

881217

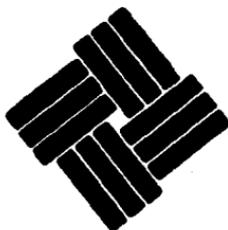
**UNIVERSIDAD ANAHUAC**

13

207

**ESCUELA DE INGENIERIA**

CON ESTUDIOS INCORPORADOS A LA  
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO



**Vince In Bono Malum**

**“DISEÑO, MEDICION Y CONSTRUCCION  
DE UN ACOPLADOR DE CARGA EN  
RADIO FRECUENCIA”**

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

**INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

**AREA: SISTEMAS ELECTRICOS Y ELECTRONICOS**

**P R E S E N T A :**

**JORGE EDGAR REYNAGA RAMIREZ**

Asesor de la Tesis: Ing. Moisés Torres Basurto

MEXICO, D. F.

**TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN**

1989



## **UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso**

### **DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

## INDICE

CONTENIDO	PAGINA
INTRODUCCION	1
Objetivo General	2
Objetivos particulares	2
JUSTIFICACION	4
<b>CAPITULO 1. <u>LINEAS DE TRANSMISION</u></b>	<b>6</b>
1.1 Introducci3n	7
1.2 Clasificaci3n de las l3neas de transmisi3n	8
1.3 Ecuaciones de onda	11
1.3.1 Ecuaciones diferenciales para las l3neas de transmisi3n	12
1.3.2 Ecuaciones de onda para una l3nea sin p3rdidas de energ3a	15
1.3.3 Ecuaciones de onda para una l3nea de transmisi3n con p3rdidas de energ3a	16
1.4 L3neas de transmisi3n de cables coaxiales y de cables paralelos a partir de las l3neas de planos infinitos	21
1.5 Par3metros concentrados de una l3nea de transmisi3n de planos paralelos (l3neas sin p3rdidas)	23
1.6 Impedancia caracter3stica	27
1.7 Coeficiente de reflexi3n y relaci3n de onda estacionaria	29
1.8 Relaci3n de onda estacionaria	36
1.9 La carta de Smith	40
<b>CAPITULO 2 <u>ACOPLAMIENTOS DEL TIPO REACTIVO</u></b>	<b>46</b>
2.1 Introducci3n	47
2.2 Teoremas de redes	48
2.3 Principio del acoplador de impedancias del tipo reactivo	53
2.4 El teorema de transformaci3n de impedancias	55
2.5 Acoplamiento reactivo de secci3n en "L"	57
2.6 Acoplamiento reactivo de secci3n en "T"	63
2.7 Constante de transferencia imagen	70
2.8 Acoplamiento reactivo de secci3n en "n"	76
2.9 Combinaciones posibles de elementos en redes "T" y "n"	78
2.10 An3lisis de p3rdidas en redes "T" y "n"	84
2.11 Redes en cascada	94

<b>CAPITULO 3</b>	<b><u>DISEÑO, CONSTRUCCION Y OPERACION DE UN MEDIDOR DE RELACION DE ONDA ESTACIONARIA.</u></b>	<b>97</b>
3.1	Introducción	98
3.2	Marco de referencia operacional	99
3.3	Marco de referencia funcional	102
3.4	Elección del circuito	108
3.5	Cálculo de los componentes del circuito	112
3.6	Selección de los componentes	126
3.7	Ensamble del circuito	129
3.8	Ajuste y prueba	133
3.9	Operación	135
<b>CAPITULO 4</b>	<b><u>ACOPLADOR DE CARGA EN RADIO FRECUENCIA</u></b>	<b>137</b>
4.1	Introducción	138
4.2	Consideraciones de diseño	139
4.3	Capacitores e inductores variables	141
4.4	El circuito acoplador	144
4.5	Construcción del acoplador	148
4.6	Operación	151
<b>CAPITULO 5</b>	<b><u>ESTUDIO ECONOMICO</u></b>	<b>153</b>
5.1	Introducción	154
5.2	Catálogo de equipos	155
5.2.1	Medidores de potencia y/o R.O.E.	155
5.2.2	Acopladores de antena	160
5.3	Lista de fabricantes y distribuidores	167
5.3.1	Fabricantes	167
5.3.2	Distribuidores (Estados Unidos)	168
5.3.3	Distribuidores (México)	171
5.4	Precio del medidor de potencia y R.O.E. propuesto	172
5.5	Precio del acoplador de antena propuesto	173
5.6	Consideraciones para la producción en serie de un medidor de R.O.E.	174
5.6.1	Gastos	176
5.6.2	Cálculo mensual de gastos	178
5.6.3	Ingresos	181
5.7	Consideraciones en torno al acoplador	183
<b>CONCLUSIONES</b>		<b>185</b>
<b>BIBLIOGRAFIA</b>		<b>189</b>

## **I N T R O D U C C I O N**

## INTRODUCCION

Como parte integrante de un sistema completo de radio comunicación, la antena deberá estar debidamente ligada a los demás componentes del sistema para una transmisión y recepción eficientes. En este punto es de suma importancia considerar la impedancia de entrada al transmisor/receptor.

A una frecuencia dada puede simplificarse el estudio de esta impedancia a través de representar como una resistencia en serie con una reactancia. Esta es la representación más sencilla de una red equivalente. Sin embargo, a medida que aumenta el rango de frecuencia, su representación se hace más complicada, por lo que, para su estudio, se toma como base su representación a través de una línea de transmisión en circuito abierto de constante distribuida. Dicha representación está basada en las ecuaciones de Maxwell y en las leyes para circuitos del tipo reactivo y constituye un modelo confiable para el estudio de la impedancia como una variable en el circuito general.

Dado que la representación de la impedancia, a través de este modelo, es por medio de una línea de transmisión, será importante conocer los conceptos relacionados con las líneas de transmisión para comprender el proceso y limitantes por los cuales las ondas electromagnéticas viajan por las mismas, sus efectos, características y propiedades. El control de la impedancia tiene especial importancia dado que sin existir un acoplamiento adecuado de impedancias entre el transmisor y su carga (la antena), el valor de relación de onda estacionaria que exista en la línea de transmisión podría llegar a causar desperfectos en los demás componentes del sistema.

Con el interés de presentar de una manera sistemática y didáctica conceptos altamente abstractos en su contenido pero de manera que puedan ser fácilmente comprendidos a través de su aplicación en una si-

tuación práctica, se ha elaborado el siguiente trabajo resumido en el siguiente:

### OBJETIVO GENERAL

Llevar a la práctica los conocimientos obtenidos durante el término de los estudios, mediante la realización de un medidor de relación de onda estacionaria, así como un acoplamiento de carga de radio frecuencia, que ya han demostrado su utilidad en el campo de la Ingeniería de Comunicaciones, mediante los siguientes:

### OBJETIVOS PARTICULARES

- 1) Tener un instrumento de tipo didáctico y aplicativo que pueda ser utilizado por el alumno para comprobar los conceptos teóricos y prácticos de los principios básicos involucrados en la transmisión y recepción de la onda electromagnética, a través de la visualización práctico-teórica del funcionamiento de un medidor de relación de onda estacionaria y de un acoplador de carga.
- 2) Obtener variables que incidan en el tipo de elementos empleados para la producción unitaria de un medidor de relación de onda estacionaria con repercusión en costos.
- 3) Determinar aquellas variables que puedan influir en su calidad, amplitud de beneficios y duración.
- 4) Obtener información necesaria para su difusión desde el punto de vista enseñanza-aprendizaje, de los conceptos teóricos y prácticos de dicho aparato.

Los primeros dos capítulos enmarcan los elementos teóricos sobre los que se basa el funcionamiento de ambos componentes; dando los fundamentos requeridos para introducir sus características de diseño y operación que se presentan en los siguientes dos capítulos. El último capítulo muestra un estudio económico con las consideraciones fundamentales para su producción en serie.

Al principio de cada capítulo se presenta una breve introducción que permite al lector entrelazar el contenido total del trabajo y facilitar su comprensión y consulta.

## JUSTIFICACION.

La carrera de Ingeniería en Sistemas Eléctricos y Electrónicos involucra gran cantidad de conocimientos teóricos cuyo estudio es facilitado con la demostración práctica de las leyes que rigen ciertos fenómenos. La demostración en el laboratorio de cualquier concepto contribuirá siempre al refuerzo del conocimiento adquirido en el salón de clases.

Considero que con el presente tema de tesis se desarrollarán temas cuyo contenido forman la base tecnológica de nuestros actuales sig temas modernos de comunicación. Aunque los principios teóricos relacio nados con la construcción de los acopladores son básicos en su mayoría, su naturaleza permite comprender una pequeña parte del funcionamiento de un sistema completo de transmisión. Si se cuenta, pues, con un ins trumento básico y, por tanto, con un conocimiento definido, resultará posible agregar nuevos conceptos de mayor complejidad o de índole dife- rente que puedan así ampliar el campo perceptivo en relación al tema.

La tecnología se desarrola con una rapidez mucho mayor a la que es posible en la adquisición de conocimientos para cualquier estu- diante o profesionista, por lo que resulta importante para la especiali- zación cimentar debidamente dichos conceptos básicos e intermedios que podrán ser motivo, posteriormente, de una mayor investigación, a través de la concepción completa o especializada de sistemas que definan objeti vamente los principios de la Teoría Electromagnética y la Ingeniería de Comunicación.

## CAPITULO 1

### LINEAS DE TRANSMISION

- 1.1 Introducción
- 1.2 Clasificación de las líneas de transmisión
- 1.3 Ecuaciones de onda
  - 1.3.1 Ecuaciones diferenciales para las líneas de transmisión.
  - 1.3.2 Ecuaciones de onda para una línea sin pérdidas de energía.
  - 1.3.3 Ecuaciones de onda para una línea de transmisión con pérdidas de energía.
- 1.4 Líneas de transmisión de cables coaxiales y de cables paralelos a partir de las líneas de planos infinitos.
- 1.5 Parámetros concentrados de una línea de transmisión de planos paralelos (líneas sin pérdidas)
- 1.6 Impedancia característica
- 1.7 Coeficientes de reflexión y relación de onda estacionaria.
- 1.8 Relación de onda estacionaria
- 1.9 La Carta de Smith.

## CAPITULO 1: LINEAS DE TRANSMISION

### 1.1 INTRODUCCION

Una línea de transmisión puede ser definida como un dispositivo o medio para guiar energía electromagnética de un punto a otro. Generalmente será deseado que esta energía sea transportada con la máxima eficiencia, siendo las pérdidas por radiación o por calor tan pequeñas como sea posible lograrlas en la práctica. El estudio de los principios bajo los cuales se rige dicho transporte, así como los modelos matemáticos que simplifican y permiten su estudio, serán presentados en este primer capítulo.

Las herramientas utilizadas serán las proporcionadas por la Teoría Electromagnética cuyo campo de estudio abarca la electricidad, el magnetismo, los campos eléctricos y magnéticos y las ondas electromagnéticas. Las leyes que rigen a esta teoría, permitirán determinar las variables que intervienen en la propagación de las ondas electromagnéticas por las líneas de transmisión.

## 1.2 CLASIFICACION DE LAS LINEAS DE TRANSMISION.

Dado que existe una gran variedad de tipos de onda o modos en los que se puede llevar a cabo la transmisión a través de planos paralelos, las líneas de transmisión se clasifican precisamente con base en los tipos de ondas que éstas pueden transmitir. Se clasifican en dos tipos principales:

- 1) Las capaces de transmitir ondas del tipo transversal electromagnético (TEM).
- 2) Aquellas que pueden transmitir ondas de órdenes superiores.

Cuando se habla del modo TEM, se dice que tanto el campo eléctrico como el magnético son transversales con respecto a la dirección de propagación de la onda; en otras palabras, no existen componentes de  $\vec{E}$  o  $\vec{H}$  en ese sentido. En los modos de orden superior - (frecuencias mayores a los 250 ó 300 MHz), por otro lado, existirá al menos un componente de campo en la dirección de propagación, ya sea del eléctrico (onda transversal magnética -TM-) o del magnético (onda transversal eléctrica -TE-).

