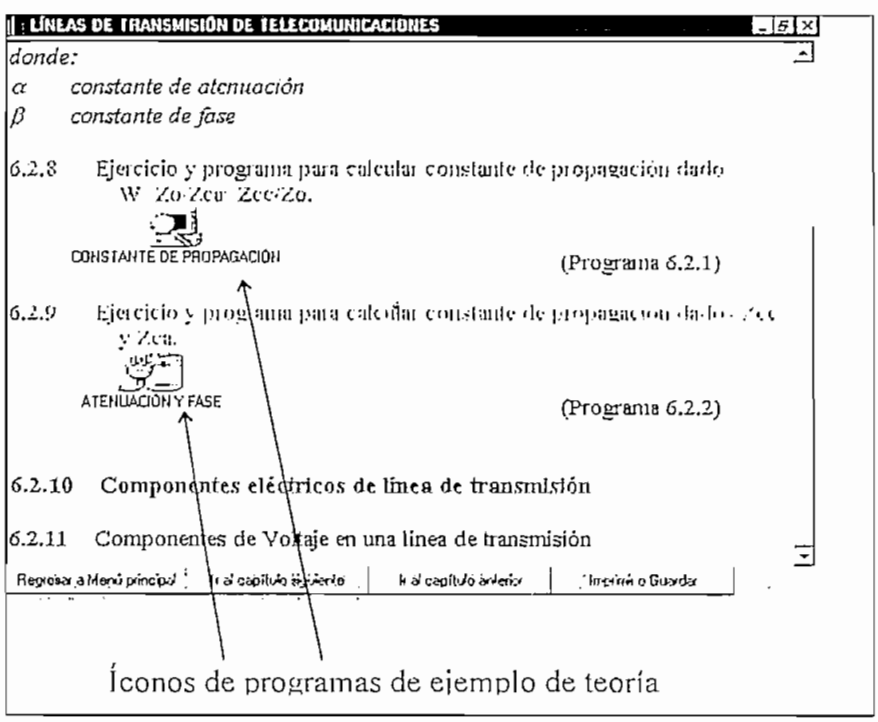


Figura 5.7 Ejemplo de un archivo de teoría que contiene programas

- Al hacer doble click con el ratón en los iconos de los programas de ejemplo de teoría [Figura 5.7], se accede a las pantallas de diseños teóricos, como se indica en el ejemplo de [Figura 5.8].

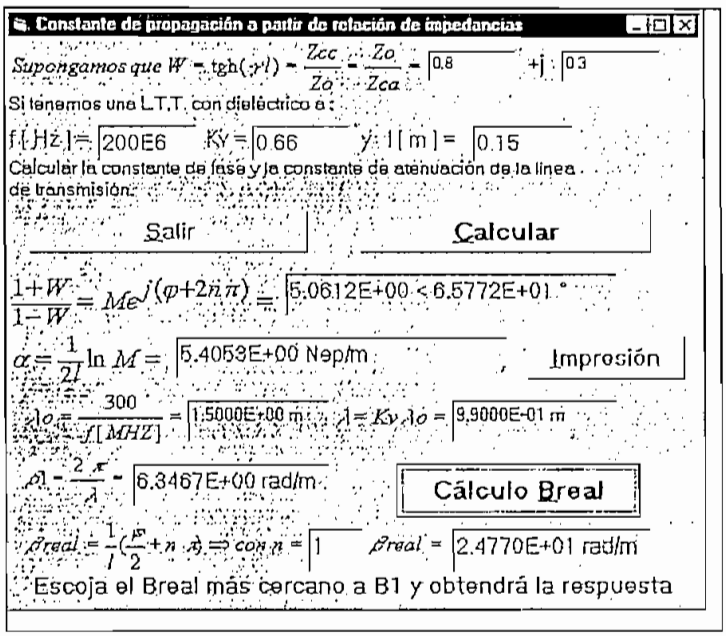


Figura 5.8 Ejemplo de pantalla de programa de teoría

Los programas de algunos archivos de teoría son ejemplos que llevan la secuencia de información del diseño y del desarrollo matemático con fórmulas para obtener los resultados, por lo tanto son muy comprensibles y ayudan sobremanera a entender la teoría que se está estudiando, ya que permite la variación y cambio de parámetros o datos del ejercicio en cuestión.

Los programas de ejemplos de teoría son diseños de líneas de transmisión, por lo tanto algunas consideraciones del *[subcapítulo 5.2]* serán tomadas en cuenta.

- En las pantallas de programas de teoría están las cajas de texto con fondo blanco, al hacer click sobre estas se ingresa datos como si fuera un procesador de texto *[ver subcapítulo 5.2.3]*.

- Los resultados de los programas de teoría se obtienen al hacer click en los botones que digan [Calcular], y se visualizan en las cajas de texto con fondo gris.
- Haga click en el botón [Salir] para regresar al entorno de teoría.
- Haga click en el botón [Impresión o Imprimir], de esta manera usted accede a la pantalla de presentación preliminar de impresión *[ver subcapítulo 5.2.7]*.

5.2 MANUAL DE USUARIO, MÓDULO DE DISEÑO

Utilizando el tab de acceso a los diferentes módulos de Lintel [Figura 5.3], haciendo click en la palabra [DISEÑO] o utilizando la combinación de teclas ALT+D ingresa en el módulo de diseño [Figura 5.9].

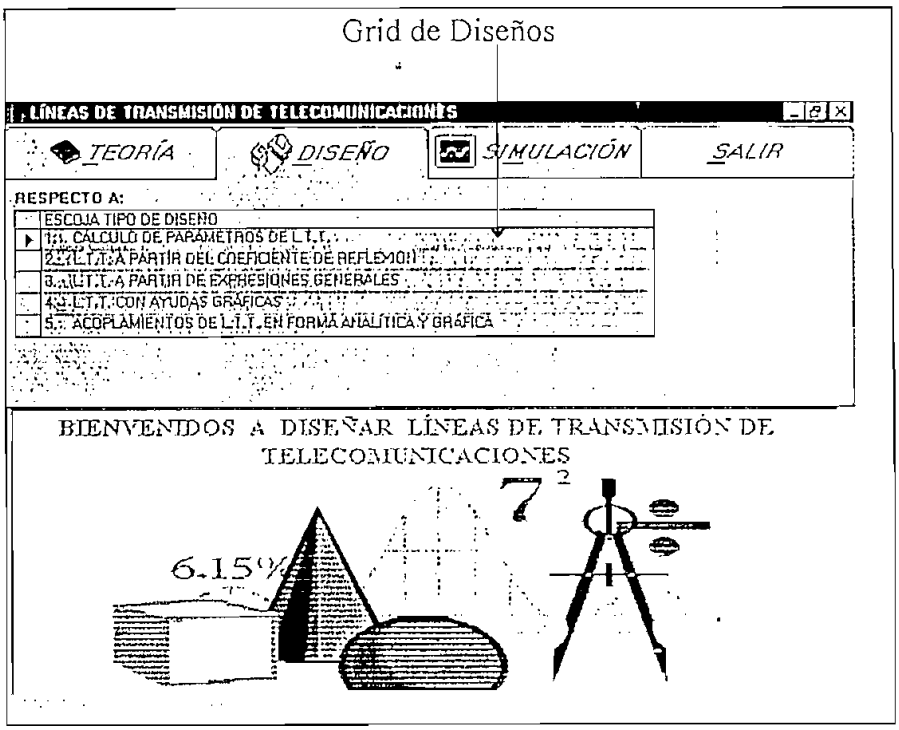


Figura 5.9 Pantalla del módulo de diseño

5.2.1 Grid y List de acceso a diseños de Lintel

Al igual que el grid utilizado en el módulo de teoría, en el grid de diseños se visualiza los tipos de diseños de líneas de transmisión realizados en el programa Lintel *[ver Anexo 2. Diseños].*

- Con un click sobre el tipo de diseño escogido en el grid de diseños y con un click en el botón [DISEÑOS], se visualiza un listado de los diseños de cada tipo escogido en el grid [Figura 5.10] *[ver Anexo 2. Diseños].*

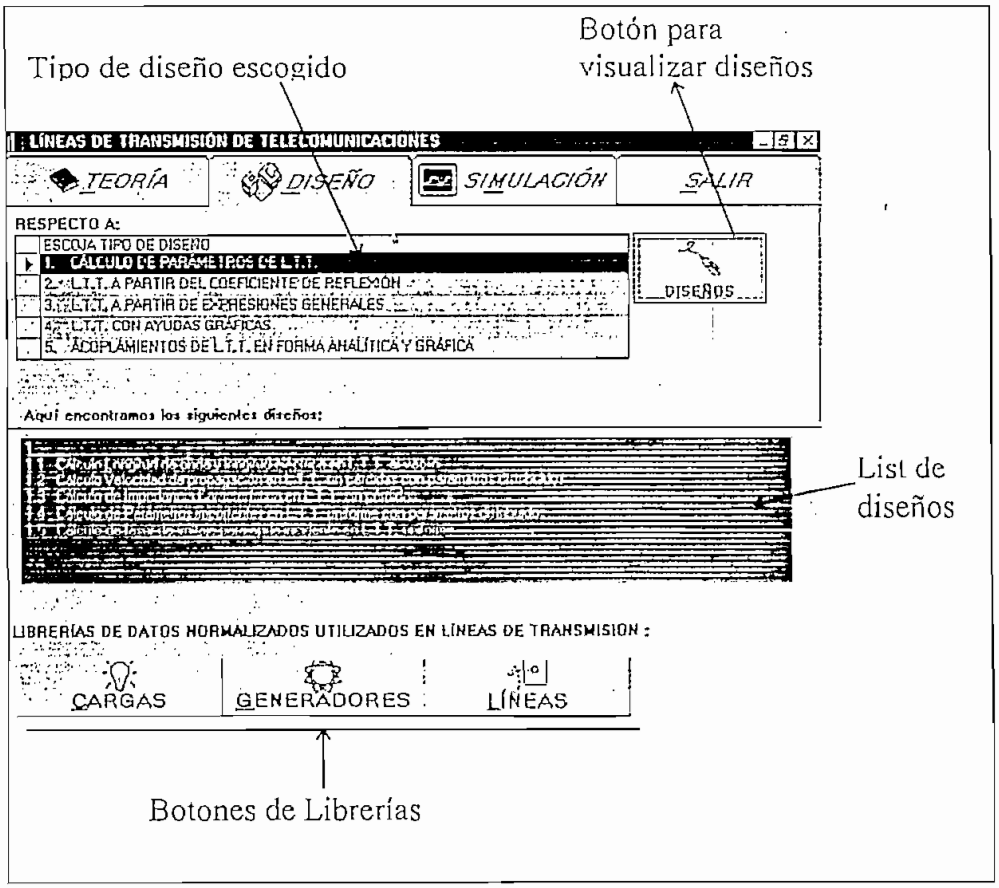


Figura 5.10 Grid y list del módulo de diseño

- Con doble click sobre algún diseño del list de diseños [Figura 5.11], nos enlazamos con la pantalla del entorno de diseño [Figura 5.12].

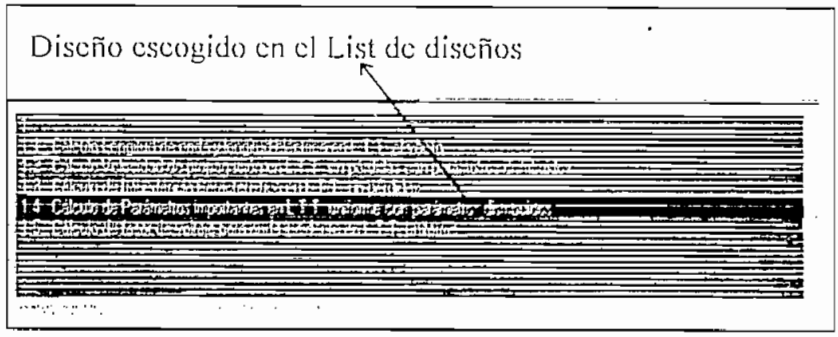


Figura 5.11 List del módulo de diseño

5.2.2 Pantalla de entorno de diseño de líneas de transmisión

La pantalla de entorno de diseño [Figura 5.12], es una pantalla tipo que varía para cada diseño solamente en los datos de entrada, datos de salida o resultados, gráfico del diseño, texto del diseño y algunos botones que no están habilitados según el tipo de diseño.

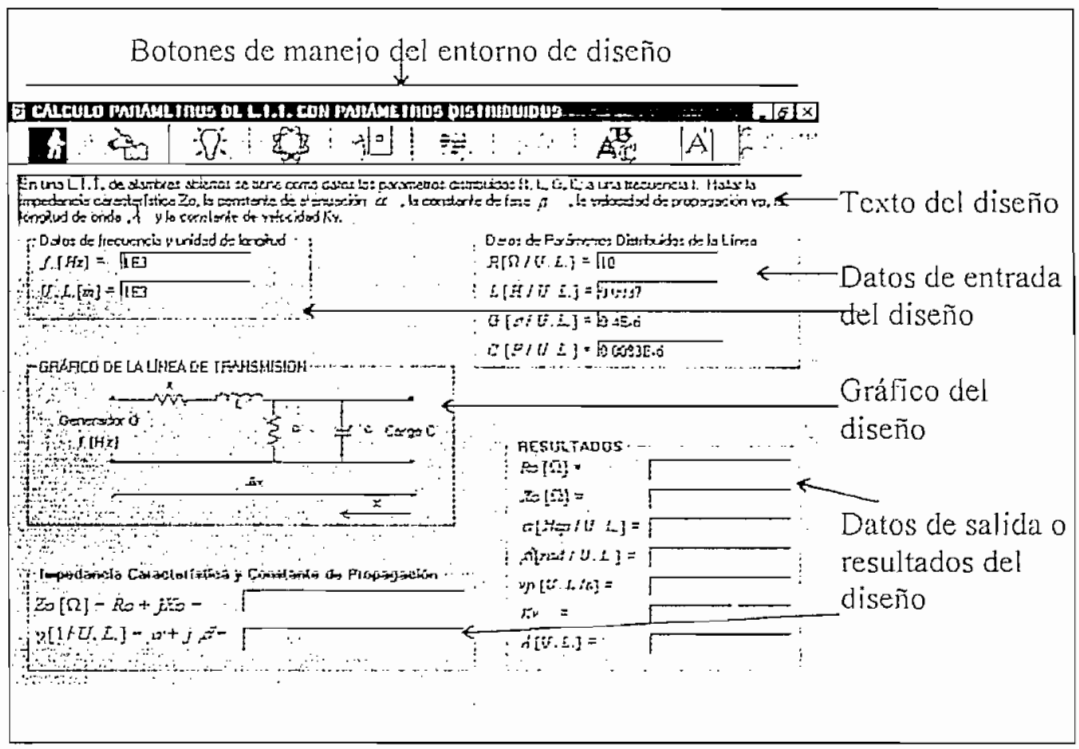


Figura 5.12 Ejemplo de pantalla del entorno de diseño

- Los botones de manejo del entorno de diseño tienen un texto que indica el proceso que realiza; para visualizarlo basta con poner el cursor del ratón sobre el botón. Este texto lo llamaremos *texto indicador.*

5.2.3 Ingreso de datos en la pantalla de entorno de diseño

- Haga click en las cajas de texto [Figura 5.13] que tienen fondo blanco; de esta manera puede ingresar datos o borrarlos, usando el teclado como un procesador de textos.
- Puede moverse entre las cajas de texto usando la tecla [TAB].
- Para ingresar datos numéricos muy grandes puede usar la forma exponencial [Ec. 5.1].

$$5.45678E3 = 5456.78$$
$$0.002345E-3 = 0.000002345 \qquad \text{(Ec. 5.1)}$$

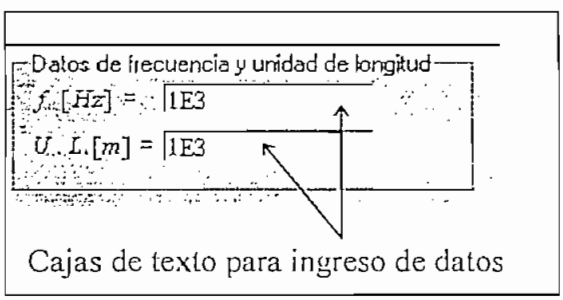


Figura 5.13 Ejemplo de ingreso de datos

5.2.4 Cálculo de resultados en pantalla de diseño

El botón que nos sirve para calcular los resultados de un diseño se representa en [Figura 5.14]. El texto indicador del proceso dice [CALCULAR].

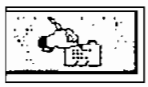


Figura 5.14 Botón calcular

- Haga click en el botón [Calcular] luego de ingresar datos del diseño; de esta manera podrá visualizar los resultados en las cajas de texto con fondo gris [Figura 5.15].

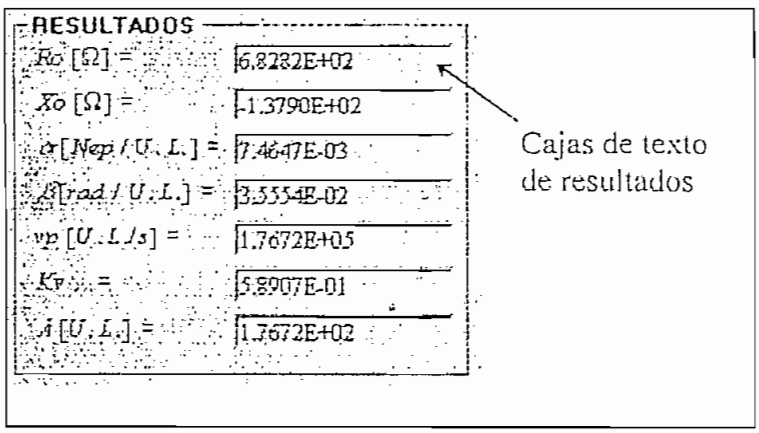


Figura 5.15 Ejemplo de resultados en pantalla de diseño

- Si usted desea salir de este diseño y regresar a la pantalla principal de Lintel, basta con hacer click en el botón [salir], representado en [Figura 5.16]. El texto indicador dice [SALIR].

Figura 5.16 Botón salir

Existen botones que nos sirven para diferentes funciones y representaciones del diseño; además dependiendo del diseño, luego de calcular los resultados, se habilitan otros botones en el entorno, logrando con esto una mayor información y mejor presentación. A continuación detallamos su funcionalidad.

5.2.5 Botones y pantallas de librerías

Tanto en [Figura 5.10] como en [Figura 5.12] tenemos los botones que nos sirven para acceder a las pantallas de librerías. Estas librerías nos sirven como ejemplos reales de cargas, generadores y tipos de líneas de transmisión *[ver Anexo 4. Descripción de librerías].*

- Con un click en el botón de librerías de cargas [Figura 5.17], nos introducimos en la pantalla respectiva [Figura 5.18];
- Con un click en el botón de librerías de generadores [Figura 5.17], nos enlazamos con la pantalla informativa de las mismas [Figura 5.19].
- Con un click en el botón de librerías de líneas [Figura 5.17], nos introducimos en la pantalla de librerías de líneas [Figura 5.20].

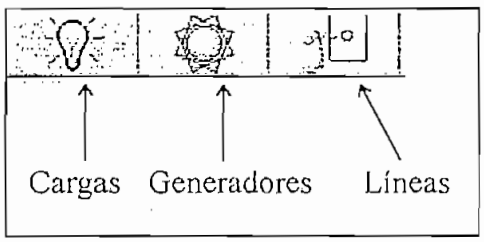


Figura 5.17 Botones de acceso a pantallas de librerías

Figura 5.18 Ejemplo de pantalla de librerías de cargas

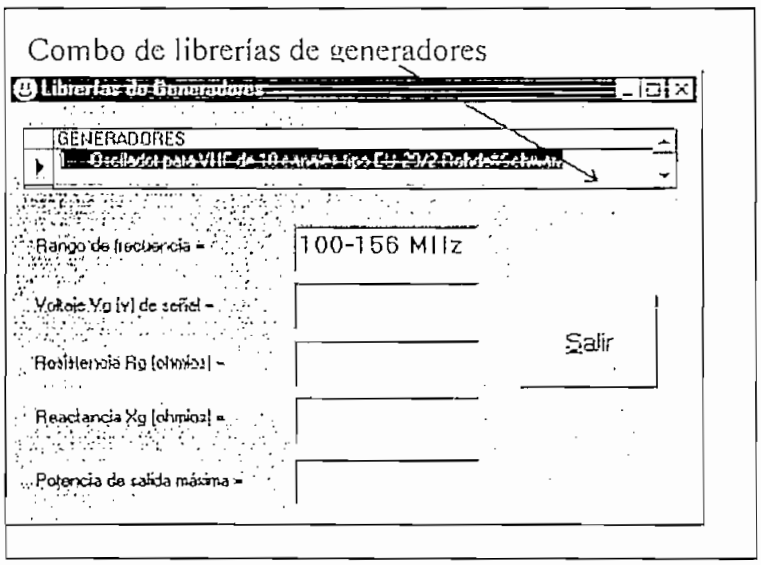


Figura 5.19 Ejemplo de pantalla de librerías de generadores

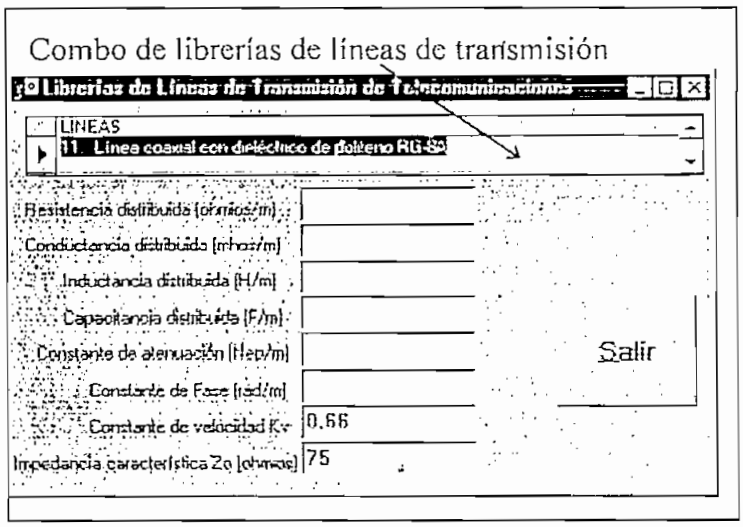


Figura 5.20 Ejemplo de pantalla de librerías de líneas de transmisión

- Para visualizar los datos de las librerías en las cajas de texto, se puede utilizar las flechas del teclado o las teclas de avance y retroceso de página y de esta manera nos movemos entre las distintas librerías según el caso.
- Haciendo click en las flechas de la barra de desplazamiento vertical del combo nos movemos entre las distintas librerías, para visualizar los datos de la que se requiera se hace un click sobre la misma.
- Con el botón [Salir] regresamos a las pantallas principales activas.

5.2.6 Botón y pantalla de fórmulas del diseño

- Al hacer un click en el botón de fórmulas del diseño [Figura 5.21], que tiene como texto indicador [Fórmulas utilizadas en el diseño] accedemos a la pantalla de fórmulas [Figura 5.22].
- Con un click en el botón [Regresar] de la pantalla de fórmulas, habilitamos la pantalla principal de diseño activo.

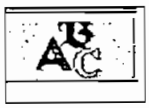


Figura 5.21 Botón fórmulas

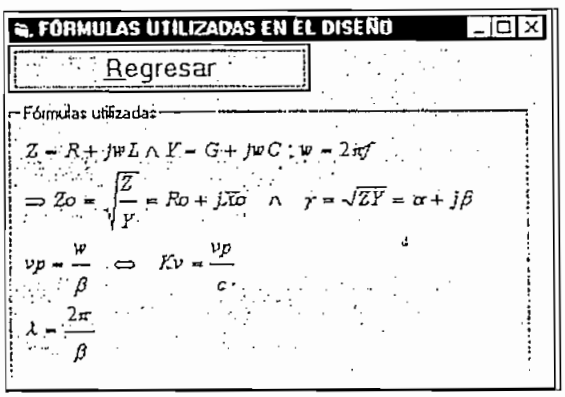


Figura 5.22 Ejemplo de pantalla de fórmulas utilizadas en el diseño

En la pantalla de fórmulas de cada diseño, se indican las fórmulas principales que se han utilizado para encontrar los resultados reales.

5.2.7 Botón y pantalla de impresión

- Con click en el botón de presentación preliminar de impresión [Figura 5.23] del entorno de diseño, se accede a la pantalla de impresión [Figura 5.2.4].

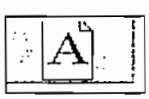


Figura 5.23 Botón de presentación preliminar de impresión

La pantalla de presentación preliminar de impresión contiene los datos de entrada, los resultados y gráfico utilizado en el diseño activo; si se trata de un diseño con ayuda de la carta de Smith, el gráfico será el resultado del diseño en la

carta, y si existe una representación de onda estacionaria o fasor de onda estacionaria, el gráfico de la impresión será ésta. [Figura 5.24].

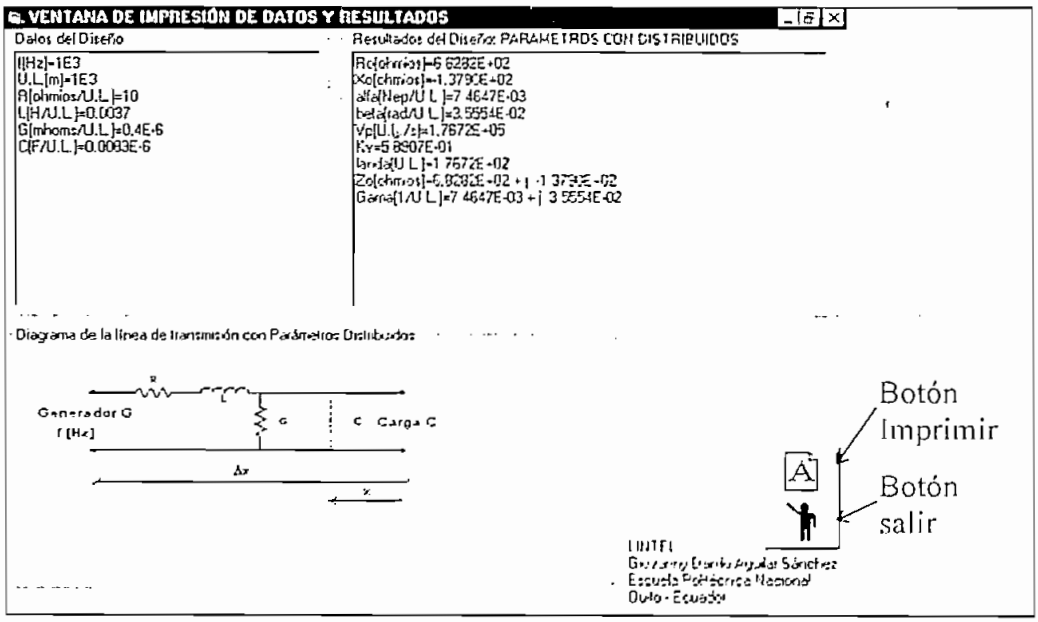


Figura 5.24 Ejemplo de pantalla de presentación preliminar de impresión

- Haga click en botón [Imprimir] de [Figura 5.24] para imprimir lo que visualiza en esta pantalla en la impresora que esté conectado al pórtico paralelo de su computador.
- Haga click en botón [salir] de [Figura 5.24] para regresar a la pantalla activa de diseño.

5.2.8 Opciones de números complejos o polares

En algunos diseños *[ver subcapítulo 3.1]* se habilitan las opciones para escoger con que tipo de número deseo visualizar los resultados [Figura 5.25], ya sean números complejos (con parte real y parte compleja) o números polares (con información de magnitud y ángulo [Ec. 5.2. ejemplo de números.].

$$Zr = 300 + j\,100\,[\Omega]\,[complejo]$$
$$Zr = 150\angle 35^{\circ}\,[polar] \qquad \text{(Ec. 5.2)}$$

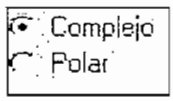


Figura 5.25 Opciones de resultados en pantalla de diseño

- Los resultados se visualizan inmediatamente después de hacer click en el botón [calcular] [Figura 5.14], dependiendo del diseño, también se visualizan las opciones de números complejos o polares [Figura 5.25].
- Los resultados inicialmente siempre son números complejos.
- Haga click sobre la opción que desee de la [Figura 5.25], de esta forma se habilitan los resultados como números complejos o números polares.

Existen dos botones más en el entorno de diseño, que se habilitan según el tipo de diseño *[ver subcapítulo 3.1]* similares a los utilizados en simulación de líneas de transmisión; estos son el botón para simulación en carta de Smith y el botón para gráficos de ondas estacionarias, los cuales se analizan en el manual de usuario, módulo de simulación.

5.3 MANUAL DE USUARIO, MÓDULO DE SIMULACIÓN

Utilizando el tab de acceso a los diferentes módulos de Lintel [Figura 5.3], haciendo click en la palabra [SIMULACIÓN] o utilizando la combinación de teclas ALT+S se ingresa en el módulo de simulación [Figura 5.26].

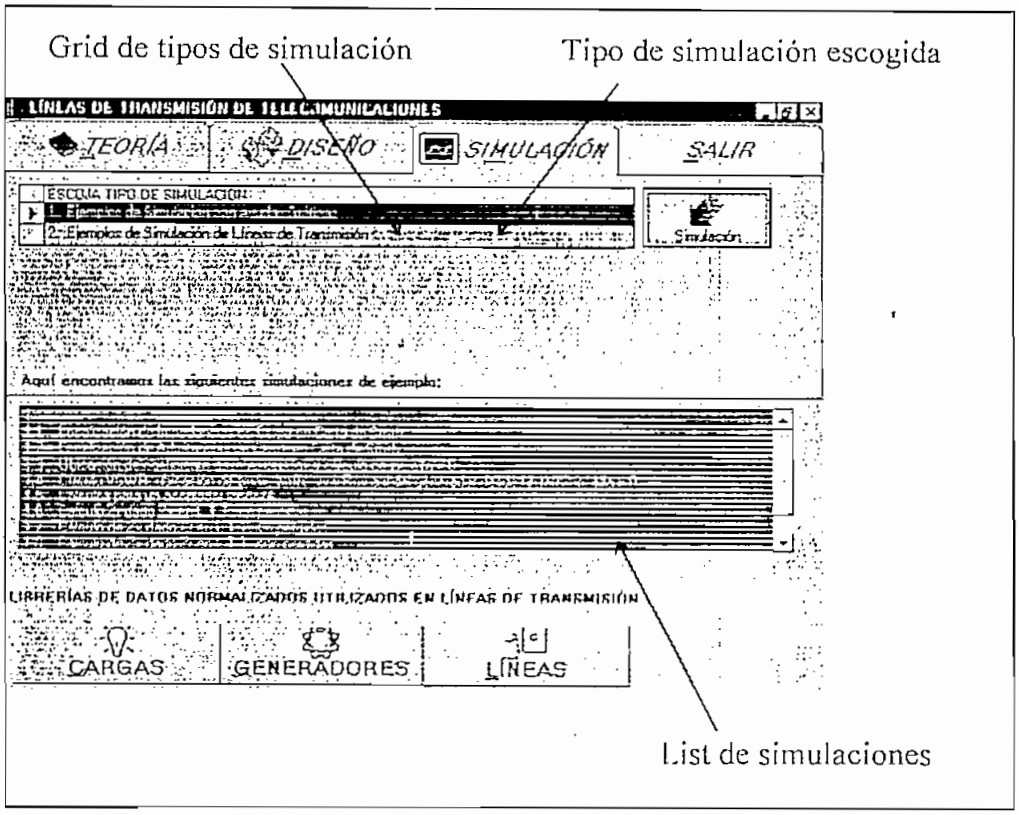


Figura 5.26 Pantalla del módulo de simulación

El proceso para acceder al entorno de simulación [Figura 5.27], es igual que en el módulo de diseño. Los tipos de simulación y el listado de simulaciones que se encuentran en el grid y en el list de [Figura 5.26] los puede buscar en *[Anexo 3. Simulación]*.

El entorno de simulación es igual que el entorno de diseño, por lo tanto la teoría la puede revisar en el *[subcapítulo 5.2]*.

La diferencia radica en la habilitación de dos botones (botón de carta de Smith *[ver subcapítulo 5.3.1]* y botón de gráficos y formas de onda *[ver subcapítulo 5.3.2]*) que según el tipo de simulación escogido, nos permite visualizar formas de onda de corriente y voltaje para simulación de líneas de transmisión terminadas en cargas especiales y, también visualizar la simulación de ayudas gráficas en diferentes tipos de diseño utilizando la carta de Smith.

Los diseños en simulación son generales, por lo tanto se ingresa los datos de generadores, cargas y parámetros de las líneas de transmisión permitiendo de esta

manera visualizar por completo las incidencias, efectos y resultados que significa trabajar con líneas de transmisión de telecomunicaciones.

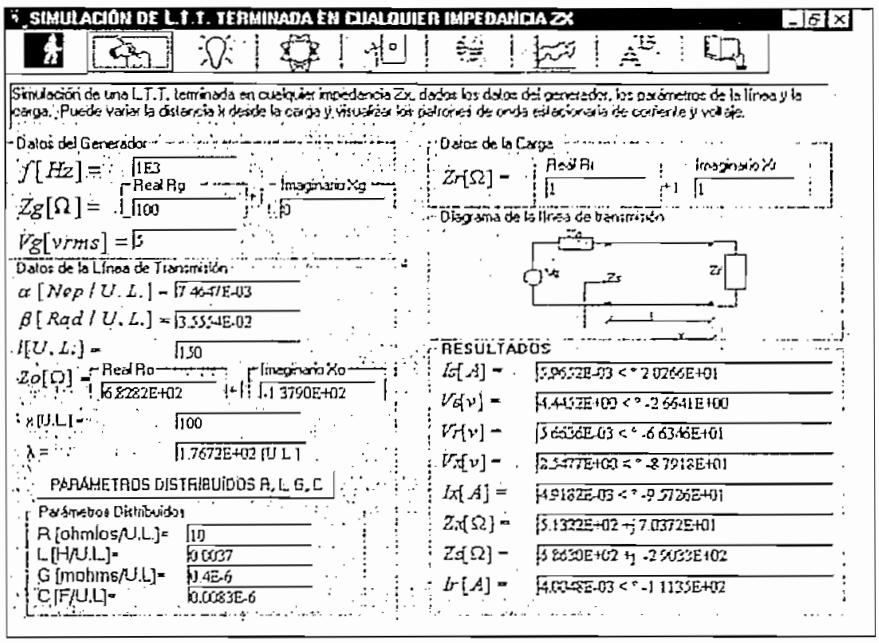


Figura 5.27 Ejemplo de entorno de simulación

- Si desea ingresar como datos de la línea de transmisión sus parámetros distribuidos haga click en el botón [PARÁMETROS DISTRIBUIDOS R,L,G,C].

En este caso la simulación repetitiva al cambiar parámetros ya no le permitirá variar los datos de atenuación [α], constante de fase [β] e impedancia característica [Zo] ya que son función de los parámetros distribuidos de la línea; se inhabilitan las cajas de texto de las mismas. Por lo tanto si desea ingresar nuevos datos para estos parámetros deberá reiniciar el programa activo de simulación.

5.3.1 Botón y pantalla de carta de Smith

Algunos diseños de líneas de transmisión de Lintel, y simulación de ayudas gráficas para cálculos sobre líneas de transmisión, se realizan mediante el uso de la carta de Smith.

- Haga click en el botón simulación en carta de Smith [Figura 5.28] del entorno de simulación o de algunos diseños de líneas de transmisión, para acceder a la pantalla de diseño y simulación gráfica mediante la carta de Smith [Figura 5.29].

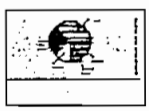


Figura 5.28 Botón de acceso a pantalla de simulación en carta de Smith

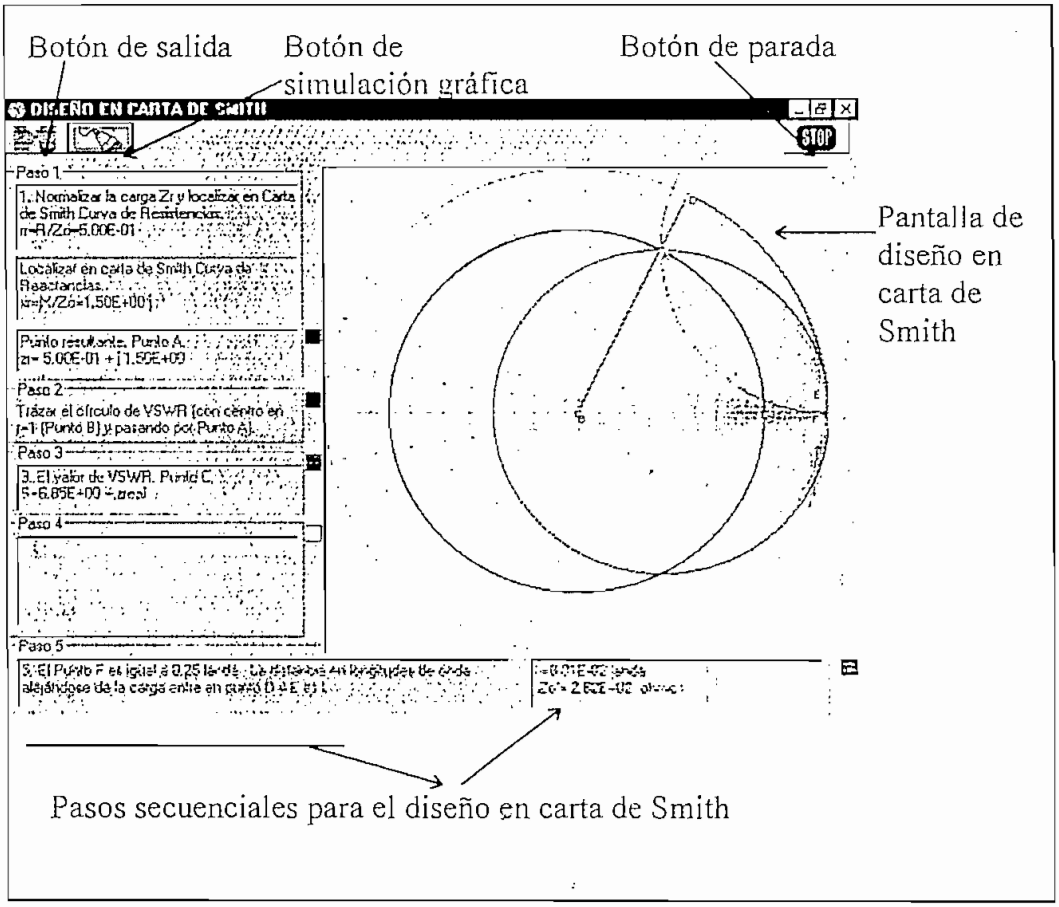


Figura 5.29 Ejemplo de pantalla de simulación en carta de Smith

- Con click en botón de simulación gráfica [Figura 5.29], cuyo texto indicador es [Visualizo resultados gráficos], se empieza el diseño en la carta de Smith de la pantalla de simulación activa con intervalos de tiempo entre cada paso secuencial, de tal forma que el usuario pueda leer y visualizar en pantalla de diseño de carta de Smith la secuencia gráfica y los resultados obtenidos.
- Haga un click en el botón de parada [Figura 5.29], cuyo texto indicador es [Parar y recomenzar], para detener la secuencia de diseño en carta de Smith. Para recomenzar haga click en el botón de simulación gráfica. De esta manera tiene la opción de repetir el diseño desde cualquier paso donde

el usuario lo prefiera, permitiendo una mejor comprensión en el estudio de carta de Smith.

- Al hacer un click en el botón de salida [Figura 5.29], cuyo texto indicador es [Regrese a cambiar parámetros], el usuario cierra la pantalla de simulación en carta de Smith y vuelve a la pantalla activa de simulación o diseño.

5.3.2 Botón y pantalla de gráficos y formas de onda

La simulación de líneas de transmisión terminadas en cargas especiales, habilita un botón que permite visualizar las formas de onda estacionaria de voltaje y corriente en cualquier sección de la línea, como si lo hiciéramos con un medidor u osciloscopio en la línea física.

- Haga click en el botón gráficos y formas de onda [Figura 5.30] del entorno de simulación, para acceder a la pantalla de gráficas y formas de onda estacionaria [Figura 5.31].

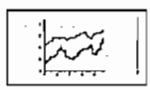


Figura 5.30 Botón gráficos y formas de onda de señales

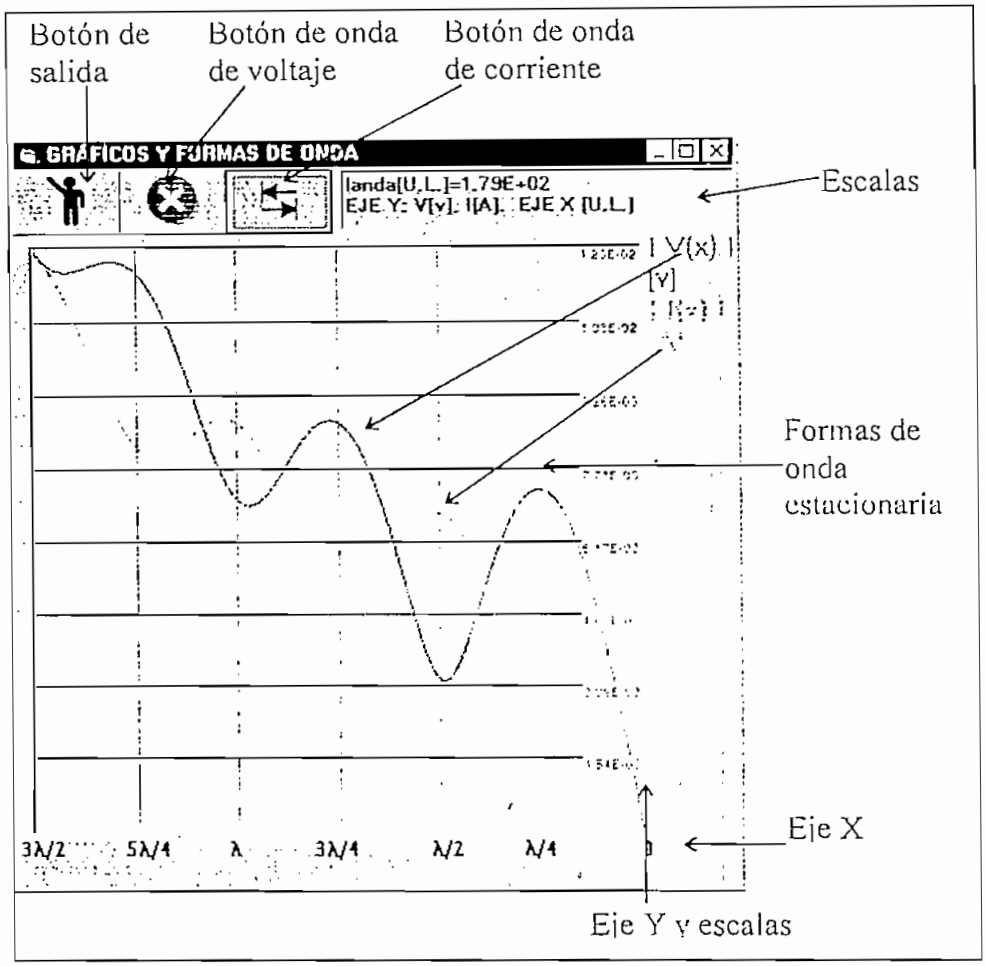


Figura 5.31 Ejemplo de pantalla de formas de onda de señales estacionarias

- Con un click en el botón de onda de voltaje [Figura 5.31], se obtiene la forma de onda de voltaje estacionaria según el diseño activo y las escalas del eje Y de voltaje.
- Con un click en el botón de onda de corriente [Figura 5.31], se obtiene la forma de onda de corriente estacionaria según el diseño activo y las escalas del eje Y de corriente.
- Con un click en el botón de salida [Figura 5.31], se regresa a la pantalla de diseño activo, donde se puede cambiar de parámetros, regresar a la pantalla de gráficos y formas de onda y visualizar los cambios en las formas de onda estacionaria.

CAPÍTULO SEIS

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 Conclusiones

- El programa Lintel debe ser ejecutado bajo Windows 95.
- El módulo de teoría de Lintel contiene la teoría de líneas de transmisión con programas de ejemplo de diseños.
- El módulo de diseño de Lintel contiene programas de ejemplos de diseño de líneas de transmisión en forma analítica utilizando álgebra compleja y en forma gráfica, utilizando la carta de Smith.
- El módulo de simulación contiene programas de simulación de ejemplo utilizando la carta de Smith y en forma analítica utilizando la matemática compleja obteniendo como resultados gráficos las formas de onda estacionaria de voltaje y corriente.
- En todos los programas de diseño y simulación hay la opción de cambiar los datos de entrada para observar la incidencia que tienen en los resultados analíticos y gráficos.
- Los entornos de diseño y simulación tienen opciones de impresión de datos, resultados y gráficos; además se puede visualizar las fórmulas utilizadas en los diseños.
- En los módulos de diseño y simulación hay librerías informativas de generadores, cargas y líneas utilizadas en problemas con líneas de transmisión de telecomunicaciones.
- El programa Lintel es modular en el módulo teórico, pudiendo aumentar y complementar la teoría, con conceptos nuevos y adicionales, así como

programas de ejemplo que permitan que la teoría sea mucha más amplia y abarque más tópicos y definiciones.

- La forma de buscar distintos tipos de diseño o simulaciones se facilita en Lintel, por incluir en las distintas bases de datos algunos programas iguales, esto permite al usuario tener varios caminos de búsqueda.
- El uso del módulo teórico en el programa Lintel es tratado como un libro de texto, con el contenido y el índice que permite buscar los diferentes temas de la teoría de líneas de transmisión en forma automática y rápida

6.2 Recomendaciones

- Utilizar el programa Lintel en un entorno de 32 bits como lo es el administrador de programas Windows 95.
- Para que el uso del programa Lintel sea rápido y con una presentación en pantalla nítida es importante trabajar con computadoras de tecnología de punta.

BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS

1. Lapatine, *Electrónica en sistemas de comunicación,* Limusa, Noriega Editores, 1993.
2. Krauss, Bostian y Raab, *Estado sólido en ingeniería de radiocomunicación,* Limusa, Noriega Editores, 1992.
3. Richard Brooks, *Manual de laboratorio para mediciones en microondas,* Marcombo, Boixareu Editores, 1976
4. Gupta, *Microondas,* Limusa, Noriega Editores, 1993.
5. Robert Chipman, *Teoría y problemas de líneas de transmisión,* Schaum McGraw-Hill, 1982.
6. Enciclopedia Aplicaciones de la electrónica, Boixareu Editores, No. 39, 52. 1984.
7. Enciclopedia Radioafición y CB, Boixareu Editores, No. 34, 39. 1984.
8. Rohde & Schwarz, *Communication equipment,* 1970.
9. Teoría de líneas de transmisión de telecomunicaciones de la Escuela Politécnica Nacional.
10. Ross Nelson, *Guía completa de Visual Basic para Windows,* McGraw-Hill, 1994.
11. Microsoft Corporation, *Microsoft Windows & MS-DOS,* 1993.