Todos los modos, con excepción del TEM, requieren cierta separación mínima (en longitudes de onda) entre los conductores para que la propagación sea posible. Para la onda del modo TEM, dicha separación puede ser pequeña comparada con la longitud de onda; es por eso que sólo la TEM puede ser considerada para bajas frecuencias, ya que se trata de un filtro pasa bajos; por otro lado, las ondas del modo TE y del modo TM constituyen un filtro pasa altos.

Si un sistema de conductores guía a una onda del tipo TEM, recibe el nombre de **LÍNEA DE TRANSMISION**. Todas las líneas de dos conductores, tales como los cables coaxiales o cables paralelos, son ejemplos de esta clasificación. Las líneas de transmisión consisten en, al menos, dos conductores separados entre los cuales pueda existir una diferencia de potencial.

Si el sistema de conductores, por otro lado, guía ondas del tipo TE o TM, recibe el nombre de **GUIA DE ONDA**.

Existe un tipo especial de guía de onda, cuyo estudio parte de la reflexión de onda electromagnética en medios dieléctricos. Cuando la conducción de la O.E.M. es por medio de un cilindro dieléctrico (transmitiendo longitudes de onda ópticas o próximas a las ópticas) rodeado de un medio con permitividad menor, se tendrá la reflexión interna total al sobrepasar el ángulo crítico. Su diámetro puede ser muy pequeño y recibe el nombre de **FIBRA OPTICA**. Dicha guía consiste típicamente en una fibra de núcleo transparente de índice de refracción  $n_1$  rodeada por un revestimiento de vidrio transparente de índice de refracción  $n_2$ .

Aunque la transmisión de ondas TEM es sólo un caso más en la propagación guiada de ondas, su importancia práctica es tal que su estudio, generalmente, recibe el nombre de Teoría de las Líneas de Transmisión. Bajo este punto de vista, los conceptos de circuitos eléctricos serán de utilidad para analizar el circuito de constantes distribuidas, utilizado como modelo para facilitar su estudio. A través de las ecuaciones de Maxwell se podrá comprender el circuito a analizar y se verá que su solución proviene directamente de ellas.

Generalmente las líneas de transmisión formadas por dos conductores toman la forma de líneas coaxiales o paralelas. Para

la mejor comprensión de los conceptos involucrados, se partirá de estudiar los circuitos representativos del caso más simple de una onda TEM: a través de planos paralelos.

### 1.3 ECUACIONES DE ONDA.

Hasta el momento se han clasificado las líneas de transmisión con base en los modos en los que se lleva a cabo la transmisión. Es importante hacer notar que tanto el campo magnético  $\vec{E}$  como el magnético  $\vec{H}$ , son resultado de aplicar una diferencia de potencial (V) en un extremo de la línea y de la corriente (I) que fluye a lo largo de ella. Si dichos campos dependen de los valores de "v" y de "I", resultará útil conocer sus magnitudes a lo largo de la línea de transmisión, dado que la experiencia demuestra que ambas cambian de punto a punto en dicha línea.

Una línea de transmisión ( L. de T.) tiene, sobre unidad de longitud, valores definidos de inductancia, capacitancia y conductancia; valores que reciben el nombre de parámetros concentrados o distribuidos. Sus valores dependen de factores tales como el medio conductor, el dieléctrico que separa a los conductores, las dimensiones físicas de la línea, etc.

Es aceptada la convención de representar a una línea de transmisión agrupando elementos tal y como se muestra en la figura 1.1.1 ( Representación circuital de una L. de T. ).

El caso más general de la solución para el circuito representado en la figura 1.1.1, proviene de aplicar en un extremo una diferencia de potencial variable en el tiempo,  $v(t)$ , por lo que la velocidad de desplazamiento de las cargas eléctricas (I), será también variable en el tiempo,  $i(t)$ . A partir de las ecuaciones diferenciales para las líneas de transmisión, se procederá a analizar el circuito equivalente para obtener las ecuaciones de onda.

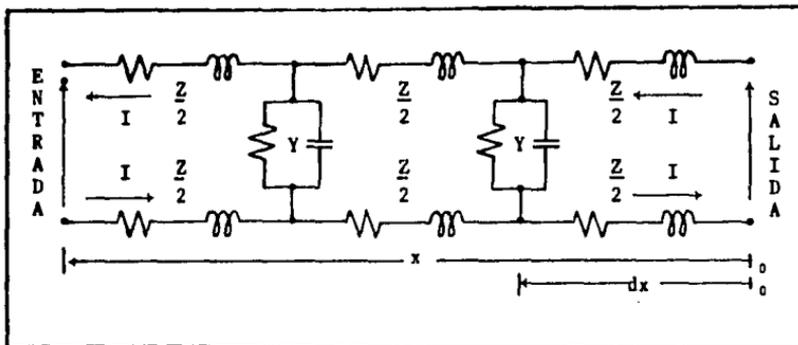


Fig. 1.1.1 "Representación Circuital de una Línea de Transmisión"

### 1.3.1 ECUACIONES DIFERENCIALES PARA LAS LINEAS DE TRANSMISION

Considérese una línea de transmisión llevando en ella una corriente alterna ( del tipo sinusoidal ). La diferencia de potencial en los bornes de entrada al circuito será diferente a la que existirá en los bornes de salida. La caída resultante se define como  $\Delta V$ , donde:

$$\Delta V = V_E - V_S$$

Si se divide ahora dicha caída sobre una sección de la línea " $\Delta x$ ", se tendrá:

$$\frac{\Delta V}{\Delta x}$$

Esta relación puede ser definida como la caída de diferencia de potencial promedio sobre unidad de longitud en la sección  $dx$ . A medida que  $\Delta x \rightarrow 0$ , el límite tiende hacia  $dV/dx$ , que es la relación de cambio de diferencia de potencial con respecto a la distancia en un

punto específico de la línea.

La diferencia de potencial es proporcional a la corriente, por lo que se escribe:

$$\frac{dV}{dx} = ZI$$

en donde "Z" es la impedancia, constante sobre unidad de longitud. Dado que generalmente la caída no estará en fase con la corriente, la impedancia será una cantidad compleja, donde el componente real es la resistencia sobre unidad de longitud y la componente compleja es la reactancia sobre unidad de longitud; por lo tanto:

$$\text{reactancia} = jX_L = j2\pi fL$$

La reactancia es consecuencia del campo magnético, el cual es producido entre y alrededor de los conductores por la corriente que fluye a través de ellos. Así:

$$\frac{dV}{dx} = ZI = R + jX_L$$

$$\frac{dV}{dx} = ZI = (R + j2\pi fL)I$$

dado que  $\omega = 2\pi f$ , entonces:

$$\frac{dV}{dx} = ZI = (R + j\omega L)I$$

Para mostrar la ecuación anterior de una manera más general, sean entonces "v" e "i" valores instantáneos, representándose así:

$$\frac{\delta v}{\delta x} = R i + L \frac{\delta i}{\delta t} \quad \text{Ec. (1.1)}$$

Si ahora se mide la corriente "I" en los bornes de entrada y en los de salida, se observará también una diferencia representada por:

$$\Delta I = I_E - I_S$$

El promedio de cambio de corriente sobre unidad de longitud será encontrado dividiendo entre la longitud de la sección, "x", lo cual dará como resultado  $\Delta I/\Delta x$ . Cuando  $\Delta x \rightarrow 0$ , el límite de esta relación será  $dI/dx$ .

Una parte de la pérdida de corriente a la salida, se debe a la misma que se escapa por no ser perfecto el aislamiento entre los cables conductores; y la otra se debe a los efectos de capacitancia de la sección de la línea en consideración. Dado que la corriente es proporcional a la diferencia de potencial:

$$\frac{dI}{dx} = YV$$

Donde "Y" es la admitancia sobre unidad de longitud.

La constante "Y" es una cantidad imaginaria, donde el componente real es la conductancia sobre unidad de longitud y el componente imaginario es la susceptancia sobre unidad de longitud.

$$\text{susceptancia} = j\omega C = j2\pi fC$$

Entonces:

$$\frac{dI}{dx} = YV = (G + j\omega C)V$$

Ecuación que se expresa como función del tiempo de la siguiente manera:

$$\frac{\delta i}{\delta x} = G v + C \frac{\delta v}{\delta t} \quad \text{Ec. (1.2)}$$

Las ecuaciones (1.1) y (1.2) son las dos ecuaciones diferenciales básicas para las líneas de transmisión. Es importante hacer notar que ninguna asume que la diferencia de potencial o la corriente sean sinusoidales, porque representan valores instantáneos.

### 1.3.2 ECUACIONES DE ONDA PARA UNA LINEA SIN PERDIDAS DE ENERGIA.

Si se mide ahora la distancia "x" de la figura 1.1.1 a partir de los bornes de salida, entonces las ecuaciones (1.1) y (1.2) se transforman en:

$$\frac{\delta v}{\delta x} = - R i + L \frac{\delta i}{\delta t}$$
$$\frac{\delta i}{\delta x} = - G v + C \frac{\delta v}{\delta t}$$

Como se observa de las ecuaciones anteriores, su solución simultánea no es sencilla, porque contienen dos variables independientes y son ecuaciones diferenciales parciales. Si se desprecian las pérdidas de energía a lo largo de la línea en ambas ecuaciones, de tal manera que "R" y "G" sean iguales a cero, su solución sería de la forma:

$$\frac{\delta v}{\delta x} = - L \frac{\delta i}{\delta t}$$
$$\frac{\delta i}{\delta x} = - C \frac{\delta v}{\delta t}$$

Diferenciando la primera ecuación y sustituyendo en ella la segunda:

$$\frac{\delta^2 v}{\delta x^2} = -L \left( \frac{\delta}{\delta x} \right) \left( \frac{\delta i}{\delta t} \right) = -L \frac{\delta}{\delta t} \left( \frac{\delta i}{\delta x} \right)$$
$$\frac{\delta^2 v}{\delta x^2} = LC \frac{\delta^2 v}{\delta t^2} \quad \text{Ec.1.2.a}$$

Igualmente, para obtener una ecuación en términos de "i" solamente, eliminando "v" de la segunda ecuación, se tendrá:

$$\frac{\delta^2 i}{\delta x^2} = LC \frac{\delta^2 i}{\delta t^2} \quad \text{Ec.1.2.b}$$

Las soluciones a las dos anteriores ecuaciones reciben el nombre de ECUACIONES DE ONDA y en su notación funcional son:

$$v(t) = v_1 \left[ x - \frac{1}{\sqrt{LC}} t \right] + v_2 \left[ x + \frac{1}{\sqrt{LC}} t \right] \quad \text{Ec.(1.3)}$$

$$i(t) = i_1 \left[ x - \frac{1}{\sqrt{LC}} t \right] + i_2 \left[ x + \frac{1}{\sqrt{LC}} t \right] \quad \text{Ec.(1.4)}$$

La interpretación física de la ecuación (1.3) es que el potencial en una línea de transmisión es la suma de dos funciones del tiempo, la primera de las cuales representa a una onda viajando en la dirección positiva de "x" y la segunda viajando en la dirección negativa, siendo la velocidad de ambas ondas la misma:

$$\text{velocidad} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \left[ \frac{\text{m}}{\text{seg}} \right]$$

### 1.3.3 ECUACIONES DE ONDA PARA UNA LINEA DE TRANSMISION CON PERDIDAS DE ENERGIA.

Considerando de nuevo la figura 1.1.1, se verá ahora qué sucede si la línea tiene pérdidas:

Tomando de nuevo los cambios de potencial y de corriente sobre una sección infinitesimal "dx", se tienen las relaciones:

$$\frac{dV}{dx} = -IZ \quad \text{y} \quad \frac{dI}{dx} = -YV$$

Diferenciando ambas ecuaciones con respecto a "x":

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -I \frac{dZ}{dx} + Z \frac{dI}{dx} = -I \frac{dZ}{dx} + ZYV$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = -V \frac{dY}{dx} + Y \frac{dV}{dx} = -V \frac{dY}{dx} + YIZ$$

En una línea uniforme, es decir, donde la Impedancia y la Admitancia se distribuyen equitativamente a lo largo de ella, "Z" y "Y" son independientes de la longitud "x", por lo tanto:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -ZYV \quad \text{Ec.(1.5)}$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = -ZYI \quad \text{Ec.(1.6)}$$

Las ecuaciones (1.5) y (1.6) son las ecuaciones de onda para una línea de transmisión con pérdidas; constituyen la manera más general de expresar la ley física que relaciona las variaciones de potencial y corriente con respecto a la distancia, en una línea de transmisión uniforme.