ANEXO UNO

CONTENIDO TEÓRICO

CONTENIDO

Capítulo 1. INTRODUCCIÓN A LA TEORÍA DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 69

1.1 DEFINICIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 69
1.1.1 La Longitud de Onda 70
1.1.2 Constante de velocidad 72
1.1.3 Longitud Eléctrica de la Línea 72
1.1.4 Ejercicio y Programa para calcular Longitud de Onda y Longitud Eléctrica 73
1.1.5 Energía de Alta Frecuencia 74
1.1.6 Pérdidas en una Línea de Transmisión 74
1.1.7 La pérdida en el cobre 75
1.1.8 El efecto pelicular 75
1.1.9 La pérdida en el dieléctrico 75
1.1.10 La pérdida por radiación. 76

1.2 SISTEMAS DE TRANSMISIÓN 76

1.3 MÉTODOS ANALÍTICOS 81
1.3.1 Teoría Electromagnética 81
1.3.2 Teoría de Circuitos con Parámetros Concentrados 83
1.3.3 Teoría de Circuitos con Parámetros Distribuidos 85
1.3.4 Ecuaciones de Maxwell 87

1.4 EL DESARROLLO DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN 88

1.5 OBJETIVOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 100
1.6 PRINCIPIOS BÁSICOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 100

Capítulo 2. TIPOS GENERALES DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 103

2.1 CONDUCTORES PARALELOS 103
2.1.1 Impedancia Característica de Conductores Paralelos 105
2.1.2 Resistencia distribuida e inductancia interna de conductores circulares sólidos 106
2.1.3 Metales más usados como conductores en líneas de transmisión 109
2.1.4 Coeficientes de circuito distribuido de líneas de transmisión con conductores circulares paralelos 110

2.2 CABLES COAXIALES 111
2.2.1 Impedancia Característica de Cable Coaxial 112
2.2.2 Parámetros distribuidos de una línea coaxial 113

2.3 GUÍAS DE ONDA 115
2.3.1 Espectro de frecuencias 116

2.4 CONDUCTORES FÍSICOS PARALELOS 118
2.4.1 La Microfranja o Microstrip 118
2.4.2 Las líneas de microfranja o stripline 119
2.4.3 Ejemplo de una Microfranja 121
2.4.4 La línea ranurada o Slotline 122

2.5 SISTEMAS MULTICONDUCTOR 123
2.6 CONDUCTOR ENTRELAZADO 124

2.7 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN NO TEM 124

2.7.1 Modos en la guía de onda y teoría electromagnética 124
2.7.2 El modo TEM 126

2.8 LÍNEAS ACOPLADAS 127
2.8.1 Cargas Resistivas/Reactivas de líneas de transmisión 127
2.8.2 Propiedades de las líneas de un cuarto y media longitud de onda 128
2.8.3 Líneas como Reactancias Inductivas y Capacitivas 130
2.8.4 Líneas como transformador de impedancias 131
2.8.5 Líneas como inversor de impedancias 132
2.8.6 Líneas como repetidor de impedancias 133

Capítulo 3. POSTULADOS, SÍMBOLOS, COEFICIENTES Y NOTACIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 135

3.1 DEFINICIONES GENERALES 135
3.1.1 Postulados del análisis de circuitos con elementos distribuidos 135

3.2 DEPENDENCIA ESPACIAL DE CANTIDADES ELÉCTRICAS 139
3.2.1 Teoría de Campos Electromagnéticos o Ecuaciones de Maxwell 139
3.2.2 Teoría de Circuitos con Parámetros Concentrados 140
3.2.3 Teoría de Circuitos con Parámetros Distribuidos 141
3.2.4 Caracterización Eléctrica con Parámetros Distribuidos 141
3.2.5 Modelo de la Línea de Transmisión 143

3.3 COORDENADAS, COEFICIENTES Y VARIABLES 144
3.3.1 Selección de la notación de coordenadas 144

3.3.2 Selección del origen de las coordenadas longitudinales 144

3.4 SIMBOLOGÍA EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 145

3.4.1 Símbolos para corriente y voltaje 145

3.4.2 Convención de signos para corriente y voltaje 147

3.4.3 Símbolos de los coeficientes de circuito distribuido 148

3.4.4 Símbolos para cantidades y elementos terminales 149

3.5 NOTACIÓN EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 150

3.5.1 Notación para la impedancia y la admitancia 150

3.5.2 Notación para la respuesta a transitorios 153

Capítulo 4. LAS ECUACIONES DIFERENCIALES DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 155

4.1 ECUACIONES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y DE LA FRECUENCIA 155

4.1.1 Ecuaciones diferenciales en el dominio del tiempo 157

4.1.2 Ejercicio y Programa para calcular velocidad de propagación 160

4.1.3 Ecuaciones diferenciales en el dominio de la frecuencia 160

4.1.4 Ondas Unidimensionales 162

4.1.5 Características de función de onda 163

4.2 LAS ECUACIONES DE CAMPOS ELÉCTRICOS Y MAGNÉTICOS ESTACIONARIOS 164

Capítulo 5. SOLUCIÓN DE ECUACIONES DIFERENCIALES DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 165

5.1	SOLUCIONES GENERALES DE ECUACIÓN DE ONDA	165
5.1.1	Ondas viajeras sobre una línea de transmisión sin pérdidas	165
5.1.2	Ejercicio para comprobar si determinada función es solución de onda	168
5.1.3	Soluciones de Onda de Voltaje y Corriente para línea de transmisión sin pérdidas	169
5.1.4	Soluciones de Onda de voltaje para línea sin pérdidas	169
5.1.5	Soluciones de Onda de corriente para línea sin pérdidas	170
5.1.6	Impedancia Característica para línea sin pérdidas	170
5.1.7	Ejercicio y Programa para calcular la Impedancia Característica en una línea sin pérdidas	171
5.2	CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN Y COEFICIENTES DE CIRCUITO DISTRIBUIDO	172
5.2.1	Solución de estado estacionario para la línea uniforme	172
5.2.2	Parámetros importantes en una línea de transmisión uniforme	174
5.2.3	Impedancia característica en una línea de transmisión uniforme con parámetros distribuidos	175
5.2.4	Ejercicio para encontrar la expresión de impedancia característica	175
5.2.5	Constante de Propagación en una línea de transmisión uniforme	178
5.2.6	Constante de atenuación en una línea de transmisión	178
5.2.7	Constante de fase en una línea de transmisión	179
5.2.8	Ejercicio y Programa para calcular parámetros importantes en una línea de transmisión	181
5.2.9	Soluciones de estado estacionario con magnitud y ángulo para una línea de transmisión	182

Capítulo 6. ONDAS VIAJERAS EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN 183

6.1 ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS 183

6.1.1 Diagramas Fasoriales de ondas incidentes y reflejadas 185

6.1.2 Diagrama fasorial de ondas incidentes 185

6.1.3 Diagrama fasorial de ondas reflejadas 186

6.1.4 Ejercicio y Programa para obtener fasor de voltaje 187

6.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN TERMINADAS EN CARGAS ESPECIALES 188

6.2.1 Línea terminada en circuito abierto 189

6.2.2 Línea terminada en corto circuito 193

6.2.3 Expresiones generales para líneas terminadas en circuito abierto y en cortocircuito 195

6.2.4 Aplicaciones prácticas de líneas terminadas en circuito abierto y cortocircuito 196

6.2.5 Relaciones hiperbólicas importantes usadas en diseños de líneas 197

6.2.6 Línea terminada en Zr general 198

6.2.7 Constante de atenuación y constante de fase a partir de expresiones generales 198

6.2.8 Ejercicio y programa para calcular constante de propagación dado W=Zo/Zca=Zcc/Zo 199

6.2.9 Ejercicio y programa para calcular constante de propagación dados Zcc y Zca 199

6.2.10 Componentes eléctricos de línea de transmisión 199

6.2.11 Componentes de Voltaje en una línea de transmisión 199

6.2.12 Componentes de corriente en línea de transmisión 200

6.2.13 Componentes de Impedancia en línea de transmisión 201

6.2.14 Línea terminada en Impedancia Característica o flat 203

6.2.15 Programa para obtener parámetros si carga es flat 204

6.3 PROPAGACIÓN Y REFLEXIÓN DE ONDAS PLANAS EN UN MEDIO ISOTRÓPICO 204
6.4 ONDAS DE CONDUCTOR ELECTROMAGNÉTICO 204

Capítulo 7. PARÁMETROS DE LÍNEAS 205

7.1 PARÁMETROS PARA CÁLCULOS EN LÍNEAS 205
7.1.1 Coeficiente de reflexión en la carga 205
7.1.2 Impedancia de carga en función del coeficiente de reflexión 206
7.1.3 Coeficiente de reflexión en función de impedancia de carga 207
7.1.4 Coeficiente de Reflexión para Cortocircuito 208
7.1.5 Coeficiente de Reflexión para Circuito Abierto 208
7.1.6 Coeficiente de Reflexión para Zo o FLAT 208
7.1.7 Expresiones generales en cualquier punto de la línea 209
7.1.8 Coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea 209
7.1.9 Fórmulas generales para cálculos de parámetros de líneas 212
7.1.10 Ejercicio y programa para calcular coeficiente de reflexión en una línea de transmisión 212

7.2 CONCEPTOS CIRCUITALES Y ELEMENTOS DE IMPEDANCIA 213
7.3 PARÁMETROS DE DISIPACIÓN EN UNA LÍNEA 213

Capítulo 8. ONDAS ESTACIONARIAS EN LÍNEAS 214

8.1 RELACIÓN DE ONDAS ESTACIONARIAS 214
8.1.1 Análisis de las ondas estacionarias de voltaje 214
8.1.2 Impedancia de Carga a partir de impedancia en cualquier punto de la línea 214

8.1.3 Expresiones del coeficiente de reflexión para una línea sin pérdidas 216
8.1.4 Ondas estacionarias 217
8.1.5 Interferencia Constructiva 219
8.1.6 Interferencia Destructiva 220
8.1.7 Valores máximos y mínimos de Impedancia 221
8.1.8 Relación de ondas estacionarias de voltaje S=VSWR 221
8.1.9 VSWR en función del coeficiente de reflexión 222
8.1.10 Coeficiente de reflexión en función de VSWR 223
8.1.11 VSWR en decibelios 223
8.1.12 Características generales en una línea 224
8.1.13 Características de línea terminada en cortocircuito 224
8.1.14 Características de línea terminada en circuito abierto 224
8.1.15 Características de línea terminada en Flat 224
8.1.16 Método del doble mínimo para determinar impedancia de carga 225
8.1.17 Cálculo de VSWR conocida distancia d 227
8.1.18 Efectos de VSWR 228
8.1.19 Modificación de VSWR 229

8.2 PATRONES DE ONDA ESTACIONARIA 230

Capítulo 9. LÍNEAS APARENTES 231

9.1 SECCIONES II Y T 231
9.1.1 La red acopladora configuración L 231
9.1.2 La red acopladora configuración II 233
9.1.3 La red acopladora configuración T 234

9.2 LÍNEAS COMO REDES DE IMPEDANCIA PROPORCIONAL 236

Capítulo 10. ACOPLAMIENTO DE LÍNEAS 237

10.1 ACOPLAMIENTO CON UNO O MÁS STUBS 237
10.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN ACOPLADAS 238

10.3 ACCESORIOS DE LÍNEAS 238
10.3.1 Generadores de señal 238
10.3.2 La línea ranurada y el detector de prueba 239
10.3.3 Balun (balanced unbalanced) 240
10.3.4 Unidades multistub 241

Capítulo 11. APLICACIONES DE LÍNEAS 243

11.1 CIRCUITOS DE LÍNEAS RESONANTES 243
11.1.1 Circuito resonante serie 244
11.1.2 Circuito resonante paralelo 246

11.2 LÍNEAS TELEFÓNICAS 247

11.3 INTRODUCCIÓN A FILTROS 248
11.3.1 Filtros pasa bajos 248
11.3.2 Filtros pasa altos 249

11.4 LÍNEAS DE FUERZA 250
11.5 LÍNEAS DE RADIO FRECUENCIA 250
11.6 INTRODUCCIÓN A GUÍAS DE ONDA 251
11.7 LÍNEAS COMO ELEMENTOS DE CIRCUITO 251

Capítulo 12. AYUDAS GRÁFICAS 252

12.1 CARTA DE SMITH 252
12.1.1 Carta de Impedancias 252
12.1.2 Elementos resistivos de la carta de Smith 255
12.1.3 Elementos reactivos de la carta de Smith 257

12.1.4 Carta de Admitancias 258
12.1.5 Consideraciones referidas a la carta de Smith 260
12.1.6 Escalas inferiores de la carta de Smith 264

ÍNDICE DEL CONTENIDO TEÓRICO 265

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN A LA TEORÍA DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

En este capítulo se presentan definiciones básicas de líneas de transmisión, los sistemas de transmisión eléctrica, los métodos analíticos utilizados en el desarrollo de líneas de transmisión, una reseña histórica del desarrollo de los sistemas de transmisión eléctrica. los objetivos para aprender líneas de transmisión y los principios básicos de las mismas.

1.1 DEFINICIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

Una línea de transmisión es un dispositivo físico para efectuar la transferencia eficiente de *energía de alta frecuencia [del orden de MHz]* desde una fuente de energía (Generador, donde se produce la energía eléctrica) a una Carga (donde se utiliza la energía eléctrica), *[ver figura 1.1.1]*.

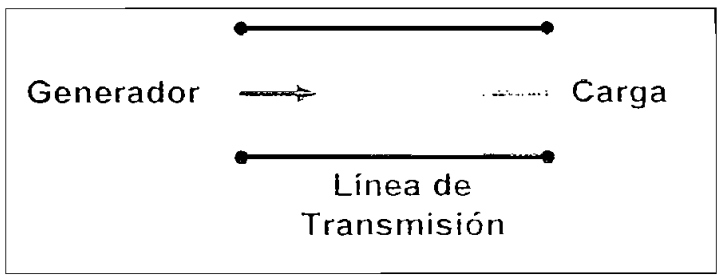


Figura 1.1.1 Diagrama de una línea de transmisión

Se debe considerar una evaluación de las pérdidas en una línea de transmisión encontradas, para apreciar cuáles parámetros gobiernan la transferencia eficiente

de energía de alta frecuencia. Un ejemplo común de esta función es la línea que toma del transmisor energía de radiodifusión y la entrega a la antena transmisora.

La característica que distingue al cable de potencia (energía de baja frecuencia, 60 Hz) de la línea de transmisión es la longitud de onda relativa de la frecuencia de potencia comparada con la radiofrecuencia.

Las líneas de Transmisión son sistemas formados por dos o más conductores uniformes que transportan la energía eléctrica desde el generador a la carga y se caracterizan porque una sola coordenada espacial, por ejemplo la x, es comparable con la longitud de onda, esto es que las longitudes transversales son despreciables a la frecuencia respectiva de trabajo; las cantidades eléctricas voltaje v, corriente i, impedancia z, etc. serán por lo tanto dependientes del tiempo t y de la coordenada espacial x.

1.1.1 La Longitud de Onda

En un patrón espacial armónico (por ejemplo la Figura 1.1.2 de una onda sinusoidal), la distancia sobre la cual la fase cambia en 2 π radianes se llama la longitud de onda del patrón.

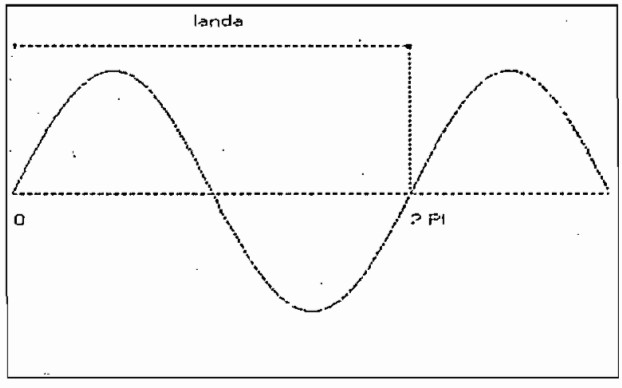


Figura 1.1.2 Onda Sinusoidal

La ecuación para la longitud de onda [λ] está relacionada con la velocidad de la luz [v] y la frecuencia de la corriente en la línea [f].

$$\lambda = \frac{v}{f} \qquad \text{(Ec. 1.1.1)}$$

donde:

λ *es la longitud de onda.*

v *velocidad de la luz.*

f *frecuencia de la corriente en la línea.*

Si el medio de transmisión es el aire la velocidad de la luz es,

$$v = c = 300\,x\,10^6\,[m/s] \qquad \text{(Ec. 1.1.2)}$$

Por lo tanto las fórmulas para cálculos de la longitud de onda al vacío son,

$$\lambda o = \frac{300}{f[MHz]}[m] = \frac{186{,}45}{f[KHz]}[mill] \qquad \text{(Ec. 1.1.3)}$$

Se concluye que a mayor frecuencia menor λo y a menor frecuencia mayor λo.

Además la longitud de onda se relaciona con la longitud de onda en el vacío con la siguiente expresión:

$$\lambda = Kv\lambda o \qquad \text{(Ec. 1.1.4)}$$

donde Kv es la constante de velocidad.

1.1.2 Constante de velocidad

Kv es la constante de velocidad en el medio y sus valores varían según la línea de transmisión utilizada. Desde el punto de vista práctico tenemos los siguientes valores:

Kv	Línea de transmisión
1	2 Conductores paralelos.
0.8-0.9	Conductores paralelos revestidos con dieléctrico; ejemplo cables para TV.
0.66	Conductor coaxial revestido de un dieléctrico de polietileno.

Tabla 1.1.1 Valores prácticos de Constante de velocidad

1.1.3 Longitud Eléctrica de la Línea

La longitud eléctrica de una línea de transmisión se define y se calcula con la fórmula siguiente,

$$le = \frac{l}{\lambda o} \qquad \text{(Ec. 1.1.5)}$$

donde:

le *longitud eléctrica.*

l *longitud de la línea de transmisión.*

λo *longitud de onda en el vacío.*

1.1.4 Ejercicio y Programa para calcular Longitud de Onda y Longitud Eléctrica en una Línea de Transmisión en el vacío:

LONGITUD DE ONDA Y LONGITUD ELÉCTRICA

(Programa 1.1.1)

Con el programa podemos obtener los siguientes cuadros de ejemplo:

condición	f [Mhz]	λo [m]
$l << \lambda o$	60×10^{-6}	5×10^{6}
$l < \lambda o$	1	300
$l \cong \lambda 0$	15	20
$l > \lambda o$	100	3
$l >> \lambda o$	30×10^{3}	0,01

Tabla 1.1.2 Longitud de onda en el vacío

donde:

l [m]	*longitud de la línea en metros.*
λo [m]	*longitud de onda en el vacío en metros.*
f [Mhz]	*frecuencia en megahertzios.*
<	*menor que.*
<<	*mucho menor que.*
>	*mayor.*
>>	*mucho mayor que.*
≅	*semejante a.*

Si tomamos l = 20 [m] podemos observar líneas medianas, cortas y largas comparándole con la longitud de onda, entonces:

frecuencia	le = l / λo	tipo de línea
<	<< 1	muy corta
	< 1	corta
	≅ 1	comparable
	> 1	larga
>	>> 1	muy larga

Tabla 1.1.3 Tipos de línea según longitud eléctrica.

1.1.5 Energía de Alta Frecuencia

Con el análisis anterior podemos considerar la energía de alta frecuencia para líneas de transmisión en el caso que la longitud de la línea de transmisión sea comparable con la longitud de onda en el vacío. La energía de alta frecuencia es del orden de megahertzios, y su estudio se relaciona con la Teoría de Circuitos con Parámetros Distribuidos.

1.1.6 Pérdidas en una Línea de Transmisión

Toda línea de transmisión tiene pérdidas, parte de la energía que transporta se transforma en calor y por tanto no es utilizable.

En la línea de transmisión ocurren tres tipos principales de pérdida de energía. Dos de éstos son similares a la pérdida de potencia en cualquier sistema de

alambrado; el tercero es característico de una línea de transmisión: una línea larga, con muchas longitudes de onda en la frecuencia especificada. Estas pérdidas son la pérdida en el cobre, la pérdida en el dieléctrico y la pérdida por radiación.

1.1.7 La pérdida en el cobre.

Conocida como pérdida $I^2 R$ de resistencia óhmica, o pérdida de resistencia efectiva del conductor. En altas frecuencias estas pérdidas difieren de los cálculos para pérdidas de potencia en bajas frecuencias debido al *efecto pelicular (o efecto skin).* Todo conductor tiene una resistencia; al circular corriente eléctrica por él, una parte de potencia es disipada en calor por esa resistencia. Cuanto más larga sea la línea, mayor será la resistencia y mayores las pérdidas. Las pérdidas resistivas son fijas e independientes de la frecuencia.

1.1.8 El efecto pelicular

Resulta de la autoinductancia del alambre. En alta frecuencia la corriente es forzada a fluir a lo largo de la circunferencia exterior (más exterior) o piel de alambre, en lugar de hacerlo uniformemente a través del alambre. La corriente se comporta como si el alambre fuera un tubo sin un núcleo sólido. Entonces, el cobre usado representa un área de sección transversal menor y tiene una resistencia efectiva más alta.

1.1.9 La pérdida en el dieléctrico.

Es una pérdida de potencia en el material que separa los conductores. Esta pérdida se incrementa severamente en altas frecuencias. Puede minimizarse por

la selección adecuada del material dieléctrico usado en la línea. Si el dieléctrico es aire, la pérdida de potencia es mínima.

1.1.10 La pérdida por radiación.

Es la única pérdida previa de las líneas de transmisión y resulta porque la longitud de la línea es parte significativa de una o muchas longitudes de onda. Esta es la misma pérdida que radia energía en una antena bien diseñada. La diferencia mayor es que la radiación en una antena es deseable mientras que en una línea de transmisión debe evitarse o minimizarse.

1.2 SISTEMAS DE TRANSMISIÓN ELÉCTRICA

Los sistemas de transmisión eléctrica se dividen estructuralmente en dos grupos distintos, de acuerdo con si las señales o potencias son guiadas a lo largo de una trayectoria por una "línea" material, o propagadas en la atmósfera de la Tierra o en el espacio.

En nuestra vida cotidiana existen manifestaciones visibles de sistemas de transmisión eléctrica, como las líneas de transmisión de alto voltaje, las cuales van sobre altas torres de acero que atraviesan las zonas rurales en todas direcciones portando miles de megavatios de potencia; millones de millas de líneas en postes que por doquier van paralelas a calles de ciudades, caminos rurales y vías férreas, que pueden proporcionar kilovatios o megavatios de potencia a usuarios domésticos e industriales, o pueden transmitir señales

telefónicas, de teletipo y señales de datos a niveles de potencia de 1 milivatio aproximadamente, y frecuencias de 1 Khz más o menos, sobre distancias que generalmente no sobrepasan unas pocas decenas de millas.

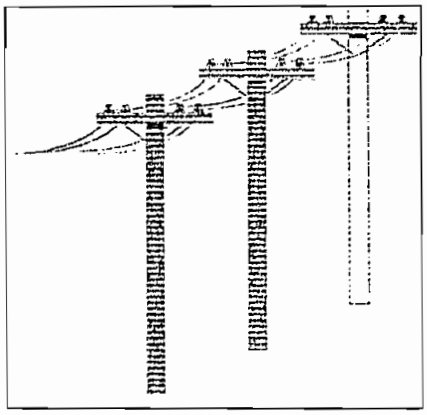


Figura 1.2.1 Líneas de Transmisión en postes

Cada receptor de radio y televisión es un terminal de otro sistema de transmisión eléctrica en el cual la potencia de la señal, a las frecuencias a nivel de los Mhz, se propaga libremente desde la antena de un transmisor, a través de la atmósfera terrestre, guiada solamente por la conductividad de la superficie terrestre, o por las capas ionosféricas de la atmósfera superior. Un componente esencial, en la mayoría de las instalaciones de receptores de televisión es la línea de transmisión eléctrica que conduce la señal de potencia, a niveles de picovatios o nonovatios, desde la antena a los terminales del receptor.

Hay sistemas de transmisión eléctrica que llevan todo tipo de señales de comunicaciones incluyendo televisión, telefonía, datos y control, a niveles de

potencia de unos cuantos vatios, cubriendo distancias superiores a unos cuantos miles de millas, a frecuencias de microondas, de varios Ghz; para esto se emplean antenas en forma de arreglos curvos o discos paraboloides. Antenas similares con mayor directividad se emplean en estaciones de radar por microondas, en circuitos de propagación de ultra-alta frecuencia en el Ártico y para comunicación, control y telemetría en todos los proyectos de satélite, así sean terrestres o exploradores en el espacio exterior.

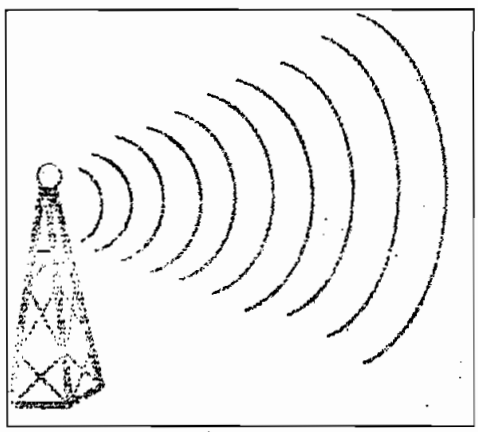


Figura 1.2.2 Señales propagadas en la atmósfera de la Tierra.

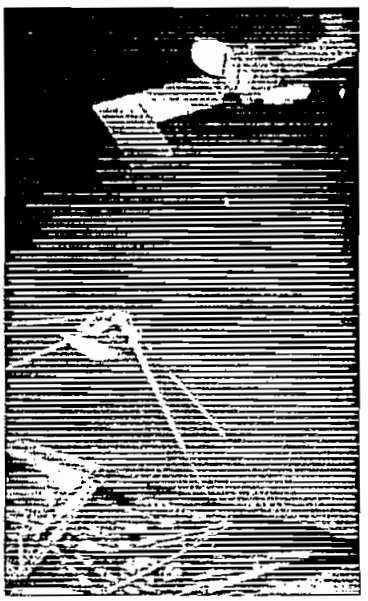


Figura 1.2.3 Señales propagadas en el espacio

Una cantidad considerable de transmisión de señales o de potencia eléctrica se hace con circuitos de transmisión ocultos bajo tierra. La longitud más grande se encuentra en la forma de *pares de alambres entrelazados*, aislados con papel o plástico, los cuales se empacan por centenares en tubos para cables subterráneos. Al transportar señales telefónicas, de teletipo y de datos dentro del área de las centrales telefónicas de las ciudades, algunas de estas líneas operan a la frecuencia de audio, otras a frecuencia de portadora hasta de 100 Khz y aun otras se usan en múltiplex con modulación de pulsos codificados, utilizando frecuencias hasta de 1 o 2 Mhz. También en áreas urbanas, parcialmente subterráneas o aéreas, están las líneas de transmisión coaxiales o de par blindado, de muy alta frecuencia, llevando las señales en cable multicanal para servicios de televisión.

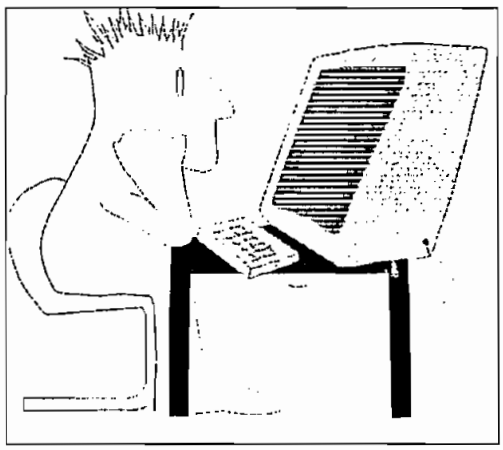


Figura 1.2.4 Utilizando los sistemas de transmisión eléctrica

Entre ciudades en los Estados Unidos de América y muchas partes de Europa, las líneas de transmisión subterráneas operan a frecuencias hasta de varios Mhz llevando todo tipo de señales de comunicación, desde teletipo hasta televisión, cubriendo distancias de cientos o miles de kilómetros, proporcionando gran seguridad contra acción enemiga, catástrofes naturales y varias clases de interferencia de la señal, que se presentan en circuitos de enlace por microondas.

La confiable comunicación intercontinental a través del mundo, hecha vía satélite terrestre, es secundada, en miles de millas, por *cables coaxiales* submarinos con circuitos de frecuencia portadora, menos fantásticos pero igualmente sofisticados, que contienen amplificadores repetidores, separados unas pocas millas uno del otro, que atraviesan la mayoría de los océanos del mundo.

En otro sistema de transmisión con "línea material" utilizamos las fibras ópticas, donde conseguimos el mayor ancho de banda para transmisión de datos, por lo

tanto se transmite mayor información. Por una misma fibra óptica se pueden transmitir varias estaciones o canales ya sean telefónicas, de radio, televisión, etc. con menor atenuación de la señal, mayor ancho de banda y mayor velocidad de transmisión; la fibra óptica es el medio ideal para transmisión de gran capacidad de información a grandes distancias subterráneas o marítimas, requiriendo de regeneradores intermedios.

Además de todos los sistemas de transmisión relativamente grandes que se han enumerado, la totalidad de la ingeniería de transmisión incluye la inmensa variedad de segmentos de línea de transmisión, más cortos, que efectúan muchas funciones diferentes dentro de las unidades terminales de los sistemas. Variando su longitud, desde algunos milímetros en circuitos de microondas, hasta pulgadas o cientos de pies en dispositivos para bajas frecuencias y sirviendo no sólo como vía de transmisión, sino en muchas otras aplicaciones como elementos resonantes, filtros y redes formadoras de onda, muchos de estos componentes de circuitos de líneas de transmisión presentan más problemas en el diseño que todas las millas de una línea de longitud uniforme.

1.3 MÉTODOS ANALÍTICOS

1.3.1 Teoría Electromagnética

En principio, un análisis completo de cualquier problema eléctrico que utiliza señales que varían con el tiempo, se puede hacer solamente usando la Teoría Electromagnética expresada por las Ecuaciones de Maxwell, con el

reconocimiento explícito de que los *campos eléctrico y magnético* del problema en sí, son las variables físicas primarias.

Al estudiar los modos de propagación de microondas en tubos metálicos, las propiedades de radiación de las antenas, o la interacción de ondas electromagnéticas con *plasmas*, por ejemplo, siempre se utiliza la teoría electromagnética. El análisis de propagación de elementos de dos terminales nos revelan un número infinito de modos de propagación transversal eléctrico, transversal magnético y transversal eléctrico-magnético (transversal a la dirección de propagación de la señal).

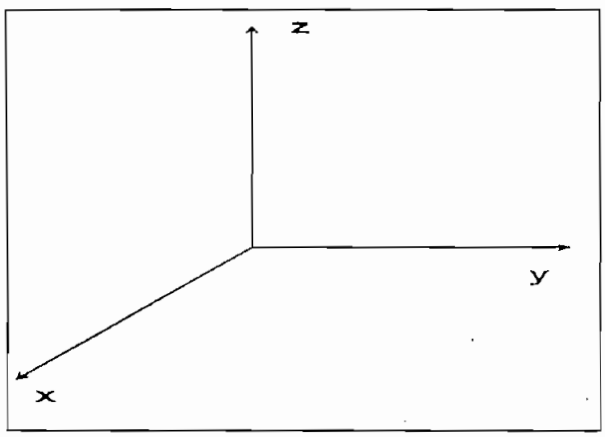


Figura 1.3.1 Eje espacial de coordenadas

En general es utilizado este método a frecuencias muy altas, del orden de Ghz, donde la longitud eléctrica en una sola coordenada espacial es mucho mayor que la unidad, y la dependencia de voltajes y corrientes es espacial y en el tiempo.

Entonces tomando en cuenta que en lo que respecta a la transmisión, el problema de la línea es unidimensional, con un eje de coordenadas único paralelo a la longitud de la línea, se considera a la coordenada x como el eje de coordenadas de transmisión (Figura 1.3.2).

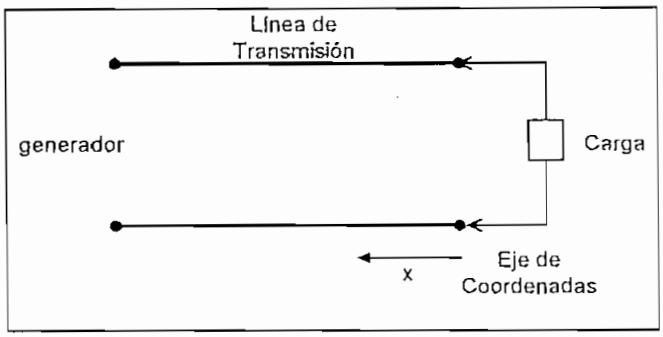


Figura 1.3.2 Eje de coordenadas en una línea de transmisión

Por lo tanto las siguientes relaciones se cumplen en Teoría Electromagnética para el análisis de una línea de transmisión:

$$\frac{x}{\lambda} >> 1 \; ; \frac{y}{\lambda} \approx 1 \; ; \frac{z}{\lambda} \approx 1$$
$$v(t,x,y,z)$$
$$i(t,x,y,z)$$

(Ec. 1.3.1)

donde:

x, y, z	*coordenadas espaciales*
λ	*longitud de onda*
t	*tiempo*
v	*voltaje*
i	*corriente*

1.3.2 Teoría de Circuitos con Parámetros Concentrados

No es posible resolver la ecuación diferencial o integral electromagnética conveniente o rigurosamente en regiones que contienen, o están limitadas, por estructuras de metal o dieléctrico complicadas geométricamente, por tanto, el

método analítico básico en los programas de ingeniería eléctrica ha sido desde un principio el análisis de elementos de circuito agrupados y no la teoría electromagnética, llamado Teoría de Circuitos con Parámetros Concentrados.

Esta teoría emplea el concepto idealizado de resistencias R de dos terminales, de inductancias L y capacitancias C para representar las funciones localizadas de disipación y de almacenamiento de energía en campos magnéticos y eléctricos (Redes Eléctricas, ver Figura 1.3.3.).

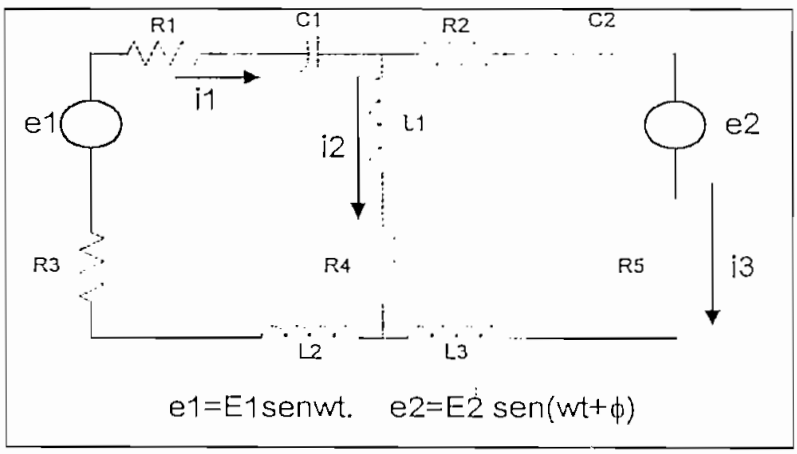


Figura 1.3.3. Ejemplo de una red eléctrica

Los voltajes [e] y corrientes [i] que están relacionados por medio de expresiones integrales o diferenciales a los campos eléctrico y magnético, son las variables eléctricas primarias.

El método es un sustituto adecuado para la teoría electromagnética, cuando las apariciones de las tres funciones mencionadas se pueden identificar separadamente y cuando las dimensiones de un circuito son suficientemente pequeñas, de modo que ningún cambio apreciable ocurrirá en el voltaje o en la corriente, en cualquier punto, durante el tiempo que las ondas electromagnéticas requieren para propagarse a través del circuito total. El criterio en cuanto a tamaño es obviamente una función entonces de la frecuencia. A la frecuencia de

las líneas de potencia de 60 Hz, este método es aplicable con gran exactitud a circuitos de varias millas de longitud. mientras que a las frecuencias de microondas a nivel de los Ghz los mismos métodos son inservibles para analizar un circuito de menos de una pulgada.

En general este método es aplicable a bajas frecuencias, del orden de los Hz y Khz, donde la longitud eléctrica es mucho menor que la unidad, y las cantidades eléctricas de voltaje y corriente solo dependen del tiempo, entonces tendremos:

$$\frac{l}{\lambda} << 1$$
$$v(t)$$
$$i(t)$$

(Ec. 1.3.2)

donde:

l *longitud de la línea*

1.3.3 Teoría de Circuitos con Parámetros Distribuidos

Fuera de las técnicas de la teoría electromagnética y del análisis por agrupación de los elementos del circuito, los ingenieros electrónicos hacen uso de un tercer procedimiento analítico para problemas eléctricos, el cual combina aspectos que separadamente son característicos de cada uno de los otros métodos. Este extiende la aplicación de los conceptos del análisis por agrupación de los elementos del circuito, a circuitos que son infinitamente largos en una dimensión pero que deben ser restringidos y uniformes en las otras dimensiones a través de su longitud. El análisis expone la propagación de ondas de las variables voltaje y corriente, análogas a las ondas de campos eléctricos y magnéticos, que son soluciones de las ecuaciones de Maxwell. El método se conoce como análisis de circuitos distribuidos.

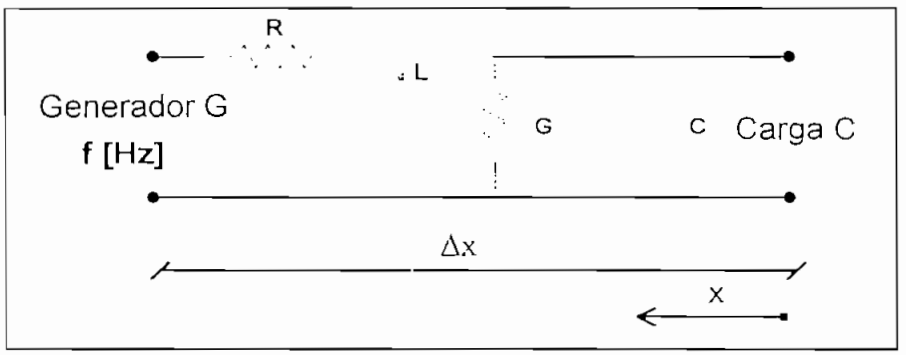


Figura 1.3.4 Circuito equivalente infinitesimal con parámetros distribuidos

donde:

R, L, G, C *Parámetros distribuidos de la línea de transmisión*

Δx *segmento de línea*

x *eje de coordenadas*

En general utilizamos este método de parámetros distribuidos a frecuencias altas, del orden de Mhz.

En las líneas de transmisión uniformes de dos conductores, cuando la longitud eléctrica de la línea es semejante a la unidad o cuando una sola coordenada espacial, por ejemplo la x, es comparable con la longitud de onda, se utiliza análisis de circuitos con parámetros distribuidos. Las cantidades eléctricas v, i, z, etc. serán por lo tanto dependientes del tiempo y de la coordenada espacial considerada, por ejemplo la x. Se tiene:

$\frac{l}{\lambda} \approx 1$ (longitud eléctrica)
$v(t,x)$
$i(t,x)$

(Ec. 1.3.3)

1.3.4 Ecuaciones de Maxwell

Ecuaciones macroscópicas del campo electromagnético o Ecuaciones Diferenciales de Maxwell:

1. Ley de Gauss:

$$\nabla . \vec{E} = \frac{\rho}{\xi} \quad ; \quad \rho = \rho(\vec{r}) \qquad \text{(Ec. 1.3.4)}$$

2. Ley de Faraday:

$$\nabla x \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad ; \quad \vec{Jc} = \vec{Jc}(\vec{r}) \qquad \text{(Ec. 1.3.5)}$$

3.

$$\nabla . \vec{H} = 0 \quad ; \quad \nabla . \vec{B} = 0 \qquad \text{(Ec. 1.3.6)}$$

4.

$$\nabla x \vec{H} = \vec{Jc} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \qquad \text{(Ec. 1.3.7)}$$

$$\nabla x \vec{B} = \mu \vec{Jc} + \mu\xi \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

siendo,

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \; ; \; \vec{D} = \xi \vec{E} \; ; \; \vec{J} = \sigma \vec{E} \; ; \; \sigma = \sigma(\vec{E}) \qquad \text{(Ec. 1.3.8)}$$

donde:

μ	*Permeabilidad Magnética.*
ρ	*Densidad volumétrica de carga.*
ξ	*Permitividad eléctrica del medio.*
σ	*Conductividad del medio lineal.*

$\vec{H}$ *Intensidad de Campo Magnético.*

$\vec{Jc}$ *Densidad de corriente de conducción.*

$\vec{D}$ *Desplazamiento del Campo Eléctrico.*

$\vec{E}$ *Inducción Eléctrica.*

$\vec{B}$ *Inducción Magnética.*

El transporte de energía se debe al transporte de corriente de conducción y de desplazamiento:

$$\nabla x \vec{H} = \vec{Jc} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \vec{Jc} + \vec{Jd} \qquad \text{(Ec. 1.3.9)}$$

donde:

$\vec{Jd}$ *densidad de corriente de desplazamiento.*

Si predomina $\vec{Jc}$ se utilizará preferentemente los Parámetros Concentrados o los Parámetros Distribuidos.

Si predomina $\vec{Jd}$ se utilizará preferentemente Teoría Electromagnética.

1.4 EL DESARROLLO DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN ELÉCTRICA

Una breve revisión del desarrollo histórico de la ingeniería de transmisión eléctrica ayudará a explicar algunos aspectos de la realidad presente.

Se tiene un comienzo improbable en 1729 cuando *Stephen Gray*, un pensionado de 63 años en una institución de caridad para ancianos, descubrió que el

fenómeno de atracción electrostática de pequeñas partículas de materia podría ocurrir en el extremo de una cuerda húmeda de varios centenares de pies de largo, cuando un cuerpo cargado electrostáticamente (vidrio frotado), se sostenía al otro extremo. El concluyó que se transmitía "efluvio eléctrico" a través de la línea.

Sesenta años antes, el concejal *Otto von Guericke de Magdeburgo,* Alemania (famoso por sus hemisferios evacuados de Magdeburgo que varios caballos no podían desprender), había notado que hilos cortos conectados a un extremo de su máquina electrostática primitiva, se cargaban en toda su longitud, pero nadie dedujo el concepto de la transmisión eléctrica a partir de esta observación sino hasta después del tiempo de Gray.

Gray estableció que la transmisión electrostática ocurría a lo largo de sus hilos húmedos si éstos eran soportados por hilos de seda, pero no si eran soportados por alambres finos de cobre. Esta primera distinción entre conductores eléctricos y aislantes eléctricos fue desarrollada aún mas en los cinco años sucesivos por el botánico francés *Charles DuFay,* quien también reportó la existencia de dos clases diferentes de electricidad, eventualmente llamadas positiva y negativa por *Benjamín Franklin,* en 1947.

Solamente transcurrieron 24 años, después de los experimentos de Gray, antes de que el inventor propusiera en el "Scots Magazine" de Edimburgo, el 17 de febrero de 1753, que un sistema de comunicación eléctrica, para uso a través de distancias considerables, se podría construir empleando una línea de transmisión con 26 alambres paralelos (cada alambre identificado en cada extremo por una letra del alfabeto), soportados a intervalos de 60 pies por aislantes de vidrio o con "cemento de joyero". Una secuencia de letras iba a ser transmitida usando la

técnica de Gray, tocando con un objeto cargado cada uno de los alambres, sucesivamente. En el extremo de recepción, partículas de papel o de paja deberían ser vistas saltando, sucesivamente, en los terminales de los alambres correspondientes. Entre 1770 y 1830 algunos *sistemas telegráficos electrostáticos* fueron construidos en varias partes del mundo, a través de algunas millas de distancia. Ninguno de estos sistemas alcanzó éxito, pero con lo anterior se puede decir que se logró establecer el concepto de la línea de transmisión.

El descubrimiento de la *pila química* por *Volta* en 1800 y el descubrimiento del efecto magnético de una corriente por *Oersted* en 1820 fueron usados en los *telégrafos magnéticos experimentales* de *Gauss*, *Henry* y otros, en los primeros años de la década 1830 a 1840; éstos fueron seguidos por el primer *telégrafo electromagnético comercial* de *Wheatstone y Cook* en Inglaterra en 1839, y el de *Morse* en América, en 1844. En ambos casos, líneas de transmisión de alambres aislados, subterráneos, fueron probadas primero, pero con resultados regulares y entonces se adoptaron rápidamente líneas de alambre descubierto sobre postes o árboles. En 1850 había miles de millas de líneas de transmisión telegráficas, un poco primitivas, en operación, en los Estados Unidos y en Europa. Su diseño y construcción fue puramente empírico. No existían instrumentos de prueba y aún la ley de Ohm era desconocida para los "electricistas" de la época.

A medida que se extendieron líneas telegráficas terrestres, fue necesario tender cables bajo el agua, a través de ríos, lagos y otras grandes extensiones de agua. A pesar del mal aislamiento disponible en la época se colocó, con éxito, un cable submarino de 40 millas a través del canal de la Mancha, en 1851, y en el intervalo de 2 o 3 años se tendieron cables submarinos hasta de 300 millas de largo en varias partes de Europa. El funcionamiento de los circuitos telegráficos bajo el agua pronto reveló un nuevo fenómeno de transmisión: el de la distorsión

de la señal. Las señales recibidas, registradas con trazos a lápiz sobre cintas de papel, perdieron la forma familiar de los circuitos sobre líneas terrestres y se volvieron ondas borrosas y atenuadas con una línea de base oscilante.

Los patrocinadores fueron estimulados, naturalmente, por la perspectiva de que un cable submarino trasatlántico podría proveer el primer enlace de comunicación instantánea entre Europa y América pero tenían miedo al riesgo de invertir grandes cantidades de capital sin alguna garantía de que las señales podrían atravesar un cable bajo el agua, de una longitud superior a la del cable más largo que existía. Para tener alguna certeza ellos recurrieron a *William Thomson*, profesor de filosofía natural en la Universidad de Edimburgo. Este puede ser el primer caso de asesoría profesional sobre una aventura comercial, de gran alcance, en ingeniería eléctrica. Thomson (luego Sir William y posteriormente Lord Kelvin), llevó a cabo en 1855, el *primer análisis de circuito distribuido de una línea de transmisión uniforme*. Representó el cable por una resistencia en serie y una capacitancia en paralelo, uniformemente distribuidas a lo largo de la longitud de la línea. Comprendió que una investigación más completa de las propiedades de transmisión del cable, requerirían la adición de una inductancia distribuida en serie y una conductancia (de escape) distribuida en paralelo. Por cálculos de prueba, sin embargo, encontró que a las frecuencias de las señales telegráficas, los efectos de la inductancia eran despreciables y a partir de medidas sobre muestras de cable, quedó satisfecho de que la conductancia de escape podría mantenerse lo suficientemente baja para poder despreciarse. Thomson hizo una publicación en 1855, cuya lectura es de provecho aun a los eléctricos de hoy en día.

Thomson suministró asistencia adicional de naturaleza más práctica a los patrocinadores de la industria del cable, inventando galvanómetros de recepción

más sensibles que los que había en existencia y dirigiendo una fabricación de cobre más puro, de una conductividad mucho más alta que la del metal comercial hasta entonces disponible. Después de varias dificultades mecánicas, se diseñó un cable según las especificaciones de Thomson que fue tendido con éxito a través del Atlántico, en 1858 y que llevó mensajes durante algunas semanas, antes de que el aislante fallara. La financiación posterior del proyecto del cable fue retardada por la guerra civil en los Estados Unidos, pero en la década después de 1866 se tendieron muchos cables, algunos de los cuales estaban aún en operación como circuitos telegráficos hasta época reciente.

Los problemas tecnológicos encontrados en el diseño y operación de cables submarinos largos, eran mucho más complicados que los asociados con líneas telegráficas terrestres, y fue la causa del advenimiento de una nueva clase de personal técnico, desarrollado gradualmente, que consistía de hombres con un conocimiento considerable sobre técnicas y principios eléctricos. La primera asociación profesional en el mundo de ingenieros eléctricos fue la Society of Telegraph Engineers, fundada en Inglaterra en 1871 y la mayoría de sus miembros eran ingenieros de telégrafos submarinos. La sociedad añadió "and Electricians" a su título en 1880, para convertirse en lo que es hoy, la Institution of Electrical Engineers, en el año de 1889, cinco años después de la formación en América del Institute of Electrical Engineers.

La invención del *teléfono* en 1876 hizo evidente inmediatamente algunas otras complicaciones en el uso de las líneas de transmisión para comunicación eléctrica. Las frecuencias requeridas para la reproducción de la voz eran centenares de veces más altas que las usadas en telegrafía. Se hicieron ensayos de telefonía entre ciudades, por medio de las líneas telegráficas de la época que generalmente consistían en alambres sencillos de hierro con la tierra como

circuito de retorno, pero fallaron por el bajo nivel y la falta de legibilidad de las señales recibidas. En los siguientes cuarenta años se desarrollaron lentamente algunas mejoras en la telefonía a larga distancia, por medio de una combinación de descubrimientos empíricos y estudios teóricos.

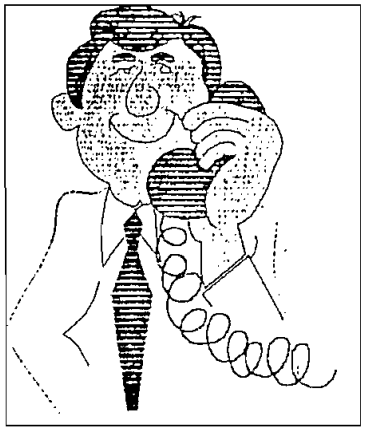


Figura 1.4.1 El teléfono

El responsable de un análisis matemático más completo de la propagación de señales en líneas de transmisión fue *Oliver Heaviside*, uno de los más notables ingenieros-matemáticos de todos los tiempos. Sobrino de Charles Wheatstone, el prominente científico electricista e inventor del telégrafo y hermano de un ingeniero de telégrafos muy conocido, trabajó por algunos años en la industria telegráfica británica y luego se "retiró"(de acuerdo con una gran enciclopedia), en 1874, a la edad de 24 años, a pasar los próximos 50 años de su vida en casi total reclusión. Durante ese medio siglo, sus publicaciones sobre líneas de transmisión, teoría de circuitos eléctricos, análisis vectorial, cálculo operacional, teoría de campos electromagnéticos y otros numerosos temas, hicieron mucho para definir conceptos y establecer los métodos teóricos avanzados de la ingeniería eléctrica moderna, más de lo que ha hecho el trabajo individual de cualquier otro. La teoría de las líneas de transmisión desarrollada en esta Tesis, es completamente la obra de Oliver Heaviside y fue publicada por primera vez

por él hacia 1880. Las representaciones modernas de la teoría electromagnética de Maxwell están esencialmente en la forma creada por Heaviside.

Al final del siglo XIX el análisis y la experiencia habían indicado que el circuito telefónico de frecuencias de audio, que es aún el problema sobre líneas de transmisión más discutido, funcionaba mejor al ser construido de dos alambres de cobre largos, de baja resistencia y bien aislados, montados separadamente como líneas de alambre descubierto sobre postes. El uso del retorno sobre tierra fue abandonado. A partir de sus ecuaciones Heaviside había notado que en las líneas más prácticas las señales de la voz se debían propagar con pérdida reducida y con mayor fidelidad si la inductancia distribuida de la línea se podía aumentar sin cambiar los otros coeficientes distribuidos del circuito. En los Estados Unidos, *Michael Pupin* de la Universidad de Columbia y *George Campbell* de la Bell Telephone Laboratories, decidieron en 1900 que una alternativa práctica del difícil proceso de incrementar la inductancia uniformemente distribuida de una línea podría ser la inclusión de bobinas de inductancia de baja resistencia, a intervalos de una milla, a lo largo de la línea. Esto tuvo bastante éxito y bobinas de cargue fueron conectadas en miles de millas de alambre descubierto y cables de circuitos telefónicos en un período de cerca de treinta años. El cargar la línea permitió la economía, en líneas telefónicas largas, usar alambres de cobre de calibre más pequeño que el que se usaría de otra manera, para dar el mismo rendimiento eléctrico y calidad de transmisión.

El *micrófono de carbón* de telefonía es un amplificador electromecánico cuya potencia eléctrica de salida puede ser mil veces más grande que la potencia mecánica del sonido a la entrada. desde 1890 en adelante, se hicieron muchos esfuerzos para desarrollar esta propiedad en una unidad amplificadora que

pudiera ser insertada en las líneas telefónicas largas, para contrarrestar los efectos de resistencia y escape. Los resultados nunca fueron satisfactorios para usarlos a una escala comercial. El potencial máximo de los circuitos telefónicos pasivos a frecuencia de audio se puede mostrar por el hecho histórico, ocurrido en 1911, de una conversación telefónica entre Nueva York y Denver, Colorado. El circuito consistía en líneas de transmisión montadas sobre postes, entre las ciudades, conectadas en paralelo. No tenían amplificadores y las líneas que eran de baja resistencia y alta inductancia no tenían ninguna forma práctica de carga. El circuito podía manejar solamente una señal de audio-frecuencia y su funcionamiento probó que la telefonía a través de una distancia de 2000 millas era económicamente imposible para la tecnología de esa época. En un país con sitios separados por más de 3000 millas esto era una conclusión desagradable.

En este momento crítico del progreso de la comunicación eléctrica, *Lee De Forest*, ofreció, en 1912, a la industria telefónica, su primitivo amplificador de tríodo que incorporaba el "audion" termoiónico que el había inventado en 1907. Dos años de investigación intensa en laboratorios industriales mejoraron el dispositivo hasta el punto de hacer de la telefonía transcontinental un hecho realizable en 1915. Con los amplificadores de tubo de vacío, las pérdidas de las líneas, con pequeños conductores, se podrían contrarrestar económicamente con la ganancia estable del amplificador, y se la podía reducir a un valor deseado por medio de redes que "igualaban" las características de la línea a través de cualquier rango de frecuencias de la señal.

Una vez en posesión de la solución práctica a los problemas de distancia y calidad de la señal, los ingenieros de teléfonos investigaron nuevos métodos para reducir el costo. Era obvio que la mayor economía estaba en la posibilidad de usar las líneas de transmisión costosas, para diferentes señales de frecuencia de

audio, simultáneamente. La búsqueda de esta meta, de diferentes maneras, se volvió una actividad importante de la industria telefónica durante los 50 años siguientes y aún recibe considerable atención.

El interés militar en los tubos electrónicos y sus circuitos asociados, durante la primera guerra mundial, aceleró el desarrollo de los amplificadores, osciladores, filtros y otros dispositivos y ayudó a realizar en 1919 la primera instalación de un sistema telefónico de larga distancia con frecuencia portadora en el cual varios canales de audio de un ancho de banda de 4 Khz eran convertidos a diferentes intervalos de frecuencias más altas, para su transmisión. Los anteriores sistemas de frecuencia portadora (la técnica se conoce hoy como sistemas "múltiplex de división de frecuencia"), podían manejar tres canales telefónicos en cada dirección en un par de cables de dos alambres. o línea de transmisión de alambre descubierto, usando frecuencias hasta de cerca de 30 Khz.

Probablemente la más grande ironía en la historia de la ingeniería eléctrica es que la técnica del cargue de la línea, que fue la salvación de industria telefónica a la larga distancia en el primer cuarto de siglo, había convertido cada línea de transmisión cargada en un filtro pasabajo incapaz de transmitir cualquier frecuencia superior a 3 o 4 Khz, y por lo tanto, sin utilidad en sistemas de frecuencia portadora. Entre 1925 y 1940 la mayoría de las bobinas de carga instaladas anteriormente se retiraron.

Mientras que la industria de las comunicaciones a base de líneas de alambre estaba evolucionando, desde la limitada capacidad de los circuitos de línea de transmisión pasivos a frecuencias de audio hasta posibilidades virtualmente ilimitadas, para propósitos continentales por lo menos, de circuitos multicanales de frecuencia portadora usando amplificadores de tubo de vacío, la tecnología de

las comunicaciones por propagación libre de ondas electromagnéticas se desarrollaba simultáneamente. Los experimentos de *Marconi*, entre 1895 y 1902, demostraron que la telegrafía local e intercontinental se podría llevar a cabo sin alambres, usando las ondas hertzianas. La telegrafía sin hilos se volvió pronto atractivísima y una actividad con gran publicidad, pero a pesar de sus grandes perspectivas no ofreció competencia significativa a ninguno de los servicios telegráficos o telefónicos establecidos, que usaban líneas terrestres o cables submarinos, hasta el desarrollo durante la primera guerra mundial de tubos termoiónicos de mediana potencia para transmisores y de varios tubos de vacío sensitivos para circuitos en receptores. (Esto originó un nuevo tipo de personal técnico y el Institute of Radio Engineers, fundado en 1912, resultó de la unión de dos pequeñas sociedades de ingenieros radiotelegráficos. En 1963 el I.R.E. se unió con la A.I.E.E. para formar el Institute of Electrical and Electronics Engineers. I.E.E.E.).

El progreso durante la guerra condujo a la fundación en los años de 1920 a 1930 de la industria de la radiodifusión, usando frecuencias alrededor de un Mhz, cuyos principios tecnológicos han tenido solamente cambios pequeños desde ese tiempo. Las exploraciones siguientes de las frecuencias más altas descubrieron las características extraordinarias de propagación a través del mundo de "ondas cortas", entre 3 y 30 Mhz y los circuitos de radioteléfono, a estas frecuencias, adoptados por la industria telefónica antes de 1930 para el primer servicio telefónico intercontinental, permanecieron como la única solución comercial al problema durante los siguientes treinta años.

Durante esa década el aumento proporcional de ingenieros eléctricos empleados en la telefonía a frecuencia portadora y en radio a altas frecuencias, hizo necesario el empleo de circuitos de transmisión cuya longitud es de varios

longitudes de onda y cuyo análisis requiere el uso de métodos de circuitos distribuidos. El estudio por Heaviside de la teoría sobre líneas de transmisión comenzó a aparecer en algunos programas de ingeniería eléctrica generalmente a nivel de postgrado usando los libros de texto de Steinmetz, Dwight, Fleming, Pierce, Johnson y Kennelly, entre otros.

El año de 1930 vio la extensión de la tecnología de los dispositivos y circuitos electrónicos de control, desde frecuencias en el rango de las decenas de Mhz hasta algunos centenares de Mhz, con aplicaciones tales como radiodifusión de FM, servicios móviles de teléfonos y el comienzo de la televisión y el radar. La teoría de las líneas de transmisión uniformes se incorporó en algunos programas de pregrado, muchas veces como una materia opcional. Los libros de texto populares que trataban estos temas comprendían los escritos por Terman, Everitt y Guillemin.

Finalmente, la gran atención prestada al campo completo de las frecuencias ultraaltas y a las microondas durante la segunda guerra mundial, con el consecuente desarrollo de la televisión comercial, los enlaces de comunicación por microondas, radio, radar y las innumerables aplicaciones de estas frecuencias en la exploración del espacio y el continuo uso militar, hicieron ostensible que la teoría sobre las líneas de transmisión debería ser un tema básico en todos los programas sobre ingeniería eléctrica.

La realización de este resultado fue marcada por la publicación en el período entre 1949 y 1954 de un número considerable de libros de texto. Entre los autores estaban Skilling, Johnson, Kimbark, Cramer, Ryder, Jackson y Karakash. Estos eran los sucesores de unos pocos libros de texto que aparecieron durante el período de la guerra, de los cuales los más importantes eran probablemente los

dos de Sarbacher y Edson y los de Ramo y Whinnery. Desde 1955 los nuevos libros de texto sobre líneas de transmisión han aparecido con menos frecuencia.

"La frontera de la alta frecuencia" de la ingeniería eléctrica ha sido llevada, en las últimas dos décadas. hacia frecuencias más allá de cien Ghz, usando dispositivos electrónicos de estado sólido y de vacío; ha sido posible con el láser de la electrónica cuántica, generar potencias a frecuencias desde cientos de Ghz hasta cientos de Thz (terahertzios) en las regiones infrarroja, visible y ultravioleta del espectro; por tanto, el concepto de frontera ha perdido la mayor parte de su significado.

A las frecuencias cuya longitud de onda, en el espacio libre, es menor que algunos milímetros, los sistemas de transmisión eléctrica de dos conductores operando en el modo implícito de la teoría de circuito distribuido son poco usados. Otras bases analíticas tales como las de la teoría electromagnética o de la óptica geométrica o física se deben aplicar, en el caso de Fibras Ópticas. Puesto que el interés de los ingenieros de comunicaciones está en una región más amplia del espectro electromagnético que la usada algunos años atrás, la importancia relativa de la teoría de líneas de transmisión ha comenzado a disminuir en sus programas de estudio. Las líneas de dos conductores, sin embargo, serán siempre la técnica básica de transmisión y para su análisis la teoría de Heaviside será siempre tan fundamental como son las ecuaciones de Maxwell a la teoría electromagnética ya que la teoría de Heaviside es una aplicación directa de las relaciones electromagnéticas primarias al modo principal de propagación en tales líneas.

1.5 OBJETIVOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

Para aprender líneas de transmisión de telecomunicaciones se tienen como objetivos saber los siguientes puntos importantes, los cuales se desarrollan y estudian profundamente en los diferentes temas y subtemas de la teoría de líneas de transmisión de telecomunicaciones:

a. Las características básicas de una línea de transmisión.
b. Los tipos de pérdidas en una línea de transmisión.
c. Equivalente eléctrico de una línea de transmisión.
d. Impedancia característica de una línea de transmisión.
e. Características de onda estacionaria.
f. Coeficiente de reflexión de una línea de transmisión.
g. Efecto de una carga sobre línea de transmisión.
h. Propiedades de líneas de transmisión de un cuarto ($\lambda/4$) y media longitud de onda ($\lambda/2$).
i. Instrumentación de líneas de transmisión.

1.6 PRINCIPIOS BÁSICOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

La única característica que distingue al cable de potencia de la línea de transmisión es la longitud de onda relativa de la frecuencia de potencia comparada con la radiofrecuencia. El parámetro que permite estudiar esta definición es la longitud eléctrica [le] expresada por la fórmula siguiente (ver subcapítulo 1.1):

$$le = \frac{l}{\lambda} \qquad \text{(Ec. 1.6.1)}$$

donde:

le	*longitud eléctrica de la línea de transmisión*
l	*longitud de la línea de transmisión*
λ	*longitud de onda o distancia cubierta durante un ciclo en metros*

La longitud de onda se define con la expresión siguiente (ver subcapitulo 1.1):

$$\lambda = \frac{vc}{f} \qquad \text{(Ec. 1.6.2)}$$

donde:

vc	*velocidad en metros por segundo*
f	*frecuencia en hertz, ciclos por segundo*

Con las definiciones de longitud eléctrica y longitud de onda de una línea, los principios básicos de líneas de transmisión de telecomunicaciones son:

a. Toda línea de transmisión tiene una longitud física, por lo tanto es un medio físico de transmisión. Si la longitud de la línea es comparable con la longitud de onda estamos hablando de líneas de transmisión de telecomunicaciones. Este principio se define con las relación siguiente:
$l \approx \lambda$

b. Si la longitud eléctrica es comparable con la unidad estamos hablando de líneas de transmisión de telecomunicaciones. Principio definido con la relación siguiente:
$le = \frac{l}{\lambda} \approx 1$

c. La línea de transmisión se caracteriza porque una sola coordenada espacial, por ejemplo la x, es comparable con la longitud de onda, esto es que las longitudes transversales son despreciables a la frecuencia respectiva de trabajo.

d. Los cálculos en Líneas de Transmisión uniformes se los realiza con la Teoría de Circuitos con parámetros distribuidos.

CAPÍTULO 2

TIPOS GENERALES DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

En este capítulo usted podrá visúalizar en gráficos y fotografías los diferentes tipos de líneas de transmisión que se consideren o no en telecomunicaciones. Además de poder estudiar las características principales y análisis de cada uno de ellas. Haremos el estudio de los conductores paralelos blindados y no blindados, los cables coaxiales y una introducción de las guías de onda; además los conductores físicos paralelos en sistemas de comunicación como el stripline, microstrip y slotline. También los sistemas multiconductor, el conductor entrelazado y algunas líneas de transmisión no transversal electromagnéticas como el microstrip, la línea ranurada y la línea helicoidal que nos sirven para laboratorio de líneas de transmisión de telecomunicaciones. Por último analizaremos las líneas acopladas.

2.1 CONDUCTORES PARALELOS: BLINDADOS Y NO BLINDADOS

La figura 2.1.1 muestra configuraciones transversales de conductores paralelos blindados y no blindados:

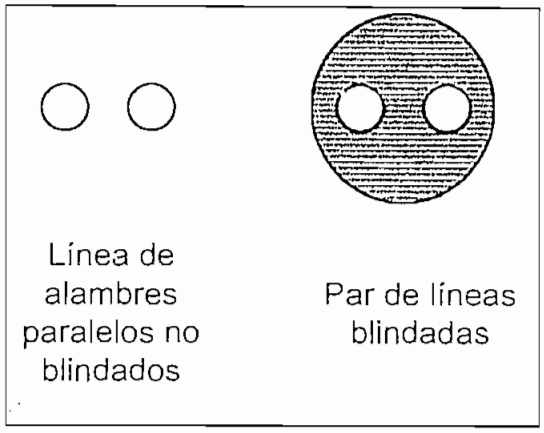


Figura 2.1.1 Secciones transversales de conductores paralelos

Las líneas de transmisión más usadas comúnmente en la industria y el hogar son el *cable coaxial* y el alambre de dos conductores paralelos separados, rodeados por material dieléctrico (twinex o twin leads). Ambos tipos se usan para conectar una antena exterior de TV al receptor correspondiente. La geometría de los alambres paralelos se indica en la figura 2.1.2.

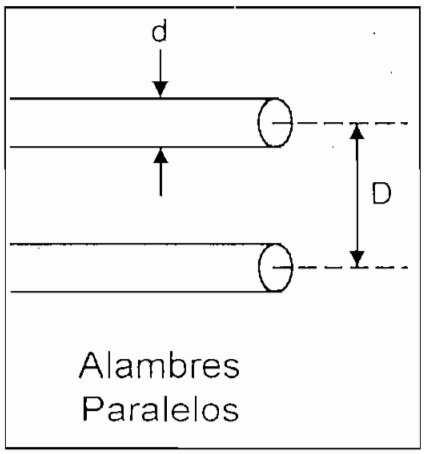


Figura 2.1.2 Geometría de conductores paralelos

2.1.1 Impedancia Característica de Conductores Paralelos

La impedancia característica de la línea de transmisión de conductores paralelos se define por su geometría y el material dieléctrico que rodea a los conductores. Se usa generalmente para conectar una antena de 300 Ω del tipo dipolo doblado a un receptor de TV con una impedancia de entrada de 300 Ω. En ese caso se usa una línea de transmisión de 300 Ω. En la práctica, la línea twinex está disponible con impedancias características seleccionables desde 150 a 600 Ω.

La relación de geometría de la línea y la impedancia característica del alambre de conductores paralelos es:

$$Zo = 276 \log \frac{2D}{d} [\Omega] \qquad \text{(Ec. 2.1.1)}$$

donde:

Zo	*Impedancia característica*
D, d	*definidos en la geometría del cable paralelo (Figura 2.1.2)*

Como el dieléctrico normalmente es aire para líneas de conductores paralelos, los efectos del dieléctrico aire ya están incluidos en el coeficiente constante 276.

La impedancia característica Zo de la línea de conductores paralelos también está influenciada por variables adicionales, tales como: proximidad de tierra o plano metálico, blindaje metálico rodeando al alambre y ya sea que la línea esté en el plano horizontal o vertical con respecto a tierra.

2.1.2 Resistencia distribuida e Inductancia interna de conductores circulares sólidos

Generalmente los conductores, para líneas de transmisión, más usados están hechos de alambres sólidos, homogéneos y de sección circular. Se usan como conductores centrales de líneas coaxiales, como conductores de líneas empleando alambres paralelos o pares blindados o líneas de multiconductores y como conductores únicos de líneas de imagen. Le siguen en importancia los conductores tubulares de perímetro circular, que se usan en todas las aplicaciones ya mencionadas y también como conductores exteriores de líneas coaxiales y en líneas de pares blindados.

Si un alambre de sección transversal circular tiene un radio de [a] metros y está hecho de material isotrópico homogéneo de conductividad σ mhos/metro, la resistencia por unidad de longitud a la frecuencia cero (es decir, su resistencia distribuida d-c), está dada por:

$$R_{d-c}=\frac{1}{\sigma\pi a^2}\left[\Omega/m\right] \qquad \text{(Ec. 2.1.2)}$$

donde:

R_{d-c}	Resistencia distribuida d-c en ohmios/metro
σ	conductividad del material del alambre en mhos/metro
a	radio de la sección transversal circular en metros (Figura 2.1.3)

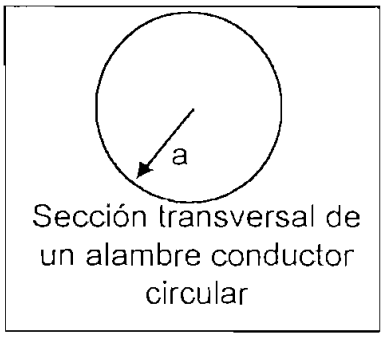


Fig 2.1.3 Sección transversal de un conductor circular

La inductancia interna total [Li_{d-c}] a la frecuencia cero de conductores circulares sólidos está dada por la siguiente expresión:

$$Li_{d-c} = \frac{\mu}{8\pi} [henrios/m] \qquad \text{(Ec. 2.1.3)}$$

donde:

Li_{d-c} Inductancia interna total d-c en henrios/metro

μ permeabilidad del material del conductor en unidades mks

Siendo δ una constante que relaciona características del material conductor definida por:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \qquad \text{(Ec. 2.1.4)}$$

donde:

δ *constante que relaciona características del conductor*

ω *frecuencia angular en radianes/segundo*

Para propósitos prácticos de acuerdo al valor de a/δ tendremos los valores siguientes de Resistencia distribuida [R] e Inductancia interna [Li] de conductores circulares sólidos:

1. Cuando a/δ es menor que 0.5, la resistencia distribuida a-c [R] de un conductor aumenta sobre su valor d-c [R_{d-c}] dado por la (Ec. 2.1.2), en menos de 0.5%, y la inductancia interna distribuida [Li] decrece en menos de 0.25% de su valor d-c [Li_{d-c}] dado en la (Ec. 2.1.3).

2. Para todos los valores de a/δ menores que, pero próximos a 1.5, se tiene una exactitud mayor que el 0.5% a partir de las fórmulas aproximadas:

$$\frac{R}{R_{d-c}} = 1 + \frac{(a/\delta)^4}{48} \qquad \text{(Ec. 2.1.5)}$$

$$\frac{Li}{Li_{d-c}} = 1 - \frac{(a/\delta)^4}{96} \qquad \text{(Ec. 2.1.6)}$$

donde:

R	*Resistencia distribuida a-c del conductor*
R_{d-c}	*Resistencia distribuida d-c del conductor*
Li	*Inductancia interna a-c del conductor*
Li_{d-c}	*Inductancia interna d-c del conductor*
a	*radio de la sección transversal circular en metros (Figura 2.1.3)*
δ	*constante que relaciona características del conductor*

3. Cuando a/δ es mayor que aproximadamente 100, una exactitud de 0.5% está dada por las fórmulas simples:

$$R = \frac{Rs}{2\pi a}$$

$$Li = \frac{R}{\omega} \qquad \text{(Ec. 2.1.6)}$$

donde

$$Rs = \frac{1}{\sigma \delta}$$

2.1.3 Metales más usados como conductores en líneas de transmisión

La Tabla 2.1.1 muestra las conductividades a 20 grados centígrados y el coeficiente de temperatura de la conductividad a esa temperatura para algunos de los metales más usados, comúnmente, como conductores en líneas de transmisión o como materiales para reóstatos o materiales para platear en aplicaciones de alta frecuencia.

Metal	σ [mhos/m]	coeficiente T (-
Aluminio	3.54E7	0.0039
Bronce	1.4E7	0.002
Cobre blando	5.8E7	0.00393
Cobre duro	5.65E7	0.00382
Constantino	2.04E6	0.000008
Oro puro	4.1E7	0.0034
Hierro puro	1E7	0.0050
Plomo	4.54E6	0.0039
Mercurio	1.04E6	0.00089
Níquel	1.28E7	0.0006
Plata	6.15E7	0.0038
Latón	8.67E6	0.0042
Zinc	1.76E7	0.0037

Tabla 2.1.1 Conductividades y Coeficientes de Temperatura de metales a 20 °C.

2.1.4 Coeficientes de circuito distribuido de líneas de transmisión con conductores circulares paralelos

Las líneas de transmisión de alambres paralelos, medidas por el número de millas en operación práctica, debe constituir la gran mayoría de las instalaciones de líneas de transmisión.

Las líneas telefónicas sobre postés y las líneas de pares de cable y los conductores de alimentación de la antena de un televisor son los ejemplos más comunes.

Los coeficientes de circuito distribuido con conductores circulares paralelos en una línea de transmisión se calculan con las fórmulas siguientes:

$$R = 2R_{a-c}\frac{1}{\sqrt{1-\frac{1}{(D/2a)^2}}}[\Omega/m] \qquad \text{(Ec. 2.1.7)}$$

$$C = \frac{\pi\,\varepsilon}{\ln(D/a)}[Faradios/m] \qquad \text{(Ec. 2.1.8)}$$

$$G = \omega\, C \tan\delta\ [mhos/m] \qquad \text{(Ec. 2.1.9)}$$

$$L = 0.4\ \cosh^{-1}\frac{D}{2a}[microhenrios/m] \qquad \text{(Ec. 2.1.10)}$$

donde:

R	*resistencia distribuida de línea de transmisión*
C	*capacitancia distribuida de línea de transmisión*
G	*conductancia distribuida de línea de transmisión*
L	*inductancia distribuida de línea de transmisión*
R_{a-c}	*resistencia distribuida ac*
D	*definidos en la geometría del cable paralelo (Figura 2.1.2)*
a	*radio de la sección transversal circular en metros (Figura 2.1.3)*
δ	*constante que relaciona características del conductor*

ω *frecuencia angular en radianes/segundo*

ε *permitividad del medio eléctrico*

2.2 CONDUCTORES O CABLES COAXIALES

La *[figura 2.2.1]* muestra configuración transversal de un cable coaxial:

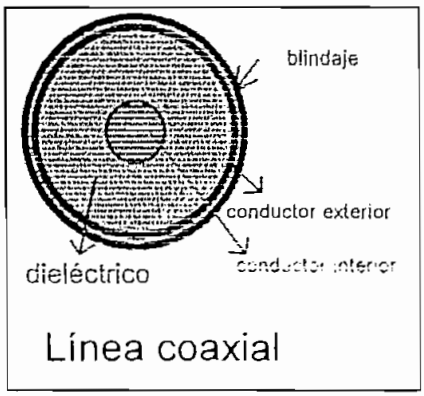


Figura 2.2.1 Sección transversal de cable coaxial

La *[figura 2.2.2]* muestra geometría de un cable coaxial:

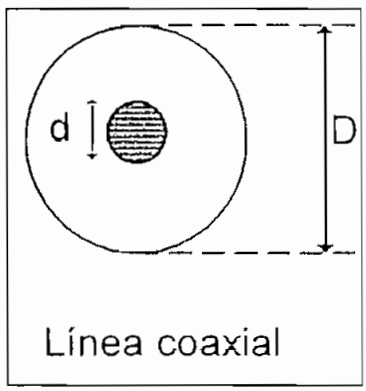


Figura 2.2.2 Geometría de cable coaxial

En virtud de las características de aislamiento se prefiere el empleo de la línea coaxial en frecuencias de microondas.

El cable coaxial se usa para conectar una antena exterior de TV al receptor correspondiente, también se usa como alambre aislado de conexión de entrada para osciloscopios de alta frecuencia, generadores de señal, contadores, y muchos otros tipos de señales de alta frecuencia o tiempo de subida rápido.

La línea de transmisión coaxial tiene un límite de frecuencia superior teóricamente útil de 18 Ghz. En términos más prácticos, la limitación más comúnmente aceptada es justo abajo de 1 GHz.

2.2.1 Impedancia Característica de Cable Coaxial

La impedancia característica de la línea de transmisión de cable coaxial está definida como sigue:

$$Zo = \frac{138}{\sqrt{k}} \log \frac{D}{d} [\Omega] \qquad \text{(Ec. 2.2.1)}$$

donde:

Zo	*Impedancia característica*
D, d	*definidos en la geometría del cable coaxial (Figura 2.2.2)*
k	*constante dieléctrica del material entre el blindaje y el conductor interior o central*

Son valores típicos de k 1.2 a 2.5, con algunos materiales llegando a ser tan alto como 8. Zo puede variar entre 50 y 150 ohmios. Este valor se usa comúnmente para la antena dipolo simple de TV, conectando los 75 ohmios de la antena a los 75 ohmios de entrada del receptor de TV.

El significado del cociente D/d es la relación que tiene con la capacidad de manejo de potencia. El conductor interior limita la capacidad de transportación de corriente y el grosor y calidad del dieléctrico determinan el voltaje de ruptura. El cable de 0.75 cm., usado con osciloscopios de alta frecuencia, está limitado a unos pocos watts, mientras que un cable de 25 cm. pueden manejar megawatts.

Otra consideración en el uso de cable coaxial es la minimización de la capacitancia paralelo. Esta puede variar desde 15 hasta 470 pF/m, dependiendo del diámetro, tamaño del alambre, y calidad de soportes para el conductor interior.

2.2.2 Parámetros distribuidos de una línea coaxial

Los valores de inductancia L y de capacitancia C por unidad de longitud se calculan a partir de consideraciones de campos magnetostáticos y electrostáticos. Para tener líneas de transmisión de buena calidad las resistencias serie R por unidad de longitud y la conductancia paralela G por unidad de longitud deben ser despreciables. Para la configuración de línea coaxial de la Figura 2.2.2 los parámetros L y C están dados por las siguientes relaciones:

$$L\,[Henrios/m] = \frac{\mu}{2\pi}\ln\frac{D}{d} \qquad \text{(Ec. 2.2.2)}$$

$$C\,[Faradios/m] = \frac{2\pi\varepsilon}{\ln\frac{D}{d}} \qquad \text{(Ec. 2.2.3)}$$

donde:

L	*Inductancia distribuida*
C	*Capacitancia distribuida*
μ	*Permeabilidad del medio eléctrico entre los conductores*

ε	*Permitividad del medio eléctrico entre los conductores*
D, d	*definidos en la geometría del cable coaxial (Figura 2.2.2)*

En las figuras siguientes se indica fotografías de varios tipos de cables coaxiales y una fase de enterramiento de cable coaxial.

Figura 2.2.3 Varios tipos de cables coaxiales

Figura 2.2.4 Fase de enterramiento de cables coaxiales

2.3 GUÍAS DE ONDA

Las guías de onda proporcionan una alternativa a las líneas de transmisión para usarse en frecuencias de microondas. De hecho, las guías de onda son superiores a las líneas de transmisión convencionales, en términos de la atenuación por unidad de longitud que experimenta la onda que se propaga a través de ella.

El primer dispositivo de microondas más comúnmente usado es la *guía de onda rectangular*, luego aparece la *guía de onda circular*.

Un cable conduce una señal a través de su alambre conductor interior. A diferencia del cable, la transmisión por radiodifusión en el espacio es una señal que no está siendo guiada en el sentido de que ésta usa un espacio sin frontera. Independientemente de las consideraciones de frecuencia, las guías de onda introducen menos pérdida que las líneas convencionales de alambres y tienen mayor capacidad de manejo de potencia. El término guía de onda implica un dispositivo que guía la trayectoria o movimiento o propagación de una señal u onda.

Una guía de onda rectangular puede imaginarse como una caja angosta de aproximadamente el doble de ancho de su altura *[Figura 2.3.2]*. El ancho debe tener una dimensión mínima igual a la mitad de la longitud de onda, donde la longitud de onda es la de espacio libre *[Figura 2.3.1]*.

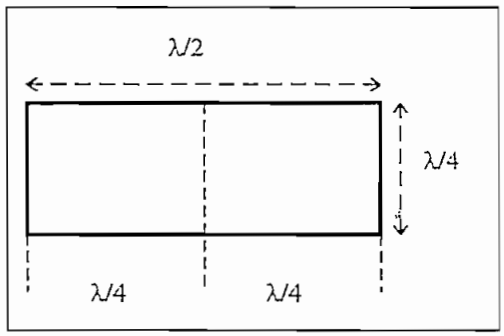


Figura 2.3.1 Sección transversal de guía de onda rectangular

Notará que los dos lados están separados λ/4 desde el centro de la guía de onda. Un cortocircuito a cada lado λ/4 de distancia desde el centro hace a éste un punto de alta impedancia. Como resultado, la señal puede viajar por el centro de la guía de onda con un mínimo de atenuación.

Para minimizar la atenuación, las paredes internas de la guía de onda están muy pulidas y tienen una capa delgada de baja resistencia de plata, oro o cobre. El material base de la guía de onda es comúnmente aluminio o bronce para obtener resistencia, rigidez, peso ligero, economía o cualquier combinación de estas ventajas.

El ancho interno está determinado por la frecuencia, la altura es normalmente la mitad del ancho de dimensión mayor. El espesor del recubrimiento de baja resistencia interior de las paredes de la guía de onda (plata, oro o cobre) depende de los requerimientos de conducir corriente de señal como *efecto pelicular*.

Las guías de onda se analizan en términos de los campos eléctricos y magnético del interior de la guía.

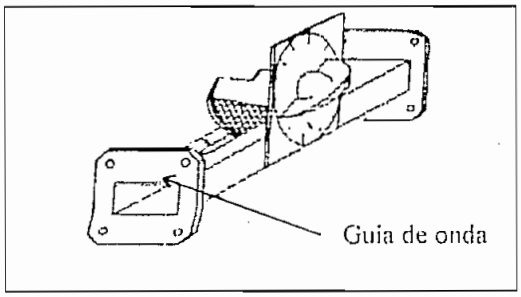


Figura 2.3.2 Guía de onda rectangular en un atenuador de aleta.

2.3.1 Espectro de frecuencias

Los conceptos de frecuencia que popularizó el uso de la TV son una receta práctica. La banda VHF se extiende hasta 216 Mhz y las bandas UHF de TV terminan justamente abajo de 1 Ghz, el límite práctico útil del cable coaxial *[Figura 2.3.1]*.

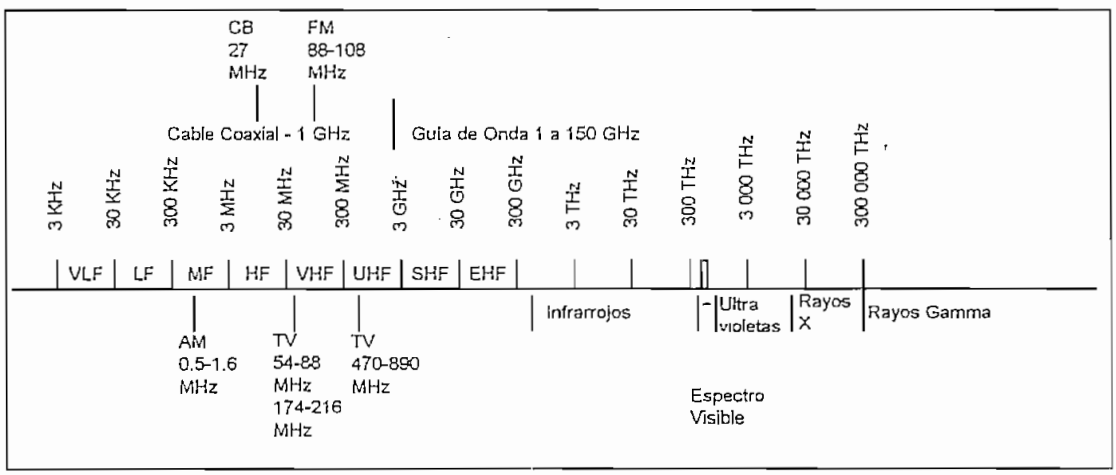


Figura 2.3.1 Espectro de frecuencias

Las frecuencias de microondas continúan desde 1 Ghz hasta las frecuencias representadas por la luz infrarroja en aproximadamente 1 terahertz (1 Thz). La investigación de desarrollo actual en la región de microondas todavía está restringida por debajo de 150 Ghz.

La Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) ha ubicado al *medio de entretenimiento* (AM, FM, TV) prácticamente el espectro de frecuencia entero, desde 0.5 Mhz hasta 1 Ghz. Esto deja cualquier expansión futura de las frecuencias de comunicación exclusivamente a las regiones de microondas. Por ejemplo, avances recientes en la investigación de los campos láser/máser, se efectúan usando luz visible, aproximadamente 500 Thz, para comunicaciones *[Figura 2.3.1]*.

La investigación de las microondas comenzó con el uso del radar durante la Segunda Guerra Mundial. El radar comenzó con 1 Ghz en la banda L y progresó a través de la banda S (aproximadamente igual a 3 Ghz), la banda C (aproximadamente 6 Ghz), y la banda X (aproximadamente igual a 10 Ghz). Ahora se hace un uso considerable de las diferentes bandas K que cubren 18 a 26.5 Ghz. El Horno de Microondas trabaja a 10 GHz.

2.4 CONDUCTORES FÍSICOS PARALELOS EN SISTEMAS DE COMUNICACIÓN: STRIPLINE, MICROSTRIP, SLOTLINE

2.4.1 La Microfranja o Microstrip

La microfranja o microstrip se refiere a una línea de transmisión que está incluida en un tablero de circuitos impresos *[Figura 2.4.1]* y, por lo tanto, se usa frecuentemente en redes acopladoras para VHF, UHF y circuitos de microondas *(ver Subcapítulo 2.8. Líneas Acopladas: Reactancias Inductivas, Reactancias Capacitivas, Transformador de Impedancias, Inversor de Impedancias, Acoplamiento con 1 Stub.)*.

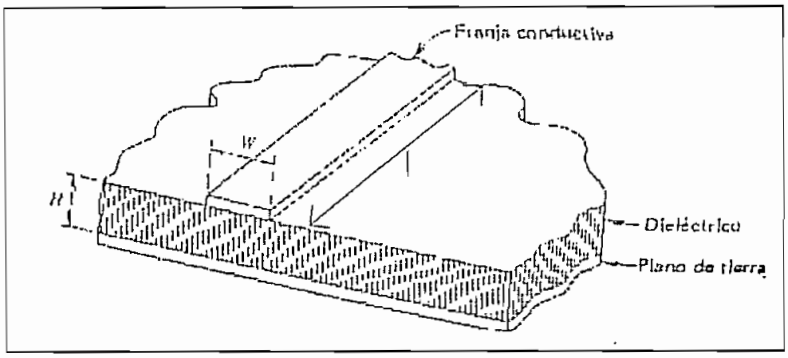


Figura 2.4.1 Construcción de una Microfranja

donde:

W	*anchura de stripline*
H	*altura de stripline*
l	*longitud de línea*

2.4.2 Las líneas de microfranja o stripline

Los elementos reactivos (*reactancias inductivas serie y reactancias capacitivas paralelo*) hechos con líneas de transmisión sin pérdidas más cortas que un cuarto de longitud de onda terminadas en corto y circuito abierto respectivamente, se pueden usar, por supuesto, como se usan los elementos discretos en las redes acopladoras. En la práctica, sin embargo, las redes de líneas de transmisión difieren de las redes discretas. Las líneas de microfranja descritas en la figura 2.4.1 utilizan un lado del tablero PC como plano de tierra, excluyendo la construcción de reactancias serie. No obstante, el *inversor de impedancias* se puede usar para convertir un elemento paralelo a otro de serie equivalente. El *transformador de impedancias* acoplado de cuarto de onda, proporciona una opción no disponible con redes discretas. Además, la longitud de una línea se puede seleccionar para convertir una impedancia dada en una impedancia o admitancia con una componente especificada de resistencia, reactancia, conductancia y susceptancia en un *acoplador con un stub*. El diseñador debe

estar consciente de que las redes con líneas de transmisión no necesariamente proporcionan el mismo rechazo armónico que los filtros discretos análogos, pues las impedancias de líneas cambian con la frecuencia de manera muy diferente a las impedancias de los elementos discretos.

Las líneas de microfranja se implementan sobre un tablero de circuitos impresos, como se ve en la *[Figura 2.4.1]*. Un lado del tablero de lado doble se deja intacto para formar un plano de tierra. El otro lado se graba para formar conductores sobre el plano de tierra. La impedancia característica de las líneas de este tipo, depende de la razón de anchura a altura (W/H. Figura 2.4.1) y de la constante dieléctrica ε del tablero *[Figura 2.4.2]*. La velocidad de propagación es también función de estos parámetros, por lo que para determinar la longitud dieléctrica, el diseñador debe dividir la longitud en espacio libre entre $\sqrt{\varepsilon_{eff}}$ de la (Figura 2.4.3).

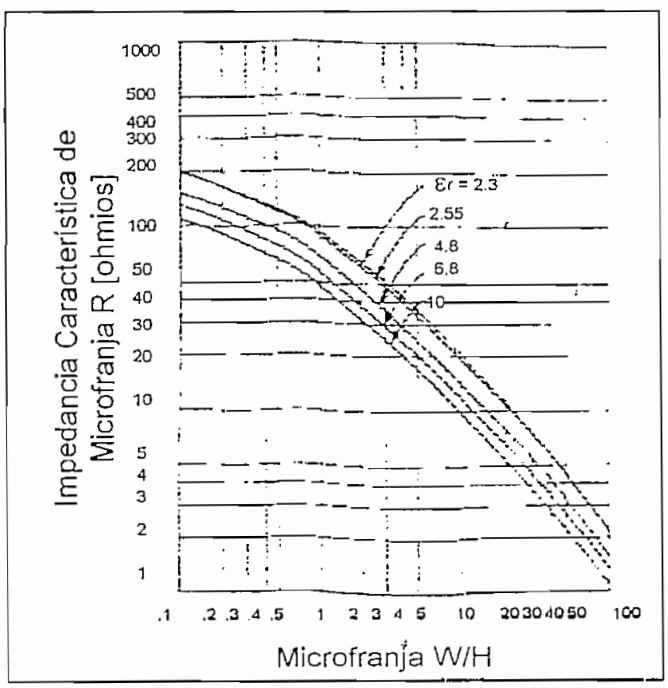


Figura 2.4.2 Impedancia Característica de Microfranja

2.4.3 Ejemplo de una Microfranja

Obtenga una línea de transmisión stripline de resistencia característica Ro=50 ohmios y una longitud de 0.094λ si está fabricada sobre un tablero PC de vidrio epóxico de 1.6 mm de espesor y a una frecuencia de 300 Mhz.

Desarrollo:

εr de vidrio epóxico es 4.8. En la [figura 2.4.2] con Ro = 50 ohmios se obtiene W/H = 1.8 aproximadamente. Conociendo el espesor H = 1.6 mm, nos da W = 2.87 mm.

En el espacio libre $\lambda = \frac{300}{f[MHz]}[m]$ *entonces con* $f = 300\ Mhz$, $\lambda = 1\ m$.

En la [figura 2.4.3] para W/H = 1.8 y para vidrio epóxico tenemos una constante dieléctrica efectiva εeff = 3.71 aproximadamente. La longitud dieléctrica es:

$\lambda_{PCB} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{EFF}}} = \frac{1}{\sqrt{3.7}} = 52\ cm$. *Si la longitud es* 0.094λ *entonces longitud de la línea es aproximadamente* $l = 4.9\ cm$.

Entonces la microlínea tiene las siguientes dimensiones: W = 2.87 mm, H = 1.6 mm, l = 4.9 cm.

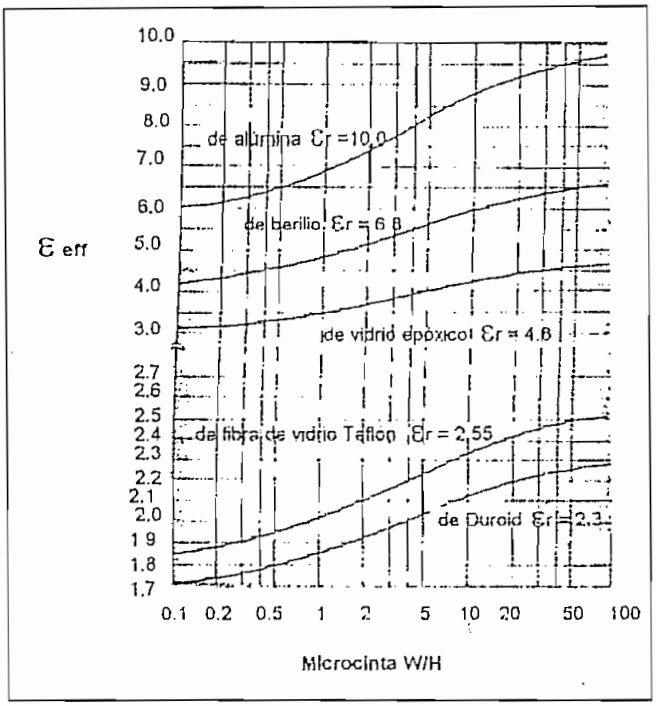


Figura 2.4.3 Constante dieléctrica efectiva de microfranja

2.4.4 La línea ranurada o Slotline

La línea ranurada (Figura 2.4.4) es el dispositivo que permite ya sea medición de SWR (*relación de ondas estacionarias*) o de impedancia a lo largo de la línea de transmisión o la frecuencia de la señal o la impedancia de carga. Se trata de una línea coaxial rígida con una ranura a lo largo de su longitud. Una pieza deslizable o carro móvil puede deslizarse en una cubeta sobre la ranura. Un *detector de prueba* está montado sobre el carro y se extiende parcialmente dentro de la línea ranurada, acercándose (pero sin tocar) al conductor interno. De esta manera, se acopla la energía desde el conductor interior al detector de prueba, sin cambiar el patrón de onda estacionaria dentro de la línea ranurada. Hay una escala en centímetros a lo largo de la longitud de la línea ranurada, de tal manera que una señal en una posición puede correlacionarse a una señal en otra posición en la línea ranurada. La línea ranurada debe acoplar la impedancia característica

de la línea de transmisión. Una vez que la punta de prueba ha recolectado energía, la señal detectada puede tratarse en cualquier número de formas. Dependiendo del modo de modulación, una portadora sin modular puede usar un detector diseñado para un sistema superheterodino. Puede ser un simple detector que de una salida en decibeles, volts, watts, o amperes.

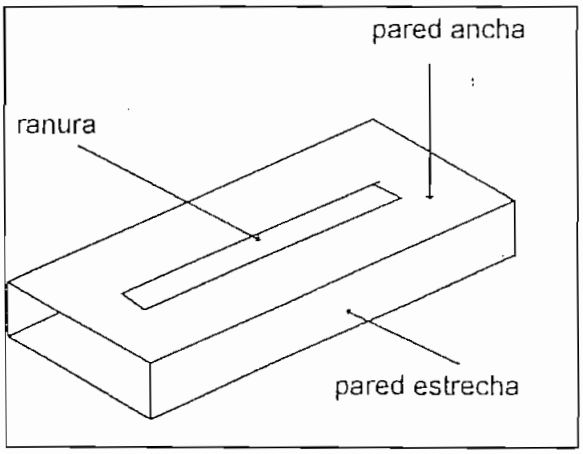


Figura 2.4.4 Linea ranurada rectangular

2.5 SISTEMAS MULTICONDUCTOR

El sistema o línea uniforme consiste de dos conductores rectos y paralelos. El análisis de circuitos distribuidos de líneas de transmisión uniformes se puede aplicar a sistemas con más de dos conductores paralelos, siempre y cuando éstos se interconecten de tal manera que presenten solamente dos terminales en los puntos de conexión de la fuente y de la carga, a estos de llaman sistemas multiconductor.

2.6 CONDUCTOR ENTRELAZADO

Son conductores paralelos aislados con material dieléctrico que tienen la forma de estar entrelazados. Utilizados en pares telefónicos (*ver subcapítulo 1.2*).

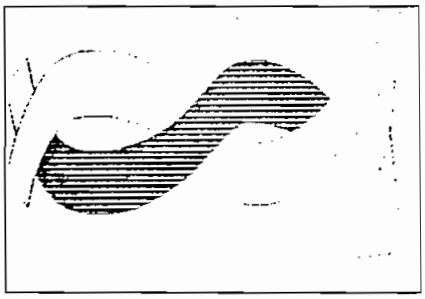


Figura 2.6.1 Representación de conductor entrelazado

2.7 ALGUNAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN NO TEM (NO TRANSVERSAL ELECTROMAGNÉTICO) MICROSTRIP, LÍNEA RANURADA, LÍNEA HELICOIDAL

La microlínea o microstrip, la línea ranurada o slotline y la línea helicoidal son líneas de transmisión no transversal electromagnético tal como lo son las guías de onda *[ver Subcapítulo 2.4]*. Para entender mejor sus características analizamos a continuación la teoría de modos transversal eléctrico, transversal magnético y transversal electromagnético.

2.7.1 Modos en la guía de onda y teoría electromagnética

Un análisis completo de las propiedades de transmisión de cualquier sistema de líneas de transmisión se puede hacer empezando con las ecuaciones de Maxwell e investigando una solución sujeta a las condiciones de borde impuestas por los conductores de línea. Los modos en la guía de onda se pueden clasificar dentro

de dos categorías conocidas como ondas TE (transversales eléctricas) y TM (transversales magnéticas), distinguidas respectivamente por distribuciones de campo con componentes de campos eléctricos y magnéticos paralelos a la longitud de la línea. En cualquier estructura de líneas de transmisión hay un número infinito de estos modos cada uno con sus propios patrones específicos de campos eléctricos y magnéticos.

Cualquier modo, TE o TM, se puede propagar sobre una línea de transmisión particular solamente a frecuencias por encima de un corte (cutoff) mínima, la cual se calcula para cada modo separadamente, a partir de las dimensiones materiales de la línea de transmisión. Para líneas donde la separación de los conductores no excede unas pocas pulgadas, el rango de estas frecuencias de corte va por el orden de Ghz. Por tanto en la mayoría de los usos prácticos de las líneas de transmisión a frecuencias bajas no hay posibilidad de que los modos TE y TM se propaguen. Cuando las líneas de transmisión se usan a frecuencias de microonda se debe tener cuidado, algunas veces, de evitar la ocurrencia de tales modos, ya que su presencia invariablemente conlleva a pérdidas excesivas en la línea y otras consecuencias indeseables.

Aunque los modos TE y TM no pueden propagarse en ningún sistema de transmisión a frecuencias por debajo de una frecuencia de corte, la cual se encuentra en el rango de las microondas para construcciones típicas de una línea, los patrones de campo de uno o más de estos modos son invariablemente generados por irregularidades y discontinuidades en un sistema. Cuando la frecuencia se encuentra por debajo de la frecuencia de corte para los modos excitados, los patrones de campo no pueden ser propagados como ondas. Ellos se difunden o penetran, sin embargo, hasta una corta distancia, desde su punto de

origen, la cual no es mayor que unas pocas veces la separación entre los conductores del sistema de transmisión.

2.7.2 El modo TEM

El análisis de cualquier línea de transmisión uniforme de dos conductores, por los métodos de la teoría electromagnética, revela otro modo único, además de la secuencia infinita de modos TE y TM. Este modo simple difiere de los otros en que los campos eléctrico y magnético son en cualquier parte transversales a la dirección de la longitud de los conductores y no hay otra frecuencia de corte diferente de cero. Designado como TEM (transversal electromagnético), este modo tiene la representación de campo que corresponde en la teoría de circuito distribuido de la línea de transmisión, a los voltajes y corrientes.

Los patrones de campo eléctrico y magnético para el modo TEM en una línea coaxial circular se muestra en la *[figura 2.7.1]*. Estos representan la única distribución posible de los campos eléctricos y magnéticos que cumplen con las leyes básicas de electromagnetismo para conductores de esta forma geométrica.

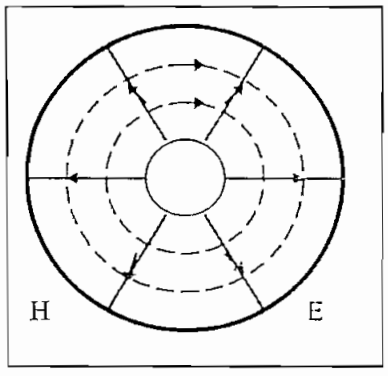


Figura 2.7.1 Patrón de campo electromagnético modo TEM en línea coaxial

donde:

E *Campo eléctrico*

H *Campo magnético*

2.8 LÍNEAS ACOPLADAS

2.8.1 Cargas Resistivas/Reactivas de líneas de transmisión

Una línea de transmisión terminada en un resistor de carga transferirá alguna parte de la energía a la carga. Para efectuar la máxima transferencia de potencia desde una fuente a una carga, las impedancias deben estar *acopladas*. Como la impedancia interna de la línea es su impedancia característica Zo, para máxima transferencia de potencia la carga debe ser igual a Zo *[Figura 2.8.1]*. Este tipo de carga resulta en cero reflexión de energía. Esto a su vez ofrece una relación de ondas estacionarias SWR unitaria y un coeficiente de reflexión ρ cero. No habrá ondas estacionarias ni pérdida por radiación. Entonces la línea se describe como una *línea plana o no resonante*. El voltaje y corriente medidos en cualquier lugar a lo largo de la línea serán los valores acostumbrados rms de una fuente de señal no complicada. La corriente y el voltaje en la carga estarían en fase y sería verdadera la misma relación de fase a lo largo de la línea.

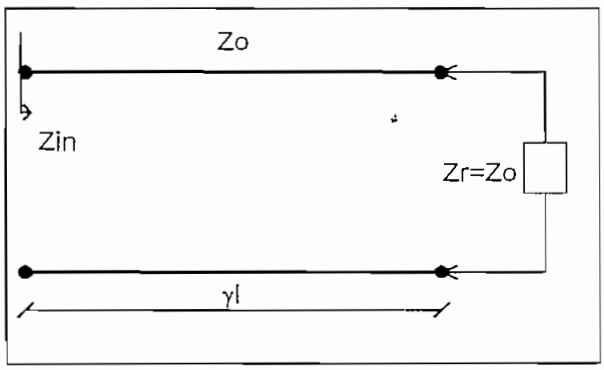


Figura 2.8.1 Línea con máxima transferencia de potencia

Por otro lado, si la carga es una resistencia pura que no es igual a Zo, la transferencia de energía sería incompleta. Habrá absorción parcial de energía dentro de la carga y reflexión parcial de regreso a la línea. Esto a su vez resulta en una SWR mayor a la unidad, pero menor que en las condiciones de carga a circuito abierto o en cortocircuito.

Si la carga es mayor que Zo, el comportamiento resultante del sistema comienza a aproximarse al de una línea abierta, donde la impedancia de carga Zr es infinita. Lo contrario es cierto para una Zr menor que Zo, donde el comportamiento del sistema se aproxima al de una línea terminada en cortocircuito.

Si la carga es una impedancia compleja, los métodos para arreglar el desacoplamiento y retornar el sistema a una línea eficiente no radiante son más complicados y los cálculos se hacen con la ayuda de cartas especiales.

2.8.2 Propiedades de las líneas de un cuarto y media longitud de onda

Para tener *líneas acopladas* es necesario conocer las propiedades de los elementos de red de las líneas de un cuarto ($\lambda/4$) y media longitud de onda ($\lambda/2$).

La impedancia medida a una distancia de un cuarto de longitud de onda ($\lambda/4$) desde la carga es el recíproco de la impedancia de carga Zr.

La carga circuito abierto que presenta una alta impedancia ($Zr=\infty$) en el extremo abierto, resulta en una impedancia baja en una distancia $\lambda/4$ alejándose de la carga. De igual manera, la carga cortocircuito ($Zr=0$) resulta en una alta

impedancia en una distancia λ/4 alejándose de la carga. Además todas las impedancias son resistivas en el punto a una distancia λ/4.

La sección λ/4 en circuito abierto está actuando como un circuito serie resonante. La sección λ/4 en cortocircuito está actuando como un circuito paralelo resonante.