Para su solución se sustituye:

$$V = e^{\gamma x}$$

La segunda derivada de la ecuación (1.5) es:

$$\frac{d^2 V}{dx^2} = \gamma^2 e^{\gamma x} = \gamma^2 V$$

Por lo que se puede expresar también como:

$$(\gamma^2 - ZY) e^{\gamma x} = 0$$

$$\gamma^2 - ZY = 0 \quad \text{Ec.(1.7)}$$

La ecuación (1.7) es conocida como la "ecuación auxiliar"; tiene dos raíces:  $+\sqrt{ZY}$  y  $-\sqrt{ZY}$  por tanto, la solución a la ecuación (1.5) es:

$$V = C_1 e^{(\sqrt{ZY})} + C_2 e^{(-\sqrt{ZYx})} \quad \text{Ec.(1.8)}$$

Donde  $C_1$  y  $C_2$  son constantes.

Para obtener la solución de (1.6), dado que se conoce el valor de "V", sea:

$$\frac{dV}{dx} = IZ$$

Diferenciando "V":

$$\frac{dV}{dx} = C_1 \sqrt{ZY} e^{\sqrt{ZYx}} - C_2 \sqrt{ZY} e^{(-\sqrt{ZYx})} = IZ$$

De donde:

$$I = \frac{C_1}{\sqrt{ZY}} e^{\sqrt{ZYx}} - \frac{C_2}{\sqrt{ZY}} e^{-\sqrt{ZYx}} \quad \text{Ec.(1.9)}$$

Para conocer ahora los valores de las constantes  $C_1$  y  $C_2$  de

las ecuaciones (1.8) y (1.9), se tiene que, para  $x = 0$  :

$$V = C_1 + C_2$$

Donde "V" es el potencial instantáneo en el punto  $x = 0$  de la línea.

Se puede considerar que este potencial sea la suma de dos potenciales que, generalmente, serán diferentes en amplitud y que variarán armónicamente con el tiempo. Se definirá a "V<sub>1</sub>" y "V<sub>2</sub>" como las amplitudes de estos voltajes. Las cantidades "C<sub>1</sub>" y "C<sub>2</sub>" son constantes con respecto a "x" pero variables con respecto al tiempo. Defínase entonces:

$$C_1 = V_1 e^{j\omega t} \quad \text{y} \quad C_2 = V_2 e^{j\omega t}$$

Sustituyendo las expresiones anteriores en las ecuaciones (1.8) y (1.9):

$$V = V_1 e^{j\omega t} e^{(\sqrt{XY}x)} + V_2 e^{j\omega t} e^{(-\sqrt{ZY}x)} \quad \text{Ec.(1.10)}$$

$$I = \frac{V_1 e^{j\omega t}}{\sqrt{Z/Y}} e^{\sqrt{ZY}x} - \frac{V_2 e^{j\omega t}}{\sqrt{Z/Y}} e^{(-\sqrt{ZY}x)} \quad \text{Ec.(1.11)}$$

La cantidad  $\sqrt{ZY}$  es la constante de propagación y su representación es "γ". Es una cantidad imaginaria cuya parte real "α" es la CONSTANTE DE ATENUACION y la parte imaginaria "β" es la CONSTANTE DE FASE:

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta \quad \text{Ec.(1.12)}$$

Donde:

$$\alpha = \sqrt{ZY} \quad \beta = j \sqrt{ZY}$$

Por tanto, si se sustituye la ecuación (1.12) en la (1.10) y en la (1.11), se tendrá:

$$V = V_1 e^{\alpha x} e^{j(\omega t + \beta x)} + V_2 e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)}$$

Ec.(1.13)

$$I = \frac{V_1}{\sqrt{\frac{Z}{Y}}} e^{\alpha x} e^{j(\omega t + \beta x)} - \frac{V_2}{\sqrt{\frac{Z}{Y}}} e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)}$$

Ec.(1.14)

La ecuación (1.13) es la solución para la tensión en una línea de transmisión. Al igual que para la línea sin pérdida, representan la suma de dos ondas, funciones del tiempo. El primer término, que incluye  $\omega t + \beta x$  representa una onda viajando en la dirección negativa de "x" a lo largo de la línea. La magnitud de esta onda en el punto  $x = 0$  y para  $t = 0$ , es " $V_1$ " y el factor  $e^{\alpha x}$  indica que dicha magnitud decrece al viajar en la dirección negativa de "x".

El segundo término, que incluye a  $(\omega t - \beta x)$  representa a una onda viajando en la dirección positiva de "x".

Los factores  $e^{\alpha x}$  y  $e^{-\alpha x}$  son factores de atenuación y, por otro lado, los factores  $e^{j(\omega t + \beta x)}$  y  $e^{j(\omega t - \beta x)}$  son los factores de fase.

La solución para "I" también involucra dos términos. El primero representando una onda de corriente viajando en la dirección negativa de "x" y el segundo, otra onda viajando en la dirección positiva.

#### 1.4 LINEAS DE TRANSMISION DE CABLES COAXIALES Y DE CABLES PARALELOS A PARTIR DE LINEAS DE PLANOS INFINITOS.

Podemos decir que, aunque es muy variable el número de formas que pueden adquirir las líneas de transmisión del modo TEM, son las líneas de cables paralelos y de cables coaxiales las más comunes de ellas y que todas se pueden derivar de un patrón básico que definiremos como la LINEA DE TRANSMISION DE PLANOS PARALELOS INFINITOS. Este tipo de línea consistirá en dos placas conductoras de tamaño infinito (figura 1.2). Para el caso de la propagación por dicha línea de una onda TEM, los campos  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  son normal y paralelo, respectivamente, a las placas en todo momento.

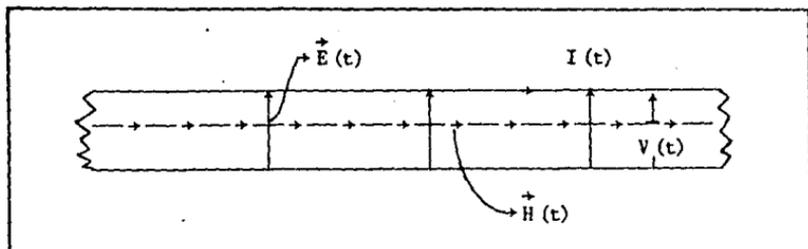


Fig. 1.2 "Líneas de Transmisión de Planos Paralelos Infinitos"

La evolución que proponen Kraus y Carver (Electromagnetics, 1953, C. 13, p. 484) de las líneas de transmisión coaxial y paralela, a partir de una línea de planos paralelos infinitos, resulta ampliamente ilustrativa para lograr una visualización completa del comportamiento de los campos eléctrico y magnético, a medida que cambia la forma de esta última. Esta interpretación se muestra en la figura 1.3.

Una aproximación teórica de la línea de planos paralelos infinitos se muestra en la figura 1.3.a. En esta figura los planos paralelos

los que se reducen hasta un ancho "b". La sección transversal es mostrada en la figura 1.3.b. En la sección del centro, entre los cortes,  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  están orientados como en la línea de planos infinitos y, fuera de ellos, forman lazos que rodean los bordes.

Dependiendo de la trayectoria marcada por 1.3.c ó 1.3.d, que resulta de moldear las puntas de la figura 1.3.b en diferentes patrones circulares, se llegará a obtener la línea coaxial o la de líneas paralelas, mostrándose, en ambas, las direcciones de los flujos de los campos  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  a medida que cambian de forma los campos conductores.

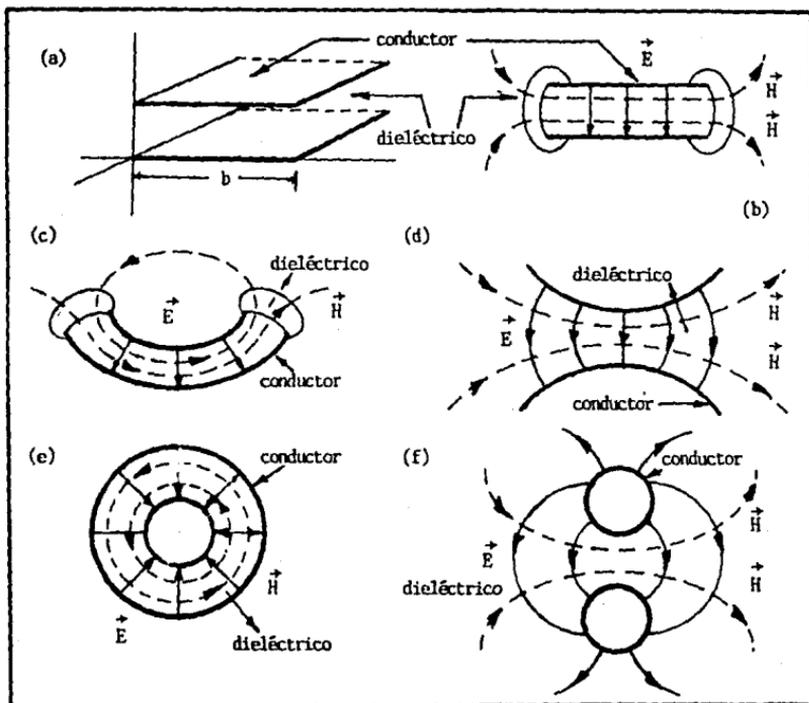


Fig. 1.3 "Líneas de Transmisión Coaxial y Paralela a partir de una Línea de Planos Paralelos Infinitos. Trayectoria bce, Coaxial. Trayectoria bdf, Paralela".

### 1.5 PARAMETROS CONCENTRADOS DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE PLANOS PARALELOS. (LÍNEAS SIN PERDIDAS).

Una línea de transmisión portando una onda tipo TEM, es representada como una red de constantes distribuidas, teniendo una impedancia en serie  $Z = R + j\omega L$  sobre unidad de longitud y una admitancia de valor  $Y = G + j\omega C$ , sobre unidad de longitud. A partir de las ecuaciones de Maxwell y, asumiendo un dieléctrico perfecto para los planos de la figura 1.2, se habrán de obtener las constantes del medio entre los planos.

La figura 1.4 muestra el circuito equivalente para el caso mencionado (dieléctrico perfecto). La resistencia en serie y la conductancia en paralela son ambas cero (líneas sin pérdidas), por lo que existe una inductancia "L" sobre unidad de longitud y una capacitancia "C" sobre unidad de longitud. A continuación se obtendrán los valores de estas constantes en términos de las dimensiones de la línea.

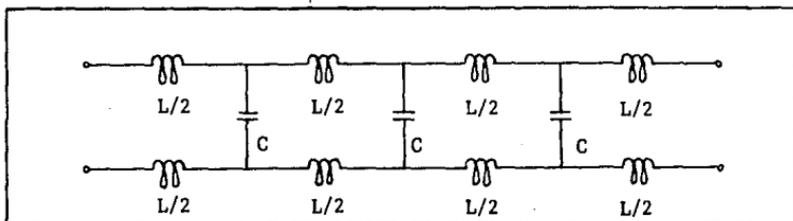


Figura 1.4 "Representación circuital de una línea sin pérdida".