La sección de media longitud de onda es más directa en su aplicación. Ya que la impedancia se repite cada λ/2, es posible medir la impedancia de una carga inaccesible o desconocida midiendo la impedancia vista en un punto que sea algún múltiplo de λ/2 alejándose desde la carga.

La sección de un cuarto de longitud de onda puede usarse para acoplar un resistor de carga inadecuado a una línea de transmisión.

Si la impedancia de entrada de una línea de transmisión (Figura 2.8.2) de impedancia característica Zo es:

$$Zin = Zo\frac{1+\rho e^{-2\gamma l}}{1-\rho e^{-2\gamma l}} \quad ; \quad \rho = \frac{Zr - Zo}{Zr + Zo}$$

(Ec. 2.8.1)

donde:

Zin	*Impedancia de entrada*
Zo	*Impedancia característica*
ρ	*Coeficiente de reflexión*

γ	*Constante de propagación*
Zr	*Impedancia de carga*
l	*longitud de la línea de transmisión*

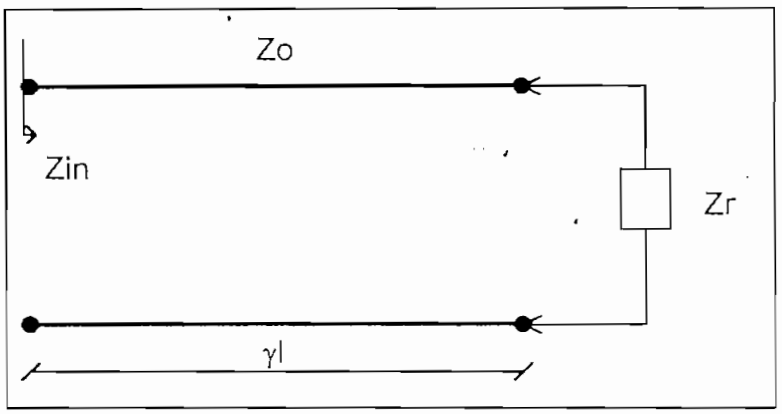


Figura 2.8.2 Red de línea de transmisión general

Se pueden derivar varias propiedades útiles para conversión de impedancias en líneas de transmisión de la *[Ec. 2.8.1]*, las cuales describimos a continuación.

2.8.3 Líneas como Reactancias Inductivas y Capacitivas

Las reactancias inductivas *[Figura 2.8.3]* y reactancias capacitivas *[Figura 2.8.4]* se pueden obtener directamente para líneas más cortas que un cuarto de longitud de onda con terminaciones (Zr) en corto o abiertas, respectivamente, en una línea ideal sin pérdidas.

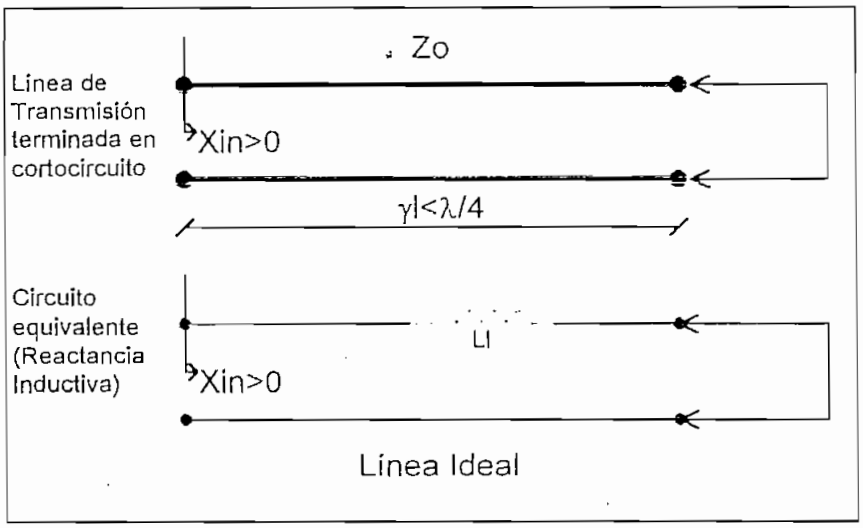


Figura 2.8.3 Red acopladora como reactancia inductiva

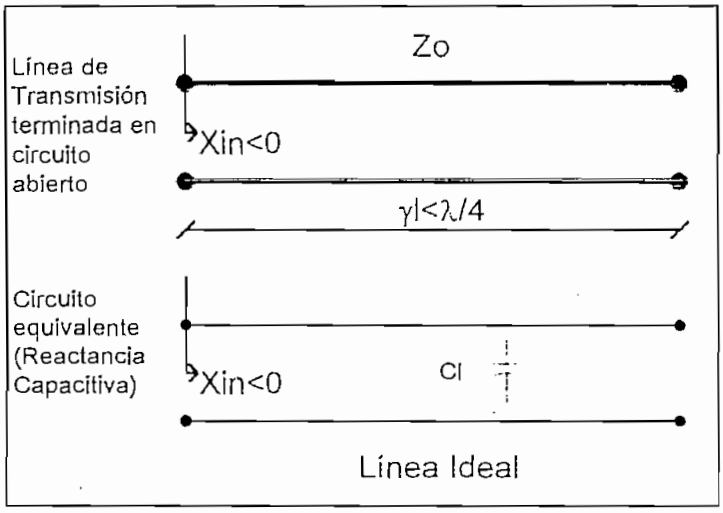


Figura 2.8.4 Red acopladora como reactancia capacitiva

donde:

Xin *reactancia de entrada*

Zo *impedancia característica de la línea*

2.8.4 Líneas como transformador de impedancias

Una línea de un cuarto de longitud de onda, con una impedancia característica adecuada Ro, puede acoplar dos cargas resistivas (Figura 2.8.5). La impedancia característica en un acoplador de impedancias se expresa de la siguiente manera:

$$Ro = \sqrt{Rin\ Rr}$$ (Ec. 2.8.2)

donde:

Ro *impedancia resistiva característica de la línea*

Rin *impedancia resistiva de entrada*

Rr *impedancia resistiva de carga*

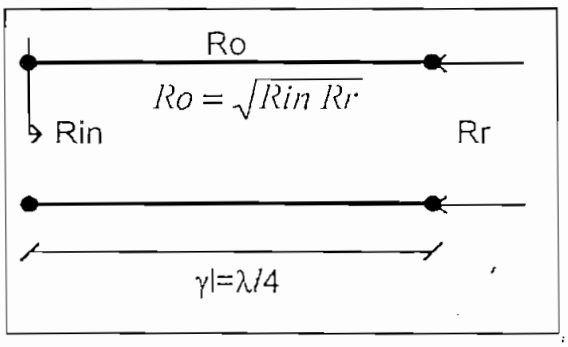


Figura 2.8.5 Transformador o acoplador de impedancias λ/4

La idea es evitar ondas estacionarias sobre Ro de la línea de transmisión principal. Esto es importante, ya que la línea puede ser de muchos kilómetros de longitud y algunas ondas estacionarias resultan en gran pérdida por radiación, además de pérdidas en el cobre y en el dieléctrico. Sin embargo la carga Rr no es igual a Ro. Por la teoría del transformador de impedancias se puede demostrar que insertando una sección λ/4 de impedancia característica apropiada se obtiene transferencia eficiente de energía a la carga, sin ondas estacionarias sobre la línea de transmisión principal, demasiado larga.

2.8.5 Líneas como inversor de impedancias

Una línea de un cuarto de longitud de onda (λ/4) con una impedancia característica Ro puede actuar como un inversor de impedancias (Figura 2.8.6)

convirtiendo su impedancia de carga en una admitancia a escala. La impedancia de entrada Zin se expresa de la siguiente manera:

$$Zin = Ro^2\ Yr \qquad \text{(Ec. 2.8.3)}$$

donde:

Zin	*Impedancia de entrada*
Ro	*Impedancia característica resistiva*
Yr	*Admitancia de carga*

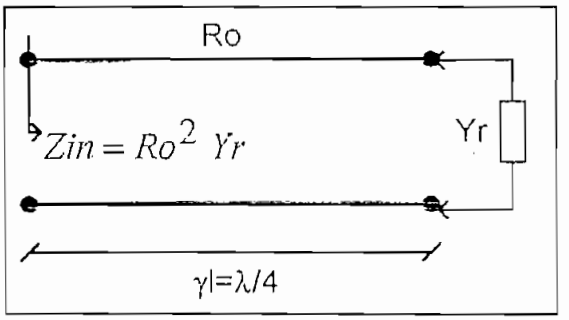


Figura 2.8.6 Inversor de Impedancias

2.8.6 Líneas como repetidor de impedancias

Una línea de media longitud (λ/2) de onda se puede usar para repetir su impedancia de carga (Figura 2.8.7) sin cambio.

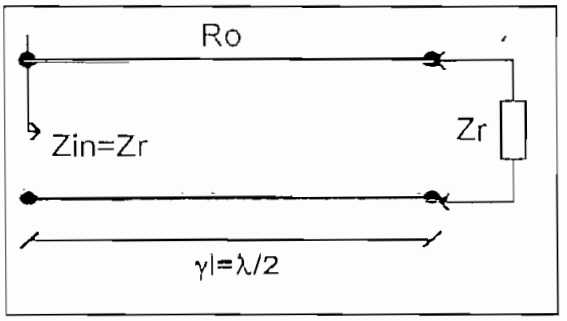


Figura 2.8.7 Repetidor de impedancias

Si se conecta como impedancia de carga Zr una impedancia igual a la impedancia característica de la línea Zo, se tiene la misma impedancia en cualquier punto de la línea:

$$Si \quad Zr = Zo$$
$$\Leftrightarrow Zin = Zs = Zr = Zx = Zo \qquad \text{(Ec. 2.8.4)}$$

CAPÍTULO 3

POSTULADOS, SÍMBOLOS, COEFICIENTES Y NOTACIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

Para una mejor comprensión y desarrollo matemático de las líneas de transmisión es necesario conocer las definiciones generales y los postulados de las líneas de transmisión de telecomunicaciones y de esta manera partir con un camino correcto. Por lo tanto en este capítulo general nos introducimos en los principios básicos para desarrollar diseños de líneas de transmisión, esto es el tipo de sistema de coordenadas a usar, los coeficientes y variables con su notación y simbología, así como el estudio de los tipos de parámetros utilizados en circuitos eléctricos aplicados en líneas de transmisión.

3.1 DEFINICIONES GENERALES

Las definiciones generales en líneas de transmisión están dados por los Postulados del análisis de circuitos con elementos distribuidos.

3.1.1 Postulados del análisis de circuitos con elementos distribuidos

El análisis de circuitos distribuidos de líneas de transmisión uniformes, iniciado por William Thomson (Lord Kelvin) en 185 y completado por Oliver Heaviside alrededor de 1885, se deriva aplicando las leyes básicas del análisis de circuitos eléctricos a sistemas descritos por los siguientes postulados.

Postulado 1. El sistema o línea uniforme consiste de dos conductores rectos y paralelos.

El adjetivo "*uniforme*" significa que los materiales, dimensiones y sección transversal de la línea y el medio que lo rodea, permanecen constantes en todo el trayecto de la línea. Típicamente en un extremo se conecta una fuente de señal y en el otro una carga tal como se muestra en la (figura 3.1.1).

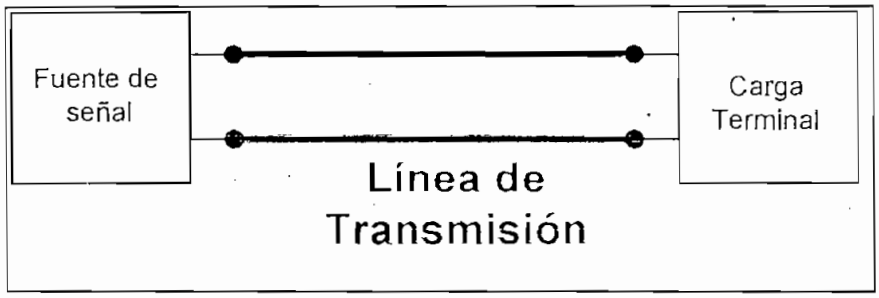


Figura 3.1.1 Circuito básico de la línea de transmisión

Este postulado no requiere que los dos conductores sean del mismo material o tengan la misma forma en su sección transversal. El análisis es por lo tanto válido para un conductor de cualquier material y sección transversal que contenga a otro conductor de cualquier material y sección transversal, para un alambre paralelo a cualquier plano conductor o banda y para muchos otros sistemas útiles, además del simple ejemplo de dos alambres paralelos de sección transversal circular y del mismo diámetro y material.

El análisis se puede aplicar a sistemas con más de dos conductores paralelos, siempre y cuando éstos se interconecten de tal manera que presenten solamente dos terminales en los puntos de conexión de la fuente y de la carga. Los sistemas también pueden utilizar conductores blindados los cuales no se conectan a la línea en ningún punto.

En general las *torsiones o curvaturas en una línea de transmisión* violan el postulado de "*uniformidad*" y crean efectos no explicables por la teoría de circuito distribuido. Estos efectos serán despreciables si el ángulo de torsión o curvatura no excede aproximadamente un grado en una longitud de línea comparable con la separación de los conductores de ésta.

El postulado de uniformidad se viola también en cualquier discontinuidad en una línea, tal como sucede en los puntos de terminación de un sistema que de otra manera sería uniforme, o en el punto de conexión entre dos líneas uniformes que difieren físicamente en alguna forma. En la cercanía de estas discontinuidades ocurrirán fenómenos que no están de acuerdo con la teoría sobre circuitos distribuidos. El comportamiento irregular se restringe normalmente a distancias que no exceden unas pocas veces la separación entre los conductores de línea, en cualquier lado de la discontinuidad.

Postulado 2. Las corrientes en los conductores de la línea fluyen únicamente en la dirección de la longitud de la línea.

Bajo ciertas condiciones, las señales pueden propagarse en cualquier línea de transmisión uniforme con la totalidad de la corriente o una componente de ella fluyendo alrededor de los conductores, en lugar de fluir a lo largo de ellos. Estos casos se conocen como modos de propagación en una guía de onda.
El Postulado 2 significa que la teoría de circuitos distribuidos de una línea de transmisión no reconoce la existencia de modos en la guía de onda.

Postulado 3. En la intersección de cualquier plano transversal con los conductores de una línea de transmisión, las corrientes instantáneas totales en

los dos conductores son iguales en magnitud, pero fluyen en direcciones opuestas.

Postulado 4. En la intersección de cualquier plano transversal con los conductores de la línea hay un valor de diferencia de potencial único entre los conductores, en cualquier instante, que es igual a la integral de línea del campo eléctrico a lo largo de todas las trayectorias en el plano transversal, entre cualquier punto sobre la periferia de uno de los conductores y cualquier punto sobre la periferia del otro.

Postulado 5. El comportamiento eléctrico de la línea se describe completamente por cuatro coeficientes del circuito eléctrico distribuido, cuyos valores por unidad de longitud de la línea son constantes en cualquier parte de ésta.

Estos coeficientes del circuito eléctrico son resistencias R e inductancias L uniformemente distribuidas, como elementos de circuito, en serie a lo largo de la línea, junto con capacitancias C y conductancias G de escape uniformemente distribuidas, como elementos de circuito, en paralelo a lo largo de la línea.

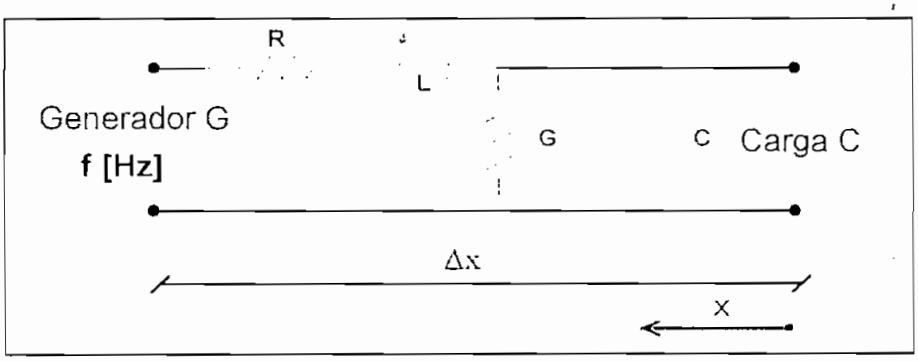


Figura 3.1.2 Parámetros distribuidos de una línea de transmisión

3.2 DEPENDENCIA ESPACIAL DE CANTIDADES ELÉCTRICAS: Circuitos Eléctricos con Parámetros Concentrados, Circuitos Eléctricos con Parámetros Distribuidos y Teoría de Campos Electromagnéticos o Ecuaciones de Maxwell

3.2.1 Teoría de Campos Electromagnéticos o Ecuaciones de Maxwell

En general es utilizado este método a *frecuencias muy altas*, del orden de Ghz, donde la longitud eléctrica en una sola coordenada espacial (coordenada x) es mucho mayor que la unidad, y los voltajes y corrientes dependen de las tres coordenadas espaciales (coordenadas x,y,z) y del tiempo. Esta dependencia espacial de cantidades eléctricas se expresa en las siguientes ecuaciones:

$$le = \frac{l}{\lambda}$$

$$\frac{x}{\lambda} >> 1 \; ; \; \frac{y}{\lambda} \approx 1 \; ; \; \frac{z}{\lambda} \approx 1$$

$$v(t,x,y,z)$$
$$i(t,x,y,z)$$

(Ec. 3.2.1)

donde:

le	*longitud eléctrica de la línea de transmisión*
l	*longitud de la línea de transmisión*
x,y,z	*coordenadas espaciales (Figura 3.2.1)*
λ	*longitud de onda*

v *voltaje*

i *corriente*

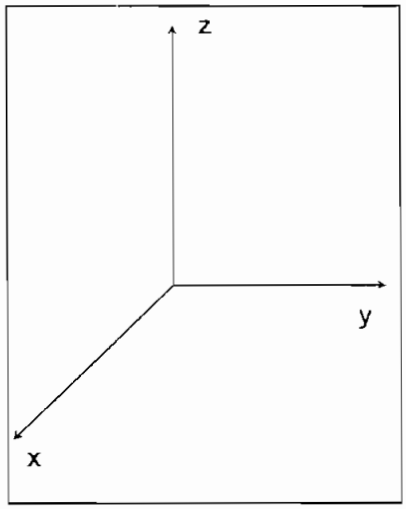


Figura 3.2.1 Eje espacial de coordenadas

3.2.2 Teoría de Circuitos con Parámetros Concentrados

En general este método es aplicable a *frecuencias bajas*, del orden de los Hz y Khz, donde la longitud eléctrica es mucho menor que la unidad, y las cantidades eléctricas voltaje y corriente solo dependen del tiempo, entonces tendremos:

$$\frac{l}{\lambda} << 1$$

$$v(t)$$
$$i(t)$$

(Ec. 3.2.2)

3.2.3 Teoría de Circuitos con Parámetros Distribuidos

En general utilizamos este método de parámetros distribuidos a *frecuencias altas*, del orden de Mhz, en las líneas de transmisión uniformes de dos conductores cuando la longitud eléctrica de la línea es semejante a la unidad o cuando una sola coordenada espacial, por ejemplo la x, es comparable con la longitud de onda. Las cantidades eléctricas v, i, z, etc. serán por lo tanto dependientes del tiempo y de la coordenada espacial considerada.

$$\frac{l}{\lambda} \approx 1$$

$$v(t,x)$$
$$i(t,x)$$

(Ec 3.2.3)

3.2.4 Caracterización Eléctrica con Parámetros Distribuidos

Los elementos usados en Teoría de Circuitos con Parámetros distribuidos en una línea de transmisión son:

$$R \rightarrow \left[\frac{\Omega}{m}\right]$$

Resistencia en serie de la línea por unidad de longitud, en [ohmios/metro]. Representa las *pérdidas óhmicas y magnéticas* de la línea de transmisión.

$$L \rightarrow \left[\frac{H}{m}\right]$$

Inductancia en serie de la línea de transmisión por unidad de longitud, en [henrios/metro].

$$G \rightarrow \left[\frac{\upsilon}{m}\right]$$

Conductancia en paralelo de la línea por unidad de longitud, en [mhos/metro]. Representa *pérdida interna molecular de los materiales dieléctricos* antes que corriente de escape. La pérdida interna molecular es la representación de las pérdidas que son proporcionales al cuadrado del campo eléctrico del material dieléctrico entre conductores.

$$C \rightarrow \left[\frac{F}{m}\right]$$

Capacitancia en paralelo de la línea de transmisión por unidad de longitud, en [faradios/metro]. No se puede evitar el valor o existencia de este parámetro por la presencia de campos eléctricos.

Se podría evitar y despreciar los valores de G y R en algún tipo de líneas de acuerdo con la calidad de las mismas, si es así, serían consideradas como el mejor tipo de líneas de transmisión (*líneas sin pérdidas*), en casos ideales.

R, L, G y C son constantes, en particular independientes del tiempo y de la posición; para este caso se tiene una *línea de transmisión uniforme.*

3.2.5 Modelo de la Línea de Transmisión

Escogemos una parte infinitesimal Δx de la línea de transmisión en el eje de coordenadas x. Se asume un *circuito equivalente aproximado con coeficientes de parámetros distribuidos*, modelo que será exacto cuando $\Delta x \to 0$.

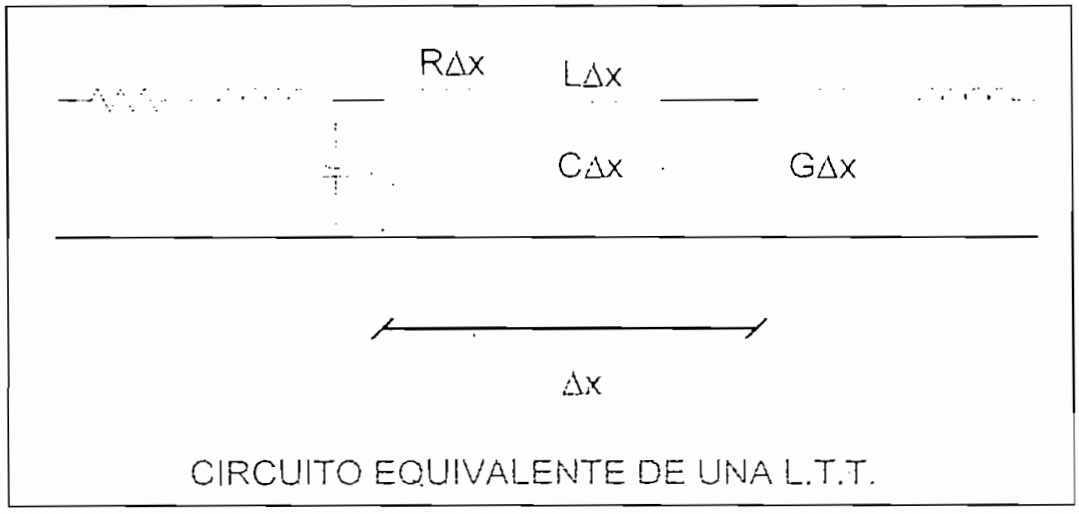


Figura 3.2.2 Circuito Equivalente de una Línea de Transmisión

Solamente la coordenada espacial x es comparable con la longitud de onda de la línea de transmisión, por lo tanto podemos utilizar teoría de circuitos con parámetros distribuidos.

Además todo lo que está fuera de los límites de la línea de transmisión (Δx) ya no son parámetros distribuidos sino parámetros concentrados.

Depende de Δx para trabajar con diferentes tipos de parámetros, para analizar efectos de cada segmento de línea y su caracterización eléctrica. Lo que está dentro de Δx será la línea de transmisión, por lo tanto se trabaja con parámetros distribuidos; fuera de estos límites son parámetros concentrados.

3.3 COORDENADAS, COEFICIENTES Y VARIABLES

Antes de que los postulados del análisis de los circuitos equivalentes de la línea de transmisión del *[subcapítulo 3.1]* sean utilizados en ecuaciones, es necesario seleccionar símbolos para las coordenadas, variables y coeficientes físicos y establecer algunas convenciones de signos en esta tesis.

3.3.1 Selección de la notación de coordenadas

En lo que respecta a la transmisión, el problema de la línea de transmisión es unidimensional, con un eje de coordenadas único paralelo a la longitud de la línea.

En esta tesis el símbolo x se ha seleccionado para esta coordenada.

3.3.2 Selección del origen de las coordenadas longitudinales

Un aspecto inesperado se presenta al estudiar la teoría del circuito distribuido de las líneas de transmisión, ya que para ciertos propósitos importantes, es de más significado la distancia de un punto sobre la línea a la carga terminal que su distancia a la fuente de señal.

Esta tesis usa la convención de que la fuente de señal está a la izquierda de la línea, el terminal de carga está a la derecha y la coordenáda longitudinal x tiene su origen en la carga.

En algunas ocasiones la distancia de un punto sobre la línea al terminal de carga, se indica por una coordenada x, con origen en la carga y creciendo de derecha a izquierda.

El símbolo [l] se usa siempre para la longitud total de la línea.

La *[Figura 3.3.1]* muestra un sistema completo de líneas de transmisión con todos los símbolos para coordenadas longitudinales y distancias de acuerdo con las convenciones escogidas.

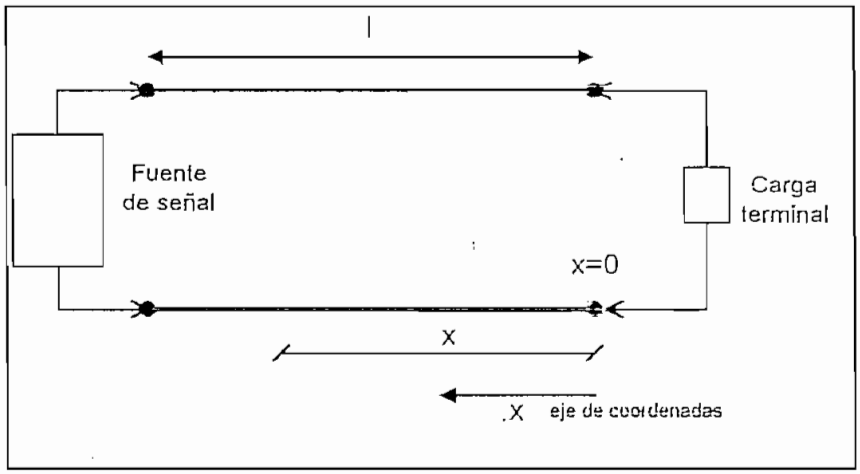


Figura 3.3.1 Coordenadas en un circuito de líneas de transmisión

3.4 SIMBOLOGÍA EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

3.4.1 Símbolos para corriente y voltaje

Las variables dependientes en el análisis de circuitos distribuidos de líneas de transmisión son la corriente y el voltaje, los cuales son función del tiempo en

cualquier punto de la línea y funciones de su posición en la línea en cualquier instante. Las expresiones funcionales que describen estas relaciones son determinadas por la fuente de señal, la carga terminal, los coeficientes de circuito distribuido y la longitud total de la línea.

En el análisis elemental de circuitos se acepta generalmente la notación con **minúsculas** como símbolos de los valores instantáneos de variables dependientes, variables con el tiempo. Las **mayúsculas** se utilizan para cantidades de dc, y para números complejos o fasores de cantidades de ac que tienen armónicos de amplitud constante, variables con el tiempo.

En el análisis de esta tesis, raras veces se presentan voltajes y corrientes d-c. Los símbolos en **mayúsculas** de corrientes y voltajes representan valores fasoriales de números complejos. Sus magnitudes son valores rms y no valores máximos. A no ser que se designen específicamente como cantidades en la fuente de señal o en los terminales de la carga de la línea, son funciones de la posición a lo largo de la línea. Los símbolos con **minúsculas** para corriente y voltaje representan valores instantáneos que se deben considerar como funciones de la coordenada x.

En resumen la notación para las variable dependientes en la teoría de las líneas de transmisión de esta tesis es como sigue:

i o i(x,t)	*corriente instantánea en un punto específico sobre la línea, es decir la corriente en el tiempo t y coordenada x*
I o I(x)	*valor rms complejo de una corriente de amplitud constante armónicamente variable, en la coordenada x*
|I| o |I(x)|	*magnitud rms de I o I(x)*

Los símbolos v, v(x,t), V, V(x), |V|, |V(x)| tienen significados correspondientes para voltajes o diferencias de pótencial.

3.4.2 Convención de signos para corriente y voltaje

Se debe adoptar una convención de signos que relacione las direcciones de corriente y las polaridades de voltaje, para evitar ambigüedades cuando se hace el análisis de circuito de una sección de línea de transmisión.

En la coordenada x sobre una línea de transmisión *[Figura 3.4.1]*, un voltaje instantáneo v(x,t) en el dominio del tiempo se puede representar por una flecha dibujada desde uno de los conductores de la línea a otro, en el plano transversal a x. La punta de la flecha tiene una polaridad positiva y el voltaje v(x,t) es positivo cuando la flecha está dirigida hacia el conductor superior como se muestra en la figura.

Similarmente, las corrientes de la línea de la coordenada x se indican por medio de dos puntas de flecha una en cada conductor de la línea, las dos apuntando en direcciones opuestas de acuerdo con el postulado 3 del subcapítulo 3.1. El signo de la corriente es positivo cuando la dirección coincide con la dirección creciente asumida en el eje de coordenadas x.

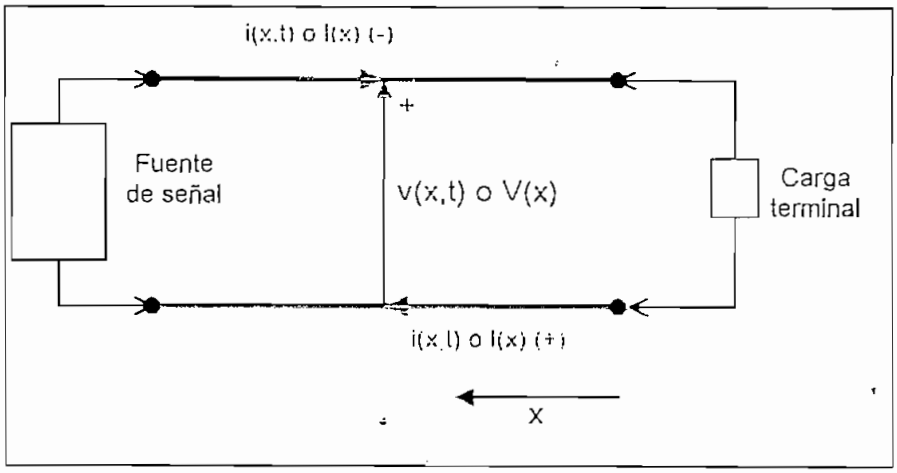


Figura 3.4.1 Convenciones de signos para corrientes y voltajes en línea

3.4.3 Símbolos de los coeficientes de circuito distribuido

Estos son los símbolos acerca de los cuales hay uniformidad de notación sobre líneas de transmisión. Las definiciones que también se analizaron en el *subcapítulo 3.2* son:

R

resistencia total en serie de la línea de transmisión por unidad de longitud, incluyendo ambos conductores de línea, o la combinación de los conductores que constituyen los dos lados de la línea. En unidades mks, R está en ohmios/metro. (Si el espacio entre los conductores de una línea de transmisión está lleno con un material que produce *pérdidas magnéticas*, es decir, que convierte la energía del campo electromagnético en calor, en una proporción equivalente al cuadrado del campo magnético B, en el medio, estás pérdidas se representarán como una contribución a R en el circuito equivalente).

L

inductancia total en serie de la línea de transmisión por unidad de longitud, incluyendo la inductancia debida al flujo magnético interno y externo a los conductores de la línea. En unidades mks, L está en henrios/metro.

G

conductancia paralela de la línea de transmisión por unidad de longitud. Esta es la representación de las pérdidas que son proporcionales al cuadrado del voltaje entre los conductores o al cuadrado del campo eléctrico en el medio. Generalmente, G representa una *pérdida interna molecular* de los materiales aislantes dieléctricos, más que una corriente de escape. En unidades mks, G está en mhos/metro.

C

capacidad en paralelo de la línea de transmisión por unidad de longitud. En unidades mks, C está en faradios/metro.

3.4.4 Símbolos para cantidades y elementos terminales

Se requiere una notación para distinguir voltajes, corrientes, impedancias, etc. conectadas a la fuente de señal y a los terminales de la carga, de una línea de transmisión, de las mismas cantidades, en puntos arbitrarios a lo largo de la línea. Esta tesis utiliza subíndices para este propósito. Para el extremo de la fuente de señal, en la línea, los subíndices g ó s; para los terminales de la carga los subíndices r ó l; par cualquier punto en la línea el subíndice x *[Figura 3.4.2]*.

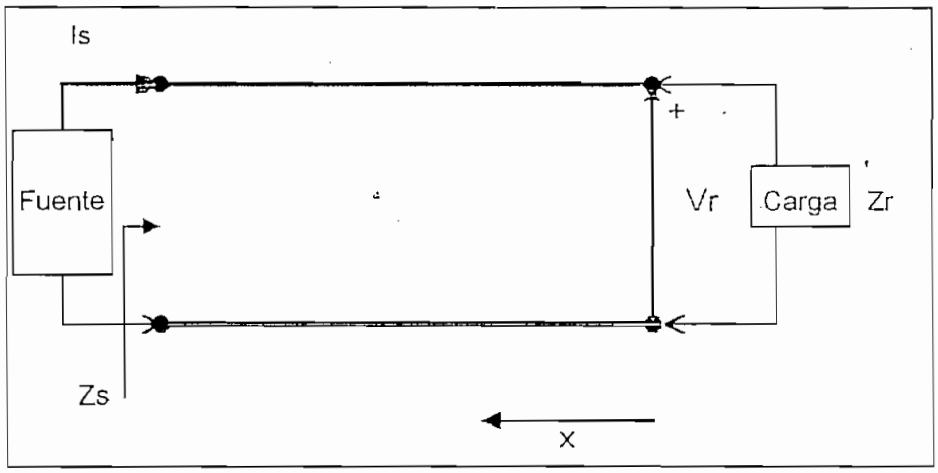


Figura 3.4.2 Ejemplo de uso de subíndices en línea de transmisión

3.5 NOTACIÓN EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

3.5.1 Notación para la impedancia y la admitancia

Se deben distinguir tres aspectos de la impedancia (o admitancia), en la teoría de líneas de transmisión. Estos son:

1. Impedancias o admitancias conectadas en los terminales de la línea. Una *impedancia terminal de carga* tiene el símbolo Zr en esta tesis, y se expresa con la siguiente fórmula donde se toman en cuenta a sus componentes:

$$Zr = Rr + jXr \qquad \text{(Ec. 3.5.1)}$$

donde:

Zr *impedancia terminal de carga*

Rr *resistencia terminal de carga*

Xr *reactancia terminal de carga*

La resistencia de carga Rr siempre es positiva. La reactancia puede ser reactancia inductiva que es positiva y reactancia capacitiva que es negativa.

Según las definiciones se cumple que $Zr = \frac{Vr}{Ir}$ siempre; esta es una ecuación de números complejos que utiliza la relación de dos fasores.

Similarmente, la *impedancia interna de un generador* conectado a la fuente de señal, en la línea tiene el símbolo Zs y se expresa de la siguiente manera:

$$Zs = Rs + jXs \qquad \text{(Ec. 3.5.2)}$$

donde:

Zs *impedancia interna de un generador*

Rs *resistencia interna de un generador*

Xs *reactancia interna de un generador*

En general Zs no es igual a Vs/Is, ya que esta última razón depende del circuito total de la línea de transmisión, mientras que Zs puede tener cualquier valor arbitrario completamente independiente de la línea de transmisión.

2. *Impedancia característica de la línea de transmisión* que está dada por el símbolo Zo, tiene las dimensiones de impedancia, y está determinada, exclusivamente, por los coeficientes de circuito distribuido de la línea y la frecuencia de la señal. Se expresa de la siguiente manera:

$$Zo = Ro + jXo \qquad \text{(Ec. 3.5.3)}$$

donde:

Zo *impedancia característica de la línea*

Ro *resistencia característica de la línea*

Xo *reactancia característica de la línea*

3. La impedancia dada por la razón del fasor de voltaje en la línea al fasor de corriente, en cualquier sección transversal de ésta. La notación Z(x) es apropiada para esto. Se expresa con la fórmula siguiente:

$$Z(x) = R(x) + jX(x) \qquad \text{(Ec. 3.5.4)}$$

donde:

Z(x) *impedancia en cualquier sección x de la línea*

R(x) *resistencia en cualquier sección x de la línea*

X(x) *reactancia en cualquier sección x de la línea*

La definición y símbolo correspondiente de admitancia se puede sustituir por cualquiera de los diferentes aspectos del lenguaje de impedancia. Por lo tanto:

$$Yr = \frac{1}{Zr} = Gr + jBr$$
$$Yo = \frac{1}{Zo} = Go + jBo$$
$$Y(x) = \frac{1}{Z(x)} = G(x) + jB(x) \qquad \text{(Ec. 3.5.5)}$$

donde:

Yr *admitancia terminal de carga*

Gr *conductancia terminal de carga*

Br *susceptancia terminal de carga*

Yo *admitancia característica de la línea*

Go *conductancia característica de la línea*

Bo *susceptancia característica de la línea*

Y(x) *admitancia en cualquier sección x de la línea*

G(x) *conductancia en cualquier sección x de la línea*

B(x) *susceptancia en cualquier sección x de la línea*

Tanto la impedancia como la admitancia se pueden expresar en forma polar:

$$Z(x) = |Z(x)|\, e^{j\Theta(x)} \qquad \text{(Ec. 3.5.6)}$$

donde:

Θ(x) *ángulo de fase de la impedancia Z(x)*

3.5.2 Notación para la respuesta a transitorios

Los voltajes, corrientes, impedancias y admitancias se muestran como funciones de la variable compleja s. La respuesta del circuito a las señales armónicas estacionarias de *frecuencia angular variable estacionaria* ω ó w se obtiene sustituyendo a jω por s, mientras que la respuesta en el dominio del tiempo se obtiene por métodos de transformadas de Laplace.

Puesto que la teoría de circuitos distribuidos no es más que una extensión de la teoría de circuitos por agrupación de elementos, añadiendo una variable especial, parece recomendable seguir el mismo procedimiento generalizado en la teoría de líneas de transmisión y escribir todas las ecuaciones en términos de la variable compleja s. Es por lo tanto necesario desarrollar la teoría de líneas de transmisión en términos de la frecuencia angular variable estacionaria ω. Por ejemplo se puede expresar una impedancia de carga inductiva en cualquier sección x de la línea de la siguiente manera:

$$Z = R + j\omega L$$ (Ec. 3.5.7)

donde:

Z *impedancia distribuida serie*

R *resistencia distribuida*

L *inductancia distribuida*

ω *frecuencia angular variable estacionaria*

CAPÍTULO 4

LAS ECUACIONES DIFERENCIALES DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES UNIFORMES

En este capítulo se realiza un análisis matemático para encontrar las ecuaciones utilizadas en líneas de transmisión tanto en el dominio del tiempo cuanto en el dominio de la frecuencia y de esta manera hallar las cantidades eléctricas corriente y voltaje en función de los parámetros conocidos de la línea de transmisión, por ejemplo la impedancia, la admitancia, la impedancia característica, los parámetros distribuidos, etc. Además se estudian y analizan las ecuaciones de campos eléctricos y magnéticos estacionarios y de esta manera comprender mejor aún el comportamiento de una línea de transmisión.

4.1 ECUACIONES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y DE LA FRECUENCIA

El *diagrama de bloques en el dominio del tiempo de una línea de transmisión* (Figura 4.1.1) y el *circuito equivalente infinitesimal en el dominio del tiempo de una línea de transmisión* (Figura 4.1.2) consideran la simbología en líneas de transmisión asumida en el *subcapítulo 3.2*, letras **minúsculas** para variables eléctricas.

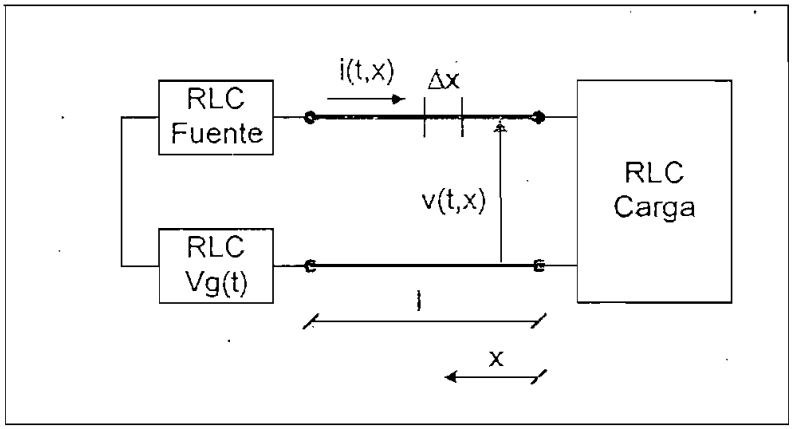


Figura 4.1.1 Diagrama de bloques en el dominio del tiempo de una línea

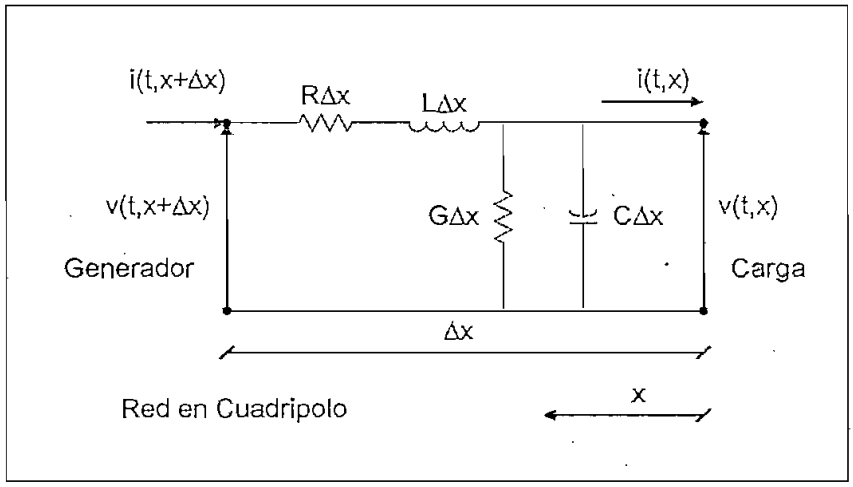


Figura 4.1.2 Circuito equivalente infinitesimal en el dominio del tiempo

El *diagrama de bloques en el dominio de la frecuencia de una línea de transmisión* (Figura 4.1.3) y el *circuito equivalente infinitesimal en el dominio de la frecuencia de una línea de transmisión* (Figura 4.1.4) consideran las letras **mayúsculas** para las variables eléctricas; se trabaja en este dominio con cantidades complejas que nos dan información de magnitud y ángulo.

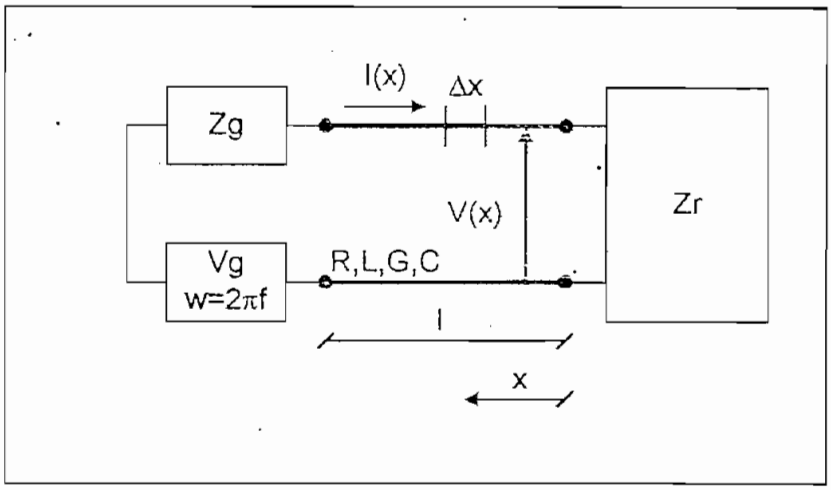


Figura 4.1.3·Diagrama de bloques en el dominio de la frecuencia de una línea

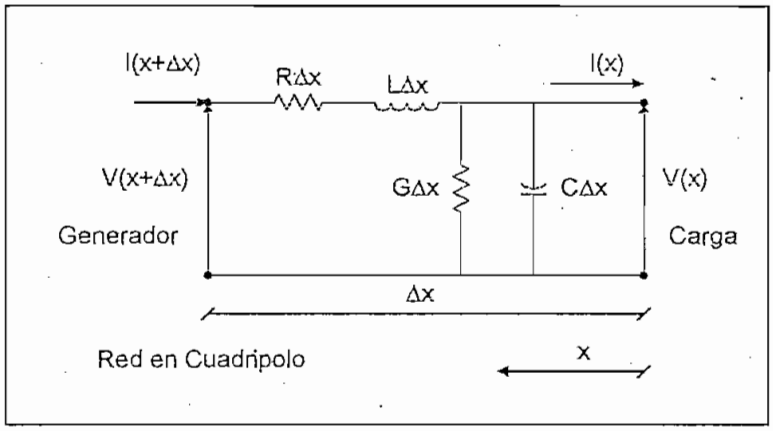


Figura 4.1.4 Circuito equivalente infinitesimal en frecuencia de una línea

4.1.1 Ecuaciones diferenciales en el dominio del tiempo

Con el *Circuito Equivalente o Red en Cuadripolo infinitesimal* de la figura 4.1.2 se obtiene las siguientes ecuaciones al aplicar al circuito las Leyes de Kirchhoff. Asumimos la dirección del sentido de crecimiento de la variable espacial x como positivo desde la carga hacia el generador.

$$v(t,x+\Delta x)-v(t,x)=R\,\Delta x\,i(t,x)+L\,\Delta x\frac{\partial\, i(t,x)}{\partial\, t}=\Delta v(t,x)$$

$$i(t,x+\Delta x)-i(t,x)=G\,\Delta x\,v(t,x)+C\,\Delta x\frac{\partial\, v(t,x)}{\partial\, t}=\Delta i(t,x) \qquad \text{(Ec. 4.1.1)}$$

donde:

R, L, G, C	*parámetros distribuidos de la línea*
v	*voltaje en dominio del tiempo*
i	*corriente en dominio del tiempo*
x	*coordenada espacial x*
t	*tiempo*

Relaciones aproximadas por existir series de Taylor que nos dan infinitésimos que tienden a cero. Por lo tanto el sistema de ecuaciones diferenciales lineales simultáneas son aceptadas.

Signo positivo + cuando el sentido de crecimiento de la variable espacial x es de la carga al generador; signo negativo - cuando es del generador a la carga. Entonces las *ecuaciones diferenciales lineales simultáneas de la línea de transmisión*, denominadas *ecuaciones diferenciales del telegrafista* son:

$$\frac{\partial v}{\partial x}=\pm Ri\pm L\frac{\partial i}{\partial t}$$
$$\frac{\partial i}{\partial x}=\pm Gv\pm C\frac{\partial v}{\partial t} \qquad \text{(Ec. 4.1.2)}$$

Por lo tanto, para encontrar las ecuaciones diferenciales lineales de segundo orden con coeficientes constantes para el voltaje y por analogía para la corriente tendremos:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = R\frac{\partial i}{\partial x} + L\frac{\partial}{\partial t}\left(\frac{\partial i}{\partial x}\right)$$

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = R\left(Gv + C\frac{\partial v}{\partial t}\right) + L\frac{\partial}{\partial t}\left(Gv + C\frac{\partial v}{\partial t}\right)$$

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = RGv + RC\frac{\partial v}{\partial t} + LG\frac{\partial v}{\partial t} + LC\frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \qquad \text{(Ec. 4.1.3)}$$

Se tiene entonces las *ecuaciones diferenciales lineales de segundo orden para líneas de transmisión*:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 v}{\partial t^2} + (RC + LG)\frac{\partial v}{\partial t} + RGv$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 i}{\partial t^2} + (RC + LG)\frac{\partial i}{\partial t} + RGi \qquad \text{(Ec. 4.1.4)}$$

Estas ecuaciones diferenciales son complicadas de resolver, por lo que William Thomson asumió R = G = 0, para considerarlas como una *línea ideal*, por lo tanto las *ecuaciones diferenciales para línea ideal* son:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 v}{\partial t^2}$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \qquad \text{(Ec. 4.1.5)}$$

Estas ecuaciones diferenciales (Ec. 4.1.5) matemáticamente son similares, sin embargo varían las condiciones de borde. Son del tipo de *ecuación unidimensional de ondas no amortiguadas* (*ondas unidimensionales*), en donde la *velocidad de propagación en una línea sin pérdidas* es:

$$v_\rho = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad \text{(Ec. 4.1.6)}$$

donde:

v_P *velocidad de propagación de onda en una línea sin pérdidas*

4.1.2 Ejercicio y Programa para calcular velocidad de propagación en una línea de transmisión de telecomunicaciones sin pérdidas con parámetros distribuidos:

Calcular la velocidad de propagación en una línea sin pérdidas, si se conoce la inductancia distribuida L = 0.62 [uh/m] y la capacitancia distribuida C = 39.5 [pf/m].

$$v_\rho = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{0.62E-6*39.5E-12}} = 2.0207E8\,[m/s]$$

CÁLCULO DE VELOCIDAD DE PROPAGACIÓN

(Programa 4.1.1)

4.1.3 Ecuaciones diferenciales en el dominio de la frecuencia

Con el *circuito equivalente en .el dominio de la frecuencia* (Figura 4.1.4), tendremos el análisis eléctrico con las Leyes de Kirchhoff siguiente.

$$V(x+\Delta x)-V(x)=\Delta V(x)=R\Delta xI(x)+jwL\Delta xI(x)$$
$$I(x+\Delta x)-I(x)=\Delta I(x)=G\Delta xV(x)+jwC\Delta xV(x) \qquad \text{(Ec. 4.1.7)}$$

Entonces tendremos las *ecuaciones diferenciales en el dominio de la frecuencia para una línea de transmisión* siguientes:

$$\frac{\partial V}{\partial x}=(R+jwL)I=ZI$$
$$\frac{\partial I}{\partial x}=(G+jwC)V=YV \qquad \text{(Ec 4.1.8)}$$

siendo,

$$Z=R+jwL\left[\frac{\Omega}{m}\right]$$
$$Y=(G+jwC)\left[\frac{\upsilon}{m}\right] \qquad \text{(Ec 4.1.9)}$$

donde:

R, L, G, C	*parámetros distribuidos de la línea:*
V	*voltaje en dominio de la frecuencia (fasor de voltaje)*
I	*corriente en dominio de la frecuencia (fasor de corriente)*
x	*coordenada espacial x*
w	*frecuencia angular*
Z	*impedancia distribuida serie en ohmios/metro*
Y	*admitancia distribuida paralelo en mhos/metro*

En parámetros distribuidos se cumple la siguiente desigualdad:

$$Z \neq \frac{1}{Y}$$

Las *ecuaciones diferenciales de segundo orden en el dominio de la frecuencia para una línea de transmisión* son:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = (R + jwL)\frac{\partial I}{\partial x} = (R + jwL)(G + jwC)V = ZYV$$
$$\frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = (G + jwC)\frac{\partial V}{\partial x} = (G + jwC)(R + jwL)I = ZYI$$

(Ec. 4.1.10)

Para una *Línea ideal* donde R=G=0 tenemos las *ecuaciones diferenciales en el dominio de la frecuencia para una línea sin pérdidas*:

$$\frac{\partial V}{\partial x} = jwLI \; ; \frac{\partial I}{\partial x} = jwCVI$$
$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = -w^2 LCV \; ; \frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = -w^2 LCI$$

(Ec. 4.1.11)

4.1.4 Ondas Unidimensionales

La *ecuación de onda unidimensional* es:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{1}{v_\rho^2}\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \qquad \text{(Ec. 4.1.12)}$$

donde:

u *función de onda; u=u(x,t).*

v_P *velocidad de propagación*

4.1.5 Características de función de onda

Supongamos que ocurre un evento físico "u=u(x1,t1)" en el punto x1,t1. Supongamos que ese mismo evento "u=u(x2,t2)" ocurre en el punto x2,t2. Sea la diferencia del tiempo t2-t1 proporcional a la diferencia del espacio x2-x1. Entonces tendremos que $\Delta x = v\Delta t$.