Considerando ahora las secciones del plano paralelo de la figura 1.5 se asumirá lo siguiente:

- 1) La línea porta una onda TEM en la dirección positiva "z", de tal manera que  $\vec{E} = \hat{x}E_x$  y  $\vec{H} = \hat{y}H_y$ .

- 2) La densidad de corriente de la superficie lineal del plano inferior es  $\vec{J}_{sz} = \vec{H}_y$ .

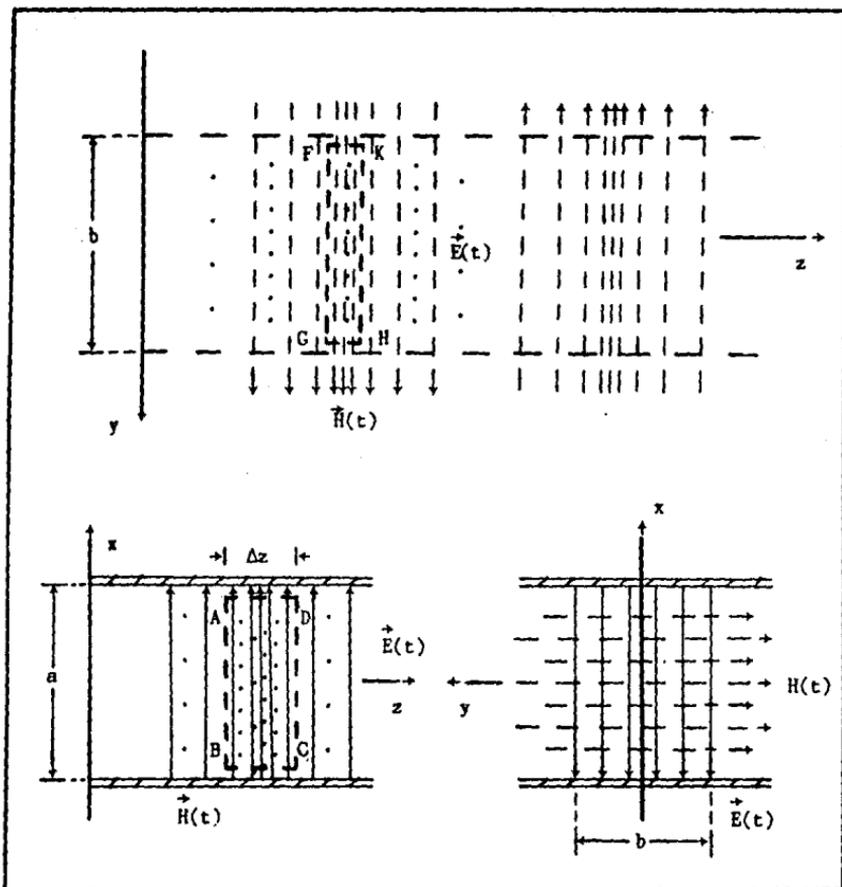


Fig. 1.5 "Línea de transmisión de planos paralelos"

E. Jordan/K. Balmain, ELECTROMAGNETIC  
WAVES AND RADIATING SYSTEMS. Cap. 7.11  
p. 208.

- 3) La separación entre los planos es "a" metros y la longitud será de "b" metros para efectos de cálculo.

Aplicando la ecuación FEM a la trayectoria 'ABCD':

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{s} = -j\omega \int_S \vec{B} \cdot d\vec{a}$$

que queda como:

$$V_{AB} + V_{BC} + V_{CD} + V_{DA} = -j\omega B_y a \Delta z$$

Dado que "E" es cero para planos conductores perfectos:

$$V_{BC} = V_{DA} = 0$$

por lo que queda como:

$$V_{CD} - V_{BA} = -j\omega B_y a \Delta z$$

Dividiendo entre  $\Delta z$  y expresándolo de forma diferencial:

$$\frac{dV}{dz} = -j\omega B_y a$$

$$B_y = \mu H_y = \mu J_{sz} = \frac{\mu I}{b}$$

Donde "I" es la corriente que fluye por el corte de "b" metros.

Entonces queda:

$$\frac{dV}{dz} = - \frac{j\omega a \mu}{b} I$$

Comparando la anterior ecuación con la forma ordinaria circuital de la ecuación de líneas de transmisión:

$$\frac{dV}{dz} = -j\omega L I$$

Por lo que para la línea de transmisión de planos paralelos de ancho "b" metros y separación "a" metros:

$$L = \mu \frac{a}{b}$$

De una manera similar, representando la ecuación f.m.m. para la trayectoria FGHK en el plano y-z:

$$bH_{FG} - bH_{KH} = j\omega E_x b \Delta z$$

que se transforma en:

$$\frac{d(bH_y)}{dz} = -j\omega E_x b$$

Reemplazando  $bH_y$  por  $bJ_{sz} = I$ ; y,  $E_x$  por  $V/a$ . Entonces:

$$\frac{dI}{dz} = -\frac{j\omega \epsilon b}{a} V$$

$$\frac{dI}{dz} = -j\omega C V$$

Por lo tanto:

$$C = \frac{\epsilon b}{a}$$

Es importante hacer notar que tanto la capacitancia como la inductancia dependen de la separación y del ancho de las placas.

## 1.6 IMPEDANCIA CARACTERISTICA

Para introducir este concepto se presentan las soluciones para las ecuaciones de potencial y corriente de una línea de transmisión, obtenidas en el inciso 1.3.3 :

$$V = V_1 e^{\alpha x} e^{j(\omega t + \beta x)} + V_2 e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)}$$

$$I = \frac{V_1}{\sqrt{Z/Y}} e^{\alpha x} e^{j(\omega t + \beta x)} - \frac{V_2}{\sqrt{Z/Y}} e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)}$$

Si se centra la atención sólo en los dos primeros términos de ambas ecuaciones, se verificará que las ondas que dichos términos representan ( viajando en la dirección negativa de "x" ) son funciones idénticas de la longitud "x" y del tiempo "t", variando únicamente sus amplitudes.

La relación de potencial con respecto a la corriente para la onda viajando en la dirección negativa de "x", recibe el nombre de IMPEDANCIA CARACTERISTICA de la línea "Z<sub>0</sub>". Esto es:

$$Z_0 = \frac{V}{I} = \frac{Z}{Y} \quad (\Omega)$$

Esta relación es una función de la impedancia "Z" y de la admitancia "Y", sobre unidad de longitud, respectivamente.

Expandiendo en la anterior expresión "Z" y "Y" :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (\Omega) \quad \text{Ec. 1.17}$$

Cuando "R" y "G" sobre la línea son pequeñas, o cuando se trabaja con frecuencias altas, de tal manera que  $L \gg R$  y  $C \gg G$ , la ecuación 1.17 se reduce a:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\Omega) \quad \text{Ec. (1.18)}$$

Cuando el caso anterior se cumple, "Z" es una cantidad real, en este caso puede llamarse resistencia característica de la línea ( $R_o$ ).

$$R_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{Ec. (1.19)}$$

Para el caso en el que no sean despreciables los valores de "R" y "G", la ecuación 1.17 se denota como:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \left( 1 + j \left( \frac{G}{2\omega C} - \frac{R}{2\omega L} \right) \right)$$

Como se observa de la anterior expresión, la impedancia será, generalmente, una cantidad compleja, dado que si:

$$\frac{G}{C} = \frac{R}{L}$$

Entonces, "Z" será real. Para una línea sin distorción, esta relación es conocida como la condición de HEAVYSIDE.

### 1.7 COEFICIENTES DE REFLEXION Y RELACION DE ONDA ESTACIONARIA.

En el inciso 1.4 se consideró una línea de transmisión de longitud infinita. Se analizará ahora una línea, de impedancia característica " $Z_0$ ", cuando termina en una carga de impedancia " $Z_L$ " como se muestra en la siguiente figura:

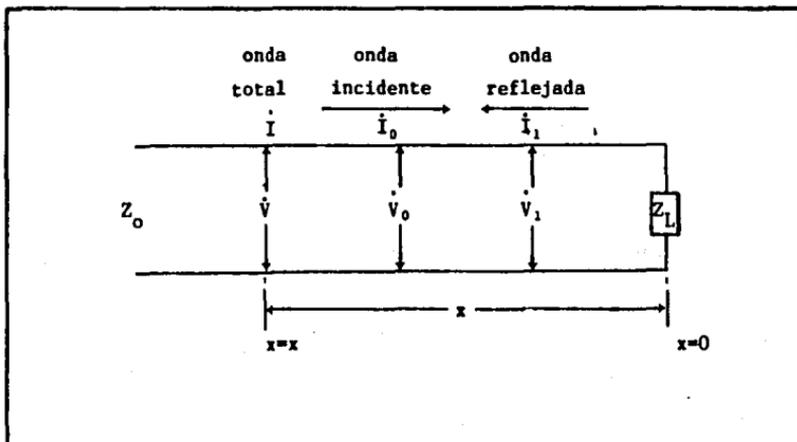


Fig. 1.6 "Línea de transmisión finita"

La carga se encuentra en el punto  $x = 0$  y la distancia, a la izquierda de ésta, se considera como positiva. La tensión y la corriente totales se expresarán como el resultado de dos ondas viajando en direcciones opuestas, como ya se anotó con anterioridad, para una línea de transmisión de longitud infinita.

Asimismo, para el caso en que la línea termina en una carga " $Z_L$ ", la onda viajando hacia la derecha podrá identificarse como la onda incidente y la que viaja hacia la izquierda como la onda reflejada, am-

bas relativas a la impedancia de carga " $Z_L$ ".

En un punto de la línea, separado una distancia de " $x$ " metros de la carga, sea el potencial entre los conductores, y la corriente que fluye a través de uno de ellos, los debidos a la onda incidente viajan do hacia la carga, designados como " $\dot{V}_0$ " e " $\dot{I}_0$ " respectivamente (\*), y sean " $\dot{V}_1$ " e " $\dot{I}_1$ " el potencial y la corriente los reflejados en la carga.

El potencial en el punto  $x = x$  de la línea, es igual a la suma de " $\dot{V}_0$ " y " $\dot{V}_1$ ":

$$\dot{V} = \dot{V}_0 + \dot{V}_1$$

Donde:

$$\dot{V}_0 = V_0 e^{\gamma x} \quad (\text{el factor } e^{j\omega t} \text{ está implícito})$$

$$\dot{V}_1 = V_1 e^{-\gamma x + j\psi} \quad (\text{el factor } e^{j\omega t} \text{ está implícito})$$

$\gamma$  = Constante de propagación =  $\alpha + j\beta$

$\psi$  = Corrimiento de fase en la carga

En la carga ( $x = 0$ ) tenemos que:

$$\dot{V}_0 = V_0 \text{ y que } \dot{V}_1 = V_1 e^{j\psi} = V_1 \underline{\psi}$$

Por lo tanto, en la carga, la relación entre las tensiones de la onda incidente y la onda reflejada, es definida como el coeficiente de reflexión para la tensión:

$$\Gamma_V = \frac{\dot{V}_1}{\dot{V}_0} = \frac{V_1}{V_0} \underline{\psi}$$

(\*) En " $v$ " y en " $i$ " el punto será usado para indicar que tanto la corriente como la tensión son funciones complejas del tiempo " $t$ " y de la distancia " $x$ ", como ya se anotó en el inciso 1.3.3 (ecuaciones 1.13 y 1.14).

De donde el potencial en el punto  $x = x$  será:

$$\dot{V} = V_0 (e^{\gamma x} + \Gamma e^{-\gamma x})$$

Asimismo, la corriente resultante " $\dot{I}$ " en un punto en la línea es igual a la suma de las corrientes " $\dot{I}_0$ " e " $\dot{I}_1$ " en ese punto:

$$\dot{I} = \dot{I}_0 + \dot{I}_1 \quad \text{Ec.(1.21)}$$

Donde:

$$\dot{I} = I e^{\gamma x - j\delta}$$

$$\dot{I}_1 = I e^{-\gamma x + j(\psi - \delta)}$$

$$\xi = \psi - \delta = \text{Diferencia de fase entre la corriente y la tensión}$$

En la carga, la relación entre los valores de corriente de las ondas incidente y reflejada, recibe el nombre de coeficiente de reflexión para la corriente.

$$\dot{\Gamma}_1 = \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_0} = \frac{I_1}{I_0} \angle \xi \quad \text{Ec.(1.22)}$$

La corriente en un punto " $x$ " de la línea:

$$\dot{I} = I_0 e^{-j\delta} (e^{\gamma x} + \dot{\Gamma}_1 e^{-\gamma x}) \quad \text{Ec.(1.23)}$$

Podemos ahora expresar  $\dot{\Gamma}_V$  y  $\dot{\Gamma}_I$  en términos de la impedancia característica " $Z$ " y de la impedancia de carga " $Z_L$ "; entonces, para cualquier punto sobre la línea:

$$Z_0 = \frac{\dot{V}_0}{\dot{I}_0} = \frac{V_0}{I_0} \angle \delta = - \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_1} = - \frac{V_1}{I_1} \angle \delta \quad \text{Ec.(1.23.1)}$$

Mientras que en la carga:

$$Z_L = \frac{\dot{V}}{\dot{I}}$$

A partir de la ecuación 1.21, en la carga:

$$\frac{\dot{V}}{Z_L} = \frac{\dot{V}_0}{Z_0} - \frac{\dot{V}_1}{Z_0} = \frac{\dot{V}_0 - \dot{V}_1}{Z_0}$$

Pero como  $\dot{V} = \dot{V}_0 + \dot{V}_1$ , la anterior ecuación se expresa:

$$\frac{\dot{V}_0 + \dot{V}_1}{Z_L} = \frac{\dot{V}_0 - \dot{V}_1}{Z_0}$$

Resolviendo la anterior ecuación para  $\dot{V}_1/\dot{V}_0$ , se tiene:

$$\frac{\dot{V}_1}{\dot{V}_0} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \dot{\Gamma}_V \quad \text{Ec. 1.24}$$

Para impedancias de carga reales, cuyos valores fluctúan de 0 a  $\infty$ ,  $\dot{\Gamma}_V$  varía de -1 a +1. De una manera similar a la desarrollada para obtener la anterior ecuación, se obtiene la expresión equivalente para el coeficiente de reflexión de corriente:

$$\dot{\Gamma}_I = - \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = -\dot{\Gamma}_V \quad \text{Ec. 1.25}$$

La razón V/I, para a un punto a una distancia de "x" metros de la carga, resulta en la impedancia  $Z_x$ . Tomando en cuenta esta relación y sustituyendo 1.25 en 1.23:

$$Z_x = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} = \frac{V_0}{I_0} \frac{e^{\gamma x} + \dot{\Gamma}_V e^{-\gamma x}}{e^{\gamma x} - \dot{\Gamma}_V e^{-\gamma x}} \quad (\Omega)$$

La anterior puede reexpresarse tomando en cuenta las ecuaciones 1.23.1 y 1.24 :

$$Z_x = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma x}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma x} \quad (\Omega) \quad \text{Ec. 1.26}$$

donde:  $Z_x$  = impedancia a una distancia "x" de la carga,  $\Omega$ .

$Z_0$  = impedancia característica de la línea,  $\Omega$ .

$Z_L$  = impedancia de carga,  $\Omega$ .

$\gamma$  = constante de propagación =  $\alpha + j\beta$ ,  $m^{-1}$ .

x = distancia medida desde la carga, m.

La ecuación 1.26 es la expresión general para la impedancia  $Z_x$ , a una distancia "x" de la carga.

Al ser la línea de circuito abierto,  $Z_L = \infty$ . Por tanto 1.26 se reduce a:

$$Z_x = \frac{Z_0}{\tanh \gamma x} = Z \coth \gamma x \quad \text{Ec. 1.27}$$

Si la línea es corto-circuitada ( $Z_L = 0$ ), 1.26 se representa como:

$$Z_x = Z_0 \tanh \gamma x \quad \text{Ec. 1.28}$$

Por lo general, la constante de propagación será una cantidad imaginaria, por tanto, las igualdades trigonométricas para números complejos pueden aplicarse;

$$\tanh \gamma x = \frac{\sinh \alpha x \cos \beta x + j \cosh \alpha x \sin \beta x}{\cosh \alpha x \cos \beta x + j \sinh \alpha x \sin \beta x}$$

Es decir:

$$\tanh \gamma x = \frac{\tanh \alpha x + j \tan \beta x}{1 + j \tanh \alpha x \tan \beta x}$$

Deberá notarse que el producto de los valores de la impedancia, cuando la línea se termina en corto circuito ( $Z_{cc}$ ) y cuando termina en circuito abierto ( $Z_{ca}$ ), es igual al cuadrado de la impedancia característica:

$$Z_0^2 = Z_{cc} Z_{ca} \quad \text{Ec. 1.29}$$

donde:  $Z_{cc} = Z_x$  para corto circuito ( $Z_L = \infty$ ),  
 $Z_{ca} = Z_x$  para circuito abierto ( $Z_L = 0$ ).

Para el caso en el que la línea no tenga pérdidas ( $\alpha = 0$ ) las ecuaciones 1.27, 1.28 y 1.29 se transforman respectivamente en:

$$Z_x = Z_0 \frac{Z_L + j Z_0 \tan \beta x}{Z_0 + j Z_L \tan \beta x} \quad \text{Caso general} \quad \text{Ec. 1.30}$$

Para la línea de circuito abierto:

$$Z_x = \frac{Z_0}{j \tan \beta x} = -j Z_0 \cot \beta x \quad Z_L = \infty \quad \text{Ec. 1.31}$$

Para la línea de transmisión de corto circuito:

$$Z_x = j Z_0 \tan \beta x \quad Z_L = 0 \quad \text{Ec. 1.32}$$

Nótese que la ecuación 1.29 también se cumple para la línea sin pérdidas; por otro lado, la impedancia para una línea de transmisión en corto circuito o en circuito abierto, consiste en una reactancia pura.

Las relaciones de impedancia cuyo desarrollo se ha mostrado, se aplican tanto a las líneas de transmisión coaxiales como a las paralelas. Ellas permiten el cálculo de la impedancia de entrada  $Z_x$ , a una línea de transmisión uniforme de longitud "x" y de impedancia característica  $Z_0$ , terminada en una carga de impedancia  $Z_L$  ( Fig. 1.7).

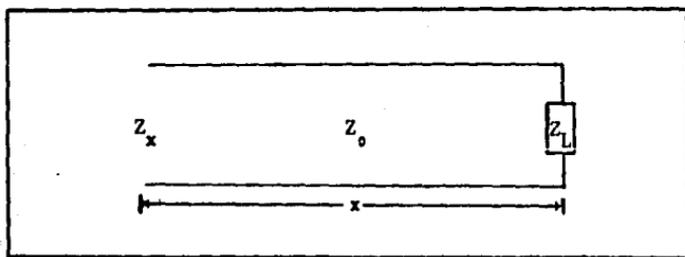


Fig. 1.7 "Línea de Transmisión que termina en una carga de impedancia " $Z_L$ ".

## 1.8 RELACION DE ONDA ESTACIONARIA

La reflexión que tiene lugar en la carga, tiene también efectos sobre los valores de tensión y corriente a lo largo de la línea de transmisión. En el inciso anterior se concluyó que la onda viajando hacia la carga ( onda incidente ) y la reflejada de ella ( onda reflejada ), guardan una relación de magnitudes entre los valores de tensión de ambas, que indican el factor o coeficiente de reflexión.

Una transformación matemática a la solución de las ecuaciones de onda de la forma exponencial a la trigonométrica, lleva a otra interpretación de la transmisión en una línea, cuya utilidad práctica facilita enormemente los cálculos referentes al correcto funcionamiento de la línea de transmisión. Esta transformación consiste en presentar la distribución de tensión y corriente a través de la línea, en términos de ONDAS ESTACIONARIAS.

Con objeto de visualizar más fácilmente este concepto, se presentan dos ondas viajando en direcciones contrarias, de la misma frecuencia y de forma sinusoidal ( lo cual implicaría que una de ellas es reflexión de la otra ); la expresión trigonométrica de la solución de ambas ecuaciones representaría una sola onda "estacionada" en el espacio. El campo eléctrico  $\vec{E}$  - como función del tiempo y de la distancia "x" - a lo largo de la línea de transmisión, está representado por una ecuación del tipo:

$$|\vec{E}_y| = 2 E_0 \cos \omega t \sin x$$

siendo su representación la mostrada por la figura 1.8. En ella se muestran las variaciones de  $\vec{E}_y$  para una onda estacionaria pura. Es interesante hacer notar que, conforme transcurre el tiempo, los puntos de fase "P" se mantienen en una posición fija con respecto al eje "x".

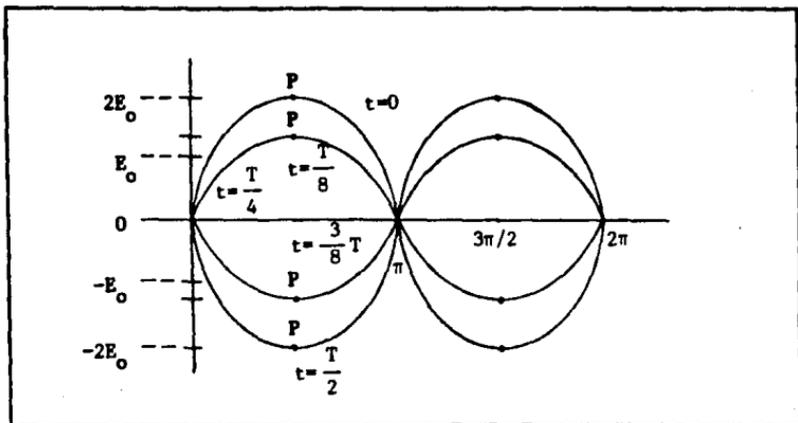


Fig. 1.8 "Onda Estacionaria Pura"

Las soluciones de las ecuaciones de onda, para la tensión y la corriente, tienen también un equivalente en notación trigonométrica que, obviamente, no será tan sencillo representar como el utilizado aquí para ejemplificar el concepto. Entre los factores que hacen más difícil su representación están: (1) el corrimiento de fase entre las ondas incidente y reflejada y (2) la diferencia de magnitudes entre las mismas. Para obtener el perfil de la onda estacionaria, se grafican los puntos descritos por los vectores resultantes de tensión en cada punto de la línea, lo que, generalmente, da como resultado que la gráfica muestre la combinación de dos ondas, una viajando en el espacio y la otra estacionaria.

Generalmente no es centrado el interés en el perfil o "envolvente" de onda estacionaria tanto como en la relación entre los valores máximos y mínimos de dicha envolvente que constituye la **RELACION DE ONDA ESTACIONARIA** ( R.O.E. ). Esta relación se obtiene de dividir el máximo valor de la tensión correspondiente a la suma de amplitudes de las ondas incidente y reflejada (  $V_0 + V_1$  ), entre el va-

lor mínimo dado por su diferencia ( $V_0 - V_1$ ).