Por lo tanto cualquier función $f\left(t-\frac{x}{v}\right)$ donde v = v_p (velocidad de propagación) es una constante y es solución de la ecuación de onda unidimensional y a su vez f es la expresión matemática de una onda.

Para considerar una onda, las variables x i t deben estar ligadas, para eso la expresión (t-x/v) debe ser constante.

Por lo tanto matemáticamente tendremos lo siguiente:

$$x = x1 \wedge t = t1 \Rightarrow u1 = f\left(t1 - \frac{x1}{v}\right)$$

$$x = x2 \wedge t = t2 \Rightarrow u2 = f\left(t2 - \frac{x2}{v}\right)$$

siendo,

$x2 = x1 + \Delta x$

$t2 = t1 + \Delta t$

entonces,

$$t2 - \frac{x2}{v} = t1 + \Delta t - \frac{x1}{v} - \frac{\Delta x}{v} = t1 - \frac{x1}{v} \; ; \frac{\Delta x}{v} = \Delta t$$

por lo tanto,

$$u1\left(t1 - \frac{x1}{v}\right) = u2\left(t2 - \frac{x2}{v}\right)$$

$f\left(t - \frac{x}{v}\right)$ es una onda que se propaga en el sentido positivo de x.

$f\left(t + \frac{x}{v}\right)$ es una onda que se propaga en el sentido negativo de x.

4.2 LAS ECUACIONES DE CAMPOS ELÉCTRICOS Y MAGNÉTICOS ESTACIONARIOS

Las ecuaciones de campos eléctricos y magnéticos estacionarios son las ecuaciones de Maxwell como se vio en el *[subcapítulo 1.3.4]* de Ecuaciones diferenciales de Maxwell, donde se relacionan la intensidad de campo eléctrico [E] y la intensidad de campo magnético [B].

CAPÍTULO 5

SOLUCIÓN DE ECUACIONES DIFERENCIALES DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

En este capítulo a partir de las ecuaciones diferenciales que se estudiaron en el capítulo 4 se encuentran las soluciones generales de la ecuación de onda así como las características de propagación y coeficientes de circuito distribuido, de tal forma de encontrar algunos parámetros importantes en líneas de transmisión como la impedancia característica y la constante de propagación, etc.

5.1 SOLUCIONES GENERALES DE ECUACIÓN DE ONDA

5.1.1 Ondas viajeras sobre una línea de transmisión sin pérdidas

En una *Línea de Transmisión sin pérdidas* tenemos que en los *parámetros distribuidos donde se producen las pérdidas*, R y G, se cumple que **R=G=0**.

Considerando la línea sin pérdidas, sobre los *parámetros distribuidos donde se puede almacenar energía*, L y C, en un espacio infinitesimal de la línea Δx se tiene las ecuaciones diferenciales siguientes (expresiones encontradas en *subcapítulo 4.1*):

$$\frac{\partial v}{\partial x} = L\frac{\partial i}{\partial t}$$
$$\frac{\partial i}{\partial x} = C\frac{\partial v}{\partial t} \qquad \text{(Ec. 5.1.1)}$$

Por lo tanto las ecuaciones de las ondas viajeras sobre una línea sin pérdidas son:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial t^2} = \frac{1}{LC}\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}$$
$$\frac{\partial^2 i}{\partial t^2} = \frac{1}{LC}\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} \qquad \text{(Ec. 5.1.2)}$$

donde:

L, C *parámetros distribuidos donde se almacena la energía*

v *voltaje en dominio del tiempo*

i *corriente en dominio del tiempo*

Damos a continuación algunos ejemplos de solución de onda para ondas viajeras sobre una línea sin pérdidas:

$e^{\alpha (t+\sqrt{LC}\,x)}$

$\operatorname{sen} w(t+\sqrt{LC}\,x)$

$K(t+\sqrt{LC}\,x^2)$

Debe cumplirse en estas soluciones la condición siguiente:

$$(t+\sqrt{LC}\,x) = kte \qquad \text{(Ec. 5.1.3)}$$

Por lo tanto al obtener la primera derivada con respecto al tiempo en la ecuación 5.1.3 se tiene:

$$1+\sqrt{LC}\frac{\partial x}{\partial t} = 0 \qquad \text{(Ec. 5.1.4)}$$

De esta expresión obtenemos la *velocidad de propagación* a la que viajan las ondas viajeras sobre una línea de transmisión sin pérdidas. Se tienen dos ondas que se propagan en sentido contrario, una desde el generador a la carga y otra desde la carga hacia el generador, siendo la referencia de crecimiento positivo de la variable espacial x desde la carga al generador (ver Figura 5.1.1).

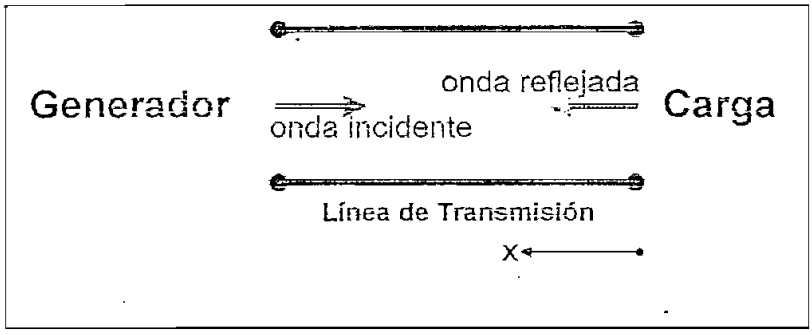


Figura 5.1.1 Ondas que se propagan en una línea de transmisión

Las expresiones para la velocidad de propagación son:

Velocidad de propagación de la onda que viaja desde el generador a la carga (*onda incidente*):

$$\frac{\partial x}{\partial t} = v_p = -1/\sqrt{LC} \qquad \text{(Ec. 5.1.5)}$$

Velocidad de propagación de la onda que viaja desde la carga hacia el generador (*onda reflejada*):

$$\frac{\partial x}{\partial t} = v_p = +1/\sqrt{LC} \qquad \text{(Ec. 5.1.6)}$$

5.1.2 Ejercicio para comprobar si determinada función es solución de onda

Demostrar que la siguiente función es solución de onda:

$v = f1(t + \sqrt{LC}\, x)$

Demostración Matemática:

siendo $s = (t + \sqrt{LC}\, x) \therefore \quad \frac{\partial s}{\partial x} = \sqrt{LC}\,, \quad \frac{\partial s}{\partial t} = 1$

Con derivadas parciales en funciones:

$\Rightarrow v = f_1(s)$

Derivada parcial con respecto a la variable espacial x:

$$\therefore \frac{\partial v}{\partial x} = \frac{\partial f_1}{\partial s}\frac{\partial s}{\partial x} = \sqrt{LC}\frac{\partial f_1}{\partial s}$$

$$\therefore \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = \sqrt{LC}\frac{\partial^2 f_1}{\partial s^2}\frac{\partial s}{\partial x} = LC\frac{\partial^2 f_1}{\partial s^2} \qquad \textit{(Ec. 1)}$$

Derivada parcial con respecto al tiempo:

$$\therefore \frac{\partial v}{\partial t} = \frac{\partial f_1}{\partial s}\frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial f_1}{\partial s}$$

$$\therefore \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 f_1}{\partial s^2}\frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial^2 f_1}{\partial s^2} \qquad \textit{(Ec. 2)}$$

Reemplazando (Ec. 1) y (Ec. 2) en la ecuación de onda siguiente:

$$\therefore \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 v}{\partial t^2}$$

tendremos:

$$\therefore LC\frac{\partial^2 f_1}{\partial s^2} = LC\frac{\partial^2 f_1}{\partial s^2}$$

por lo tanto $v = f_1(s)$ *si es solución de ecuación de onda.*

5.1.3 Soluciones de Onda de Voltaje y Corriente para línea de transmisión sin pérdidas

Tenemos ondas incidente y reflejada de voltaje y ondas incidente y reflejada de corriente.

5.1.4 Soluciones de Onda de voltaje para línea sin pérdidas

Para el voltaje la onda que se dirige del generador a la carga se llama *Onda Incidente* y la otra que va de la carga al generador *Onda Reflejada.*

Las soluciones de onda de voltaje para línea de transmisión sin pérdidas son:

Para la onda de voltaje que va del generador a la carga, u onda incidente de voltaje tenemos las expresiones siguientes:

$$v = f_1(t + \sqrt{LC}\,x) \qquad \text{(Ec. 5.1.7)}$$
$$s = t + \sqrt{LC}\,x$$

donde:

v *voltaje en el dominio del tiempo*

L, C *parámetros distribuidos en línea sin pérdidas*

t *tiempo*

x *coordenada espacial x*

s *una variable cualquiera*

Para la onda de voltaje que va de la carga al generador, u onda reflejada de voltaje tenemos las expresiones siguientes:

$$v = f_2(t - \sqrt{LC}\,x)$$
$$s = t - \sqrt{LC}\,x \qquad \text{(Ec. 5.1.8)}$$

Por lo tanto las *soluciones de onda de voltaje para líneas de transmisión sin pérdidas* se expresan de la siguiente manera:

$$\boxed{\begin{aligned} v &= f(t \pm \sqrt{LC}\,x) \\ s &= t \pm \sqrt{LC}\,x \end{aligned}} \qquad \text{(Ec. 5.1.9)}$$

5.1.5 Soluciones de Onda de corriente para línea sin pérdidas

Para la corriente, si la velocidad de propagación de la onda del generador a la carga es:

$$\frac{\partial x}{\partial t} = v_\rho = -1/\sqrt{LC}$$

tendremos,

$$i = \frac{1}{\sqrt{\frac{L}{C}}} f_1(t + \sqrt{LC}\,x) = \frac{v}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \qquad \text{(Ec. 5.1.10)}$$

5.1.6 Impedancia Característica para línea sin pérdidas

En la Ec. 5.1.10 aparece un nuevo concepto en Líneas de Transmisión, llamado *Impedancia Característica para líneas de transmisión sin pérdidas*, que es igual a la siguiente expresión:

$$Zo = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

(Ec. 5.1.11)

5.1.7 Ejercicio y Programa para calcular la Impedancia Característica en una línea sin pérdidas

Calcular la Impedancia Característica en una línea de transmisión sin pérdidas si se tienen como datos la inductancia distribuida en serie L = 0.62 [uh/m] y la capacitancia distribuida en paralelo C = 39.5 [pf/m].

$$Zo = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{0.62E-6}{39.5E-12}} = 125.28\,[\Omega]$$

CÁLCULO DE IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA

(Programa 5.1.1)

Con las Ec. 5.1.10 y Ec. 5.1.11 la expresión de la *corriente en función de la impedancia característica en una línea de transmisión sin pérdidas* es:

$$i = \frac{v}{Zo}$$

(Ec. 5.1.12)

Para la corriente, si la velocidad de propagación de la onda es de la carga al generador:

$$\frac{\partial x}{\partial t} = v_p = 1/\sqrt{LC}$$

tendremos,

$$i = -\frac{1}{Zo} f_2(t - \sqrt{LC}\,x) = -\frac{v}{Zo} \qquad \text{(Ec. 5.1.13)}$$

Por lo tanto las *soluciones generales de ecuación de onda sobre una línea de transmisión sin pérdidas* son:

$$\boxed{\begin{aligned} v &= f_1(t + \sqrt{LC}\,x) + f_2(t - \sqrt{LC}\,x) \\ i &= \frac{1}{Zo}\left(f_1(t + \sqrt{LC}\,x) - f_2(t - \sqrt{LC}\,x)\right) \end{aligned}} \qquad \text{(Ec. 5.1.14)}$$

5.2 CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN Y COEFICIENTES DE CIRCUITO DISTRIBUIDO

5.2.1 Solución de estado estacionario para la línea uniforme

Utilizamos las ecuaciones diferenciales en el dominio de la frecuencia (*ver subcapítulo 4.1*):

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = ZYV$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = ZYI \qquad \text{(Ec. 5.2.1)}$$

Tenemos como posibles soluciones permanentes de estado estacionario en cualquier sección x de las ecuaciones anteriores *[Ec. 5.2.1]* a:

$$V(x) = V_1 e^{\sqrt{ZY}x}$$

$$V(x) = V_2 e^{-\sqrt{ZY}x} \qquad \text{(Ec. 5.2.2)}$$

Por lo tanto las soluciones de estado estacionario (solución permanente de estado estacionario x) para la línea de transmisión uniforme son:

$$V(x) = V_1 e^{\sqrt{ZY}x} + V_2 e^{-\sqrt{ZY}x}$$
$$I(x) = I_1 e^{\sqrt{ZY}x} + I_2 e^{-\sqrt{ZY}x} \qquad \text{(Ec. 5.2.3)}$$

donde:

V(x) *fasor de voltaje en cualquier coordenada x sobre la línea*

I(x) *fasor de corriente en cualquier coordenada x sobre la línea*

V1, V2 *coeficientes arbitrarios complejos de voltaje que intervienen en la solución de ecuaciones diferenciales ordinarias de segundo orden*

I1, I2 *coeficientes arbitrarios complejos de corriente que intervienen en la solución de ecuaciones diferenciales ordinarias de segundo orden*

Tomando en cuenta ***la referencia de crecimiento de la variable espacial x desde la carga hacia el generador*** tendremos el análisis correspondiente tanto en la carga como en el generador *[Figura 5.2.1]*.

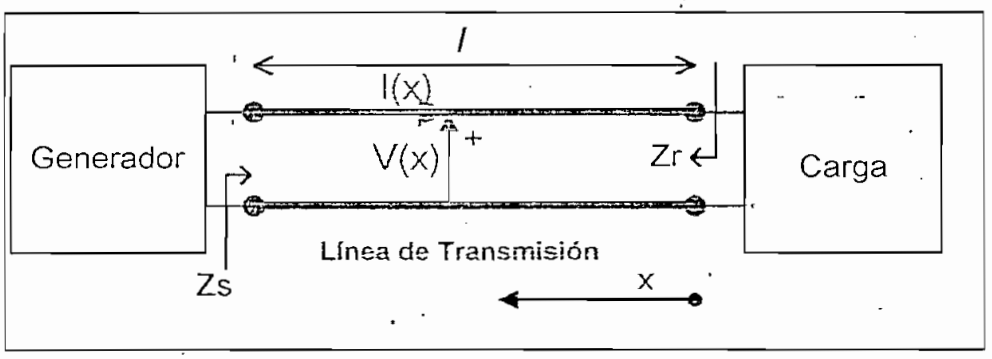


Figura 5.2.1 Fasores de corriente y voltaje en una línea de transmisión

Si x = 0 nos encontramos en la carga, por lo tanto las expresiones de *voltaje y corriente en la carga de una línea* son:

$$\boxed{\begin{aligned} V_r &= V_1 + V_2 \\ I_r &= I_1 + I_2 \end{aligned}} \qquad \text{(Ec. 5.2.4)}$$

donde:

Vr *Fasor de voltaje en la carga de una línea de transmisión*

Ir *Fasor de corriente en la carga de una línea de transmisión*

Si x = l (longitud de la línea) nos encontramos en el generador, por lo tanto las expresiones de *voltaje y corriente en el generador de una línea* son:

$$\boxed{\begin{aligned} V_S &= V_1 e^{\sqrt{ZY}\, l} + V_2 e^{-\sqrt{ZY}\, l} \\ I_S &= I_1 e^{\sqrt{ZY}\, l} + I_2 e^{-\sqrt{ZY}\, l} \end{aligned}} \qquad \text{(Ec. 5.2.5)}$$

donde:

Vs *Fasor de voltaje en el generador de una línea de transmisión*

Is *Fasor de corriente en el generador de una línea de transmisión*

5.2.2 Parámetros importantes en una línea de transmisión uniforme

Para el mejor análisis de las soluciones de estado estacionario en una línea uniforme necesitamos definir algunos parámetros importantes que ayudan a una mayor comprensión y facilidad en el aprendizaje, además de entender las características de propagación y los coeficientes de circuito distribuido.

5.2.3 Impedancia característica en una línea de transmisión uniforme con parámetros distribuidos

5.2.4 Ejercicio para encontrar la expresión de impedancia característica en una línea de transmisión uniforme

Encontrar matemáticamente la expresión de impedancia característica en función de parámetros distribuidos en una línea de transmisión uniforme.

Partiendo de las ecuaciones diferenciales de primer orden en el dominio de la frecuencia y de las soluciones de estado estacionario para línea uniforme (ver subcapítulo 4.1 y ecuaciones Ec. 5.2.3):

$$\frac{\partial V}{\partial x} = ZI$$

$$\frac{\partial I}{\partial x} = YV$$

$$V(x) = V_1 e^{\sqrt{ZY}x} + V_2 e^{-\sqrt{ZY}x}$$

$$I(x) = I_1 e^{\sqrt{ZY}x} + I_2 e^{-\sqrt{ZY}x}$$

Se efectúa las derivadas y el reemplazo correspondiente utilizando las expresiones anteriores. Se obtiene lo siguiente:

$$\sqrt{ZY}\,V_1 e^{\sqrt{ZY}x} - \sqrt{ZY}\,V_2 e^{-\sqrt{ZY}x} = ZI_1 e^{\sqrt{ZY}x} + ZI_2 e^{-\sqrt{ZY}x} \quad (1)$$

$$\sqrt{ZY}\,I_1 e^{\sqrt{ZY}x} - \sqrt{ZY}\,I_2 e^{-\sqrt{ZY}x} = YV_1 e^{\sqrt{ZY}x} + YV_2 e^{-\sqrt{ZY}x} \quad (2)$$

de (1) tendremos,

$$V_1 e^{\sqrt{ZY}x} - V_2 e^{-\sqrt{ZY}x} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} I_1 e^{\sqrt{ZY}x} + \sqrt{\frac{Z}{Y}} I_2 e^{-\sqrt{ZY}x} \quad (3)$$

de (2) tendremos,

$$V_1 e^{\sqrt{ZY}x} + V_2 e^{-\sqrt{ZY}x} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} I_1 e^{\sqrt{ZY}x} - \sqrt{\frac{Z}{Y}} I_2 e^{-\sqrt{ZY}x} \quad (4)$$

Sumando estas dos expresiones (3) y (4) se obtiene,

$$2V_1 e^{\sqrt{ZY}x} = 2\sqrt{\frac{Z}{Y}} I_1 e^{\sqrt{ZY}x}$$

por lo tanto,

$$V_1 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} I_1 \quad (Ec.\ 5.2.6)$$

Restando esas mismas expresiones (4) y (3) tendremos que,

$$V_2 = -\sqrt{\frac{Z}{Y}} I_2 \quad (Ec.\ 5.2.7)$$

Con estas expresiones se define la impedancia característica para una línea de transmisión uniforme con parámetros distribuidos, Zo.

$$\boxed{Zo = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + jwL}{G + jwC}}} \quad (Ec.\ 5.2.8)$$

Con el resultado del ejercicio se tiene que,

$$V1 = ZoI1$$
$$V2 = -ZoI2 \quad (Ec.\ 5.2.9)$$

para la línea ideal o línea sin pérdidas, donde R = G = 0 *la impedancia característica en línea ideal* es

$$Zo = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad \text{(Ec. 5.2.10)}$$

La Impedancia característica Zo de una línea de transmisión está en relación de los parámetros distribuidos de una línea de transmisión [R, L, G, C] y de la frecuencia angular [w], no es una impedancia que por si misma tiene la línea, no está conectada ni nada por el estilo, no depende de la longitud de la línea [l] ni de la carga conectada a la línea [Zr], sin embargo, es una impedancia tal que, cuando se conecta como carga a la línea una impedancia igual a la impedancia característica se cumple la condición siguiente :

$$si \quad Zr = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = Zo \qquad \text{(Ec. 5.2.11)}$$
$$\Rightarrow \quad Zs = Zr = Zx_1 = Zx_2 = Z(x) = Zo$$

donde:

Zr *Impedancia en los terminales de carga*

Zo *Impedancia característica de la línea*

Zs *Impedancia en los terminales de entrada o generador*

Z(x) *Impedancia en cualquier punto de la línea, Punto 1 o Punto 2*

Por lo tanto, si en una línea de transmisión tenemos como carga una impedancia del mismo valor que la impedancia característica se afirma que no existen *ondas reflejadas* ni de voltaje ni de corriente, solamente existen *ondas incidentes*, y la impedancia es la misma en cualquier sección x de la línea de transmisión.

5.2.5 Constante de Propagación en una línea de transmisión uniforme

La constante de propagación en una línea de transmisión uniforme es un parámetro importante de la línea de transmisión ya que define la características de la línea tanto en pérdidas de la línea por unidad de longitud como en desfase de la línea por unidad de longitud. La constante de propagación se define con la siguiente expresión:

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + jwL)(G + jwC)} = \alpha + j\beta \qquad \text{(Ec. 5.2.12)}$$

donde:

γ *constante de propagación en [1/m].*

α *constante de atenuación en [nepers/m] o en [decibelios/m].*

β *constante de fase en [radianes/m].*

El voltaje y la corriente de una línea de transmisión va variando en todo punto de la misma, tanto en fase como en amplitud.

La *constante de propagación* γ determina la variación de voltaje y corriente en los distintos puntos de la línea de transmisión.

5.2.6 Constante de atenuación en una línea de transmisión

La *constante de atenuación* α determina la variación en la amplitud en los distintos puntos de voltaje y corriente así como la pérdida por unidad de longitud en la línea de transmisión. Se mide en [nepers/m] o en [decibelios/m].

5.2.7 Constante de fase en una línea de transmisión

La *constante de fase* β determina la variación de la fase en los distintos puntos de la línea para voltaje y corriente o el desfase por unidad de longitud en la línea de transmisión. Se mide en [radianes/m].

La constante de fase también se puede calcular con la siguiente expresión:

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} \qquad \text{(Ec. 5.2.13)}$$

donde:

ω *es la velocidad de fase en [radianes / seg]*

v_p *es la velocidad de propagación de la onda en línea uniforme en [unidad de longitud / segundo].*

La velocidad de fase o *frecuencia angular* se define con la siguiente expresión:

$$\omega = 2\pi f \qquad \text{(Ec. 5.2.14)}$$

donde:

f *frecuencia de la señal en [Hz] o [ciclos/seg]*

La *longitud de la onda (ver subcapítulo 1.1)*, que es la distancia entre dos puntos consecutivos de una señal variable con el tiempo que se encuentran desfasados 2π radianes, se calcula con la fórmula siguiente, en [unidad de longitud]:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = Kv\,\lambda o$$

(Ec. 5.2.15)

donde:

λ *longitud de onda*

λo *longitud de onda en el vacío*

Kv *constante de velocidad*

Por lo tanto la *velocidad de propagación de una onda en una línea uniforme (ver subcapítulo 1.1)* se puede expresar con las ecuaciones siguientes:

$$v_p = \frac{\lambda}{T} = \lambda f = \frac{2\pi}{\beta} f = \frac{\omega}{\beta}$$

(Ec. 5.2.16)

donde:

T *período de la onda*

El *período de la onda* se calcula con la fórmula:

$$T = \frac{1}{f}$$

(Ec. 5.2.17)

Otro parámetro que se puede nombrar es la *constante de velocidad (ver subcapítulo 1.1)* que relaciona la velocidad de propagación de la onda con la velocidad de la luz, se define con la ecuación *[Ec. 5.2.18]:*

$$K_v = \frac{v_p}{c}$$

(Ec. 5.2.18)

5.2.8 Ejercicio y Programa para calcular parámetros importantes en una línea de transmisión uniforme si se tiene como datos los parámetros distribuidos

*En una L.T.T. de alambres abiertos se tiene como datos los parámetros distribuidos R = 10 [ohmios/Km], L = 0.0037 [h/Km], G = 0.4 x 10^{-6} [mhoms/Km] y C = 0.0083 * 10^{-6} [f/Km] a una frecuencia de trabajo dada f = 1 [Khz]. Hallar la impedancia característica de la línea, la constante de propagación, la constante de atenuación, la constante de fase, la velocidad de propagación, la constante de velocidad y la longitud de onda. (Valores típicos de una línea telefónica).*

Desarrollo:

$$Zo = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + jwL}{G + jwC}} = \sqrt{\frac{10 + j(2*\pi*1E3)*0.0037}{0.4E-6 + j(2*\pi*1E3)*0.0083E-6}}$$

$$Zo = 682.5 - j137.9 \quad [\Omega]$$

$$\gamma = \sqrt{ZY} = 0.0075 + j0.0356 = \alpha + j\beta$$

$$\alpha = 0.0075 \quad [nepers / Km]$$

$$\beta = 0.0356 \quad [radianes / Km]$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{2*\pi*1E3}{0.0356} = 176493.97 \quad [Km / s]$$

$$K_v = \frac{v_p}{c} = \frac{176493.97E3}{3E8} = 0.5883$$

$$\lambda = \frac{2*\pi}{\beta} = \frac{2*\pi}{0.0356} = 176.49 \quad [Km]$$

(Programa 5.2.1)

5.2.9 Soluciones de estado estacionario con magnitud y ángulo para una línea de transmisión uniforme

A partir de la ecuación *[Ec. 5.2.3]* y conociendo los parámetros antes indicados, las expresiones de las soluciones de estado estacionario para una línea de transmisión uniforme son:

$$V(x) = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x} = V_1 e^{\alpha x_e j\beta x} + V_2 e^{-\alpha x_e - j\beta x}$$
$$I(x) = I_1 e^{\gamma x} + I_2 e^{-\gamma x} = I_1 e^{\alpha x_e j\beta x} + I_2 e^{-\alpha x_e - j\beta x} \quad \text{(Ec. 5.2.19)}$$

Las *soluciones de estado estacionario para una línea de transmisión uniforme con magnitud y ángulo de fase* son:

$$\boxed{\begin{aligned} V(x) &= V_1 e^{\alpha x \langle \beta x} + V_2 e^{-\alpha x \langle -\beta x} \\ I(x) &= I_1 e^{\alpha x \langle \beta x} + I_2 e^{-\alpha x \langle -\beta x} \end{aligned}} \quad \text{(Ec. 5.2.20)}$$

La expresión para la *corriente en función de la impedancia característica* es

$$\boxed{I(x) = \frac{1}{Zo}(V_1 e^{\alpha x \langle \beta x} - V_2 e^{-\alpha x \langle -\beta x})} \quad \text{(Ec. 5.2.21)}$$

CAPÍTULO 6

ONDAS VIAJERAS EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

En este capítulo aprenderemos a comprender las ondas que se propagan en una línea de transmisión, que son las ondas incidentes y reflejadas de voltaje y corriente y como varían según la carga que tengamos, ya sea un cortocircuito, circuito abierto, flat (terminada en impedancia característica) o cualquier impedancia de carga. Además se analizará la propagación y reflexión de ondas planas en un medio isotrópico así como las ondas de un conductor electromagnético.

6.1 ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS VIAJERAS DE VOLTAJE Y CORRIENTE SOBRE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

En la *[figura 6.1.1]* se representa las ondas incidente y reflejada sobre una línea de transmisión.

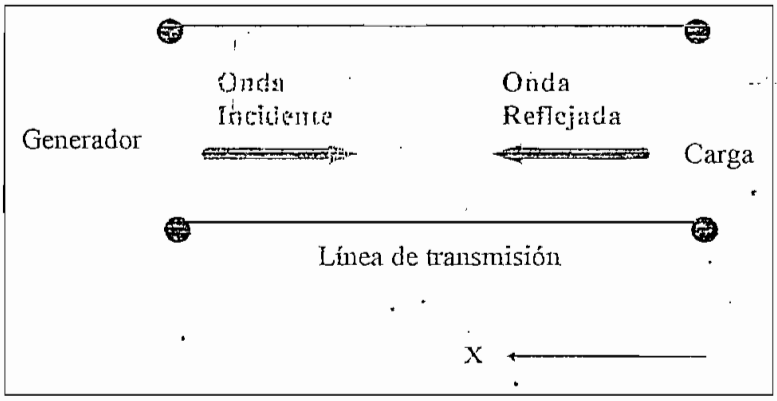


Figura 6.1.1 Ondas en una línea de transmisión

donde:

x *eje de coordenadas de longitud variable*

Lo que se propaga es la energía del generador a la carga, y se trata de una onda incidente; si no abarca la carga es la onda reflejada

Las *ecuaciones de ondas viajeras de voltaje y corriente* en una línea de transmisión son (*ver subcapítulo 5.2*):

$$V(x) = OIv + ORv = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x}$$
$$I(x) = OIi + ORi = I_1 e^{\gamma x} + I_2 e^{-\gamma x}$$

(Ec. 6.1.1)

donde:

V(x) *fasor de voltaje en cualquier sección x de la línea*

I(x) *fasor de corriente en cualquier sección x de la línea*

OIv *onda incidente de voltaje*

ORv *onda reflejada de voltaje*

OIi *onda incidente de corriente*

ORi *onda reflejada de corriente*

V1, V2 coeficientes complejos de voltaje

I1, I2 *coeficientes complejos de corriente*

γ *constante de propagación*

La existencia de *ondas reflejadas* depende de la carga que se tenga. Por lo tanto en el caso de que tenga como carga una impedancia tal que cumpla la ecuación Ec. 6.1.2 (donde la impedancia de carga es igual a la impedancia característica,

por lo tanto igual a la impedancia en cualquier punto x de la línea), se afirma que no existen ondas reflejadas ni de voltaje ni de corriente:

$$Zs = Zr = Zo = Zx = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \qquad \text{(Ec. 6.1.2)}$$

donde:

Zs *impedancia en terminales del generador*

Zr *impedancia en terminales de carga*

Zo *impedancia característica*

Zx *impedancia en cualquier punto de la línea*

Z *impedancia distribuida (ver subcapítulo 4.1)*

Y *admitancia distribuida (ver subcapítulo 4.1)*

Estamos en el caso de *Líneas no resonantes* donde no existe dependencia espacial y toda la energía se consume en la carga.

6.1.1 Diagramas Fasoriales de ondas incidentes y reflejadas

Las ecuaciones de onda tienen información de amplitud y ángulo. Por lo tanto podemos representarlas como diagramas fasoriales.

El eje de coordenadas x crece desde la carga al generador.

6.1.2 Diagrama fasorial de ondas incidentes

El diagrama fasorial para ondas incidentes se presenta en la Figura 6.1.2. El fasor de onda incidente tiene una mayor amplitud y un mayor ángulo a medida que se aleja de la carga. Las ondas incidentes nacen en el generador y terminan en la carga.

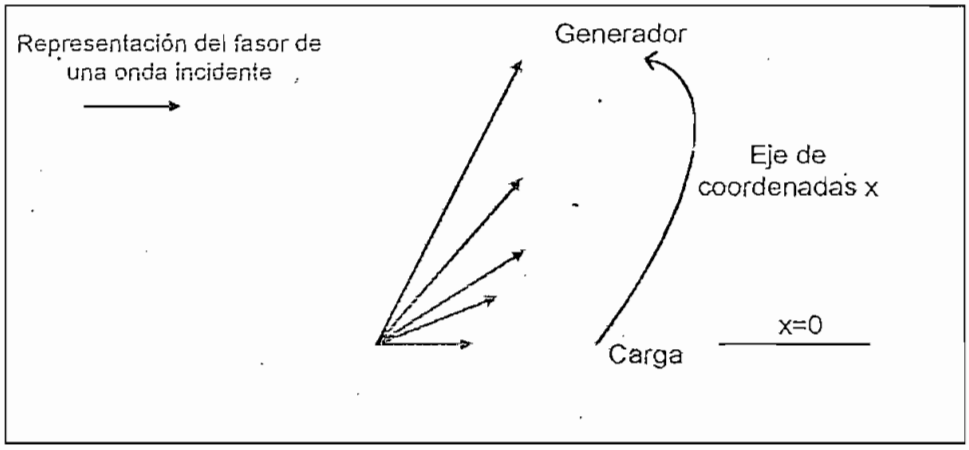


Figura 6.1.2 Diagrama Fasorial para ondas incidentes

Las ecuaciones que representan a los fasores de ondas incidentes son:

$$OIv = V_1 e^{\gamma x} = V_1 e^{\alpha x} \langle \beta x$$
$$OIi = I_1 e^{\gamma x} = I_1 e^{\alpha x} \langle \beta x \qquad \text{(Ec. 6.1.3)}$$

Las ondas incidentes a medida que se acercan a la carga existe una disminución en su amplitud y un retraso de fase.

Cuando nos encontramos en la carga, esto es cuando x = 0, el fasor de la onda incidente de voltaje es igual a V1 y el fasor de la onda incidente de corriente es igual a I1, que son los valores más pequeños en amplitud con fase igual a cero para una onda incidente.

6.1.3 Diagrama fasorial de ondas reflejadas

El diagrama fasorial para ondas reflejadas se presenta en la *[Figura 6.1.3]*. Las ondas reflejadas nacen en la carga y terminan en el generador.

Las ondas reflejadas a medida que se alejan de la carga van disminuyendo en amplitud y retrasándose en fase.

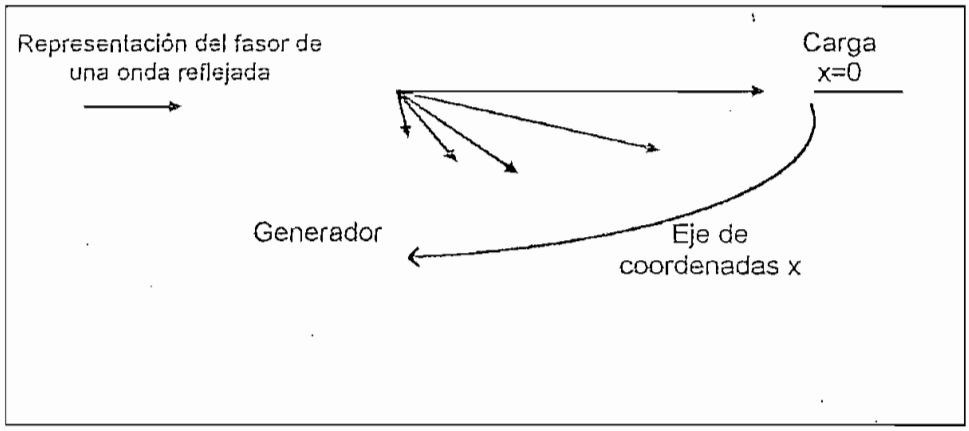


Figura 6.1.3 Diagrama Fasorial para ondas reflejadas

Las ecuaciones que representan a los fasores de ondas reflejadas son:

$$ORv = V_2 e^{-\gamma x} = V_2 e^{-\alpha x} \angle -\beta x$$
$$ORi = I_2 e^{-\gamma x} = I_2 e^{-\alpha x} \angle -\beta x \qquad \text{(Ec. 6.1.4)}$$

Cuando nos encontramos en la carga, esto es cuando x = 0, el fasor de la onda reflejada de voltaje es igual a V2 y el fasor de la onda incidente de corriente es igual a I2, que son los valores más grandes en amplitud con fase igual a cero para una onda incidente.

6.1.4 Ejercicio y Programa para obtener fasor de voltaje para onda incidente y onda reflejada en una línea de transmisión uniforme a partir de constante de atenuación α y de constante de fase β a una distancia x desde la carga

Si se dan los valores de α ***= 0.0078 [Nep/Km] y*** β ***= 0.036 [rad/m] en una L.T.T., hallar el voltaje incidente y el voltaje reflejado de ondas viajeras en la línea, a una distancia x [Km] = 15, 30, 45 de la carga, y hacer el diagrama fasorial.***

$$V(x) = V1e^{\alpha x \langle \beta x} + V2e^{-\alpha x \langle -\beta x}$$

$$V_{inc}(x) = V1e^{\alpha x \langle \beta x} = V1e^{0.0078x} < 0.036x * \frac{180°}{\pi}$$

$$V_{ref}(x) = V2e^{-\alpha x \langle -\beta x} = V2e^{-0.0078x} < -0.036x * \frac{180°}{\pi}$$

$$V_{inc}(15) = 1.1241V1 < 30.94°$$
$$V_{inc}(30) = 1.2636V1 < 61.88°$$
$$V_{inc}(45) = 1.42V1 < 92.82°$$

$$V_{ref}(15) = 0.89V2 < -30.94°$$
$$V_{ref}(30) = 0.791V2 < -61.88°$$
$$V_{ref}(45) = 0.704V2 < -92.82°$$

(Programa 6.1.1)

6.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN TERMINADAS EN CARGAS ESPECIALES

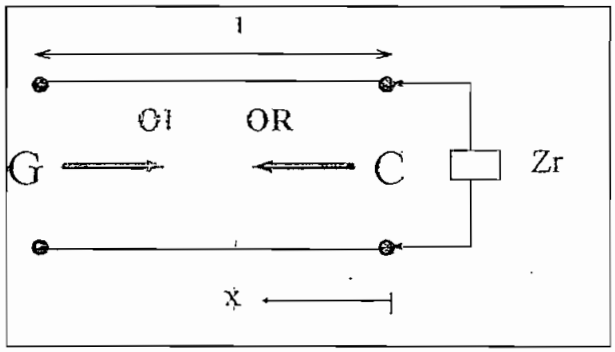


Figura 6.2.1 Diagrama de línea de transmisión

donde:

OI onda incidente

OR onda reflejada

G generador

C *carga*

Zr *impedancia de carga*

x *eje espacial de coordenadas*

l *longitud de la línea*

Si la carga es igual a la impedancia característica tenemos una *línea correctamente terminada.*

El comportamiento de la línea de transmisión depende de la impedancia de carga Zr.

Se clasifican las líneas terminadas en cargas especiales en cuatro grupos:

1. Línea terminada en Circuito Abierto.
2. Línea terminada en Cortocircuito.
3. Línea terminada en impedancia característica Zo.
4. Línea terminada en impedancia de carga Zr. General.

6.2.1 Línea terminada en circuito abierto

Una línea es terminada en circuito abierto si y solo si la impedancia de carga es infinito.

Las soluciones de ecuaciones de onda de voltaje y corriente *[ver subcapítulo 5.2]* se indican a continuación:

$$V(x) = OIv + ORv = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x}$$
$$I(x) = OIi + ORi = I_1 e^{\gamma x} + I_2 e^{-\gamma x} \qquad \text{(Ec. 6.2.1)}$$

donde:

VI *coeficiente complejo de onda incidente de voltaje*

V2 *coeficiente complejo de onda reflejada de voltaje*

I1 *coeficiente complejo de onda incidente de corriente*

I2 *coeficiente complejo de onda reflejada de corriente*

γ *constante de propagación [ver subcapítulo 5.2]*

En la carga se cumple que la coordenada espacial x es igual a 0.

Reemplazamos x = 0 en [Ec. 6.2.1], estamos ubicados en los terminales de la carga; por lo tanto las características de una línea de transmisión terminada en circuito abierto y las relaciones para fasores de corriente son:

$$Zr = \infty \therefore Ir = 0 = I_1 + I_2 \Rightarrow I_2 = -I_1 \qquad \text{(Ec. 6.2.2)}$$

donde:

Ir *fasor de corriente en la carga*

Entonces tendremos las siguientes relaciones para los fasores de voltaje:

$$\begin{aligned} &V_1 = ZoI_1 \\ &V_2 = -ZoI_2 \\ &\Rightarrow V_1 = V_2 \\ &\Leftrightarrow Vr = 2V_1 = 2V_2 \end{aligned} \qquad \text{(Ec. 6.2.3)}$$

donde:

Vr *fasor de voltaje en la carga.*

Zo *impedancia característica*

Las soluciones de ecuación de onda para voltaje y corriente son:

$$\begin{aligned} V(x) &= V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x} \\ I(x) &= \frac{1}{Zo}(V_1 e^{\gamma x} - V_2 e^{-\gamma x}) \end{aligned} \qquad \text{(Ec. 6.2.4)}$$

Reemplazando las expresiones de [Ec. 6.2.2] y [Ec. 6.2.3] en las soluciones de las ecuaciones de onda de [Ec. 6.2.4], obtenemos las expresiones para *voltaje y corriente de una línea de transmisión terminada en circuito abierto* en cualquier sección x de la línea [Ec. 6.2.5].

$$V(x) = V_1(e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}) = 2V_1 \cosh(\gamma x)$$
$$I(x) = \frac{V_1}{Zo}(e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}) = \frac{2V_1}{Zo}\text{senh}(\gamma x)$$

(Ec. 6.2.5)

Las expresiones para funciones hiperbólicas utilizadas en [Ec. 6.2.5] son las siguientes:

$$\cosh(\gamma x) = \frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2}$$
$$\text{senh}(\gamma x) = \frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2}$$

(Ec. 6.2.6)

Utilizando [Ec. 6.2.5] la *Impedancia de línea terminada en circuito abierto* variable en x es:

$$Z(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Zo \quad c\text{tgh}(\gamma x) = \frac{Zo}{\text{tgh}(\gamma x)}$$

(Ec. 6.2.7)

En el generador, donde la coordenada espacial [x] es igual a la longitud de la línea de transmisión [l], reemplazando en [Ec. 6.2.5] tendremos :

$$Vs = 2V1\cosh(\gamma\, l) \quad \wedge Is = \frac{2V1}{Zo}\operatorname{senh}(\gamma\, l)$$

$$\therefore Zs = Zo \quad c\operatorname{tgh}(\gamma\, l) = \frac{Zo}{\operatorname{tgh}(\gamma\, l)} \qquad \text{(Ec. 6.2.8)}$$

A continuación se presenta el *diagrama de línea de transmisión terminada en circuito abierto* [Figura 6.2.2].

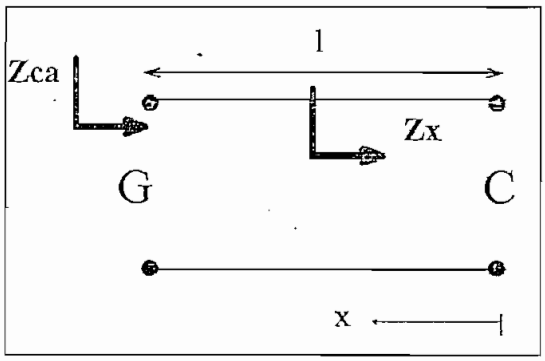


Figura 6.2.2 Línea de transmisión terminada en circuito abierto

En [Figura 6.2.2] las expresiones de *impedancias en una línea terminada en circuito abierto* son:

$$Zca = \frac{Zo}{\operatorname{tgh}(\gamma\, l)}$$

$$Zx = \frac{Zo}{\operatorname{tgh}(\gamma\, x)}$$

$$Zr = \infty$$

(Ec. 6.2.9)

donde:

Zca *impedancia en los terminales del generador de circuito abierto*

Zx *impedancia en cualquier punto de la línea*

Zr *impedancia de carga*

6.2.2 Línea terminada en corto circuito

Una línea de transmisión está terminada en cortocircuito si y solo si la impedancia de carga es cero.

Con un análisis similar al caso anterior tendremos los resultados que a continuación se presentan.

En la carga donde [x = 0] se cumplen las siguientes características para una línea de transmisión terminada en cortocircuito:

$$Zr = 0 \therefore Vr = 0 = V_1 + V_2 \Rightarrow V_2 = -V_1 \qquad \text{(Ec. 6.2.10)}$$

Además se tiene que:

$$\begin{aligned} &V_1 = ZoI_1 \\ &V_2 = -ZoI_2 \\ &\Rightarrow I_1 = I_2 \\ &\Leftrightarrow Ir = 2I_1 = 2I_2 \end{aligned} \qquad \text{(Ec. 6.2.11)}$$

Por lo tanto reemplazando [Ec. 6.2.11] y [Ec. 6.2.10] en [Ec.6.2.4] que son las soluciones de las ecuaciones de onda, obtenemos las expresiones para *voltaje y corriente de una línea de transmisión terminada en cortocircuito* en cualquier sección x de la línea [Ec. 6.2.12].

$$\boxed{\begin{aligned} V(x) &= V_1(e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}) = 2V_1 \ \operatorname{senh}(\gamma x) \\ I(x) &= \frac{V_1}{Zo}(e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}) = \frac{2V_1}{Zo}\cosh(\gamma x) \end{aligned}} \qquad \text{(Ec. 6.2.12)}$$

Con [Ec.6.2.12] la *Impedancia de línea terminada en corto circuito* variable en x es [Ec. 6.2.13].

$$Z(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Zo \quad \text{tgh}(\gamma\, x)$$

(Ec. 6.2.13)

En el generador, donde [x = l] tendremos :

$$Vs = 2V1 \quad \text{senh}(\gamma\, l) \quad \wedge Is = \frac{2V1}{Zo}\cosh(\gamma\, l)$$

$$\therefore Zs = Zcc = Zo \quad \text{tgh}(\gamma\, l)$$

(Ec. 6.2.14)

A continuación se presenta el *diagrama de línea terminada en cortocircuito* [Figura 6.2.3].

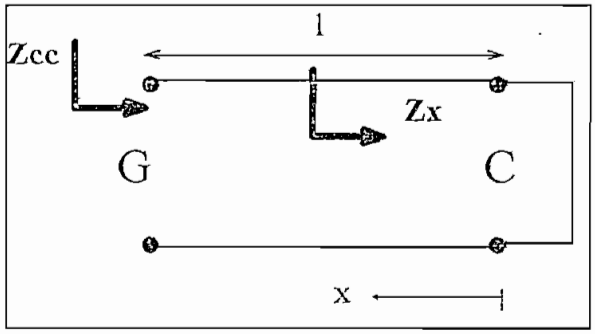


Figura 6.2.3 Línea terminada en cortocircuito

Por lo tanto las expresiones de impedancias en una línea terminada en corto circuito son:

$$Zcc = Zo \quad \text{tgh}(\gamma\, l)$$
$$Zx = Zo \quad \text{tgh}(\gamma\, x)$$
$$Zr = 0$$

(Ec. 6.2.15)

donde:

Zcc impedancia en terminales del generador de cortocircuito

6.2.3 Expresiones generales para líneas terminadas en circuito abierto y en cortocircuito

Utilizando las ecuaciones obtenidas anteriormente se llega a las *expresiones generales de Impedancia Característica*:

$$Zo = \sqrt{ZcaZcc}$$
$$Zo = Ro + jXo$$

(Ec. 6.2.16)

donde:

Ro *resistencia característica*

Xo *reactancia característica*

La parte real de Zo [Ro] es siempre positiva. Por lo tanto se debe escoger el signo adecuado de la raíz.

También encontramos una *expresión general para constante de propagación*:

$$\text{tgh}(\gamma\, l) = \frac{Zo}{Zca} = \frac{Zcc}{Zo}$$

(Ec. 6.2.17)

La [Ec. 6.2.17] es una función periódica en $j\pi \Rightarrow \text{tgh}(\gamma\, l) = \text{tgh}(\gamma\, l + j\pi)$, es una función multivaluada; no es conveniente usarla en los cálculos. Hay que utilizar [Ec. 6.2.18].

Con [Ec. 6.2.16] y [Ec. 6.2.17] tendremos la expresión que nos sirve en los cálculos de constante de propagación [Ec. 6.2.18].

$$\boxed{\text{tgh}(\gamma\, l) = \sqrt{\frac{Zcc}{Zca}}}$$

(Ec. 6.2.18)

6.2.4 Aplicaciones prácticas de líneas terminadas en circuito abierto y cortocircuito

Para *líneas muy cortas o de laboratorio*:

$$si \qquad l \;\langle\langle\; \lambda \Rightarrow \frac{l}{\lambda} \;\langle\langle\; 1$$

donde:

l *longitud de la línea*

λ *longitud de onda*

con la condición de que:

$$l \;\rightarrow\; (5\% - 10\%)\lambda$$

se cumple que :

$$\text{tgh}(\gamma\, l) \;\approx\; \gamma\, l$$

(Ec. 6.2.19)

Si se conoce las *constantes indirectas de líneas de transmisión* de telecomunicaciones, que son las variables impedancia característica [Zo] y la constante de propagación [γ]:

$$Zo = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \qquad \wedge \qquad \gamma = \sqrt{ZY}$$

(Ec. 6.2.20)

Reemplazando en [Ec. 6.2.9] y en [Ec. 6.2.15] las [Ec. 6.2.19] y [Ec. 6.2.20] se obtienen las impedancias vistas en el generador para líneas prácticas terminadas en cortocircuito y en circuito abierto [Ec. 6.2.21].

$$Zcc = Zo\gamma\, l = Zl = (R + jwL)l$$
$$Zca = \frac{Zo}{\gamma\, l} = \frac{1}{Yl} = \frac{1}{(G + jwC)l} \qquad \text{(Ec. 6.2.21)}$$

donde:

R, L, G, C *parámetros distribuidos de la línea*

Z *impedancia distribuida serie*

Y *admitancia distribuida paralelo*

Los circuitos equivalentes de estas expresiones [Ec. 6.2.21] se presentan en *[Figura. 6.2.4]*.