Por lo tanto, la relación de onda estacionaria se expresa como:

$$\text{R.O.E.} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} \quad \text{Ec. 1.33}$$

$$\text{R.O.E.} = \frac{V_0 + V_1}{V_0 - V_1} = \frac{1 + (V_1/V_0)}{1 - (V_1/V_0)}$$

y como:

$$\frac{V_1}{V_0} = |\dot{\Gamma}_V|$$

la relación de onda estacionaria puede también expresarse en términos del coeficiente de reflexión:

$$\text{R.O.E.} = \frac{1 + |\dot{\Gamma}_V|}{1 - |\dot{\Gamma}_V|} \quad \text{Ec. 1.34}$$

Resolviendo la ecuación 1.34 para la magnitud del coeficiente de reflexión de tensión:

$$|\dot{\Gamma}_V| = \frac{\text{R.O.E.} - 1}{\text{R.O.E.} + 1}$$

La relación de onda estacionaria es un índice de muchas de las propiedades de una línea de transmisión. Puede ser medida con equipo relativamente sencillo y con buena precisión; así, es conveniente conocer su valor para realizar cálculos que permitan el correcto funcionamiento de la línea. Si la carga está libre de reactividad, la R.O.E. es numéricamente igual a la razón que resulta de dividir la carga resistiva "R" entre la impedancia característica de la línea " $Z_0$ ".

Entonces:

$$\text{R.O.E.} = \frac{R}{Z_0} \quad (*) \quad \text{Para } R > Z$$
$$\text{R.O.E.} = \frac{Z_0}{R} \quad \text{Para } R < Z$$

Cuando "R" es menor que "Z<sub>0</sub>" se utiliza la anterior expresión, dado que la cantidad menor se utiliza como denominador de la fracción; de tal manera que la R.O.E. SEA MAYOR que la unidad. Las anteriores relaciones muestran que, mientras mayor sea la diferencia entre "Z<sub>0</sub>" y "R" (equivalente al desacoplo entre la línea y la carga), mayor será la R.O.E.

En una línea de transmisión de cables paralelos sería posible conocer la R.O.E. con la ayuda de un medidor de diferencia de potencial o de corriente, tomando medidas en diferentes puntos de ella, observando cuáles son los valores máximos y mínimos de tensión o de corriente y calculando su valor a través de la fórmula. Este método resultaría impráctico para llevarse a cabo en una línea de cable coaxial debido a la dificultad física que se presentaría al tratar de llevar a cabo la medición.

La medición confiable de la R.O.E. es posible llevarse a cabo a través de un "acoplador direccional" o circuito puente de radio frecuencia. Su utilidad práctica para acoplar las impedancias de la carga con las de la línea, es de gran importancia para la optimización del transporte de la energía electromagnética. También de extendido uso, es el wattímetro de radio frecuencia, que combina confiabilidad y versatilidad para diferentes niveles de potencia. Este dispositivo merecerá un enfoque detallado en el desarrollo de esta tesis y será visto nuevamente más adelante, en donde resultará evidente su utilidad práctica

---

(\*) Nota: Esto se visualizará posteriormente con la ayuda de la carta de Smith.

### 1.9 LA CARTA DE SMITH.

En el uso de las líneas de transmisión de radio frecuencia, el cálculo de la impedancia de entrada reviste especial importancia para su óptimo funcionamiento. En el inciso 1.7 se presentó la ecuación general que representa la impedancia de entrada a una distancia cualquiera de la carga (Ec. 1.26), dependiendo su valor de: (1) el valor de la R.O.E., (2) la longitud de la línea y (3) la impedancia característica  $Z_0$  de la L.T. Por otro lado, la R.O.E. depende de la carga en que es terminada la línea.

Las relaciones matemáticas que describen a estos parámetros, en ocasiones son complejas, por lo que, para facilitar su cálculo, la carta de Smith relaciona los parámetros de la línea gráficamente, permitiendo realizar con eficacia y prontitud dichos cálculos a partir de parámetros de fácil medición. Por ejemplo, conociendo la impedancia terminal " $Z_L$ ", se puede conocer fácilmente la impedancia de entrada en cualquier punto de la línea a través de la gráfica; por otro lado, puede también realizarse la operación contraria: obtener la impedancia de carga a través de la impedancia de entrada.

La carta de Smith representa curvas de  $Z_L / Z_0$  en el campo complejo " $\Gamma$ " a partir de las ecuaciones obtenidas con el siguiente desarrollo matemático:

Representando la ecuación 1.24

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{Ec. (1.24)}$$

Entonces:

1

$$\Gamma = \frac{Z_L/Z_0 - Z_0/Z_0}{Z_L/Z_0 + Z_0/Z_0}$$

Por lo que la ecuación para el factor de reflexión " $\Gamma$ " también puede expresarse como:

$$\Gamma = \frac{Z_L/Z_0 - 1}{Z_L/Z_0 + 1}$$

Si se define:

$$\zeta = Z_L/Z_0$$

Se tiene que la ecuación 1.24 es equivalente a:

$$\Gamma = \frac{\zeta - 1}{\zeta + 1} \Rightarrow \zeta = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

Sea entonces:

$$\zeta = r + jx \quad ; \quad \Gamma = u + jv$$

$$\Rightarrow r + jx = \frac{1 + u + jv}{1 - u - jv} = \frac{1 - u^2 - v^2 + j2v}{(1 - u^2) + v^2}$$

De donde:

$$r = \frac{1 - u^2 - v^2}{(1 - u)^2 + v^2} \quad ; \quad x = \frac{2v}{(1 - u)^2 + v^2}$$

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

Ec.(1.25)

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

Ec.(1.26)

La ecuación 1.25 representa un círculo en el plano complejo " $\Gamma$ "; " $r$ " representa la componente real de  $(Z_L/Z_0)$ ; es decir,  $R/Z_0$ . El centro de cada círculo se encuentra en el punto  $u = r/(1+r)$ ,  $v = 0$  y, para valores positivos de " $r$ ", el valor de " $u$ " variará entre (0) y (1). Dado que " $u$ " y " $v$ " son las coordenadas de la carta y que los valores posibles físicos de " $r$ " siempre serán positivos, los centros de cada círculo estarán siempre en el eje horizontal, entre el origen y el punto (+1). El radio de los círculos está dado por  $1/(1+r)$ .

La siguiente figura muestra las anteriores consideraciones:

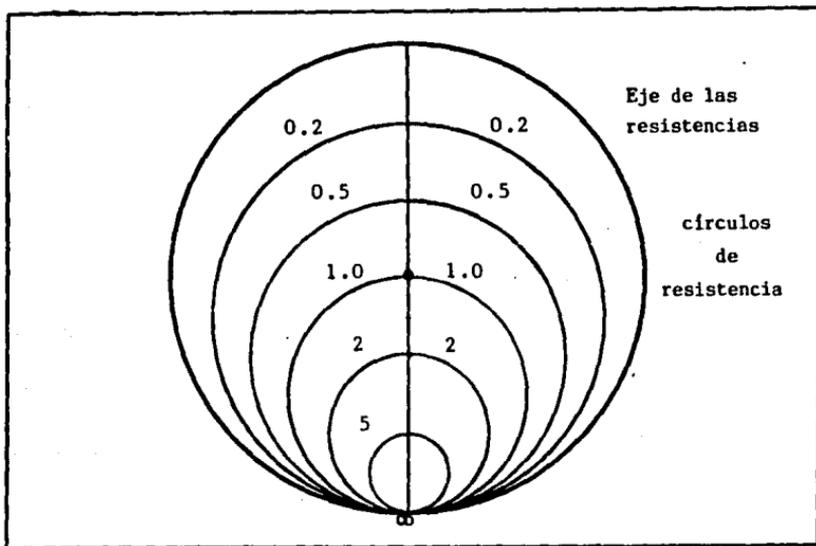


Fig. 1.9. "Círculos de resistencia del sistema de coordenadas de la Carta de Smith"

La ecuación 1.26 representa un círculo en el plano complejo " $\Gamma$ ", para un valor constante del componente imaginario de  $Z_L/Z_0$ ; es

decir,  $X/Z_0$ , "x" representa a dicho componente. El centro de cada círculo estará ubicado en el punto  $(u = 1, v + 1/x)$ . Los centros de cada círculo estarán desplazados hacia la derecha o izquierda (dependiendo si la carga es capacitiva o inductiva, respectivamente) de una línea tangente a la parte inferior de la carta. El radio de cada círculo tiene un valor igual a  $1/x$ . Las consideraciones para estos círculos de reactancia se muestran a continuación en la figura 1.10.

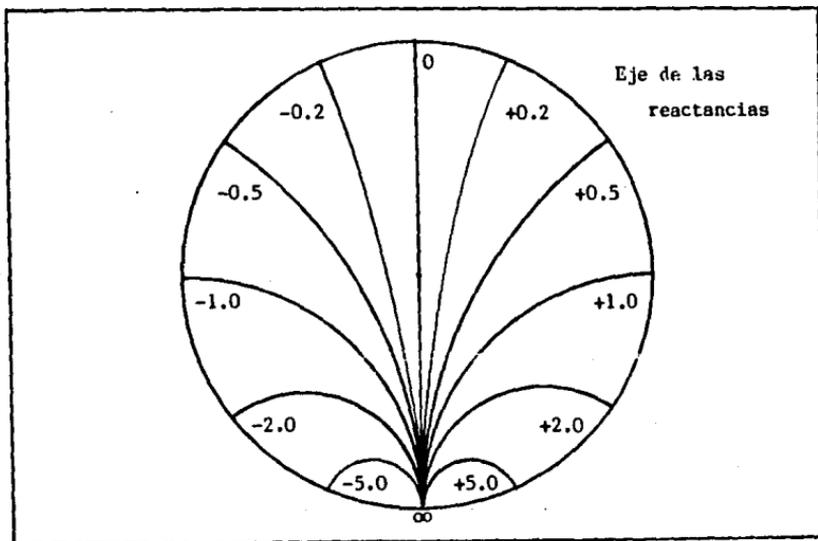


Fig. 1.10 "Círculos de reactancia del sistema de coordenadas de la carta de Smith"

La superposición de las curvas mostradas en las figuras 1.9 y 1.10, constituye el diagrama completo de la carta de Smith. Aunque la apariencia de la carta es compleja, las familias de círculos que la forman son el resultado de graficar los puntos descritos por las ecuaciones 1.25 y 1.26. Diferentes versiones de esta carta han sido publica

das, siendo la mostrada en la figura 1.11 una de ellas.

Existe una tercera familia de círculos que no se encuentra representada en la Carta, pero que es añadida durante el proceso para la resolución de problemas; ésta es la familia de círculos de R.O.E. Con la ayuda de un compás, uno o más de estos círculos pueden añadirse a la carta, para facilitar los cálculos. Cada círculo representa un valor de R.O.E., teniendo cada punto del círculo el mismo valor de R.O.E. El valor de R.O.E. para un círculo dado puede ser determinado directamente del sistema coordinado de la carta a través de leer el valor de resistencia, donde el círculo de R.O.E. cruza el eje de las resistencias bajo el centro de la carta. El círculo central de la figura 1.11 representa un valor de R.O.E. igual a dos.

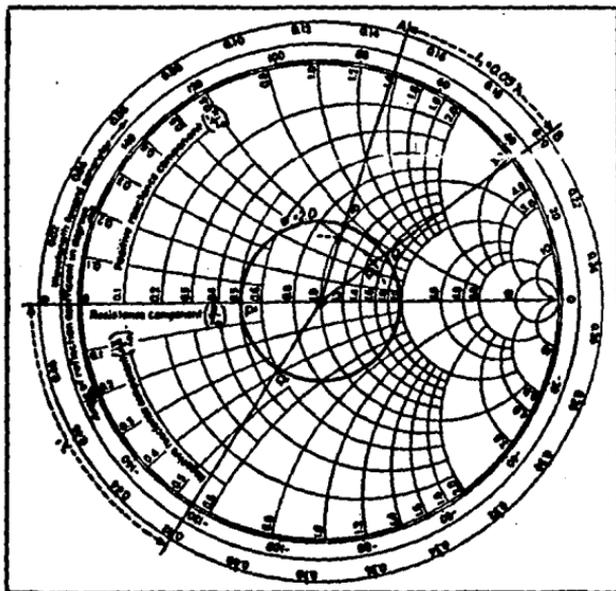


Fig. 1.11 "Carta de Smith"

(F.E. Terman, "Radio Engineering"; tomado de Skilling, H.H. Electric Transmission Lines.)

## CAPITULO 2

### ACOPLAMIENTOS DEL TIPO REACTIVO

- 2.1 Introducción
- 2.2 Teoremas de redes
- 2.3 Principio del Acoplador de Impedancias del tipo reactivo.
- 2.4 El Teorema de transformación de impedancias
- 2.5 Acoplamiento reactivo de sección en "L"
- 2.6 Acoplamiento reactivo de sección en "T"
- 2.7 Constante de transferencia de imagen
- 2.8 Acoplamiento reactivo de sección en " $\pi$ "
- 2.9 Combinaciones posibles de elementos en redes "T" y " $\pi$ ".
- 2.10 Análisis de pérdidas en redes "T" y " $\pi$ "
- 2.11 Redes en Cascada

## CAPITULO 2: ACOPLAMIENTOS DEL TIPO REACTIVO

### 2.1 INTRODUCCION

En el diseño de sistemas completos de comunicación, el acoplo de los componentes debe estar orientado hacia lograr una transferencia de potencia máxima en la carga o receptor. En este capítulo se presentarán, con la ayuda de los conceptos derivados del análisis de redes eléctricas, los circuitos equivalentes de dichos sistemas y los acoplamientos necesarios para que los valores de impedancia en la carga logren un óptimo rendimiento en la red.

La energía electromagnética que viaja a través de una línea de transmisión tiene su origen en un generador y su destino final será un receptor. Los circuitos representativos para el estudio del sistema de transmisión incluirán ambos componentes. Con base en lo presentado en el capítulo anterior, se sumarán nuevos conceptos relacionados con los acoplamientos del tipo reactivo.

## 2.2 TEOREMAS DE REDES.

Los generadores son dispositivos de impedancia constante y son representados, por sus características, como redes activas. Para obtener de ellos la máxima potencia, resulta necesario transformar una impedancia dada en la impedancia óptima de carga para la fuente de señal. Los siguientes teoremas fijan las condiciones para las cuales la impedancia de carga cumple esta condición:

- 1) "Una red absorberá la máxima potencia, unida a la primera por dos terminales, cuando puede variarse la impedancia de entrada de la red receptora, si las impedancias de las dos redes vistas desde las terminales son recíprocamente conjugadas".

(Teorema de la máxima transferencia de potencia). (\*)

El circuito representativo de este teorema, se muestra a continuación:

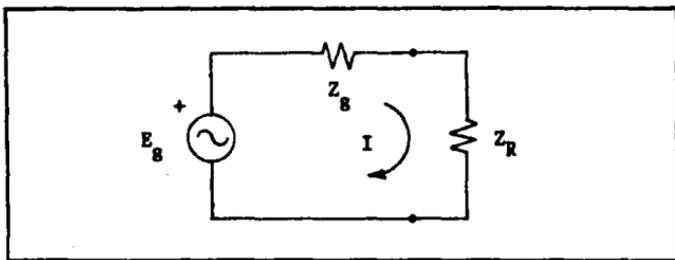


Fig. 2.1 "Generador con impedancias interna y de carga"

Donde:  $Z_g$  = impedancia interna (fija)  
 $Z_R$  = impedancia de carga

(\*) Everitt & Anner Ingeniería de Comunicaciones Ed. Arbo, Argentina, 1961 pág. 412.

Para el caso en el que ambos valores de inductancia sólo tienen componente real, es decir que son resistencias puras:

$$I = \frac{E_g}{R_g + R_R}$$
$$P = |I|^2 R_R$$
$$P = \frac{|E_g|^2 R_R}{(R_g + R_R)^2} \quad \text{Ec. (2.1)}$$

Diferenciando la ecuación 2.1 e igualando a cero para obtener el valor máximo de potencia:

$$\frac{\delta P}{\delta R_R} = |E_g|^2 \frac{(R_g + R_R)^2 - 2R_R(R_g + R_R)}{(R_g + R_R)^4} = 0$$

$$R_g^2 + 2R_g R_R + R_R^2 - 2R_g R_R - 2R_R^2 = 0$$

Por lo que la potencia será máxima cuando

$$R_R = R_g \quad \text{Ec. (2.2)}$$

Para el caso en el que la impedancia de carga y la impedancia del generador tengan componente imaginario, la ecuación 2.1 se podrá expresar como:

$$P = \frac{|E_g|^2 R_R}{(R_g + R_R)^2 + (X_g + X_R)^2} \quad \text{Ec. (2.3)}$$

Por lo que, para este caso, la potencia será máxima si:

$$X_R = -X_g \quad \text{Ec. (2.4)}$$

La interpretación física de la ecuación 2.4 es que si la impedancia de carga es inductiva, la impedancia interna deberá ser capacitiva y viceversa. Si la condición de la ecuación 2.4 se cumple, entonces la ecuación 2.3 se transforma nuevamente en la ecuación 2.1, por lo que la máxima potencia vuelve a obtenerse con la igualdad fijada en la ecuación 2.2.

A partir de las ecuaciones 2.2 y 2.4, se puede observar que las impedancias -de carga e interna- deben tener iguales magnitudes formando ángulos iguales pero opuestos; es decir, que deben ser conjugadas una de la otra.

En la figura 2.2 se muestra una aplicación directa del teorema de Thévenin para una red de transmisión.

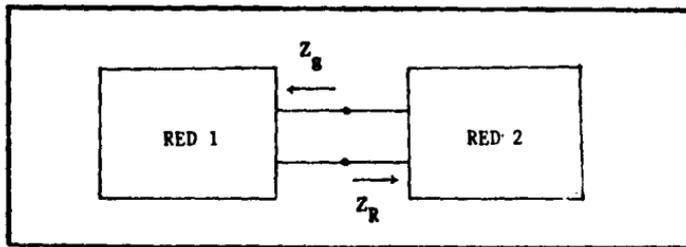


Fig. 2.2 "Redes Equivalentes"

Donde la red 1 es la red activa y la red 2 es la que absorbe la potencia de la primera.

Esta figura es equivalente a la figura 2.1. De acuerdo con dicho teorema, toda red puede ser reemplazada por un generador con una impedancia igual a la que se observa desde las terminales de la red que están conectadas al receptor. Por lo tanto, habiendo sólo dos terminales y siendo la impedancia de la red ' $Z_g$ ', puede reemplazarse por una

sola impedancia  $Z_R$ . Es por eso que las figuras 2.1 y 2.2 son equivalentes y que las ecuaciones 2.2 y 2.4 son igualmente válidas.

Si ( $E_g$ ) es la tensión de circuito abierto en las terminales de salida de una red activa, y ( $R_g$ ) la componente resistiva que se observa desde dichas terminales, la potencia máxima que puede absorberse de ella es igual a ( $E_g^2 / 4R_g$ ). Es decir,

$$P_{\max} = \frac{|E_g|^2}{4R_g} \quad \text{Ec. (2.5)}$$

Otra manera de expresar la anterior ecuación es a partir del teorema de Norton, como se muestra a continuación:

$$P_{\max} = \frac{|I_g|^2}{4G_g} \quad \text{Ec. (2.6)}$$

Donde " $I_g$ " es la corriente de corto circuito en las terminales de salida y " $G_g$ " es la componente conductiva de la admitancia que se observa desde las mismas.

- 2) Si es posible variarse la amplitud de la impedancia de carga, pero no su ángulo de fase, entonces, cuando las magnitudes de las impedancias de carga e interna de la red activa sean iguales, se absorberá la potencia máxima del generador. (\*)

Esta variación es posible llevarse a cabo en un circuito como el de la figura 2.1 a través de variar la magnitud de " $Z_R$ " por medio de un transformador. Para obtener el valor de magnitud de la impedancia de carga " $Z_R$ ", es necesario presentar la ecuación 2.3 en coordenadas polares, derivarla e igualar el resultado a cero. La ecuación 2.3 puede entonces representarse como:

---

(\*) Basado en Everitt & Anner, op. cit. pág. 414.

$$P = I^2 R_R = \frac{|E_g|^2 |Z_R| \cos \theta}{(R_g + |Z_R| \cos \theta)^2 + (X_g + |Z_R| \operatorname{sen} \theta)^2}$$

Entonces:

$$\delta P = \frac{E_g^2 \cos \theta \left[ -|Z_R| \left[ 2(R_g + |Z_R| \cos \theta) \cos \theta + 2(X_g + |Z_R| \operatorname{sen} \theta) \operatorname{sen} \theta \right] \right]}{\left[ (R_g + |Z_R| \cos \theta)^2 + (X_g + |Z_R| \operatorname{sen} \theta)^2 \right]^2} = 0$$

De donde:

$$(R_g + R_R)^2 + (X_g + X_R)^2 = 2 R_R R_g + R_R^2 + X_g X_R + X_R^2$$

$$R_g^2 + X_g^2 = R_R^2 + X_R^2$$

Por lo que la condición que representa el valor máximo de potencia disponible:

$$|Z_R| = |Z_g| \quad \text{Ec. (2.8)}$$

De esta última ecuación se infiere que, para absorber la máxima potencia, el valor de la impedancia de carga debe igualarse al valor de impedancia del generador.

Los dos anteriores teoremas representan los valores de impedancia para los cuales la transferencia de potencia de un generador a la carga, es óptimo. Su importancia en el diseño y acoplamiento de la carga y el generador consiste en brindar los lineamientos por medio de los cuales el funcionamiento de la red de transmisión aprovecha al máximo la potencia suministrada.

### 2.3 PRINCIPIO DEL ACOPLADOR DE IMPEDANCIAS DEL TIPO REACTIVO.

La figura 2.3 muestra el acoplamiento reactivo cuya descripción se detalla a continuación.

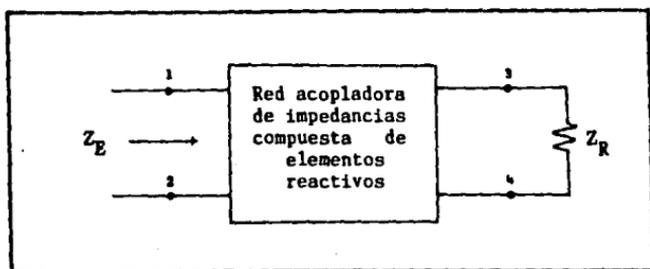


Fig. 2.3 "Acoplamiento reactivo".

Este dispositivo consiste básicamente en una red que conecta la impedancia de carga " $Z_R$ " a los bornes de entrada "1" y "2". Se compone de reactivancias puras para que la potencia que se recibe en los bornes sea transferida a la carga. La impedancia de entrada " $Z_E$ ", por otro lado, será generalmente diferente al valor de la impedancia de carga " $Z_R$ ", conectada a través de los bornes "3" y "4". Por lo tanto, esta red de reactivancias permite acoplar o transformar la impedancia de carga " $Z_R$ " en cierto valor " $Z$ " que puede adquirir un valor de impedancia dado.

La razón por la cual la red contiene sólo componentes reactivos es porque de existir algún componente resistivo, se disiparía cierta cantidad de la potencia entregada a la impedancia de carga. De acuerdo con los teoremas presentados en el inciso anterior, el diseño de la red

y sus componentes se hará buscando que " $Z_e$ " esté "adaptada" a la impedancia del generador, satisfaciendo los criterios postulados por ellos. Los factores a considerar para integrar la red acopladora al resto de la red de transmisión dependen, principalmente, del tipo de inductancias que existan entre la línea y la antena así como entre el transmisor y la línea, dado que ellas determinarán el tipo de red a ser diseñada. Los principales tipos de redes adaptadoras provienen de las redes "L", "T" y "π". Otro punto que reviste gran importancia para el diseñador es que la transmisión de información requiere de una banda finita de frecuencias y es, por lo tanto, necesario considerar la respuesta de la red adaptadora a las frecuencias de una banda centrada en la frecuencia de diseño. Con estos postulados en mente, se procederá a analizar las características funcionales de las redes "L", "T" y "π", con el auxilio de la Teoría de Circuitos y del siguiente teorema de transformación de impedancias, propuesto por primera vez por Everitt y Anner.