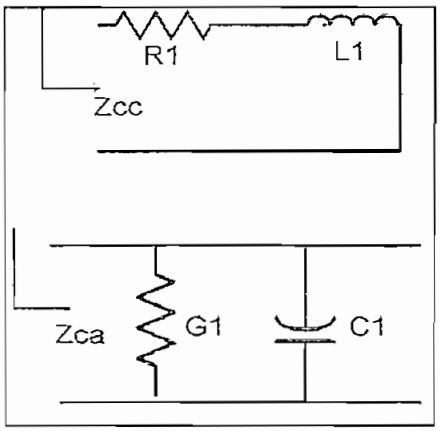


Figura 6.2.4 Circuitos equivalentes de líneas prácticas

6.2.5 Relaciones hiperbólicas importantes usadas en diseños de líneas de transmisión de telecomunicaciones

$$\operatorname{senh}(ju) = j\operatorname{sen} u = \frac{e^{ju} - e^{-ju}}{2}$$
$$\cosh(ju) = \cos u = \frac{e^{ju} + e^{-ju}}{2}$$
$$\operatorname{senh}(a + jb) = \operatorname{senh} a \cos b + j \operatorname{sen} b \cosh a$$
$$\cosh(a + jb) = \cosh a \cos b + j \operatorname{senh} a \operatorname{sen} b$$

6.2.6 Línea terminada en Zr general

6.2.7 Constante de atenuación y constante de fase a partir de expresiones generales

Trabajando con números complejos tendremos el siguiente análisis matemático:

$$\tgh(\gamma\, l) = W(\#complejo) = x + jy$$

$$W = \frac{e^{\gamma\, l} - e^{-\gamma\, l}}{e^{\gamma\, l} + e^{-\gamma\, l}} = \frac{e^{2\gamma\, l} - 1}{e^{2\gamma\, l} + 1}$$

$$\Rightarrow \quad We^{2\gamma\, l} + W = e^{2\gamma\, l} - 1$$

$$\Leftrightarrow e^{2\gamma\, l} = \frac{1+W}{1-W} = \frac{1+x+jy}{1-x-jy} = M \quad e^{j\varphi + 2n\pi} \quad \forall n = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$$

donde:

W *número complejo*

x *parte real del número complejo W*

y *parte imaginaria del número complejo W*

M *módulo de la relación compleja [(1+W)/(1-W)]*

ϕ *Fase de la relación compleja [(1+W)/(1-W)]*

n *número variable real para periodicidad de fase*

aplicando logaritmo natural a los dos lados de la igualdad se obtiene:

$$\Rightarrow 2\gamma\, l = \ln M + j(\varphi + 2n\pi) = 2\alpha\, l + j2\beta\, l$$

se obtiene las expresiones de constante de atenuación y constante de fase de la línea de transmisión de telecomunicaciones:

$$\alpha = \frac{1}{2\,l} \ln M$$

$$\beta = \frac{1}{l}\left(\frac{\varphi}{2} + n\pi\right) \quad \forall n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \ldots$$

(Ec. 6.2.22)

donde:

α *constante de atenuación*

β *constante de fase*

6.2.8 Ejercicio y programa para calcular constante de propagación dado W=Zo/Zca=Zcc/Zo.

(Programa 6.2.1)

6.2.9 Ejercicio y programa para calcular constante de propagación dados Zcc y Zca.

(Programa 6.2.2)

6.2.10 Componentes eléctricos de línea de transmisión

6.2.11 Componentes de Voltaje en una línea de transmisión

En una línea de transmisión terminada en una impedancia de carga Zr en forma general tenemos las siguientes relaciones que se dan en los terminales de la carga donde [x=0]:

$$Vr = V_1 + V_2$$

$$Ir = I_1 + I_2 = \frac{V_1}{Zo} - \frac{V_2}{Zo} \qquad \text{(Ec. 6.2.23)}$$

$$\Rightarrow ZoIr = V_1 - V_2$$

$$\therefore Vr + ZoIr = 2V_1$$

Por lo tanto, las expresiones para los coeficientes complejos de voltaje de ondas incidentes y reflejadas en una línea de transmisión que termina en una impedancia de carga Zr son:

$$\Leftrightarrow \quad V_1 = \frac{Vr + ZoIr}{2} = \frac{Ir}{2}(Zr + Zo)$$
$$\wedge \quad V_2 = \frac{Vr - ZoIr}{2} = \frac{Ir}{2}(Zr - Zo) \qquad \text{(Ec. 6.2.24)}$$

En la solución de ondas de voltaje y con [Ec. 6.2.24] se tiene lo siguiente:

$$; \quad Vx = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x}$$
$$\Rightarrow Vx = \frac{Vr + ZoIr}{2} e^{\gamma x} + \frac{Vr - ZoIr}{2} e^{-\gamma x} \qquad \text{(Ec. 6.2.25)}$$
$$\therefore Vx = Vr\left(\frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2}\right) + ZoIr\left(\frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2}\right)$$

En [Ec. 6.2.25] utilizando las relaciones hiperbólicas tendremos voltaje en línea terminada en Zr en cualquier sección espacial x de la línea, expresada en las ecuaciones siguientes:

$$\boxed{Vx = Vr\cosh\gamma x + ZoIr\,\mathrm{senh}\,\gamma x} \qquad \text{(Ec. 6.2.26)}$$

$$\boxed{\begin{array}{l} Vx = Ir(Zr\cosh\gamma x + Zo\,\mathrm{senh}\,\gamma x) \\ \vee \\ Vx = Vr\left(\cosh\gamma x + \frac{Zo}{Zr}\mathrm{senh}\,\gamma x\right) \end{array}} \qquad \text{(Ec. 6.2.27)}$$

6.2.12 Componentes de corriente en línea de transmisión.

El análisis matemático para encontrar las componentes de corriente en una línea de transmisión se presenta a continuación.

$$\therefore \quad siendo \quad Ix = \frac{1}{Zo}(V_1 e^{\gamma x} - V_2 e^{-\gamma x})$$

$$\Rightarrow ZoIx = \frac{Vr + ZoIr}{2} e^{\gamma x} - \frac{Vr - ZoIr}{2} e^{-\gamma x} \qquad \text{(Ec. 6.2.28)}$$

$$\therefore ZoIx = Vr\left(\frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2}\right) + ZoIr\left(\frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2}\right)$$

En [Ec. 6.2.28] utilizamos las relaciones hiperbólicas, de esta manera se encuentra la corriente variable en sección espacial x para una línea de transmisión terminada en cualquier impedancia de carga, expresada con las ecuaciones mostradas a continuación.

$$Ix = Ir \cosh \gamma x + \frac{Vr}{Zo} \operatorname{senh} \gamma x \qquad \text{(Ec. 6.2.29)}$$

$$Ix = Ir(\cosh \gamma x + \frac{Zr}{Zo} \operatorname{senh} \gamma x)$$

$$\vee$$

$$Ix = Vr(\frac{1}{Zr} \cosh \gamma x + \frac{1}{Zo} \operatorname{senh} \gamma x) \qquad \text{(Ec. 6.2.30)}$$

6.2.13 Componentes de Impedancia en línea de transmisión

Con las ecuaciones de voltaje y corriente encontradas anteriormente se encuentra la ecuación de impedancia variable en cualquier punto [x] de una línea de transmisión terminada en impedancia de carga Zr. El análisis matemático es el presentado a continuación.

$$\Rightarrow Zx = \frac{Vx}{Ix} = \frac{Vr(\cosh \gamma x + \frac{Zo}{Zr} \operatorname{senh} \gamma x)}{Vr(\frac{\cosh \gamma x}{Zr} + \frac{\operatorname{senh} \gamma x}{Zo})}$$

$$\Leftrightarrow Zx = Zo \frac{(Zr \cosh \gamma x + Zo \operatorname{senh} \gamma x)}{(Zo \cosh \gamma x + Zr \operatorname{senh} \gamma x)} \qquad \text{(Ec. 6.2.31)}$$

Por lo tanto la Impedancia Variable de una línea de transmisión de telecomunicaciones es:

$$\boxed{Zx = Zo \frac{Zr + Zo \operatorname{tgh} \gamma x}{Zo + Zr \operatorname{tgh} \gamma x}} \qquad \text{(Ec. 6.2.32)}$$

Para obtener otra expresión para la impedancia variable se parte de las siguientes relaciones y expresiones:

$$si \quad V_1 = \frac{Ir}{2}(Zr + Zo) \quad \wedge \quad V_2 = \frac{Ir}{2}(Zr - Zo)$$

$$\therefore \quad Vx = \frac{Ir}{2}[(Zr + Zo)\, e^{\gamma x} + (Zr - Zo)\, e^{-\gamma x}] \qquad \text{(Ec. 6.2.33)}$$

$$\therefore \quad Ix = \frac{Ir}{2Zo}[(Zr + Zo)\, e^{\gamma x} - (Zr - Zo)\, e^{-\gamma x}]$$

Por lo tanto la impedancia variable se expresa también con las ecuaciones siguientes:

$$\boxed{Zx = Zo \frac{(Zr + Zo)e^{\gamma x} + (Zr - Zo)e^{-\gamma x}}{(Zr + Zo)e^{\gamma x} - (Zr - Zo)e^{-\gamma x}}} \qquad \text{(Ec. 6.2.34)}$$

$$Zx = Zo\frac{(Zr+Zo)e^{2\gamma x}+(Zr-Zo)}{(Zr+Zo)e^{2\gamma x}-(Zr-Zo)}$$

(Ec. 6.2.35)

Expresiones generales que nos sirven para obtener la impedancia en cualquier punto de líneas de transmisión terminadas en cualquier tipo de impedancia de carga.

6.2.14 Línea terminada en Impedancia Característica o flat

Una línea es terminada en impedancia característica si y solamente se cumple con la siguiente expresión:

Zr = Zo = Zs

donde:

Zs impedancia en los terminales del generador

Sustituyendo en las expresiones de impedancia variable para línea terminada en cualquier impedancia de carga Zr se obtiene las expresiones de voltaje, corriente e impedancia variable para una línea terminada en una impedancia tal que sea igual a la impedancia característica Zo [Ec. 6.2.36].

$$Vx = Vr\cosh\gamma x + ZoIr\,\mathrm{senh}\,\gamma x$$
$$\vee \quad Vx = Vr(\cosh\gamma x + \mathrm{senh}\,\gamma x)$$
$$\Rightarrow Ix = \frac{Vr}{Zo}(\cosh\gamma x + \mathrm{senh}\,\gamma x)$$
$$\Leftrightarrow Zx = \frac{Vx}{Ix} = Zo = Zr = Zs$$

(Ec. 6.2.36)

6.2.15 Programa para obtener parámetros si carga es flat

(Programa 6.2.3)

6.3 PROPAGACIÓN Y REFLEXIÓN DE ONDAS PLANAS EN UN MEDIO ISOTRÓPICO

La propagación de ondas planas en un medio isotrópico se refiere a las ondas incidentes viajeras en una línea de transmisión uniforme, que van desde el generador a la carga. La reflexión de ondas planas en un medio isotrópico se refiere a las ondas reflejadas viajeras en una línea de transmisión uniforme, que van desde la carga al generador. *[Ver subcapítulo 3.1, definición de línea uniforme, y subcapítulo 6.1 ondas incidentes y reflejadas].*

6.4 ONDAS DE CONDUCTOR ELECTROMAGNÉTICO

Los conductores electromagnéticos son llamados así porque aceptan el modo transversal electromagnético (TEM) *[ver subcapítulo 1.3 y subcapítulo 2.7],* los conductores que son utilizados para líneas de transmisión, ya sean los conductores paralelos, el cable coaxial, el stripline, etc. aceptan esta teoría. Por lo tanto las ondas incidentes y reflejadas viajeras en una línea de transmisión uniforme son llamadas también ondas de conductor electromagnético.

CAPÍTULO 7

PARÁMETROS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

Las líneas de transmisión tienen características que nos sirven para diseñarlas, en este capítulo las estudiamos y analizamos. El coeficiente de reflexión es el parámetro del cual se parte para relacionarlo con el resto, como por ejemplo las impedancias de carga, la constante de propagación, etc.

Además nos introduciremos en los conceptos circuitales y elementos de impedancia, así como en las constantes de línea.

7.1 PARÁMETROS PARA CÁLCULOS EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

7.1.1 Coeficiente de reflexión en la carga pr

Para definir el coeficiente de reflexión se parte del voltaje de una línea de transmisión en cualquier punto *[ver subcapítulo 5.2]*. En [Ec. 7.1.1] se presenta los coeficientes complejos de onda incidente y onda reflejada.

$$V(x) = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x} = OI + OR$$
$$\Rightarrow Vr = V_1 + V_2 \quad ; \quad V_1 = ZoI_1 \wedge V_2 = -ZoI_2 \qquad \text{(Ec. 7.1.1)}$$

donde:

V1 *coeficiente complejo de voltaje de onda incidente*

V2 *coeficiente complejo de voltaje de onda reflejada*

I1 *coeficiente complejo de corriente de onda incidente*

I1 *coeficiente complejo de corriente de onda incidente*

Vr *fasor de voltaje en la carga*

Zo *impedancia característica*

A partir de estos coeficientes complejos se define al coeficiente de reflexión en la carga [Ec. 7.1.2].

$$\rho r = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{I_2}{I_1} \qquad \text{(Ec. 7.1.2)}$$

donde:

ρr *coeficiente de reflexión en la carga*

El coeficiente de reflexión ρr se da en la carga, que es el *punto de reflexión*, y es la relación de los valores del coeficiente complejo de onda reflejada y onda incidente de una línea de transmisión.

7.1.2 Impedancia de carga en función del coeficiente de reflexión

Para hallar una fórmula de la impedancia de carga en función del coeficiente de reflexión se realiza el siguiente análisis de fórmulas [Ec. 7.1.3].

$$si \quad Vr = V_1 + V_2$$
$$y \quad ZoIr = V_1 - V_2$$
$$\Rightarrow Ir = \frac{V_1 - V_2}{Zo} \qquad \text{(Ec. 7.1.3)}$$
$$\therefore Zr = \frac{Vr}{Ir} = \left(\frac{V_1 + V_2}{V_1 - V_2}\right) Zo = Zo \frac{1 + \frac{V_2}{V_1}}{1 - \frac{V_2}{V_1}}$$

Con [Ec. 7.1.2] y [Ec. 7.1.3] se encuentra la fórmula para la impedancia de carga en función del coeficiente de reflexión en la carga de una línea de transmisión [Ec. 7.1.4].

$$Zr = Zo\frac{1+\rho r}{1-\rho r} \qquad \text{(Ec. 7.1.4)}$$

donde:

Zr *fasor de impedancia de carga*

7.1.3 Coeficiente de reflexión en función de impedancia de carga

Se parte de [Ec. 7.1.3], por lo tanto tendremos:

$$\begin{aligned} &si \quad Zr(V_1 - V_2) = Zo(V_1 + V_2) \\ &\Rightarrow V_1 Zr - V_2 Zr = V_1 Zo + V_2 Zo \\ &\Leftrightarrow V_1(Zr - Zo) = V_2(Zr + Zo) \end{aligned} \qquad \text{(Ec. 7.1.5)}$$

Con [Ec. 7.1.5] se encuentra una expresión general para el coeficiente de reflexión en la carga en función de la impedancia de carga:

$$\rho r = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Zr - Zo}{Zr + Zo} \qquad \text{(Ec. 7.1.6)}$$

Se debe cumplir la siguiente *condición para el coeficiente de reflexión* que es un número complejo:

$$\begin{aligned} &|\rho r| \leq 1 \rightarrow |V_2| < |V_1| \\ &180° \leq \angle \rho r \geq 0° \end{aligned} \qquad \text{(Ec. 7.1.7)}$$

donde:

$|\rho r|$ *módulo del coeficiente de reflexión en la carga*

$|V2|$ *módulo del coeficiente complejo de onda reflejada de voltaje*

$|V1|$ *módulo del coeficiente complejo de onda incidente de voltaje*

$\angle \rho r$ *ángulo del coeficiente de reflexión en la carga*

7.1.4 Coeficiente de Reflexión para Cortocircuito

Se cumplen las siguientes relaciones en una línea de transmisión terminada en cortocircuito:

$$Zr = 0$$
$$\rho r = -1 \Rightarrow |\rho r| = 1 \wedge \angle \rho r = 180°$$

(Ec. 7.1.8)

7.1.5 Coeficiente de Reflexión para Circuito Abierto

Se cumplen las siguientes relaciones en una línea de transmisión terminada en circuito abierto:

$$Zr = \infty \; ; \; V_2 = V_1$$
$$\rho r = 1 \Rightarrow |\rho r| = 1 \wedge \angle \rho r = 0°$$

(Ec. 7.1.9)

7.1.6 Coeficiente de Reflexión para Zo o FLAT

Se cumplen las siguientes relaciones en una línea de transmisión terminada en impedancia característica:

$$Zr = Zo$$
$$\rho r = 0$$

(Ec. 7.1.10)

7.1.7 Expresiones generales en cualquier punto de la línea

7.1.8 Coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea

El coeficiente de reflexión es la relación de la onda reflejada y la onda incidente, por lo tanto tenemos:

$$V(x) = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x} = OI + OR$$

$$\Rightarrow \rho x = \frac{V_2 e^{-\gamma x}}{V_1 e^{\gamma x}} = \frac{V_2}{V_1} e^{-2\gamma x} \qquad \text{(Ec. 7.1.11)}$$

donde:

ρx *coeficiente de reflexión en cualquier punto x de la línea*

γ *constante de propagación [ver subcapítulo 6.2]*

A partir de [Ec. 7.1.11] el *coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea en función de la constante de propagación* es:

$$\rho x = \rho r \quad e^{-2\gamma x} \qquad \text{(Ec. 7.1.12)}$$

El coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea expresado en módulo y ángulo se expresa en el bloque de fórmulas [Ec. 7.1.13].

$$|\rho x| = |\rho r| e^{-2\alpha x}$$

$$\angle \rho x = \angle \rho r - \angle 4\pi \frac{x}{\lambda}$$

$$\vee \quad \angle \rho x = \angle \rho r - \angle 720° \frac{x}{\lambda}$$

ya que:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \wedge \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \qquad \text{(Ec. 7.1.13)}$$

donde:

α *constante de atenuación [ver subcapítulo 6.2]*

β *constante de fase [ver subcapítulo 6.2]*

λ *longitud de onda [ver subcapítulo 1.1]*

Las expresiones de *impedancia en cualquier punto de la línea en función del coeficiente de reflexión* se indican en [Ec. 7.1. 14].

$$si \quad V(x) = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x} \quad \wedge \quad I(x) = \frac{1}{Zo}(V_1 e^{\gamma x} - V_2 e^{-\gamma x})$$

$$\Rightarrow Zx = \frac{Vx}{Ix} = Zo \frac{V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x}}{V_1 e^{\gamma x} - V_2 e^{-\gamma x}} = Zo \frac{1 + \frac{V_2 e^{-\gamma x}}{V_1 e^{\gamma x}}}{1 - \frac{V_2 e^{-\gamma x}}{V_1 e^{\gamma x}}} \qquad \text{(Ec. 7.1.14)}$$

Por lo tanto la impedancia característica en cualquier punto de la línea de transmisión en función del coeficiente de reflexión es:

$$\boxed{Zx = Zo \frac{1 + \rho x}{1 - \rho x}} \qquad \text{(Ec. 7.1.15)}$$

donde:

Zx *impedancia en cualquier punto x de la línea*

Las expresiones de *impedancia en la carga en función del coeficiente de reflexión* y la *impedancia en el generador en función del coeficiente de reflexión* son:

$$Zr = Zo\frac{1+\rho r}{1-\rho r}$$
$$Zs = Zo\frac{1+\rho s}{1-\rho s}$$

(Ec. 7.1.16)

donde:

Zs *fasor de impedancia en terminales del generador*

ρs *coeficiente de reflexión en terminales del generador*

La expresión del *coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea en función de la impedancia en cualquier punto de la línea* parte de:

$$Zx = Zo\frac{1+\rho x}{1-\rho x} \Rightarrow Zx\,(1-\rho x) = Zo\,(1+\rho x)$$
$$\therefore\ Zx - Zx\rho x = Zo + Zo\rho x$$
$$\therefore \rho x(Zx + Zo) = Zx - Zo$$

(Ec. 7.1.17)

Despejando en esta última ecuación se obtiene al coeficiente de reflexión en función de la Impedancia en cualquier punto de la línea:

$$\rho x = \frac{Zx - Zo}{Zx + Zo}$$

(Ec. 7.1.18)

Las expresiones del *coeficiente de reflexión en la carga y en el generador* son:

$$\rho r = \frac{Zr - Zo}{Zr + Zo}$$
$$\rho s = \frac{Zs - Zo}{Zs + Zo}$$

(Ec. 7.1.19)

El *voltaje en cualquier punto de la línea en función del coeficiente de reflexión* se encuentra a partir de:

$$Vr = V_1 + V_2$$
$$\therefore \quad Vr = V_1(1+\rho r) \qquad \text{(Ec. 7.1.20)}$$
$$\therefore Vx = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x}$$

Con [Ec. 7.1.20] despejando y reemplazando las fórmulas se obtiene el voltaje variable en x en función del coeficiente de reflexión en cualquier sección espacial x de una línea de transmisión [Ec. 7.1.21].

$$\boxed{Vx = V_1 e^{\gamma x}(1+\rho x)} \qquad \text{(Ec. 7.1.21)}$$

7.1.9 Fórmulas generales para cálculos de parámetros de líneas de transmisión

$$\rho x = \frac{Zx - Zo}{Zx + Zo} = \rho r e^{-2\gamma x}$$
$$Zx = Zo\frac{1+\rho x}{1-\rho x}$$
$$Zx = Zo\frac{Zr + Zo\,\mathrm{tgh}\,\gamma x}{Zo + Zr\,\mathrm{tgh}\,\gamma x}$$
$$Zx = Zo\frac{(Zr+Zo)+(Zr-Zo)e^{-2\gamma x}}{(Zr+Zo)-(Zr-Zo)e^{-2\gamma x}}$$

7.1.10 Ejercicio y programa para calcular coeficiente de reflexión en una línea de transmisión

COEFICIENTE DE REFLEXIÓN

(Programa 7.1.1)

7.2 CONCEPTOS CIRCUITALES Y ELEMENTOS DE IMPEDANCIA

En una línea de transmisión tenemos las *constantes de línea*, que son la impedancia característica y la constante de propagación, estos parámetros de la línea son características propias de una línea de transmisión de telecomunicaciones *[ver subcapítulo 5.2 y subcapítulo 6.2]*.

Una impedancia en un circuito consta de elementos resistivos y reactivos *[ver subcapítulos 1.1, 2.4, 2.8 y 3.2]*.

7.3 PARÁMETROS DE DISIPACIÓN EN UNA LÍNEA

En una línea de transmisión los parámetros de disipación son las parámetros distribuidos que causan pérdidas en la línea, estos son la resistencia distribuida y la conductancia distribuida *[ver subcapítulo 3.2]*.

CAPÍTULO 8

ONDAS ESTACIONARIAS EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

En este capítulo se analizará analítica y gráficamente las ondas estacionarias de voltaje y corriente en una línea de transmisión, su incidencia y variación según la carga instalada; por lo tanto se define un nuevo concepto importante que es la relación de ondas estacionarias SWR y los distintos patrones de onda estacionaria que se pueden encontrar en una línea de transmisión.

8.1 RELACIÓN DE ONDAS ESTACIONARIAS

8.1.1 Análisis de las ondas estacionarias de voltaje

8.1.2 Impedancia de Carga a partir de impedancia en cualquier punto de la línea

En *[subcapítulo 7.1]* encontramos la siguiente expresión para calcular la impedancia en cualquier punto de la línea:

$$Z(x) = Zo\frac{Zr + Zo\,\mathrm{tgh}\,\gamma\, x}{Zo + Zr\,\mathrm{tgh}\,\gamma\, x} \qquad \text{(Ec. 8.1.1)}$$

donde:

Zr *fasor de impedancia de carga*

Zo *fasor de impedancia característica*

γ *constante de propagación*

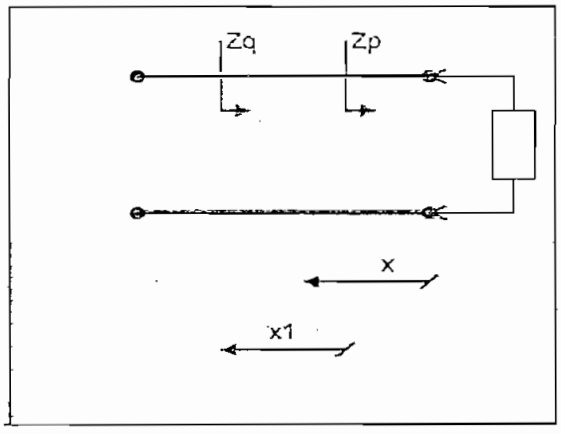


Figura 8.1.1 Impedancias en diferentes puntos de una línea

En contra del sentido positivo de las x tendremos la expresión que permite obtener la impedancia de carga a partir de los valores en cualquier otro punto de la línea:

$$Zr = Zo\frac{Z(x) - Zo\,\mathrm{tgh}\,\gamma\, x}{Zo - Z(x)\,\mathrm{tgh}\,\gamma\, x} \qquad \text{(Ec. 8.1.2)}$$

Según [Figura 8.1.1] se obtiene las siguientes expresiones de impedancia:

$$Zq = Zo\frac{Zp + Zo\,\mathrm{tgh}\,\gamma\, x_1}{Zo + Zp\,\mathrm{tgh}\,\gamma\, x_1} \qquad \text{(Ec. 8.1.3)}$$

$$Zp = Zo\frac{Zq - Zo\,\mathrm{tgh}\,\gamma\, x_1}{Zo - Zq\,\mathrm{tgh}\,\gamma\, x_1} \qquad \text{(Ec. 8.1.4)}$$

Para una *línea sin pérdidas* las expresiones de impedancia deben cumplir las condiciones siguientes:

$$si \quad \alpha \cong 0 \Rightarrow \gamma = j\beta = j\frac{2\pi}{\lambda} \qquad \text{(Ec. 8.1.5)}$$

$$\Rightarrow \mathrm{tgh}\,\gamma\, x = \mathrm{tgh}(j\frac{2\pi}{\lambda}x) = j\,\mathrm{tg}\,2\pi(\frac{x}{\lambda}) \qquad \text{(Ec. 8.1.6)}$$

donde:

α *constante de atenuación*

β *constante de fase*

Entonces las *expresiones generales de impedancia para una línea sin pérdidas* son:

$$Z(x) = Zo\frac{Zr + jZo\,\mathrm{tg}\,2\pi\frac{x}{\lambda}}{Zo + jZr\,\mathrm{tg}\,2\pi\frac{x}{\lambda}}$$

(Ec. 8.1.7)

$$Zr = Zo\frac{Z(x) - jZo\,\mathrm{tg}\,2\pi\frac{x}{\lambda}}{Zo - jZ(x)\,\mathrm{tg}\,2\pi\frac{x}{\lambda}}$$

(Ec. 8.1.8)

8.1.3 Expresiones del coeficiente de reflexión para una línea sin pérdidas

Se parte de la fórmula encontrada en *[subcapítulo 7.1]*.

si $\rho(x) = \rho re^{-2\gamma x}$

Esta expresión general del coeficiente de reflexión se da en una línea de transmisión con pérdidas, el lugar geométrico que relaciona al coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea con el coeficiente de reflexión en la carga es una espiral logarítmica.

Para una línea sin pérdidas tendremos las expresiones siguientes:

$$\rho(x) = \rho re^{-2j\beta x}$$
$$\rho(x) = \rho re^{-j4\pi\frac{x}{\lambda}}$$
$$\rho(x) = \rho r\angle -4\pi\frac{x}{\lambda}$$

(Ec. 8.1.9)

Por lo tanto en una línea sin pérdidas el módulo del coeficiente de reflexión es el mismo en toda la línea.

Además cualquier punto del plano x se circunscribe en el círculo de radio unitario del plano del coeficiente de reflexión *[Figura 8.1.2]*.

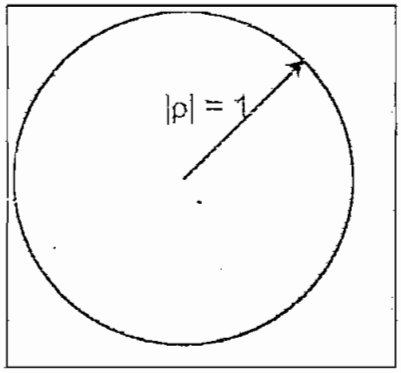


Figura 8.1.2 Plano del coeficiente de reflexión

8.1.4 Ondas estacionarias

Conociendo la expresión general de voltaje en una línea de transmisión *[fórmulas obtenidas en el subcapítulo 6.2]* tenemos las ondas incidente y onda reflejada de voltaje de la línea:

$$V(x) = V_1 e^{\gamma x} + V_2 e^{-\gamma x} = OI + OR$$

donde:

V1 *fasor de onda incidente*

V2 *fasor de onda reflejada*

El voltaje en la línea, en cualquier punto x será la suma vectorial de las dos ondas, onda incidente y onda reflejada.

Estas ondas generan interferencias. Al medir en la línea el voltaje con un medidor de voltaje, este responde al valor absoluto o módulo de la suma vectorial de los voltajes de la OI y la OR, que resulta ser la *onda estacionaria de voltaje.*

Por ejemplo para una línea sin pérdidas terminada en corto circuito tenemos la expresión siguiente para el voltaje:

$$V(x) = j2V_1 \operatorname{sen} \beta x \qquad \text{(Ec. 8.1.10)}$$

encontrando el módulo:

$$|V(x)| = 2|V_1||\operatorname{sen} \beta x| \qquad \text{(Ec. 8.1.11)}$$

que es la *onda estacionaria de voltaje para una línea sin pérdidas terminada en cortocircuito.*

El *patrón de onda estacionaria de voltaje para línea sin pérdidas en cortocircuito* se obtiene al medir con un voltímetro en los distintos puntos de la línea *[Figura 8.1.3].*

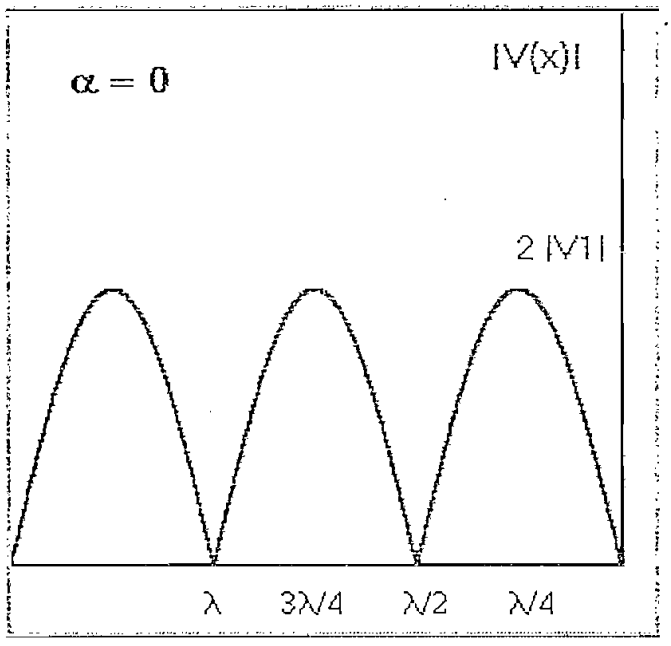


Figura 8.1.3 Patrón de onda de línea sin pérdidas en cortocircuito

En la línea de transmisión los *mínimos de una línea sin pérdidas terminada en cortocircuito* son iguales a cero cada λ/2.

Analizando la onda de una línea terminada en cortocircuito sin pérdidas comparada con la onda en una línea terminada en cortocircuito con pérdidas tendremos el patrón de onda estacionaria siguiente *[Figura 8.1.4]:*

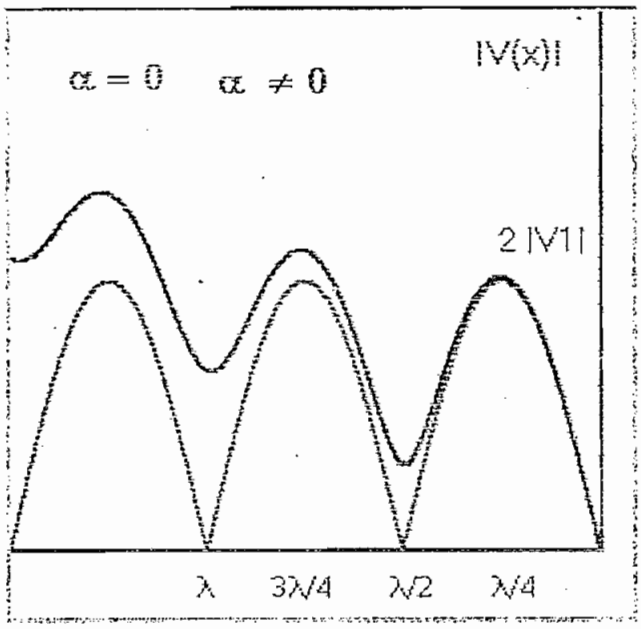


Figura 8.1.4 Patrones de onda de línea con y sin pérdidas en cortocircuito

En la línea de transmisión los *máximos de una línea sin pérdidas terminada en cortocircuito* son iguales cada λ/4.

La *fase entre dos voltajes* tiene λ/2 de diferencia y sus magnitudes son iguales.

8.1.5 Interferencia Constructiva

Se dice que las dos ondas (tanto la incidente como la reflejada) se combinan con "interferencia constructiva" en los puntos de máximo voltaje. Está dada por las fórmulas siguientes:

$$|V(x)\,MAX| = (|V_1| + |V_2|)\, e^{j\varphi} \qquad \text{(Ec. 8.1.12)}$$

$$|I(x)\,MIN| = \frac{1}{|Zo|}(|V_1| - |V_2|)\,e^{j\varphi} \qquad \text{(Ec. 8.1.13)}$$

siendo:

φ *ángulo de desfase entre dos mínimos consecutivos.*

8.1.6 Interferencia Destructiva

Se dice que las ondas se combinan con "interferencia destructiva" en los puntos donde el voltaje es mínimo o cero.

Se podría decir que está dado por la fórmula siguiente:

$$|V(x)\,MIN| = (|V_1| - |V_2|)\,e^{j\varphi} \qquad \text{(Ec. 8.1.14)}$$

En el siguiente patrón de onda estacionaria [Figura 8.1.5] podemos observar la diferencia entre un patrón de onda de voltaje y un patrón de onda de corriente para una línea sin pérdidas terminada en cortocircuito, donde se puede ver que para un Vmáx [voltaje máximo] tenemos un Imín [corriente mínima]:

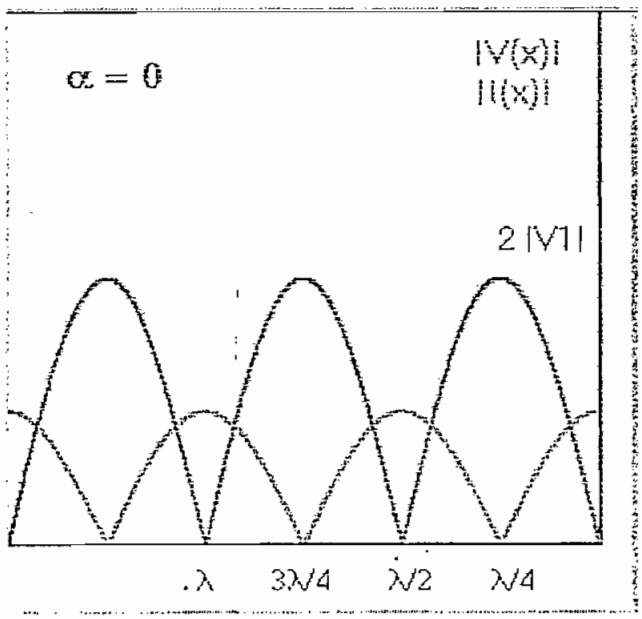


Figura 8.1.5 Corriente y voltaje en línea sin pérdidas en cortocircuito

Por lo tanto en [Figura 8.1.5] en el punto de voltaje máximo tenemos una corriente mínima y se da una impedancia máxima, y en el punto de voltaje mínimo se da una corriente máxima obteniendo una impedancia mínima.

8.1.7 Valores máximos y mínimos de Impedancia

Con las expresiones de voltaje y corriente máximos y mínimos encontradas *[Ec. 8.1.12, Ec. 8.1.13, Ec. 8.1.14]* se deduce que:

$$|Z(x)\,MAX| = \frac{|V(x)\,MAX|}{|I(x)\,MIN|} \qquad \text{(Ec. 8.1.15)}$$

$$|Z(x)\,MAX| = |Zo|\frac{|V_1|+|V_2|}{|V_1|-|V_2|} \qquad \text{(Ec. 8.1.16)}$$

$$|Z(x)\,MIN| = \frac{|V(x)\,MIN|}{|I(x)\,MAX|} \qquad \text{(Ec. 8.1.17)}$$

$$|Z(x)\,MIN| = |Zo|\frac{|V_1|-|V_2|}{|V_1|+|V_2|} \qquad \text{(Ec. 8.1.18)}$$

8.1.8 Relación de ondas estacionarias de voltaje S=VSWR

Con la expresión de impedancia máxima se llega a determinar la relación de ondas estacionarias de voltaje [S]:

$$|Z(x)\,MAX| = |Zo|\frac{|V(x)\,MAX|}{|V(x)\,MIN|} = |Zo|\,S$$

$$S = \frac{|V(x)\,MAX|}{|V(x)\,MIN|} \qquad \text{(Ec. 8.1.19)}$$

$$|Z(x)\,MIN| = |Zo|\frac{|V(x)\,MIN|}{|V(x)\,MAX|} = \frac{|Zo|}{S} \qquad \text{(Ec. 8.1.20)}$$

siendo:

S *relación de ondas estacionarias de voltaje VSWR*

8.1.9 VSWR en función del coeficiente de reflexión

Con [Ec. 8.1.19] determinamos la relación de ondas estacionarias en función del coeficiente de reflexión.

$$S = \frac{|V(x)\,MAX|}{|V(x)\,MIN|} = \frac{|V_1|+|V_2|}{|V_1|-|V_2|} = \frac{1+\dfrac{|V_2|}{|V_1|}}{1-\dfrac{|V_2|}{|V_1|}} \qquad \text{(Ec. 8.1.21)}$$

Siendo [ρr] el coeficiente de reflexión en la carga *[tema estudiado en el subcapítulo 7.1]*, tendremos:

$$\rho r = \frac{V_2}{V_1}$$
$$\Rightarrow S = \frac{1+|\rho r|}{1-|\rho r|} \qquad \text{(Ec. 8.1.22)}$$

En una línea sin pérdidas el módulo del coeficiente de reflexión es el mismo en toda la línea.

Las líneas de alta frecuencia se consideran líneas de bajas pérdidas.

8.1.10 Coeficiente de reflexión en función de VSWR

Utilizando la última expresión [Ec. 8.1.22]:

$$S - S|\rho r| = 1 + |\rho r|$$
$$|\rho r|(S+1) = S - 1 \qquad \text{(Ec. 8.1.23)}$$

Por lo tanto el coeficiente de reflexión en función de la relación de ondas estacionarias es:

$$\boxed{|\rho r| = \frac{S-1}{S+1}} \qquad \text{(Ec. 8.1.24)}$$

8.1.11 VSWR en decibelios

La relación de ondas estacionarias de voltaje expresada en decibelios se presenta a continuación.

$$\boxed{S_{db} = 20\log S = 20\log\frac{|VMAX|}{|VMIN|}}$$
$$S = 10^{\frac{S_{db}}{20}} \qquad \text{(Ec. 8.1.25)}$$

$$\boxed{S_{db} = |VMAX|_{db} - |VMIN|_{db}} \qquad \text{(Ec. 8.1.26)}$$

donde:

db *decibelios*

Sdb *relación de ondas estacionarias en decibelios*

8.1.12 Características generales en una línea

8.1.13 Características de línea terminada en cortocircuito

Las características generales en una línea de transmisión terminada en cortocircuito son:

$Zr = 0, V_2 = -V_1, \rho r = -1, S = \infty$

8.1.14 Características de línea terminada en circuito abierto

Las características generales en una línea de transmisión terminada en circuito abierto son:

$Zr = \infty, V_2 = V_1, \rho r = 1, S = \infty$

8.1.15 Características de línea terminada en Flat

Una línea terminada en impedancia característica es una línea equilibrada y por lo tanto el sistema de transmisión es el más eficiente, además esa carga debe ser puramente resistiva; en este caso la línea se comporta como si fuera infinita, ya que la carga absorbe toda la potencia de la línea y el generador "ve" lo mismo que para una línea infinita.

Las características generales en una línea de transmisión terminada en impedancia característica o flat son:

$Zr = Zo, V_2 = 0, \rho r = 0, S = 1$

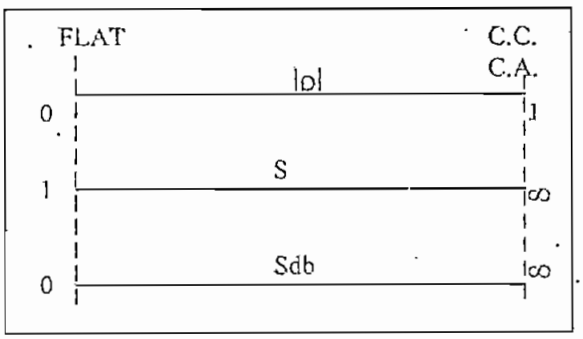


Figura 8.1.6 Características generales en línea de transmisión

8.1.16 Método del doble mínimo para determinar impedancia de carga

Siendo Zr la impedancia de carga de la línea, este método está basado en la configuración de las ondas estacionarias de voltaje, en una línea sin pérdidas.

Todo mínimo de cualquier Zr, cae entre dos mínimos de carga cortocircuitada, ya que si cortocircuito el terminal de la carga en voltaje cero se repiten iguales condiciones, ver el siguiente patrón de onda estacionaria para una línea sin pérdidas *[Figura 8.1.7]*, donde se puede observar un patrón de onda estacionaria para la línea con la carga cortocircuitada y el patrón de onda estacionaria para la línea con una carga Zr cualquiera:

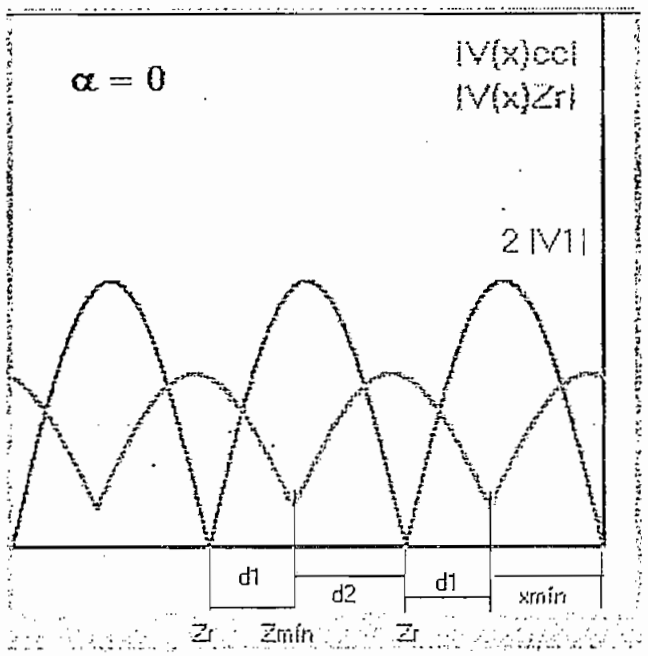


Figura 8.1.7 Patrón para línea en cortocircuito y en Zr

Con dato a la derecha del Zmínimo se usa la ecuación:

$$Zr = Zo\frac{1 + jS\,\mathrm{tg}\,2\pi\frac{d2}{\lambda}}{S + j\,\mathrm{tg}\,2\pi\frac{d2}{\lambda}} \qquad \text{(Ec. 8.1.29)}$$

Por lo tanto para el método del doble mínimo se requiere conocer Zo, S, d1 o d2.

8.1.17 Cálculo de VSWR conocida distancia d

Si conocemos |Vmín| puede hallarse un voltaje $\sqrt{2}|Vmin|$ o en decibelios 3db de |Vmín|. Por lo tanto la distancia [d] se puede visualizar en el siguiente patrón de onda estacionaria de una línea terminada en Zr *[Figura 8.1.8]:*

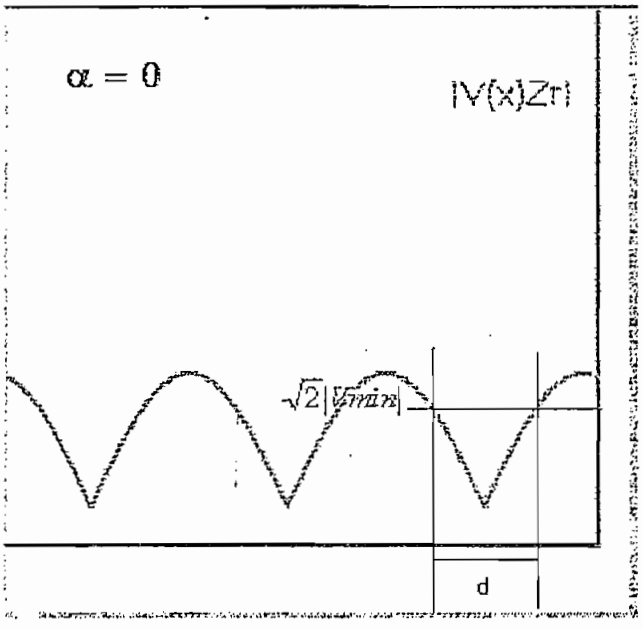


Figura 8.1.8 Patrón de línea terminada en Zr

Se utiliza la fórmula siguiente:

$$S = \sqrt{1 + \frac{1}{\text{sen}^2 \frac{\pi d}{\lambda}}} = \frac{|Vmax|}{|Vmin|} \qquad \text{(Ec. 8.1.30)}$$

Para valores de S altos tenemos una d pequeña, entonces la fórmula es:

$$S = \frac{\lambda}{\pi d} \qquad \text{(Ec. 8.1.31)}$$

8.1.18 Efectos de VSWR

En el caso de la línea en circuito abierto o en cortocircuito, la relación de ondas estacionarias [SWR] vale infinito, ya que la intensidad mínima es cero. Una medida de SWR no indica si la carga es mayor o menor que la impedancia de la línea. Para saber esto se debe medir la tensión o la intensidad a lo largo de la línea. Si se produjera a una distancia de la carga de un cuarto de longitud de onda o cualquier múltiplo impar de esa longitud, la resistencia de carga es menor que la impedancia característica de la línea. Si la intensidad mínima se produce a media longitud de onda o cualquier múltiplo de ella, la resistencia de carga es mayor que la impedancia característica.

Nunca se debe decir que SWR es igual a cero, ya que siempre se pone el número mayor en el numerador y, por tanto, la mínima SWR es 1:1 y la máxima infinito a 1. Lo que si puede decirse es que en una línea no hay SWR o sea que está equilibrada o que la SWR es 1:1.

El primer efecto de la SWR es que la carga no absorbe toda la energía suministrada por la línea (y por tanto por el generador). Si la carga es una

antena, una parte de la energía el transmisor no es radiada y por tanto no se aprovecha.

Otro efecto es que el transmisor se puede encontrar con unos valores de tensión e intensidad superiores a los que puede soportar con seguridad, con el consiguiente peligro de destrucción. Este peligro es más importante en el caso de emisores a transistores que en los de válvulas, ya que éstas tienen un margen de tolerancia más alto, y, por la misma construcción de su circuito de salida, se pueden adaptar mejor que los equipos transistorizados para cargas distintas de las previstas.

La tercera consecuencia desfavorable de la SWR es que la línea de transmisión aumenta sus pérdidas. Las líneas reales tienen siempre un cierto grado de pérdidas de potencia. Si la SWR es elevada, éstas pérdidas aumentan, reduciendo aún más la potencia que llega a la carga.

De todas formas, una cierta SWR existen en casi todas las instalaciones ya que resulta casi imposible realizar un acoplamiento perfecto entre línea y carga. Una SWR de 1.5:1 es perfectamente admisible en cualquier instalación. Una SWR de 2:1 puede empezar a ser un problema con equipos transistorizados y una SWR de 3:1 es ya desaconsejable para cualquier equipo.

8.1.19 Modificación de VSWR

Para modificar la relación de ondas estacionarias [SWR], la única operación en una línea de transmisión es adaptar la carga. Cualquier modificación realizada en el lado del generador no suprimirá la SWR en la línea.

El uso de los llamados "acopladores de antena" entre el transmisor y la línea, evita el problema de destrucción del equipo, pero la línea sigue teniendo SWR y, por tanto, las pérdidas de energía radiada siguen existiendo, agravadas por el propio acoplador que, si no es de excelente calidad, también tiene pérdidas.

Si conociendo este hecho se emplea un sistema de línea y antena con SWR porque no queda otro remedio y conscientes de que el rendimiento es bajo, entonces sí que un "acoplador" evita, al menos, los daños al equipo.

8.2 PATRONES DE ONDA ESTACIONARIA

Los patrones de onda estacionaria se obtienen al medir en la línea de transmisión, el voltaje con un medidor de voltaje; este medidor de voltaje responde al valor absoluto o módulo de la suma vectorial de los voltajes de la onda incidente y la onda reflejada.

En el *[subcapítulo 6.2]* se obtienen las expresiones de voltaje y corriente en cualquier punto espacial [x] de la línea de transmisión terminada en cargas especiales. El módulo o valor absoluto de esas expresiones son las fórmulas para los patrones de ondas estacionarias *[ver subcapítulo 8.1, ejemplos de patrones de ondas estacionarias]*.

Usted podrá simular una línea de transmisión terminada en cargas especiales en el programa LINTEL, en donde podrá visualizar diferentes tipos de ondas estacionarias según los datos de entrada y de salida de la simulación.

CAPÍTULO 9
LÍNEAS APARENTES

En este capítulo se hará una introducción de las líneas de transmisión como redes de impedancia proporcional y de las secciones II y T o cuadripolos.

9.1 SECCIONES II Y T

La línea de transmisión es un *cuadripolo* y por su naturaleza es simétrica, es decir no importa cual lado es el inicio y el final. Los cuadripolos son secciones II o secciones T, en la línea de transmisión los parámetros distribuidos conforman este tipo de redes en un espacio infinitesimal *[ver subcapítulo 1.3, circuito equivalente infinitesimal]*.

Las secciones II y T son parte de las *redes acopladoras de impedancia* utilizadas en radiofrecuencias. Hay métodos para acoplar impedancias en frecuencias de rafiofrecuencia usando redes L y C en varias configuraciones, que se indican a continuación.

9.1.1 La red acopladora configuración L

En *[Figura 9.1.1]* se presenta una configuración de red acopladora L.

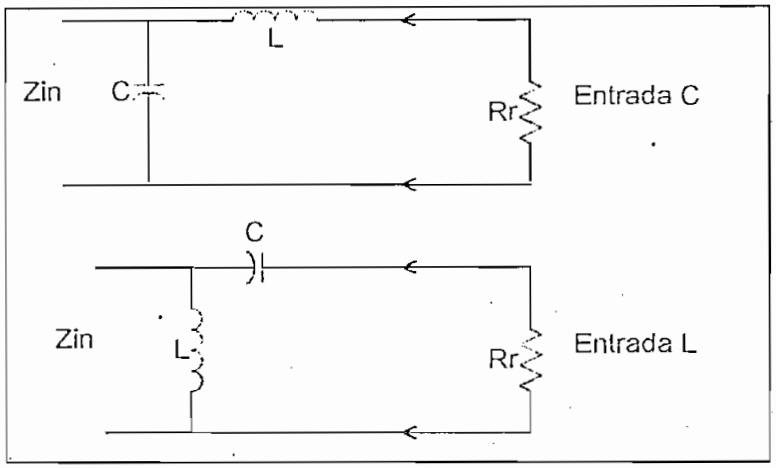


Figura 9.1.1 Acoplamiento de impedancias con red en configuración L

Las fórmulas que caracterizan a una red L de acoplamiento son:

$$Q = \frac{X_L}{Rr}$$
$$Zin = (Q^2 + 1)Rr\ [\Omega]$$
$$X_L = 2\pi f\ L\ [\Omega]$$
$$C = \frac{1}{2\pi f\ Q\ Rr}\ [F]$$

(Ec. 9.1.1)

donde:

Q *factor de calidad total del circuito*

Rr *resistencia de carga + resistencia de la bobina en [ohmios]*

XL *reactancia inductiva en [ohmios]*

Zin *impedancia de entrada del circuito*

L *bobina o inductor*

f *frecuencia de trabajo*

C *capacitancia*

9.1.2 La red acopladora configuración II

Esta red ofrece ventajas específicas en el acoplamiento de impedancia y rechazo de armónica. En *[Figura 9.1.2]* se indica la configuración de una red II. Para propósitos de diseño se divide en dos redes L a la red II.

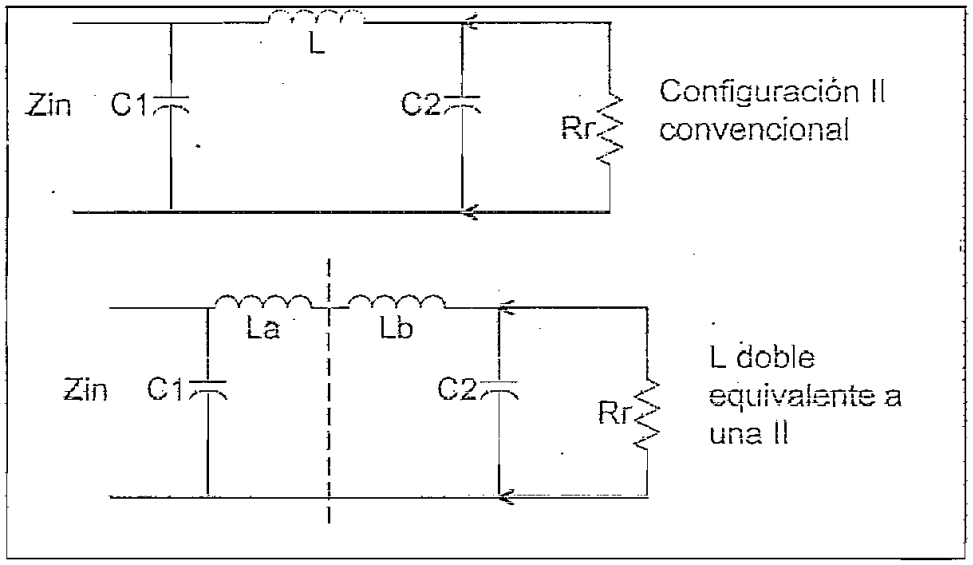


Figura 9.1.2 Acoplamiento de impedancias con red en configuración II

Las fórmulas que se utilizan en la red II de acoplamiento se indican a continuación.

$$X_{Lb} = \frac{(Rr)^2 X_{C2}}{(Rr)^2 + (X_{C2})^2} [\Omega] \qquad \text{(Ec. 9.1.2)}$$

donde:

XLb reactancia inductiva de la porción [Lb] de la bobina [L] en [ohmios]

XC2 reactancia capacitiva del capacitor [C2] en [ohmios]

Rr resistencia de carga en [ohmios]

La reactancia capacitiva se expresa con [Ec. 9.1.3].

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \qquad \text{(Ec. 9.1.2)}$$

Condición de una red II:

$$Q = \frac{Zin}{X_{C1}} = \frac{Zin}{X_{La}}$$
$$X_{C1} = X_{La} \qquad \text{(Ec. 9.1.3)}$$

donde:

XLa reactancia inductiva de porción [La] de la bobina [L] en ohmios

XC1 reactancia capacitiva del capacitor [C1] en ohmios

Q factor de calidad operativa de la red II

Zin impedancia de entrada de la red II

La impedancia de entrada de la red II para un factor de calidad mayor que 10, la bobina [L] y la reactancia capacitiva del capacitor [C2] se calculan con las siguientes fórmulas:

$$Zin = \frac{Rr \cdot (X_{C2})^2 Q^2}{(Rr)^2 + (X_{C2})^2} [\Omega]$$
$$L = La + Lb\,[H]$$
$$X_{C2} = Rr \sqrt{\frac{Zin}{Rr\,Q^2 - Zin}}\,[\Omega] \qquad \text{(Ec. 9.1.4)}$$

9.1.3 La red acopladora configuración T

En *[Figura 9.1.3]* se indica la configuración de una red T. Para propósitos de diseño a la red T se divide en dos redes L.

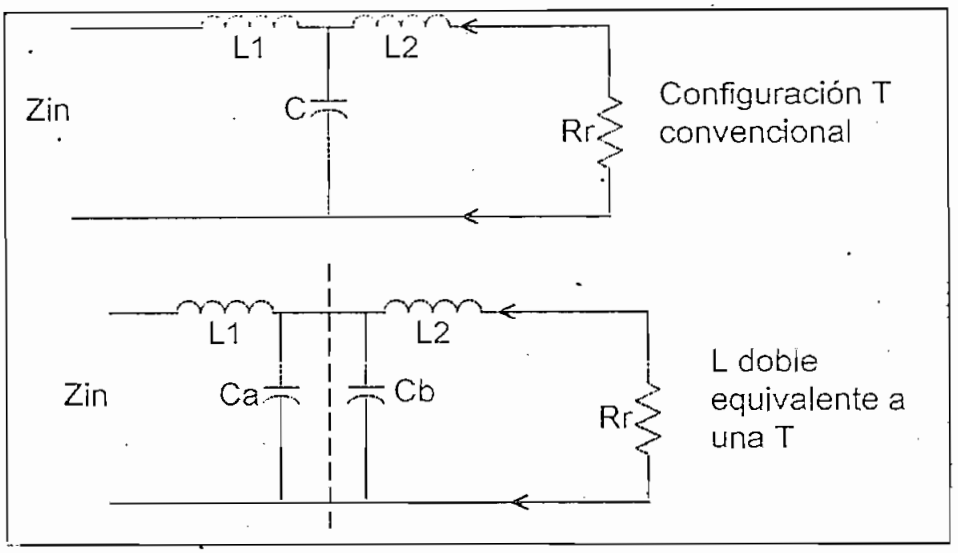


Figura 9.1.3 Acoplamiento de impedancias con red en configuración T

Las fórmulas que se utilizan en la red T de acoplamiento se indican a continuación.

$$C = Ca + Cb$$

$$R11 = ((Q_2)^2 + 1)Rr\ [\Omega]$$

$$Q_2 = \frac{X_{L2}}{Rr}$$

$$X_{L1} = \frac{(R11)^2 X_{Ca}}{(R11)^2 + (X_{Ca})^2}\ [\Omega]$$

(Ec. 9.1.5)

donde:

XL1 *reactancia inductiva de bobina [L1] en [ohmios]*

XL2 *reactancia inductiva de bobina [L2] en [ohmios]*

C *capacitor de la red T*

Ca *porción [Ca] del capacitor C*

Cb *porción [Cb] del capacitor C*

XCa *reactancia capacitiva de [Ca] en [ohmios]*

Rr *resistencia de carga en [ohmios]*

R11 *resistencia vista en división central en [ohmios]*

Q2 factor de calidad de la bobina [L2]

Además se utilizan en diseños de red acopladora T las ecuaciones siguientes:

$$Zin = \frac{(R11)(X_{Ca})^2}{(R11)^2 + (X_{Ca})^2} [\Omega]$$

$$X_{Ca} = \sqrt{\frac{Zin(R11)^2}{(R11) - Zin}} [\Omega]$$

$$Cb = \frac{1}{2\pi f (Q2) Rr}$$

(Ec. 9.1.6)

donde:

Zin impedancia de entrada de red acopladora T

f frecuencia de trabajo

El factor de calidad de la bobina L1 se expresa con la siguiente relación:

$$Q1 = \frac{X_{L1}}{R11}$$

(Ec. 9.1.7)

donde:

Q1 factor de calidad de bobina [L1]

9.2 LÍNEAS COMO REDES DE IMPEDANCIA PROPORCIONAL

Las líneas como redes de impedancia proporcional son las líneas acopladas *[ver subcapítulo 2.8].* Además las secciones L, II y T son redes de acoplamiento usadas en líneas de transmisión como redes de impedancia proporcional *[ver subcapítulo 9.1].*

CAPÍTULO 10
ACOPLAMIENTO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

En este capítulo usted podrá saber cuales son los tipos de acoplamientos existentes en líneas de transmisión. Además se hace una introducción de los accesorios usados en líneas de transmisión de telecomunicaciones.

10.1 ACOPLAMIENTO CON UNO O MÁS STUBS

Las unidades multistub para acoplamiento (llamadas *trombón de acoplamiento* en español) se usan para incrementar la banda de frecuencia sobre la cual se lleva a cabo un acoplamiento de impedancia. Cada stub tiene un corto deslizable que se puede ajustar para la longitud del stub. El espaciamiento entre stubs es fijo. La unidad puede ser de dos, tres o cuatro stubs dependiendo de los requerimientos de la banda.

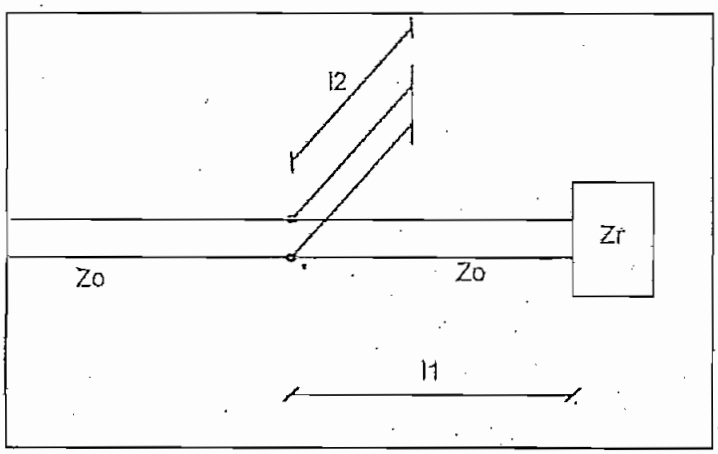


Figura 10.1.1 Acoplamiento con 1 stub

En simulación del programa LINTEL usted podrá aprender el acoplamiento con uno o más stubs y diseñar diferentes tipos de acoplamiento.

10.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN ACOPLADAS

Ver subcapítulo 2.8.

10.3 ACCESORIOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Hay muchos accesorios usados al hacer mediciones en líneas de transmisión.

10.3.1 Generadores de señal

Los fabricantes proveen una familia de generadores de señal para líneas de transmisión que cubren los rangos de frecuencia VHF y UHF. Algunos generadores pueden cubrir un amplio rango de frecuencias en un solo generador, usando muchas bandas o relativamente pocas bandas. Los instrumentos van desde unidades extremadamente exactas, caras y estables hasta juegos de aficionado del tipo "hágalo usted mismo". Algunas características que pueden ser importantes son la impedancia de salida, potencia de salida, robustez (para el trabajo de campo), portabilidad, fuente de poder interna vs externa, estabilidad de temperatura bajo cambios de carga, estabilidad de largo término, resolución del cuadrante de frecuencia, resolución del alternador de salida, generación de armónicas y una multitud de otros criterios especificados para la unidad.

que se utilizan para mediciones en altas frecuencias. Está constituido básicamente por una línea coaxial [de impedancia característica 50 ohmios] con dieléctricos de aire en la que se ha practicado una ranura que se extiende a lo largo de la misma y en la que se introduce una *punta o detector de prueba* que puede desplazarse a lo largo de la ranura, gracias a un mecanismo de transporte. Las líneas de campo eléctrico que terminan en la punta de prueba hacen que se produzca un voltaje entre la prueba y el conductor exterior del cable coaxial con el que se continua la prueba. Es este voltaje el que nos permite realizar mediciones a lo largo de la línea ranurada. Para poder realizar estas mediciones debemos alimentar la línea ranurada con un voltaje generado por un oscilador de alta frecuencia, de tal manera que se tenga una longitud de onda comparable con las dimensiones de la línea ranurada. Por otro lado debemos contar con un instrumento de medida que nos permita medir el voltaje inducido en la punta de prueba. *[ver subcapítulo 2.4].*

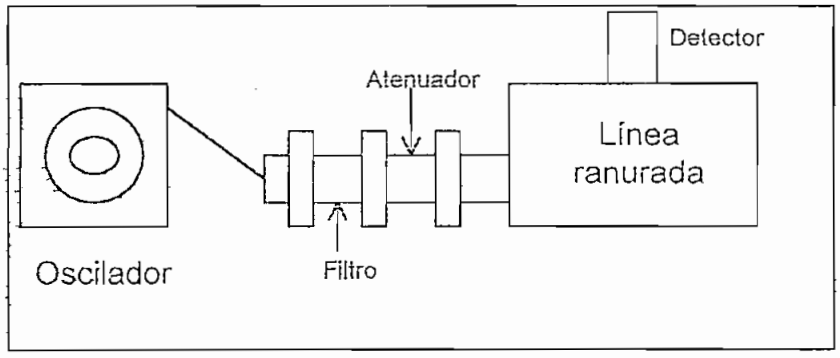


Figura 10.3.1 Conexión de una línea ranurada para realizar mediciones

10.3.3 Balun (balanced unbalanced)

Dispositivo usado para conectar un sistema balanceado a uno desbalanceado. Un cable twinex es un ejemplo de *sistema balanceado.* La línea coaxial es un *sistema desbalanceado* porque la impedancia a tierra difiere para el blindaje comparado con el conductor interior. Un uso común para un balun es conectar

un cable coaxial a una antena de TV tipo dipolo doblado. El balun depende de los principios de las secciones de acoplamiento de λ/4 y λ/2 *[ver subcapítulo 2.8]* para su operación. Exactamente como estas secciones son sensibles a la frecuencia, así es el balun. Como resultado de ello, la frecuencia seleccionada para la operación debe ser un compromiso en la banda de TV. Se selecciona comúnmente como la medida geométrica de la banda de frecuencia.

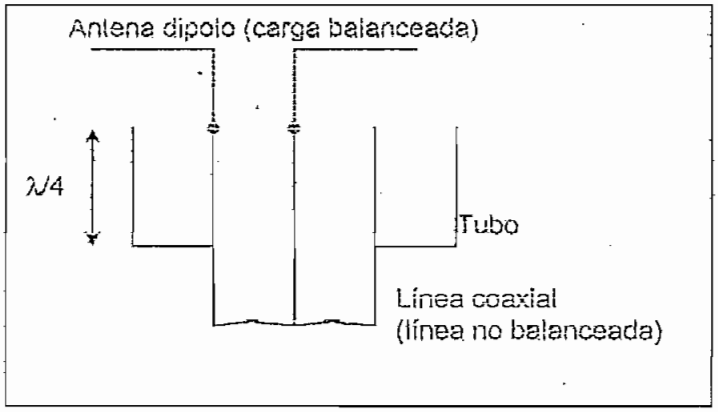


Figura 10.3.2 Diagrama de un balun

10.3.4 Unidades multistub

Un stub es una línea de transmisión con sus terminales de carga cortocircuitados; estos terminales de carga cortocircuitados son deslizables y sirven para ajustar longitud del stub. Las unidades multistub son utilizadas para acoplar la carga a una línea de transmisión, ya que bajo esta condición hay la máxima transferencia de energía hacia la carga. Existe acoplamiento, en el caso de líneas de transmisión, cuando la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea, en cuyo caso el coeficiente de reflexión es cero. *[ver subcapítulo 10.1]*.

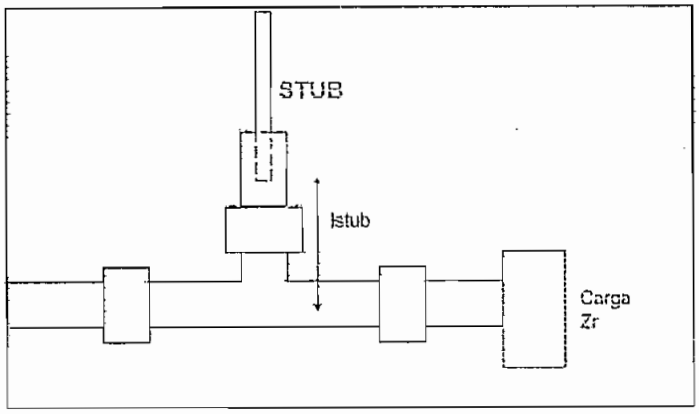


Figura 10.3.3 Diagrama de un stub de acoplamiento

donde:

lstub longitud del stub de acoplamiento

Hay muchos otros dispositivos usados en mediciones de líneas de transmisión que se nombran aquí, sin una identificación adicional: acopladores direccionales, atenuadores, cambiadores de fase, secciones multi $\lambda/4$, osciladores de barrido, filtros (pasa altos, pasa bajos, pasa banda, eliminadores de banda), adaptadores, contadores sintetizadores, moduladores, equipos para medición de ruido puente de reflectómetro y otros dispositivos.

CAPÍTULO 11

APLICACIONES DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

En este capítulo se realiza una introducción de las aplicaciones de las líneas de transmisión de telecomunicaciones, como son los circuitos de líneas de transmisión resonantes, las aplicaciones en líneas telefónicas y de radiofrecuencia, así como una introducción de filtros usados en líneas de transmisión, etc.

11.1 CIRCUITOS DE LÍNEAS RESONANTES

La impedancia y admitancia de un circuito RLC es una función complicada de la frecuencia y normalmente tiene una componente resistiva *[real]* y una reactiva *[imaginaria]*. Para algunos circuitos, la parte reactiva se anula en una o más frecuencias; esta condición *[impedancia y admitancia reales puras]* se denomina *resonancia* y la frecuencia (o frecuencias) a la que ocurre, se llama *frecuencia de resonancia*. Un *circuito resonante* es el que tiene una o más frecuencias de resonancia; tales circuitos se usan mucho en sistemas de comunicación para separar las señales deseadas de las indeseadas. Además, los circuitos resonantes tienen propiedades importantes de transformación de impedancias y por ejemplo, se puede diseñar para que la fuente externa de alta impedancia "vea" en resonancia, una impedancia acoplada y transfiera la máxima potencia a la carga de baja resistencia dentro del circuito resonante.

En circuitos reales, la resonancia verdadera ocurre sólo en frecuencias discretas y aisladas; abajo y arriba de la frecuencia resonante, la impedancia del circuito exhibe reactancia y resistencia. El rango de frecuencias dentro del cual el circuito es aproximadamente resonante, es el *ancho de banda útil* del circuito donde se puede tolerar una componente reactiva de la impedancia, además es el rango de frecuencias que un circuito pasará sin seria deterioración de amplitud [atenuación]; la definición comúnmente aceptada de una señal pasada es que la amplitud de la salida en una frecuencia particular no sea menor que el 70.7% del valor pico de la salida [3 db abajo del punto pico]. Como la impedancia de la mayoría de los circuitos resonantes pasa por un pico mínimo o máximo agudo en resonancia, el ancho de banda o selectividad en frecuencia de tales circuitos, se define a menudo en términos de la anchura de este pico o ranura. El ancho de banda se relaciona frecuentemente con una cantidad llamada *factor de calidad* [Q] del circuito. Una definición que es válida en todas las frecuencias y para todas las componentes se relaciona con la energía [Ec. 11.1.1].

$$Q = \frac{ENERGIA\ \ ALMACENADA\ \ EN\ \ UN\ \ CIRCUITO}{ENERGIA\ \ DISIPADA\ \ POR\ \ CICLO} \qquad \text{(Ec. 11.1.1)}$$

Los circuitos de radiofrecuencia operan sobre principios que incluyen la teoría de resonancia.

11.1.1 Circuito resonante serie

Un circuito resonante serie puede usarse en cualquiera de dos caminos: para pasar una señal o rechazarla si la señal está en frecuencia *resonante [Figura 11.1.1]*.

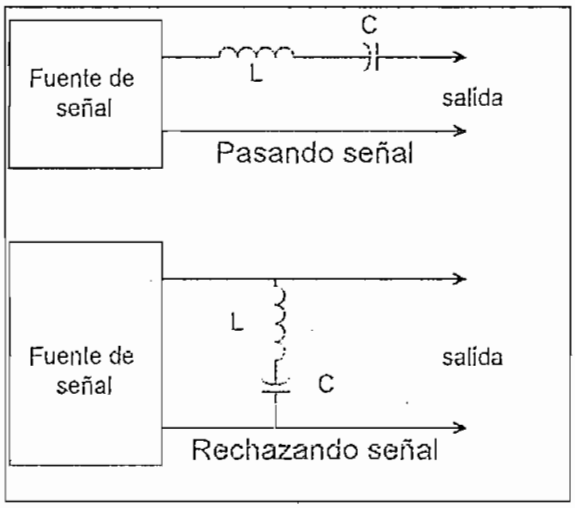


Figura 11.1.1 Usos de un circuito resonante serie

Las fórmulas de un circuito resonante serie son:

$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\,[Hz] \qquad \text{(Ec. 11.1.2)}$$

donde:

fo *frecuencia resonante serie*

L *inductancia en [henrios]*

C *capacitancia en [faradios]*

$$X_L = 2\pi f L\,[\Omega]$$
$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}\,[\Omega] \qquad \text{(Ec. 11.1.3)}$$

donde:

XL *reactancia inductiva en [ohmios]*

XC *reactancia capacitiva en [ohmios]*

f *frecuencia de trabajo en [Hz]*

En resonancia la suma vectorial de los dos términos de reactancia causa que se cancelen dejando sólo una impedancia resistiva total del circuito, que es una impedancia mínima en la resonancia; se cumplen las relaciones siguientes:

$$X_L = X_C$$
$$Zo = Rs$$
$$Q = \frac{X_L}{Rs} = \frac{X_C}{Rs}$$

(Ec. 11.1.4)

donde:

Zo *impedancia característica total del circuito en resonancia [ohmios]*

Rs *resistencia de la bobina L [ohmios]*

Q *factor de calidad del circuito resonante serie*

11.1.2 Circuito resonante paralelo

Un circuito resonante paralelo es un circuito de alta impedancia en la resonancia con una alta corriente fluyendo a través de la bobina. El circuito resonante paralelo o tanque tiene muchas aplicaciones, por ejemplo en acoplamientos usados para circuitos de radiofrecuencia *[Figura 11.1.2]*.

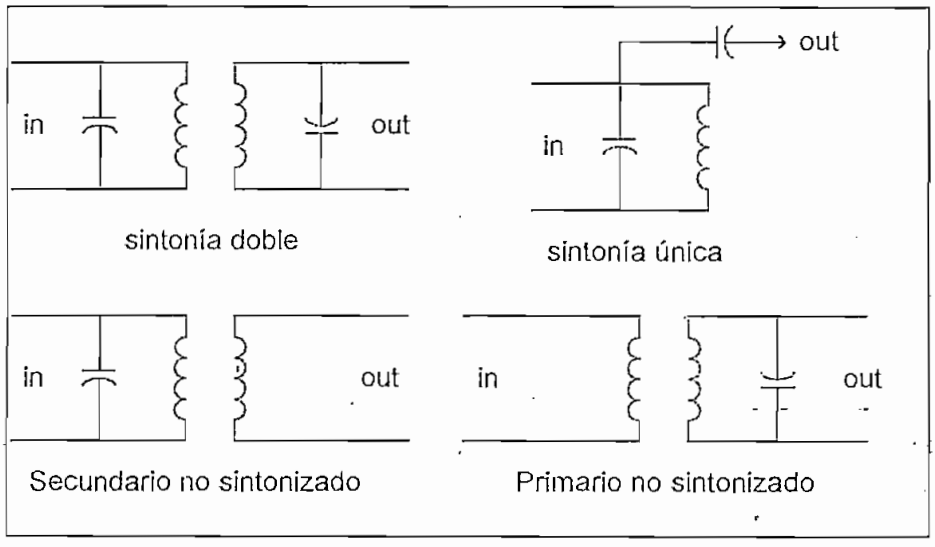


Figura 11.1.2 Usos de un circuito resonante paralelo

Las fórmulas de un circuito resonante paralelo son similares a las de un circuito resonante serie.

$$Zo = \frac{L}{C\ Rs} = Q\ X_L = Q^2 Rs = \frac{X_L{}^2}{Rs} = \frac{X_L\ X_C}{Rs} \qquad \text{(Ec. 11.1.4)}$$

donde:

Zo *impedancia característica total del circuito en resonancia [ohmios]*

Rs *resistencia de la bobina L [ohmios]*

Q *factor de calidad del circuito resonante paralelo*

11.2 APLICACIONES EN LÍNEAS TELEFÓNICAS

Cada sistema de comunicaciones tiene un comienzo y un final. El sistema electrónico de comunicaciones más común es el telefónico.

El sistema telefónico simplificado a cableado directo incluye un micrófono que convierte las ondas de aire que inciden sobre él a señales eléctricas. Esta señal se amplifica en la sección del transmisor y se envía enseguida sobre alambre a un receptor que pasa la señal al *transductor [dispositivo para convertir energía de una forma a otra]* de salida a audífono o bocina. Este convierte la señal eléctrica en ondas de presión de aire que golpean el tímpano. En la práctica, el sistema telefónico moderno es una masa de circuitería de conmutación, amplificadores, repetidores y cables *[líneas de transmisión]*.

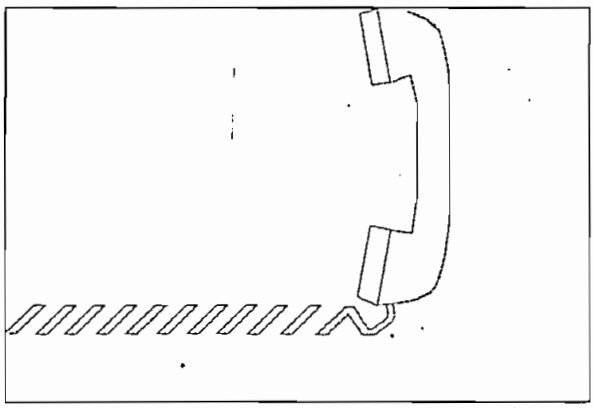


Figura 11.2.1 Línea de transmisión en un teléfono

11.3 INTRODUCCIÓN DE FILTROS

Es posible diseñar elementos L-C en configuraciones L, T o II *[ver subcapítulo 9.1]* para dar forma a esa banda de frecuencias a ser aceptada o rechazada. Cuando se usan para este propósito, las redes se llaman filtros. Existen diversos tipos de filtros que parten de elementos L-C, por ejemplo los filtro pasa-bajos, filtros k constante, filtros m-derivada, filtros pasa-altos, filtros pasa-banda, filtros eliminadores de banda, etc.

La impedancia de entrada presentada por este tipo L-C de filtro está relacionada con la razón L/C y se llama impedancia característica, iterativa o de onda. Terminando el filtro en una resistencia igual a la impedancia característica, hace que el sistema parezca como si secciones L y C estuvieran repetidas hasta el infinito, haciendo así al sistema infinitamente largo. Este concepto es el que hace de los filtros líneas de transmisión.

A continuación analizamos algunos filtros de radiofrecuencia.

11.3.1 Filtros pasa bajos

El filtro más familiar es la configuración II, usada como un filtro de fuente de poder. La meta para esta aplicación es pasar DC (la menor frecuencia posible) y rechazar la frecuencia de línea de 60 Hz y sus armónicas.

Las configuraciones II, T o L de *[Figura 11.3.1]* originan la respuesta de frecuencia pasa-bajos mostrada en *[Figura 11.3.2]*.

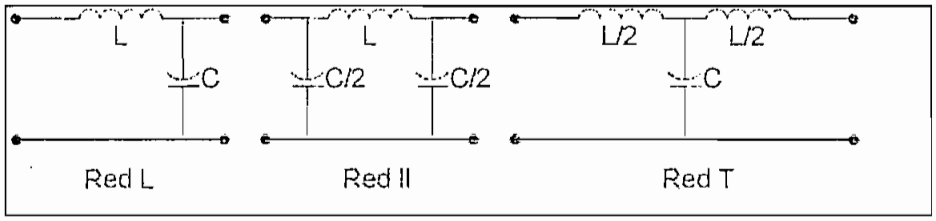


Figura 11.3.1 Filtros pasabajos

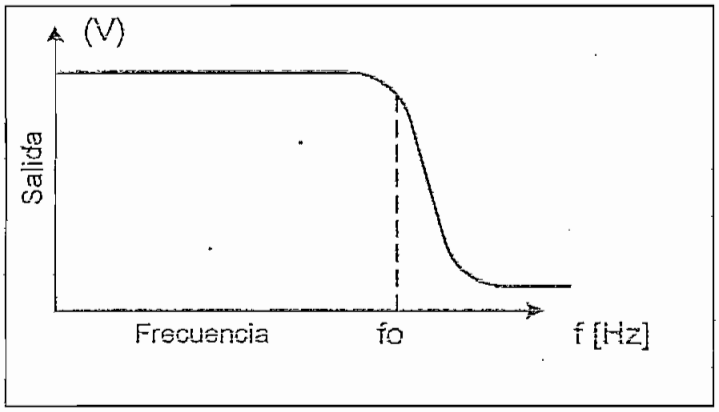


Figura 11.3.2 Respuesta de frecuencias de filtros pasabajos

El elemento [L] serie se opone a las altas frecuencias y actúa como una reactancia inductiva serie. Los capacitores paralelo proporcionan una trayectoria de baja impedancia para las frecuencias altas. La *frecuencia de corte* [fo], llamada también la frecuencia de esquina, relaciona a la frecuencia en la cual la salida ha caído 3 [db].

11.3.2 Filtros pasa altos

Se establece elementos L y C para pasar las altas frecuencias y atenuar las bajas, a esto se llama filtro pasa-altos *[Figura 11.3.3]*.

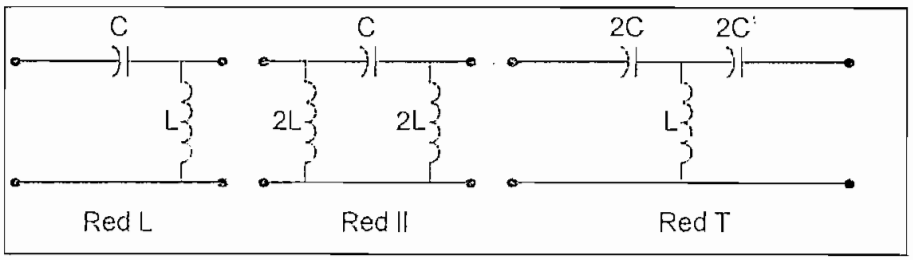


Figura 11.3.3 Filtros pasaaltos

La respuesta de frecuencia del filtro pasa altos se muestra en *[Figura 11.3.4]*.

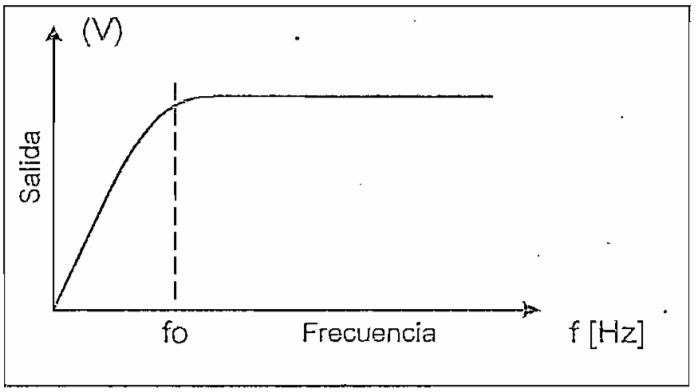


Figura 11.3.4 Respuesta de frecuencias de filtros pasaaltos

11.4 APLICACIONES EN LÍNEAS DE FUERZA

Si las líneas de fuerza son dos conductores paralelos, se puede transmitir señales de control de radiofrecuencia (del orden de Mhz) por ellas como si se tratasen de líneas de transmisión de telecomunicaciones.

11.5 APLICACIONES EN LÍNEAS DE RADIO FRECUENCIA

Un estudio de comunicaciones electrónicas se extiende desde el telégrafo básico continuando por el teléfono, radio, televisión, radar, láser, transmisores, receptores, hasta las sofisticadas comunicaciones por satélite. Conforme avanzó

la tecnología de comunicaciones, una sociedad industrial compleja requirió un espectro de frecuencia siempre creciente. Desarrollos recientes han impulsado al espectro de frecuencias utilizable dentro de la región de luz visible con el advenimiento de láseres y cable flexible conductor de luz asociado *[fibras ópticas]*. Las líneas de transmisión de telecomunicaciones que son las líneas de radiofrecuencia se aplican en todas las comunicaciones electrónicas.

11.6 INTRODUCCIÓN A GUÍAS DE ONDA

En sistemas de transmisión en la banda de microondas donde no se utiliza una línea física, sino la transmisión de ondas en el espacio a frecuencias en el orden de Ghz, se utilizan las guías de onda *[ver subcapítulo 2.3]*. En los equipos transmisores y receptores que trabajan con guías de onda se utilizan las líneas de transmisión de telecomunicaciones en cualquier lugar donde se requiera de un camino de transmisión físico.

11.7 ALGUNOS USOS DE LÍNEAS COMO ELEMENTOS DE CIRCUITO

Las líneas de transmisión acopladas *[ver subcapítulo 2.8]*, las líneas de transmisión no transversal electromagnético *[ver subcapítulo 2.7]*, las secciones acopladoras L, II y T *[ver subcapítulo 9.1]* son algunos usos de la línea de transmisión como elementos de un circuito

CAPÍTULO 12

AYUDAS GRÁFICAS PARA CÁLCULOS SOBRE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

12.1 CARTA DE SMITH

La carta de Smith se usa con frecuencia en el diseño de secciones de línea de transmisión y cálculo de atenuación. La determinación del grado de desacoplamiento de secciones de línea de transmisión para frecuencias adyacentes a la frecuencia de diseño se realiza fácilmente. La admitancia de cualquier impedancia de carga se deriva directamente de la carta con un mínimo de cálculo. La carta de Smith puede acomodar cualquier impedancia de carga y cualquier impedancia característica de línea de transmisión. Los acoplamientos en líneas de transmisión pueden ser diseñados en la carta de Smith con fácil comprensión.

Las impedancias, admitancias, coeficiente de reflexión, etc. que se ubican en la carta de Smith son los *parámetros normalizados* de los mismos.

12.1.1 Carta de Impedancias

Los valores normalizados para impedancia son:

$$z = \frac{Z}{Zo} = r + j\,x$$
$$r = \frac{R}{Zo} \quad \wedge \quad x = \frac{X}{Zo} \qquad \text{(Ec. 12.1.1)}$$

donde:

z *impedancia normalizada*

Z *impedancia en [ohmios]*

Zo *impedancia característica en [ohmios]*

r *resistencia normalizada [parte real de z]*

x *reactancia normalizada [parte imaginaria de z]*

R *resistencia en [ohmios] siempre positiva*

X *reactancia en [ohmios]*

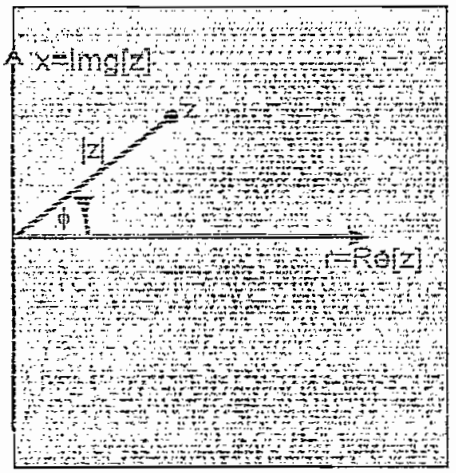


Figura 12.1.1 Semiplano derecho de una impedancia

Los valores de resistencia de una impedancia son siempre positivos; los valores de reactancia pueden ser positivos (reactancias inductivas) o negativos (reactancias capacitivas) *[Figura 12.1.1]*. Cada punto del semiplano derecho de impedancia se ubica dentro del *círculo unitario del coeficiente de reflexión [Figura 12.1.2]*

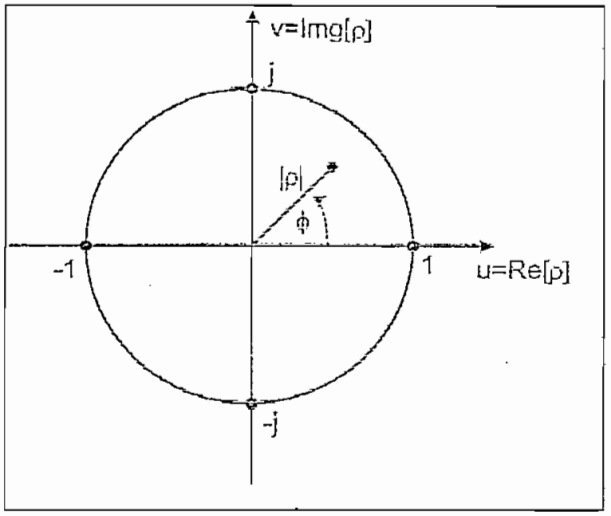


Figura 12.1.2 Círculo unitario del coeficiente de reflexión

Las relaciones de parámetros normalizados de impedancia y coeficiente de reflexión son:

$$\rho = |\rho| \angle \phi = u + j\,v$$
$$\rho = \frac{z-1}{z+1}$$
$$z = \frac{1+\rho}{1-\rho}$$

(Ec. 12.1.2)

donde:

ρ *coeficiente de reflexión de la línea*

$|\rho|$ *módulo del coeficiente de reflexión*

ϕ *ángulo del coeficiente de reflexión*

u *parte real del coeficiente de reflexión*

v *parte imaginaria del coeficiente de reflexión*

Con [Ec. 12.1.1] y [Ec.12.1.2] tendremos el siguiente desarrollo matemático:

$$z = \frac{1+u+j\,v}{1-u-j\,v} = r + j\,x = \frac{1-u^2-v^2+j\,2\,v}{(1-u)^2+v^2} \qquad \text{(Ec. 12.1.3)}$$

En [Ec. 12.1.3] igualo parte real y parte imaginaria, se obtiene:

$$r = \frac{1-u^2-v^2}{(1-u)^2+v^2} \qquad \text{(Ec. 12.1.4)}$$

$$x = \frac{2v}{(1-u)^2+v^2} \qquad \text{(Ec. 12.1.5)}$$

12.1.2 Elementos resistivos de la carta de Smith

Partiendo de *[Ec. 12.1.4]* se halla una ecuación que es una *familia de curvas de resistencias*, de la siguiente manera:

$$r - 2ur + u^2 r + v^2 r - 1 + u^2 + v^2 = 0$$

$$u^2(r+1) - 2ur + r + v^2(r+1) - 1 = 0$$

$$u^2 - 2u\frac{r}{r+1} + \frac{r^2}{(r+1)^2} + v^2 + \frac{r}{r+1} - \frac{1}{r+1} = \frac{r^2}{(r+1)^2}$$

$$(u - \frac{r}{r+1})^2 + v^2 = \frac{r^2}{(r+1)^2} - \frac{r}{r+1} + \frac{1}{r+1} = \frac{r^2}{(r+1)^2} + \frac{1-r}{r+1}$$

$$(u - \frac{r}{r+1})^2 + v^2 = \frac{r^2+1-r^2}{(r+1)^2} = \frac{1}{(r+1)^2}$$

Por lo tanto la familia de curvas de resistencias se expresa con [Ec.12.1.6].

$$(u - \frac{r}{r+1})^2 + v^2 = \frac{1}{(r+1)^2}$$

$$CENTRO = (\frac{r}{r+1}, 0)$$

$$RADIO = \frac{1}{r+1}$$

(Ec. 12.1.6)

Las curvas de resistencia se representan en *[Figura 12.1.3]*, similares a las curvas de conductancias *[carta de admitancias];* la curva del círculo mayor de la carta de Smith se da cuando el valor normalizado de la resistencia [r] es igual a 0, ubicado a la izquierda en el eje central de la carta de Smith, en este eje están las coordenadas de las componentes resistivas *[similares a las coordenadas de las componentes conductivas];* en la parte derecha del eje resistivo tenemos un valor infinito para la componente resistiva [r] *(similar para la componente conductiva).*

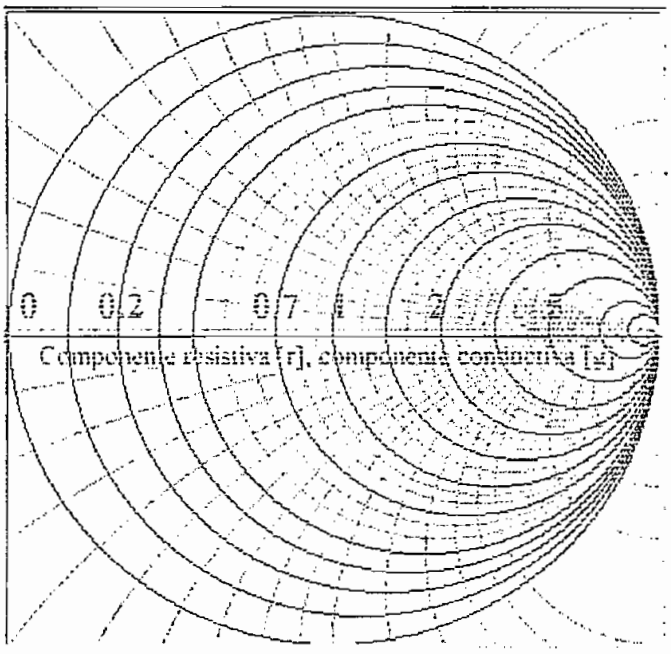


Figura 12.1.3 Elementos resistivos y conductivos de la carta de Smith

La ubicación y dirección de los *ángulos de la fase del coeficiente de reflexión en carta de Smith*, así como los *puntos de cortocircuito y circuito abierto en carta de Smith* para la carta de impedancias y la carta de admitancias representados en el círculo mayor de la carta, se puede observar en *[Figura 12.1.4].* También se representa en la misma figura la dirección de *escalas para la longitud eléctrica en la carta de Smith*, esta escala va desde 0 hasta 0.5 $[le = \frac{l}{\lambda}$, *siendo le (longitud*

eléctrica), l[longitud de la línea o longitud considerada], y λ (longitud de onda)].

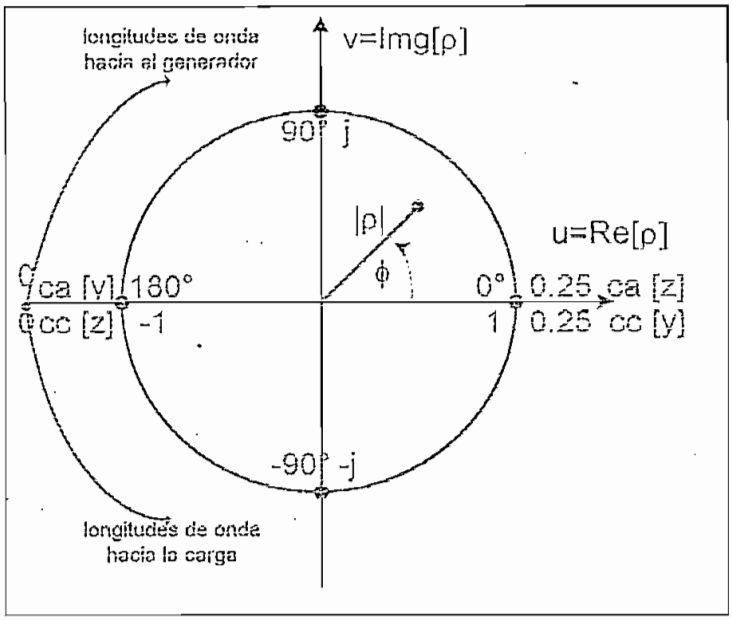


Figura 12.1.4 Escalas en Carta de Smith

12.1.3 Elementos reactivos de la carta de Smith

Por analogía al desarrollo hecho par los elementos resistivos, partiendo de *[Ec. 12.1.5]* se halla una ecuación que es una *familia de curvas de reactancias [Ec. 12.1.7]*.

$$(u-1)^2+(v-\frac{1}{x})^2=\frac{1}{x^2}$$

$$CENTRO=(1,\frac{1}{x})$$

$$RADIO=\frac{1}{x}$$

(Ec. 12.1.7)

Las curvas de reactancias se representan en *[Figura 12.1.5]*. Existen curvas de reactancias positivas *[inductores]* y curvas de reactancias negativas *[capacitores]*. Estas curvas son similares para las susceptancias *[carta de admitancias]*.

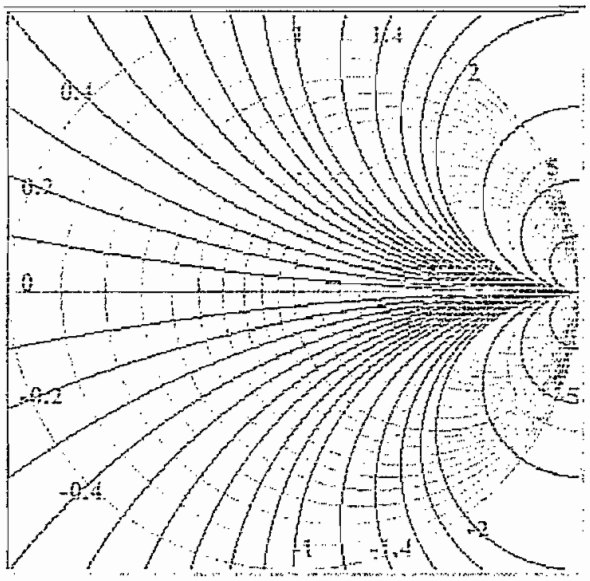


Figura 12.1.5 Elementos de reactancias y susceptancias de la carta de Smith

Las curvas de resistencias y reactancias son ortogonales entre si.

12.1.4 Carta de Admitancias

Las gráficas de la carta de admitancias de carta de Smith son similares a las gráficas de la carta de impedancias, es como si se viera a la carta de impedancias por detrás *[Figura 12.1.3 y Figura 12.1.5]*.

Los valores normalizados para admitancia son:

$$y = \frac{Y}{Yo} = g + j\,b$$
$$g = \frac{G}{Yo} \quad \wedge \quad b = \frac{B}{Yo}$$

(Ec. 12.1.8)

donde:

y *admitancia normalizada*

Y *admitancia en [mhoms]*

Yo *admitancia característica en [mhoms]*

g *conductancia normalizada [parte real de y]*

b *susceptancia normalizada [parte imaginaria de y]*

G *conductancia en [mhoms] siempre positiva*

B *susceptancia en [mhoms]*

La impedancia característica es igual al inverso de la admitancia característica *[Ec. 12.1.9].*

$$Zo = \frac{1}{Yo}[\Omega] \qquad \text{(Ec. 12.1.9)}$$

Las relaciones de parámetros normalizados de admitancia y coeficiente de reflexión son:

$$\rho = \frac{1-y}{1+y}$$
$$y = \frac{1-\rho}{1+\rho}$$

(Ec. 12.1.10)

donde:

ρ *coeficiente de reflexión de la línea*

Las ecuaciones que representan a las familias de curvas de conductancias y susceptancias de la carta de Smith son las siguientes:

$$(u+\frac{g}{g+1})^2+v^2=\frac{1}{(g+1)^2}$$

$$CENTRO=(-\frac{g}{g+1},0)$$

$$RADIO=\frac{1}{g+1}$$

(Ec. 12.1.11)

$$(u+1)^2+(v+\frac{1}{b})^2=\frac{1}{b^2}$$

$$CENTRO=(-1,-\frac{1}{b})$$

$$RADIO=\frac{1}{b}$$

(Ec. 12.1.12)

12.1.5 Consideraciones referidas a la carta de Smith

En la carta de Smith se pone a la impedancia normalizada [z] sin subíndice, ya que puede ser zs *[impedancia normalizada en terminales del generador]*, zr *[impedancia normalizada en terminales de carga]*, zx *[impedancia normalizada en cualquier punto de la línea]*. *[Figura 12.1.6]*.

Los valores máximos y mínimos de impedancias normalizadas se expresan en función de la relación de ondas estacionarias en *[Ec. 12.1.13]*. Las impedancias normalizadas máximas están en el eje central del semiplano derecho de la carta de Smith, las impedancias normalizadas mínimas están en el eje central del semiplano izquierdo de la carta de Smith *[Figura 12.1.6]*.

$$Zmax=SZo \Rightarrow zmax=S$$
$$Zmin=\frac{Zo}{S} \Rightarrow zmin=\frac{1}{S}$$

(Ec. 12.1.13)

donde:

Zmax	*impedancia máxima*
Zmin	*impedancia mínima*
S	*relación de ondas estacionarias*
zmax	*impedancia normalizada máxima*
zmin	*impedancia normalizada mínima*

En una línea con pérdidas *[atenuación diferente de cero]*, consideraremos las siguientes fórmulas:

$$|\rho x| = |\rho r| e^{-2\alpha x}$$
$$\angle \rho x = \angle \rho r - \angle 720° \frac{x}{\lambda} \qquad \text{(Ec. 12.1.14)}$$

donde:

ρx	*coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea [x]*
ρr	*coeficiente de reflexión en la carga*
α	*constante de atenuación en [nepers/m]*
λ	*longitud de onda en [m]*
$\| \|$	*módulo*
$\angle$	*ángulo*

En la carta de Smith se considera a la atenuación en [nepers o db]. Las relaciones de atenuación en nepers y decibelios [db] se expresa en *[Ec. 12.1.15]*.

$$a_{db} = \alpha_{[db/m]}\, x$$
$$a_{np} = \alpha_{[np/m]} x \qquad \text{(Ec. 12.1.15)}$$
$$a_{np} = \frac{\ln(10)}{20} a_{db}$$

donde:

adb	*atenuación en carta de Smith en [decibelios]*

anp	*atenuación en carta de Smith èn [nepers]*
α[db/m]	*atenuación en [decibelios/metro]*
α[np/m]	*atenuación en [nepers/metro]*

Si estamos más cerca de la carga tendremos un mayor coeficiente de reflexión, si estamos más cerca del generador tendremos un menor coeficiente de reflexión *[Figura 12.1.6].* Por lo tanto cuando se mueve hacia el generador se obtiene una espiral logarítmica decreciente.

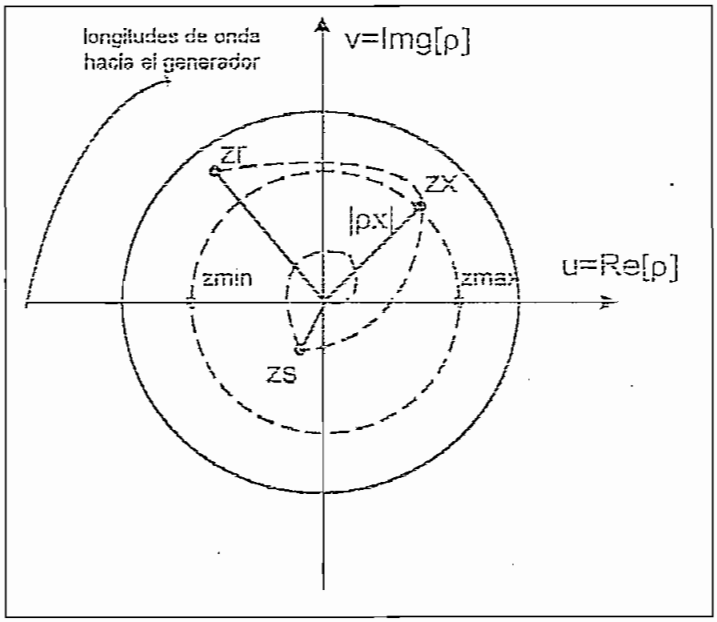


Figura 12.1.6 Elementos en carta de Smith

12.1.6 Escalas inferiores de la carta de Smith

En la parte inferior de la carta de Smith se encuentran algunos parámetros de líneas de transmisión expresados en escala radial *[Figura 12.1.7].*

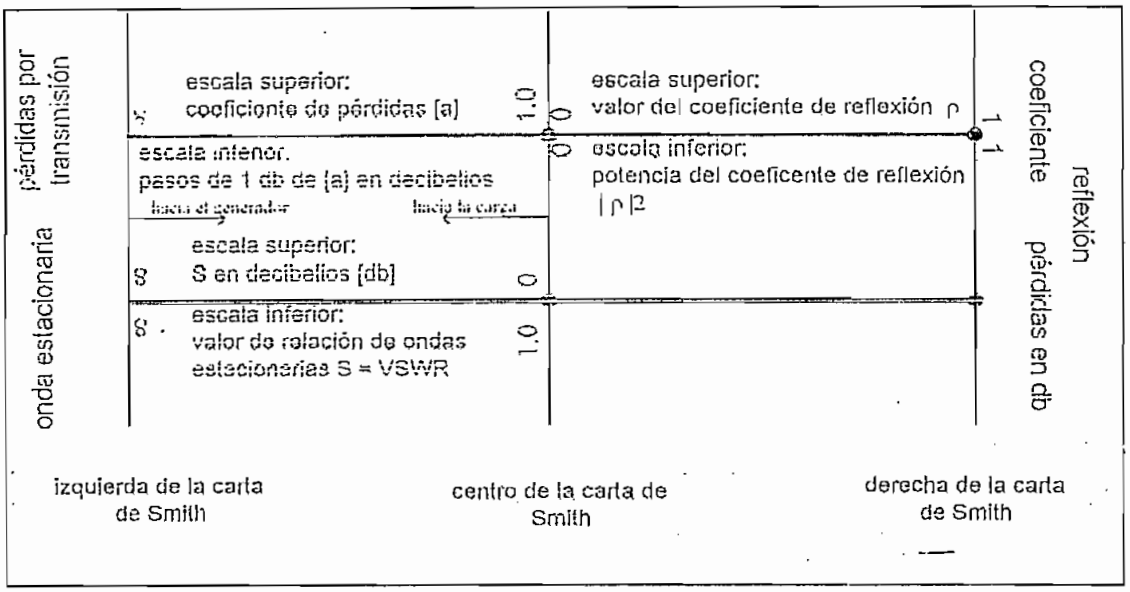


Figura 12.1.7 Parámetros en escala radial en carta de Smith

Con compás, líneas paralelas y perpendiculares, pasamos los valores de la escala radial hacia la carta de Smith, según el diseño.

En una línea de transmisión con pérdidas, al tener un dato del módulo del coeficiente de reflexión, puedo trazar el *círculo de relación de ondas estacionarias SWR [Figura 12.1.8]* con radio igual al valor de ese módulo del coeficiente de reflexión (escala de módulo de coeficiente de reflexión, con impedancia máxima [zmax] en el eje central semiplano derecho); en el eje central semiplano izquierdo obtengo una impedancia mínima [zmin], desde este punto trazo una perpendicular a la escala radial de pérdidas por transmisión por pasos en decibelios, según el caso de diseño me puedo dirigir hacia el generador o hacia la carga con la cantidad de pasos en [db] dado por el dato de atenuación o pérdidas por transmisión; un paso en [db] se halla entre dos marcas *[Figura 12.1.8]*. Con el dato de atenuación en decibelios se obtiene un segmento de pérdidas por transmisión; este segmento lo traslado a la escala del valor del coeficiente de reflexión *[Figura 12.1.7]* donde se lee el dato para el coeficiente

de reflexión en una línea de transmisión con pérdidas. Si tenemos fracciones de decibelios puede haber fallas por la apreciación de escalas.

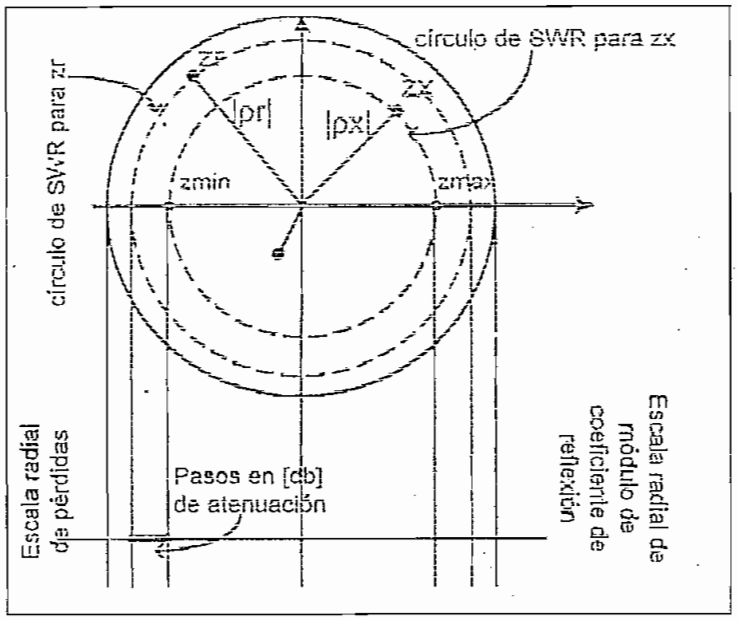


Figura 12.1.8 Pérdidas de transmisión y onda estacionaria

En el programa LINTEL, en la parte de simulación de líneas de transmisión en carta de Smith, usted podrá aprender a manejar con mayor facilidad la carta de Smith en diseños de líneas de transmisión.

ÍNDICE ALFABÉTICO DEL CONTENIDO TEÓRICO

TEORÍA DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

LINTEL

El índice está en orden alfabético. Si usted desea encontrar algún tema específico puede moverse con los cursores, con Page up, con Page down, para avanzar o retroceder en el índice en forma pausada o rápida.

Al encontrar el Tema tendrá la información específica del *número de capítulo* donde está ubicado. Usted lo deberá escoger en el Grid de capítulos de LINTEL, y en el List de LINTEL podrá buscar el tema deseado y de esta manera ingresar a la información requerida correspondiente.

TEMA O SUBTEMA DE TEORÍA
(UBICACIÓN # CAPÍTULO)

A
ACCESORIOS DE LÍNEAS
(Subcapítulo 10.3)
acoplador con un stub
(Subcapítulo 2.4)
ACOPLAMIENTO CON UNO O MÁS STUBS
(Subcapítulo 10.1)
ACOPLAMIENTO DE LÍNEAS
(Capítulo 10)
admitancia distribuida paralelo
(Subcapítulo 4.1)
Análisis de las ondas estacionarias de voltaje
(Subcapítulo 8.1)
ancho de banda útil
(Subcapítulo 11.1)
ángulos de la fase del coeficiente de reflexión en carta de Smith
(Subcapítulo 12.1)
APLICACIONES DE LÍNEAS
(Capítulo 11)
Aplicaciones prácticas de líneas terminadas en circuito abierto y cortocircuito
(Subcapítulo 6.2)
AYUDAS GRÁFICAS
(Capítulo 12)

B

Balun (balanced unbalanced)
(Subcapítulo 10.3).
Benjamín Franklin
(Subcapítulo 1.4)

C

cable coaxial
(Subcapítulo 2.1)
cables coaxiales
(Subcapítulo 1.2)
CABLES COAXIALES
(Subcapítulo 2.2)
Cálculo de VSWR conocida distancia d
(Subcapítulo 8.1)
campos eléctrico y magnético
(Subcapítulo 1.3)
Capacitancia en paralelo
(Subcapítulo 3.2)
Características de función de onda
(Subcapítulo 4.1)
Características de línea terminada en circuito abierto
(Subcapítulo 8.1)
Características de línea terminada en cortocircuito
(Subcapítulo 8.1)
Características de línea terminada en Flat
(Subcapítulo 8.1)
CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN Y COEFICIENTES DE CIRCUITO DISTRIBUIDO
(Subcapítulo 5.2)
Características generales en una línea
(Subcapítulo 8.1)
Caracterización Eléctrica con Parámetros Distribuidos
(Subcapítulo 3.2)
Cargas Resistivas/Reactivas de líneas de transmisión
(Subcapítulo 2.8)
Carta de Admitancias
(Subcapítulo 12.1)
Carta de Impedancias
(Subcapítulo 12.1)
CARTA DE SMITH
(Subcapítulo 12.1)
Charles DuFay
(Subcapítulo 1.4)
Circuito básico de la línea de transmisión
(Subcapítulo 3.1)
circuito equivalente aproximado con coeficientes de parámetros distribuidos
(Subcapítulo 3.2)
Circuito Equivalente de una Línea de Transmisión

(Subcapítulo 3.2)
Circuito equivalente infinitesimal con parámetros distribuidos
(Subcapítulo 1.3)
circuito equivalente infinitesimal en el dominio del tiempo de una línea de transmisión
(Subcapítulo 4.1)
circuito equivalente infinitesimal en el dominio de la frecuencia de una línea de transmisión
(Subcapítulo 4.1)
circuito resonante
(Subcapítulo 11.1)
Circuito resonante paralelo
(Subcapítulo 11.1)
Circuito resonante serie
(Subcapítulo 11.1)
CIRCUITOS DE LÍNEAS RESONANTES
(Subcapítulo 11.1)
Circuitos equivalentes de líneas prácticas
(Subcapítulo 6.2)
círculo de relación de ondas estacionarias SWR
(Subcapítulo 12.1)
círculo unitario del coeficiente de reflexión
(Subcapítulo 12.1)
Coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea
(Subcapítulo 7.1)
coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea en función de la constante de propagación
(Subcapítulo 7.1)
coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea en función de la impedancia en cualquier punto
(Subcapítulo 7.1)
Coeficiente de reflexión en función de impedancia de carga
(Subcapítulo 7.1)
Coeficiente de reflexión en función de VSWR
(Subcapítulo 8.1)
Coeficiente de reflexión en la carga
(Subcapítulo 7.1)
coeficiente de reflexión en la carga y en el generador
(Subcapítulo 7.1)
Coeficiente de Reflexión para Circuito Abierto
(Subcapítulo 7.1)
Coeficiente de Reflexión para Cortocircuito
(Subcapítulo 7.1)
Coeficiente de Reflexión para Zo o FLAT
(Subcapítulo 7.1)
Coeficientes de circuito distribuido de líneas de transmisión con conductores circulares paralelos
(Subcapítulo 2.1)
Componentes de corriente en línea de transmisión
(Subcapítulo 6.2)

Componentes de Impedancia en línea de transmisión
(Subcapítulo 6.2)
Componentes de Voltaje en una línea de transmisión
(Subcapítulo 6.2)
Componentes eléctricos de línea de transmisión
(Subcapítulo 6.2)
CONCEPTOS CIRCUITALES Y ELEMENTOS DE IMPEDANCIA
(Subcapítulo 7.2)
condición para el coeficiente de reflexión
(Subcapítulo 7.1)
Conductancia en paralelo
(Subcapítulo 3.2)
Conductividades y Coeficientes de Temperatura de metales a 20 °C
(Subcapítulo 2.1)
CONDUCTOR ENTRELAZADO
(Subcapítulo 2.6)
CONDUCTORES FÍSICOS PARALELOS
(Subcapítulo 2.4)
CONDUCTORES PARALELOS
(Subcapítulo 2.1)
Consideraciones referidas a la carta de Smith
(Subcapítulo 12.1)
Constante de atenuación en una línea de transmisión
(Subcapítulo 5.2)
Constante de atenuación y constante de fase a partir de expresiones generales
(Subcapítulo 6.2)
Constante de fase en una línea de transmisión
(Subcapítulo 5.2)
Constante de Propagación en una línea de transmisión uniforme
(Subcapítulo 5.2)
Constante de velocidad
(Subcapítulo 1.1)
constante de velocidad
(Subcapítulo 5.2)
Constante dieléctrica efectiva de microfranja
(Subcapítulo 2.4)
constantes de línea
(Subcapítulo 7.2)
constantes indirectas de líneas de transmisión
(Subcapítulo 6.2)
Construcción de una Microfranja
(Subcapítulo 2.4)
Convención de signos para corriente y voltaje
(Subcapítulo 3.4)
Coordenadas en un circuito de líneas de transmisión
(Subcapítulo 3.3)
COORDENADAS, COEFICIENTES Y VARIABLES
(Subcapítulo 3.3)
corriente en función de la impedancia característica
(Subcapítulo 5.2)

corriente en función de la impedancia característica en una línea de transmisión sin pérdidas
(Subcapítulo 5.1)
cuadripolo
(Subcapítulo 9.1)

D
DEFINICIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN
(Subcapítulo 1.1)
DEFINICIONES GENERALES
(Subcapítulo 3.1)
DEPENDENCIA ESPACIAL DE CANTIDADES ELÉCTRICAS
(Subcapítulo 3.2)
DESARROLLO DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN
(Subcapítulo 1.4)
detector de prueba
(Subcapítulo 2.4)
diagrama de bloques en el dominio de la frecuencia de una línea de transmisión
(Subcapítulo 4.1)
diagrama de bloques en el dominio del tiempo de una línea de transmisión
(Subcapítulo 4.1)
diagrama de línea de transmisión terminada en circuito abierto
(Subcapítulo 6.2)
diagrama de línea terminada en cortocircuito
(Subcapítulo 6.2)
Diagrama de una línea de transmisión
(Subcapítulo 1.1)
Diagrama fasorial de ondas incidentes
(Subcapítulo 6.1)
Diagrama fasorial de ondas reflejadas
(Subcapítulo 6.1)
Diagramas Fasoriales de ondas incidentes y reflejadas
(Subcapítulo 6.1)

E
ecuación de onda unidimensional
(Subcapítulo 4.1)
ecuación unidimensional de ondas no amortiguadas
(Subcapítulo 4.1)
ecuación unidimensional de ondas no amortiguadas
(Subcapítulo 4.1)
ECUACIONES DE CAMPOS ELÉCTRICOS Y MAGNÉTICOS ESTACIONARIOS
(Subcapítulo 4.2)
Ecuaciones de Maxwell
(Subcapítulo 1.3)
ecuaciones de ondas viajeras de voltaje y corriente
(Subcapítulo 6.1)
ECUACIONES DIFERENCIALES DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN
(Capítulo 4)

ecuaciones diferenciales de segundo orden en el dominio de la frecuencia para una línea de transmisión
(Subcapítulo 4.1)
ecuaciones diferenciales del telegrafista
(Subcapítulo 4.1)
Ecuaciones diferenciales en el dominio de la frecuencia
(Subcapítulo 4.1)
ecuaciones diferenciales en el dominio de la frecuencia para una línea de transmisión
(Subcapítulo 4.1)
ecuaciones diferenciales en el dominio de la frecuencia para una línea sin pérdidas
(Subcapítulo 4.1)
Ecuaciones diferenciales en el dominio del tiempo
(Subcapítulo 4.1)
ecuaciones diferenciales lineales de segundo orden para líneas de transmisión
(Subcapítulo 4.1)
ecuaciones diferenciales lineales simultáneas de la línea de transmisión
(Subcapítulo 4.1)
ecuaciones diferenciales para línea ideal
(Subcapítulo 4.1)
ECUACIONES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y DE LA FRECUENCIA
(Subcapítulo 4.1)
efecto pelicular
(Subcapítulo 1.1)
efecto pelicular
(Subcapítulo 2.3)
efecto pelicular
(Subcapítulo 1.1)
efecto skin
(Subcapítulo 1.1)
Efectos de VSWR
(Subcapítulo 8.1)
Eje de coordenadas en una línea de transmisión
(Subcapítulo 1.3)
Eje espacial de coordenadas
(Subcapítulo 1.3)
Eje espacial de coordenadas
(Subcapítulo 3.2)
Ejemplo de una Microfranja
(Subcapítulo 2.4)
Ejemplo de una red eléctrica
(Subcapítulo 1.3)
Ejercicio para comprobar si determinada función es solución de onda
(Subcapítulo 5.1)
Ejercicio para encontrar la expresión de impedancia característica
(Subcapítulo 5.2)
Ejercicio y programa para calcular coeficiente de reflexión en una línea
(Subcapítulo 7.1)
Ejercicio y programa para calcular constante de propagación dado W=Zo/Zca=Zcc/Zo

(Subcapítulo 6.2)
Ejercicio y programa para calcular constante de propagación dados Zcc y Zca
(Subcapítulo 6.2)
Ejercicio y Programa para calcular la Impedancia Característica en una línea sin pérdidas
(Subcapítulo 5.1)
Ejercicio y Programa para calcular Longitud de Onda y Longitud Eléctrica
(Subcapítulo 1.1)
Ejercicio y Programa para calcular parámetros importantes en una línea
(Subcapítulo 5.2)
Ejercicio y Programa para calcular velocidad de propagación
(Subcapítulo 4.1)
Ejercicio y Programa para obtener fasor de voltaje
(Subcapítulo 6.1)
Elementos reactivos de la carta de Smith
(Subcapítulo 12.1)
Elementos resistivos de la carta de Smith
(Subcapítulo 12.1)
Energía de Alta Frecuencia
(Subcapítulo 1.1)
Escalas inferiores de la carta de Smith
(Subcapítulo 12.1)
escalas para la longitud eléctrica en la carta de Smith
(Subcapítulo 12.1)
Espectro de frecuencias
(Subcapítulo 2.3)
expresión general para constante de propagación
(Subcapítulo 6.2)
Expresiones del coeficiente de reflexión para una línea sin pérdidas
(Subcapítulo 8.1)
expresiones generales de Impedancia Característica
(Subcapítulo 6.2)
expresiones generales de impedancia para una línea sin pérdidas
(Subcapítulo 8.1)
Expresiones generales en cualquier punto de la línea
(Subcapítulo 7.1)
Expresiones generales para líneas terminadas en circuito abierto y en cortocircuito
(Subcapítulo 6.2).

F
factor de calidad
(Subcapítulo 11.1)
familia de curvas de reaclancias
(Subcapítulo 12.1)
familia de curvas de resistencias
(Subcapítulo 12.1)
fase entre dos voltajes
(Subcapítulo 8.1)
Fasores de corriente y voltaje en una línea de transmisión
(Subcapítulo 5.2)

Filtros pasa altos
(Subcapítulo 11.3)
Filtros pasa bajos
(Subcapítulo 11.3)
Fórmulas generales para cálculos de parámetros de líneas
(Subcapítulo 7.1)
frecuencia angular
(Subcapítulo 5.2)
frecuencia angular variable estacionaria
(Subcapítulo 3.5)
frecuencia de corte
(Subcapítulo 11.3)
frecuencia de la señal
(Subcapítulo 5.2)
frecuencia de resonancia
(Subcapítulo 11.1)
frecuencias altas
(Subcapítulo 3.2)
frecuencias bajas
(Subcapítulo 3.2)
frecuencias muy altas
(Subcapítulo 3.2)

G
Gauss
(Subcapítulo 1.4)
Generadores de señal
(Subcapítulo 10.3)
Geometría de cable coaxial
(Subcapítulo 2.2)
Geometría de conductores paralelos
(Subcapítulo 2.1)
George Campbell
(Subcapítulo 1.4)
guía de onda circular
(Subcapítulo 2.3)
guía de onda rectangular
(Subcapítulo 2.3)
Guía de onda rectangular en un atenuador de aleta
(Subcapítulo 2.3)
GUÍAS DE ONDA
(Subcapítulo 2.3)

H
Henry
(Subcapítulo 1.4)

I
Impedancia Característica de Cable Coaxial
(Subcapítulo 2.2)

Impedancia Característica de Conductores Paralelos
(Subcapítulo 2.1)
Impedancia característica de la línea de transmisión
(Subcapítulo 3.5)
Impedancia Característica de Microfranja
(Subcapítulo 2.4)
impedancia característica en línea ideal
(Subcapítulo 5.2)
Impedancia característica en una línea de transmisión uniforme con parámetros distribuidos
(Subcapítulo 5.2)
Impedancia Característica para línea sin pérdidas
(Subcapítulo 5.1)
Impedancia de Carga a partir de impedancia en cualquier punto de la línea
(Subcapítulo 8.1)
Impedancia de carga en función del coeficiente de reflexión
(Subcapítulo 7.1)
Impedancia de línea terminada en circuito abierto
(Subcapítulo 6.2)
Impedancia de línea terminada en corto circuito
(Subcapítulo 6.2)
impedancia distribuida serie
(Subcapítulo 4.1)
impedancia en cualquier punto de la línea en función del coeficiente de reflexión
(Subcapítulo 7.1)
impedancia en el generador en función del coeficiente de reflexión
(Subcapítulo 7.1)
impedancia en la carga en función del coeficiente de reflexión
(Subcapítulo 7.1)
impedancia interna de un generador
(Subcapítulo 3.5)
impedancia terminal de carga
(Subcapítulo 3.5)
impedancias en una línea terminada en circuito abierto
(Subcapítulo 6.2)
Inductancia en serie
(Subcapítulo 3.2)
Interferencia Constructiva
(Subcapítulo 8.1)
Interferencia Destructiva
(Subcapítulo 8.1)
INTRODUCCIÓN A GUÍAS DE ONDA
(Subcapítulo 11.6)
INTRODUCCIÓN A LA TEORÍA DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN
(Capítulo 1)
INTRODUCCIÓN DE FILTROS
(Subcapítulo 11.3)
inversor de impedancias
(Subcapítulo 2.4)
Inversor de Impedancias

(Subcapítulo 2.8)

L
Lee De Forest
(Subcapítulo 1.4)
Ley de Faraday
(Subcapítulo 1.3)
Ley de Gauss
(Subcapítulo 1.3)
Línea con máxima transferencia de potencia
(Subcapítulo 2.8)
línea correctamente terminada
(Subcapítulo 6.2)
Línea de Transmisión sin pérdidas
(Subcapítulo 5.1)
línea de transmisión uniforme
(Subcapítulo 3.2)
línea ideal
(Subcapítulo 4.1)
línea plana o no resonante
(Subcapítulo 2.8)
línea ranurada o Slotline
(Subcapítulo 2.4)
Línea ranurada rectangular
(Subcapítulo 2.4)
línea ranurada y el detector de prueba
(Subcapítulo 10.3)
línea sin pérdidas
(Subcapítulo 8.1)
Línea terminada en circuito abierto
(Subcapítulo 6.2)
Línea terminada en corto circuito
(Subcapítulo 6.2)
Línea terminada en Impedancia Característica o flat
(Subcapítulo 6.2)
Línea terminada en Zr general
(Subcapítulo 6.2)
línea uniforme
(Subcapítulo 3.1)
LÍNEAS ACOPLADAS
(Subcapítulo 2.8)
líneas acopladas
(Subcapítulo 2.8)
LÍNEAS APARENTES
(Capítulo 9)
LÍNEAS COMO ELEMENTOS DE CIRCUITO
(Subcapítulo 11.7)
Líneas como inversor de impedancias
(Subcapítulo 2.8)
Líneas como Reactancias Inductivas y Capacitivas

(Subcapítulo 2.8)
LÍNEAS COMO REDES DE IMPEDANCIA PROPORCIONAL
(Subcapítulo 9.2)
Líneas como repetidor de impedancias
(Subcapítulo 2.8)
Líneas como transformador de impedancias
(Subcapítulo 2.8)
LÍNEAS DE FUERZA
(Subcapítulo 11.4)
líneas de microfranja o stripline
(Subcapítulo 2.4)
LÍNEAS DE RADIO FRECUENCIA
(Subcapítulo 11.5)
LÍNEAS DE TRANSMISIÓN ACOPLADAS
(Subcapítulo 10.2)
Líneas de Transmisión en postes
(Subcapítulo 1.2)
LÍNEAS DE TRANSMISIÓN NO TEM
(Subcapítulo 2.7)
LÍNEAS DE TRANSMISIÓN TERMINADAS EN CARGAS ESPECIALES
(Subcapítulo 6.2)
líneas muy cortas o de laboratorio
(Subcapítulo 6.2)
Líneas no resonantes
(Subcapítulo 6.1)
líneas sin pérdidas
(Subcapítulo 3.2)
LÍNEAS TELEFÓNICAS
(Subcapítulo 11.2)
longitud de la onda
(Subcapítulo 5.2)
Longitud de Onda
(Subcapítulo 1.1)
Longitud de onda en el vacío
(Subcapítulo 1.1)
Longitud Eléctrica de la Línea
(Subcapítulo 1.1)

M
Marconi
(Subcapítulo 1.4)
máximos de una línea sin pérdidas terminada en cortocircuito
(Subcapítulo 8.1)
medio de entretenimiento
(Subcapítulo 2.3)
Metales más usados como conductores en líneas de transmisión
(Subcapítulo 2.1)
Método del doble mínimo para determinar impedancia de carga
(Subcapítulo 8.1)
MÉTODOS ANALÍTICOS

(Subcapítulo 1.3)
Michael Pupin
(Subcapítulo 1.4)
micrófono de carbón
(Subcapítulo 1.4)
Microfranja o Microstrip
(Subcapítulo 2.4)
mínimos de una línea sin pérdidas terminada en cortocircuito
(Subcapítulo 8.1)
Modelo de la Línea de Transmisión
(Subcapítulo 3.2)
Modificación de VSWR
(Subcapítulo 8.1)
modo TEM
(Subcapítulo 2.7)
Modos en la guía de onda y teoría electromagnética
(Subcapítulo 2.7)
Morse
(Subcapítulo 1.4)

N
NOTACIÓN EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN
(Subcapítulo 3.5)
Notación para la impedancia y la admitancia
(Subcapítulo 3.5)
Notación para la respuesta a transitorios
(Subcapítulo 3.5)

O
OBJETIVOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN
(Subcapítulo 1.5)
Oersted
(Subcapítulo 1.4)
Oliver Heaviside
(Subcapítulo 1.4)
onda estacionaria de voltaje
(Subcapítulo 8.1)
onda estacionaria de voltaje para una línea sin pérdidas terminada en cortocircuito
(Subcapítulo 8.1)
onda incidente
(Subcapítulo 5.1)
onda reflejada
(Subcapítulo 5.1)
Onda Sinusoidal
(Subcapítulo 1.1)
ONDAS DE CONDUCTOR ELECTROMAGNÉTICO
(Subcapítulo 6.4)
Ondas estacionarias
(Subcapítulo 8.1)
ONDAS ESTACIONARIAS EN LÍNEAS

(Capítulo 8)
ondas incidentes
(Subcapítulo 5.2)
ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS
(Subcapítulo 6.1)
ondas reflejadas
(Subcapítulo 5.2)
Ondas Unidimensionales
(Subcapítulo 4.1)
ondas unidimensionales
(Subcapítulo 4.1)
ONDAS VIAJERAS EN LÍNEA
(Capítulo 6)
Ondas viajeras sobre una línea de transmisión sin pérdidas
(Subcapítulo 5.1)
osciladores de radiofrecuencia
(Subcapítulo 10.3)
Otto von Guericke de Magdeburgo
(Subcapítulo 1.4)

P
PARÁMETROS DE DISIPACIÓN EN UNA LÍNEA
(Subcapítulo 7.3)
PARÁMETROS DE LÍNEAS
(Capítulo 7)
Parámetros distribuidos de una línea coaxial
(Subcapítulo 2.2)
Parámetros distribuidos de una línea de transmisión
(Subcapítulo 3.1)
parámetros distribuidos donde se producen las pérdidas
(Subcapítulo 5.1)
parámetros distribuidos donde se puede almacenar energía
(Subcapítulo 5.1)
Parámetros en escala radial en carta de Smith
(Subcapítulo 12.1)
Parámetros importantes en una línea de transmisión uniforme
(Subcapítulo 5.2)
parámetros normalizados
(Subcapítulo 12.1)
PARÁMETROS PARA CÁLCULOS EN LÍNEAS
(Subcapítulo 7.1)
pares de alambres entrelazados
(Subcapítulo 1.2)
Patrón de campo electromagnético modo TEM en línea coaxial
(Subcapítulo 2.7)
patrón de onda estacionaria de voltaje para línea sin pérdidas en cortocircuito
(Subcapítulo 8.1)
PATRONES DE ONDA ESTACIONARIA
(Subcapítulo 8.2)
pérdida en el cobre

(Subcapítulo 1.1)
pérdida en el dieléctrico
(Subcapítulo 1.1)
pérdida interna molecular
(Subcapítulo 3.4)
pérdida interna molecular de los materiales dieléctricos
(Subcapítulo 3.2)
pérdida por radiación
(Subcapítulo 1.1)
Pérdidas de transmisión y onda estacionaria
(Subcapítulo 12.1)
Pérdidas en una Línea de Transmisión
(Subcapítulo 1.1)
pérdidas magnéticas
(Subcapítulo 3.4)
pérdidas óhmicas y magnéticas
(Subcapítulo 3.2)
período de la onda
(Subcapítulo 5.2)
pila química
(Subcapítulo 1.4)
plasmas
(Subcapítulo 1.3)
Postulados del análisis de circuitos con elementos distribuidos
(Subcapítulo 3.1)
POSTULADOS, SÍMBOLOS, COEFICIENTES Y NOTACIÓN DE LÍNEAS
(Capítulo 3)
primer análisis de circuito distribuido de una línea de transmisión uniforme
(Subcapítulo 1.4)
PRINCIPIOS BÁSICOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN
(Subcapítulo 1.6)
Programa para obtener parámetros si carga es flat
(Subcapítulo 6.2)
PROPAGACIÓN Y REFLEXIÓN DE ONDAS PLANAS EN UN MEDIO ISOTRÓPICO
(Subcapítulo 6.3)
Propiedades de las líneas de un cuarto y media longitud de onda
(Subcapítulo 2.8)
punto de reflexión
(Subcapítulo 7.1)
puntos de cortocircuito y circuito abierto en carta de Smith
(Subcapítulo 12.1)

R
reactancias capacitivas paralelo
(Subcapítulo 2.4)
reactancias inductivas serie
(Subcapítulo 2.4)
Red acopladora como reactancia capacitiva
(Subcapítulo 2.8)

Red acopladora como reactancia inductiva
(Subcapítulo 2.8)
red acopladora configuración II
(Subcapítulo 9.1)
red acopladora configuración L
(Subcapítulo 9.1)
red acopladora configuración T
(Subcapítulo 9.1)
Red de línea de transmisión general
(Subcapítulo 2.8)
redes acopladoras de impedancia
(Subcapítulo 9.1)
relación de ondas estacionarias
(Subcapítulo 2.4)
RELACIÓN DE ONDAS ESTACIONARIAS
(Subcapítulo 8.1)
Relación de ondas estacionarias de voltaje S=VSWR
(Subcapítulo 8.1)
Relaciones hiperbólicas importantes usadas en diseños de líneas
(Subcapítulo 6.2)
Repetidor de impedancias
(Subcapítulo 2.8)
Representación de conductor entrelazado
(Subcapítulo 2.6)
Resistencia distribuida e inductancia interna de conductores circulares sólidos
(Subcapítulo 2.1)
Resistencia en serie
(Subcapítulo 3.2)
resonancia
(Subcapítulo 11.1)

S
Sección transversal de cable coaxial
(Subcapítulo 2.2)
Sección transversal de guía de onda rectangular
(Subcapítulo 2.3)
Sección transversal de un conductor circular
(Subcapítulo 2.1)
SECCIONES II Y T
(Subcapítulo 9.1)
Secciones transversales de conductores paralelos
(Subcapítulo 2.1)
Selección de la notación de coordenadas
(Subcapítulo 3.3)
Selección del origen de las coordenadas longitudinales
(Subcapítulo 3.3)
Semiplano derecho de una impedancia
(Subcapítulo 12.1)
Señales propagadas en el espacio
(Subcapítulo 1.2)

Señales propagadas en la atmósfera de la Tierra
(Subcapítulo 1.2)
SIMBOLOGÍA EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN
(Subcapítulo 3.4)
Símbolos de los coeficientes de circuito distribuido
(Subcapítulo 3.4)
Símbolos para cantidades y elementos terminales
(Subcapítulo 3.4)
Símbolos para corriente y voltaje
(Subcapítulo 3.4)
sistema balanceado
(Subcapítulo 10.3)
sistema desbalanceado
(Subcapítulo 10.3)
SISTEMAS DE TRANSMISIÓN
(Subcapítulo 1.2)
SISTEMAS MULTICONDUCTOR
(Subcapítulo 2.5)
sistemas telegráficos electrostáticos
(Subcapítulo 1.4)
SOLUCIÓN DE ECUACIONES DIFERENCIALES DE LÍNEAS
(Capítulo 5)
Solución de estado estacionario para la línea uniforme
(Subcapítulo 5.2)
Soluciones de estado estacionario con magnitud y ángulo para una línea
(Subcapítulo 5.2)
Soluciones de Onda de corriente para línea sin pérdidas
(Subcapítulo 5.1)
Soluciones de Onda de voltaje para línea sin pérdidas
(Subcapítulo 5.1)
soluciones de onda de voltaje para líneas de transmisión sin pérdidas
(Subcapítulo 5.1)
Soluciones de Onda de Voltaje y Corriente para línea de transmisión sin pérdidas
(Subcapítulo 5.1)
SOLUCIONES GENERALES DE ECUACIÓN DE ONDA
(Subcapítulo 5.1)
soluciones generales de ecuación de onda sobre una línea de transmisión sin pérdidas
(Subcapítulo 5.1)
Stephen Gray
(Subcapítulo 1.4)

T
teléfono
(Subcapítulo 1.4)
teléfono
(Subcapítulo 1.4)
telégrafo electromagnético comercial
(Subcapítulo 1.4)
telégrafos magnéticos experimentales

(Subcapítulo 1.4)
Teoría de Campos Electromagnéticos o Ecuaciones de Maxwell
(Subcapítulo 3.2)
Teoría de Circuitos con Parámetros Concentrados
(Subcapítulo 1.3)
Teoría de Circuitos con Parámetros Concentrados
(Subcapítulo 3.2)
Teoría de Circuitos con Parámetros Distribuidos
(Subcapítulo 1.3)
Teoría de Circuitos con Parámetros Distribuidos
(Subcapítulo 3.2)
Teoría Electromagnética
(Subcapítulo 1.3)
Tipos de línea según longitud eléctrica
(Subcapítulo 1.1)
TIPOS GENERALES DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN
(Capítulo 2)
torsiones o curvaturas en una línea de transmisión
(Subcapítulo 3.1)
transductor
(Subcapítulo 11.2)
transformador de impedancias
(Subcapítulo 2.4)
Transformador o acoplador de impedancias l/4
(Subcapítulo 2.8)
trombón de acoplamiento
(Subcapítulo 10.1)

U
Unidades multistub
(Subcapítulo 10.3)
Utilizando los sistemas de transmisión eléctrica
(Subcapítulo 1.2)

V
Valores máximos y mínimos de Impedancia
(Subcapítulo 8.1)
Valores prácticos de Constante de velocidad
(Subcapítulo 1.1)
velocidad de fase
(Subcapítulo 5.2)
velocidad de propagación
(Subcapítulo 5.1)
velocidad de propagación de una onda en una línea uniforme
(Subcapítulo 5.2)
velocidad de propagación en una línea sin pérdidas
(Subcapítulo 4.1)
Volta
(Subcapítulo 1.4)
voltaje en cualquier punto de la línea en función del coeficiente de reflexión

(Subcapítulo 7.1)
voltaje y corriente de una línea de transmisión terminada en circuito abierto
(Subcapítulo 6.2)
voltaje y corriente de una línea de transmisión terminada en cortocircuito
(Subcapítulo 6.2)
voltaje y corriente en el generador de una línea
(Subcapítulo 5.2)
voltaje y corriente en la carga de una línea
(Subcapítulo 5.2)
VSWR en decibelios
(Subcapítulo 8.1)
VSWR en función del coeficiente de reflexión
(Subcapítulo 8.1)

W
Wheatstone y Cook
(Subcapítulo 1.4)

ANEXO 2

DISEÑOS

Los diseños que se incluyen en el programa Lintel se enumeran a continuación.

1. CÁLCULO DE PARÁMETROS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

1.1 Cálculo Longitud de onda y longitud eléctrica en L.T.T. al vacío

1.2 Cálculo Velocidad de propagación en L.T.T. sin pérdidas con parámetros distribuidos

1.3 Cálculo de Impedancia Característica en L.T.T. sin pérdidas

1.4 Cálculo de Parámetros importantes en L.T.T. uniforme con parámetros distribuidos

1.5 Cálculo de fasor de voltaje para onda incidente en L.T.T. uniforme

donde:

L.T.T. *Línea de Transmisión de Telecomunicaciones*

2. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN A PARTIR DEL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN

2.1 Cálculo de [Zr], [Ror], [Rox] y [SWR] dados [Zx], [x] en L.T.T. sin pérdidas.

2.2 Cálculo de [Zx], [Ror], [Rox], [SWR] dados [Zr], [x] en L.T.T. sin pérdidas.

2.3 Cálculo de [Zx], [Ror], [Rox], [SWR] dados [Zr], [x] , [a] en L.T.T. con pérdidas.

2.4 Cálculo de [Zr], [Ror], [Rox], [SWR] dados [Zx], [x], [a] en L.T.T. con pérdidas.

donde:

Zr *impedancia en terminales de carga*

Zx *impedancia en cualquier sección x de la línea de transmisión*

Ror *coeficiente de reflexión en la carga*

Rox *coeficiente de reflexión en cualquier sección x*

SWR *relación de ondas estacionarias*

x *cualquier sección de la línea de transmisión*

a *atenuación total*

3. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN A PARTIR DE EXPRESIONES GENERALES

3.1 Fasor de voltaje incidente y reflejado a una distancia x de la carga, conociendo constantes alfa y beta.

3.2 Parámetros y valores eléctricos en L.T.T. con alambres abiertos dados [Gama], [Zo], [l], [f] si [Zr]=[Zo]

donde:

alfa *constante de atenuación*

beta *constante de fase*

gama *constante de propagación*

Zo *impedancia característica de la línea*

l *longitud de la línea*

f *frecuencia de trabajo*

Zr *impedancia de carga de la línea*

4. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN CON AYUDAS GRÁFICAS

4.1 Acoplador de Impedancias landa/4, en L.T.T. sin pérdidas.

4.2 Cálculo de [Zr], [Ror], [Rox] y [SWR] dados [Zx], [x] en L.T.T. sin pérdidas.

4.3 Cálculo de [Zx], [Ror], [Rox], [SWR] dados [Zr], [x] en L.T.T. sin pérdidas.

4.4 Cálculo de [Zx], [Ror], [Rox], [SWR] dados [Zr], [x] , [a] en L.T.T. con pérdidas.

4.5 Cálculo de [Zr], [Ror], [Rox], [SWR] dados [Zx], [x], [a] en L.T.T. con pérdidas.

4.6 Acoplamiento con 1 Stub. atenuación = 0

donde:

landa *longitud de onda*

5. ACOPLAMIENTOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN. ANALÍTICO Y GRÁFICO

5.1 Acoplamiento de 4 secciones de L.T.T. con un stub en circuito abierto

5.2 Acoplador de impedancias de landa/4. atenuación = 0.

5.3 Acoplamiento con 1 Stub. atenuación = 0

ANEXO 3

SIMULACIÓN

Los ejemplos de simulación que se incluyen en el programa Lintel se enumeran a continuación.

1. EJEMPLOS DE SIMULACIÓN DE AYUDAS GRÁFICAS PARA CÁLCULOS SOBRE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

1.1 Localización de Impedancias de Carga en Carta de Smith

1.2 Localización de Admitancias de Carga en Carta de Smith

1.3 Ubicación de coeficiente de reflexión Rox y cálculo de zx. si alfa = 0

1.4 Círculo VSWR, ubicación de zmáx, zmín, zx y Rox a x del generador desde un mínimo. si alfa = 0

1.5 Cálculos para un acoplador landa/4

1.6 Cálculo de Zr dado Zx en L.T.T. sin pérdidas

1.7 Cálculo de Zx dado Zr en L.T.T. sin pérdidas

1.8 Cálculo de Zx dado Zr en L.T.T. con pérdidas

1.9 Cálculo de Zr dado Zx en L.T.T. con pérdidas

1.10 Cálculos para un acoplador con 1 Stub

donde:

Rox	*coeficiente de reflexión en cualquier sección x de la línea*
zx	*impedancia normalizada en cualquier sección x de la línea*
alfa	*constante de atenuación*
VSWR	*relación de ondas estacionarias de voltaje*
zmáx	*impedancia normalizada máxima*

zmín *impedancia normalizada mínima*

x *cualquier sección de la línea*

landa *longitud de onda*

Zr *impedancia de carga*

Zx *impedancia en cualquier sección de la línea*

2. EJEMPLOS DE SIMULACIÓN DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

2.1 Simulación de L.T.T. terminada en cortocircuito

2.2 Simulación de L.T.T. terminada en circuito abierto

2.3 Simulación de L.T.T. terminada en flat (Zo)

2.4 Simulación de L.T.T. terminada en cualquier impedancia de carga (Zx)

donde:

L.T.T. *Línea de Transmisión de Telecomunicaciones*

Zo *impedancia característica*

ANEXO 4

DESCRIPCIÓN DE LIBRERÍAS

En los módulos de diseño y simulación del programa LINTEL, se utilizan librerías de cargas, generadores y líneas de transmisión, que permiten el acceso a sus características prácticas *[ver subcapítulo 5.2, manual de usuario]*.

4.1 LIBRERÍAS DE CARGAS UTILIZADAS EN DISEÑOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

Las características prácticas que se tienen en las librerías de cargas son las siguientes:

Rr	Resistencia de carga en [ohmios (Ω)]
Cr	Capacitancia de carga en [faradios (F)]
Lr	Inductancia de carga en [henrios (H)]
Xr	Reactancia de carga en [ohmios (Ω)]
fr	Rango de frecuencia de trabajo de la carga en [hertz (Hz)] o [megahertz (MHz)]
Pr	Capacidad de potencia máxima de trabajo de la carga en [watios (w)] o [kilowatios (Kw)]
Vr	Voltaje de ruptura de la carga en [kilovoltios (Kv)]
VSWR	La relación de ondas estacionarias de voltaje en la carga VSWR [valores menor o igual a un máximo, en donde la señal de transmisión puede ser transmitida sin distorsión].

Los tipos de cargas utilizadas en líneas de transmisión de telecomunicaciones que se tiene en las librerías de Lintel se indican en [Tabla 4.1].

#	CARGA	Rr [Ω]	Cr [F]	Lr [H]	Xr [Ω]	fr [MHz]	Pr [Kw]	Vr [Kv]	VSWR
1	Antena de 75 ohmios	75							
2	Antena de 300 ohmios	300							
3	Antena del tipo dipolo doblado de 300 ohmios.	300							
4	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RBN 025/60 Rohde&Schwarz	60				0-220 MHz	0.25 Kw	0.8 Kv	
5	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RBN 1/60 Rohde&Schwarz	60				0-30 MHz	1 Kw	2.5 Kv	
6	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RBN 1/60/7 Rohde&Schwarz	60				30-108 MHz	1 Kw	2.5 Kv	
7	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RBN 10/50/17 Rohde&Schwarz	50				0-125 MHz	10 Kw	2.5 Kv	
8	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RBN 10/60/9 Rohde&Schwarz	60				100-156 MHz	10 Kw	2.5 Kv	
9	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RBN 10/60/171 Rohde&Schwarz	60				0-125 MHz	10 Kw	2.5 Kv	
10	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RBN 60/50 Rohde&Schwarz	50				0-110 MHz	60 Kw	7 Kv	
11	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RBN 60/60 Rohde&Schwarz	60				0-110 MHz	60 Kw	7 Kv	
12	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RD 010/50 Rohde&Schwarz	50				0-600 MHz	0.1 Kw	3 Kv	
13	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RD 010/60 Rohde&Schwarz	60				0-600 MHz	0.1 Kw	3 Kv	

14	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RD 1/50 Rohde&Schwarz	50				0-600 MHz	1 Kw	3 Kv	
15	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RD 1/60 Rohde&Schwarz	60				0-600 MHz	1 Kw	3 Kv	
16	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RD 3/50 Rohde&Schwarz	50				0-500 MHz	3-2.5 Kw	3 Kv	
17	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RD 3/60 Rohde&Schwarz	60				0-600 MHz	3-2.5 Kw	3 Kv	
18	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RD 10/50 Rohde&Schwarz	50				0-960 MHz	10-16 Kw	4 Kv	
19	Resistencia de carga para radiofrecuencia tipo RD 10/60 Rohde&Schwarz	60				0-960 MHz	20 Kw	4 Kv	
20	Antena vertical HA 92/212 Rohde&Schwarz	60				2-30 MHz	0.8 Kw		
21	Antena dipolo de alambre horizontal HA 177/402 Rohde&Schwarz	60				1.5-30 MHz			<= 2.5
22	Antena direccional logarítmo periódica tipo AK226/508/50 Rohde&Schwarz	50				4-30 MHz	1 Kw		<= 2.2
23	Antena direccional logarítmo periódica tipo AK226/5014/300 Rohde&Schwarz	300				4-30 MHz	30 Kw		<= 2.2
24	Antena direccional logarítmo periódica tipo AK226/506 Rohde&Schwarz	60				3.5-30 MHz	5 Kw		<= 2.2
25	Cargas normalizadas	10/20/50	10/20/50	10/20/50	10/20/50				

Tabla 4.1 Características de cargas utilizadas en líneas de transmisión

4.2 LIBRERÍAS DE GENERADORES UTILIZADAS EN DISEÑOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES

Las características prácticas que se tienen en las librerías de generadores son las siguientes:

fg Rango de frecuencia de trabajo del generador en [hertz (Hz)] o [megahertz (MHz)]

Vg Voltaje de señal del generador en [voltios eficaces (vrms)]

Rg Resistencia del generador en [ohmios (Ω)]

Xg Reactancia del generador en [ohmios (Ω)]

Pg Potencia de salida máxima del generador en [watios (w)]

Los tipos de generadores utilizados en líneas de transmisión de telecomunicaciones que se tiene en las librerías de Lintel se indican en [Tabla 4.2].

#	GENERADOR	fg [MHz]	Vg [vrms]	Rg [Ω]	Xg [Ω]	Pg [w]
1	Oscilador para VHF de 10 canales tipo EU 29/2 Rohde&Schwarz	100-156 MHz				
2	Oscilador para UHF de 10 canales tipo ED 20/2 Rohde&Schwarz	225-400 MHz				
3	Oscilador multicanal para VHF tipos EU019 y EU19 Rohde&Schwarz	100-156 MHz				
4	Oscilador multicanal para UHF tipos ED010 y ED10 Rohde&Schwarz	225-400 MHz				
5	Transmisor de onda corta SK 050/626.16 Rohde&Schwarz	1.5-24 MHz		600		500 w
6	Excitador decádico NO 270/1 Rohde&Schwarz	0.1-30 MHz	0.3-2 Vrms	600		0.1 w

Tabla 4.2 Características de generadores utilizados en líneas de transmisión

4.3 LIBRERÍAS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE TELECOMUNICACIONES UTILIZADAS EN DISEÑOS

Las características prácticas que se tienen en las librerías de líneas de transmisión son las siguientes:

R Resistencia distribuida en [ohmios/metro (Ω/m)]

G Conductancia distribuida en [mhoms/metro (υ/m)]

L Inductancia distribuida en [henrios/metro (H/m)]

C Capacitancia distribuida en [faradios/metro (F/m)]

α Constante de atenuación en [nepers/metro (np/m)]

β Constante de fase en [radianes/metro (rad/m)]

Kv Constante de velocidad

Zo Impedancia característica en [ohmios (Ω)]

Los tipos de líneas de transmisión de telecomunicaciones que se tiene en las librerías de Lintel se indican en [Tabla 4.3].

#	LÍNEA	R Ω/m	G υ/m	L H/m	C F/m	α np/m	β rad/m	Kv	Zo Ω
1	1. Línea twinex de conductores paralelos de 150 ohmios								150
2	2. Línea twinex de conductores paralelos de 300 ohmios								300
3	3. Línea twinex de conductores paralelos de 600 ohmios								600
4	4. Línea coaxial con dieléctrico de politeno RG-58							0.66	52
5	5. Línea coaxial con dieléctrico de politeno RG-58a							0.66	52
6	6. Línea coaxial con dieléctrico de politeno RG-58A/U							0.66	52
7	7. Línea coaxial con dieléctrico de politeno RG-59							0.66	52