## 2.4 EL TEOREMA DE TRANSFORMACION DE IMPEDANCIAS.

"Si un grupo de redes de cuatro terminales que contienen sólo reactancias puras están dispuestas en cascada para conectar un generador a una carga, entonces, si en alguno de los empalmes hay adaptación conjugada de impedancias, la hay también en todos los demás empalmes del sistema" (\*).

Este teorema es una inferencia del teorema de máxima transferencia de potencia y se encuentra ilustrado en la figura 2.4 que se muestra a continuación.

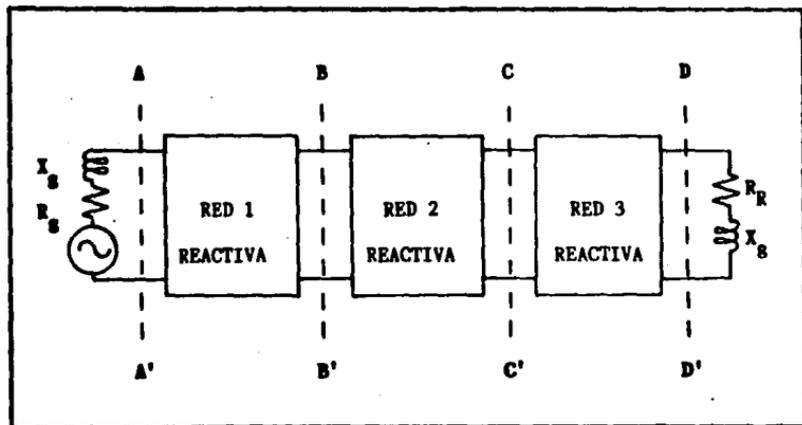


Fig. 2.4 "Ilustración del Teorema de Acoplamiento de Impedancias Conjugadas"

De acuerdo con el teorema de máxima transferencia de potencia,

(\*) Everitt & Amer, ob. cit. pág. 416.

si existe adaptación conjugada en cualquiera de los empalmes ilustrados en la anterior figura, existirá entonces adaptación conjugada en todos los demás. Dado que las redes de cuatro terminales constan de elementos reactivos, la potencia absorbida en las terminales de entrada es transferida en su totalidad a la salida.

La utilidad de este teorema radica en ilustrar el hecho de que en una cascada de redes acopladoras no disipativas, sólo habrá de acoplarse uno de los empalmes.

Como en una red física existirá disipación de alguna índole, el ajuste de los acoplamientos habrá de realizarse en más de un punto. Una línea de más de un cuarto de onda de longitud disipará la mínima energía cuando ésta termine en su impedancia característica " $Z_0$ "; por lo que, en la práctica, es común ajustar primero el acoplamiento entre la línea y la antena y, posteriormente, ajustar el acoplamiento entre el transmisor y la carga. El objetivo principal de estos ajustes es optimizar la transferencia de energía a través de minimizar las pérdidas con base en los anteriores teoremas.

A continuación serán enumeradas algunas propiedades especiales de las redes "L", "T" y "π", por su importancia en el análisis de los circuitos de la telecomunicación, -tales como las características de su impedancia- que fundamentan el diseño de los acoplamientos, los que constituyen el tema central del presente trabajo.

## 2.5 ACOPLAMIENTO REACTIVO DE SECCION EN "L".

La sección "L", compuesta de elementos reactivos, provee un medio que permite el acoplamiento de impedancias, usando el menor número de elementos en la red.

Para ilustrar su uso y obtener las ecuaciones que la definen, se presenta el método utilizado para transformar una resistencia " $R_{X2}$ ". La figura 2.5.1 muestra las variables y la 2.5.2, la red que permite su acoplo.

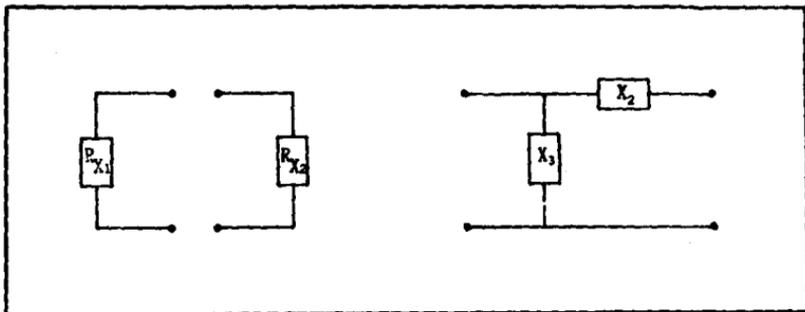


Fig. 2.5.1 "Resistencias a ser acopladas."

Fig. 2.5.2 "Acoplamiento en 'L'"

Los valores fijos de las resistencias " $R_{X1}$ " y " $R_{X2}$ ", constituyen las dos condiciones de diseño; y la manera de disponer dos elementos que permitan su acoplo, es la mostrada en la figura 2.5.2 con la red en "L", llamada así por la manera en que se conectan sus componentes. Por lo tanto, la sección transformadora sería como la mostrada en la figura 2.6.

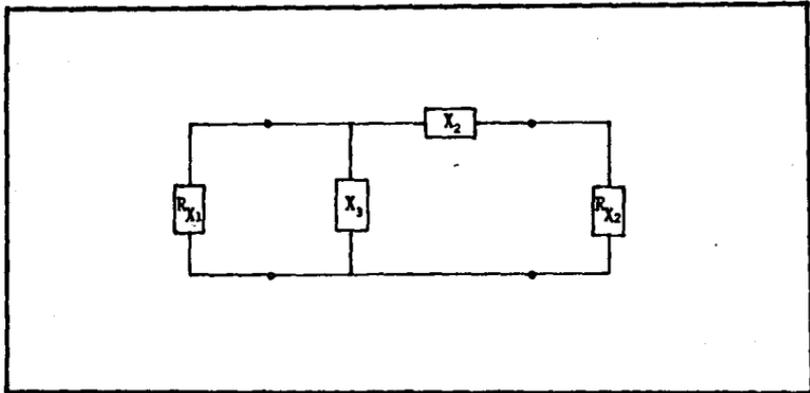
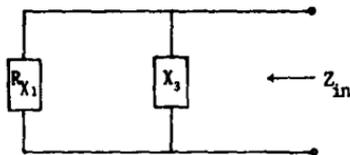


Fig. 2.6 "Disposición del Acoplamiento en 'L'".

Para obtener las ecuaciones que definan los valores de " $X_2$ " y " $X_3$ ", se determina el valor de la impedancia de entrada, que se obtiene al conectar a " $X_3$ " en paralelo con " $R_{X1}$ ".

$$Z_{in} = j \frac{R_{X_1} X_3}{R_{X_1} + jX_3} = \frac{R_{X_1} X_3^2 + jR_{X_1}^2 X_3}{R_{X_1}^2 + X_3^2}$$

Ec.(2.9)



El valor que toma la impedancia de entrada es menor al valor original de la resistencia  $R_{X1}$ ; por lo que, de obtener el valor adecuado

de " $X_3$ ", la impedancia de entrada será igualada al valor de " $R_{X_2}$ ". Es importante hacer notar que, a través del valor elegido para " $X_2$ ", podrá cancelarse la componente reactiva de la impedancia de entrada, por lo cual las ecuaciones que definen los valores de " $X_3$ " y " $X_2$ ", asumiendo que " $R_{X_1}$ " es mayor que " $R_{X_2}$ ", estarán representadas por:

$$X_3 = \pm R_{X_1} \sqrt{\frac{R_{X_2}}{R_{X_1} - R_{X_2}}} \quad \text{Ec. (2.10)}$$

$$X_2 = \mp \sqrt{R_{X_2} (R_{X_1} - R_{X_2})} \quad \text{Ec. (2.11)}$$

A través de variar el signo de " $X_3$ ", haciendo la reactancia inductiva o capacitiva, habrá de cumplirse que ambas reactancias, " $X_2$ " y " $X_3$ ", sean de signos opuestos. Para que dichos valores sean físicamente factibles y diferentes de cero, la reactancia en derivación habrá de estar en paralelo con la mayor de las dos resistencias. Es importante hacer notar que el acoplamiento sólo será válido para una sola frecuencia.

Aunque el anterior caso de diseño ha partido de la suposición de que las impedancias a acoplarse contienen únicamente componentes reales, las ecuaciones obtenidas son igualmente válidas si las impedancias tienen una componente reactiva. La manera de lograr lo anterior es añadir al circuito una reactancia o susceptancia de signo opuesto, de manera que compense la componente reactiva de la impedancia o impedancias a ser acopladas.

La razón por la cual el acoplamiento será válido sólo a una frecuencia es porque la reactancia de capacitores e inductores varía con la frecuencia. Entonces sólo a la frecuencia de diseño será entregada la máxima potencia de carga, siempre y cuando  $R_{X_1}$  y  $R_{X_2}$  sean reactivos. No obstante, para efectos prácticos, se requiere que la transmisión se lleve a cabo en una banda finita de frecuencias, por lo que resulta muy

útil representar cuál es la respuesta de la sección "L" a frecuencias cercanas a la de diseño, en una banda como la descrita.

Supóngase que  $R_{X_1}$  y  $R_{X_2}$  son resistivas, así como que  $R_{X_2}$  es independiente de la frecuencia para la siguiente figura que servirá para ilustrar el concepto.

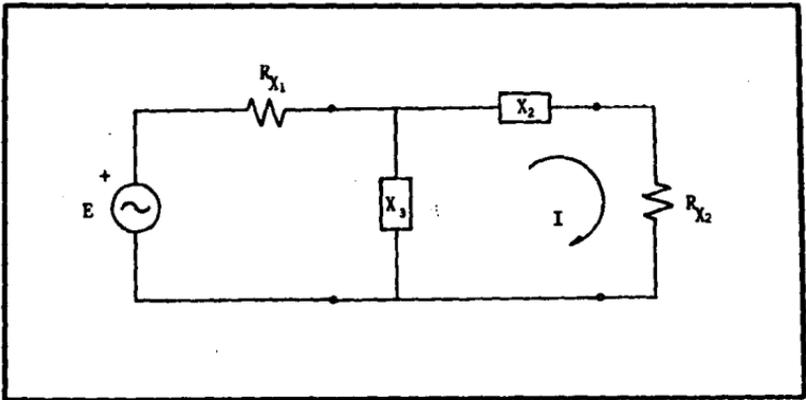


Fig. 2.6.1 "Red en "L" con  $R_{X_1}$  y  $R_{X_2}$  resistivas"

La respuesta de frecuencia de esta sección estará dada por la variación de la magnitud de "I" con respecto a la variación de frecuencia. La corriente de carga a partir de las ecuaciones de malla para el anterior circuito es:

$$I = \frac{jX_3 E}{(R_{X_1} + jX_3) [R_{X_2} + j(X_2 + X_3)] + X_3^2}$$

Ec.2.11.1

La dualidad de los signos en las ecuaciones 2.10 y 2.11 su

gieren que  $X_2$  puede ser capacitiva y  $X_3$  inductiva o viceversa. Para el segundo caso, dichas ecuaciones se transcriben en función de la frecuencia y son:

$$X_2 = \frac{\omega}{\omega_d} R_{X_2} (R_{X_1} - R_{X_2}) \quad \text{Ec.2.11.2}$$

$$X_3 = - \left( \frac{\omega_d}{\omega} \right) R_{X_1} \frac{R_{X_2}}{R_{X_1} - R_{X_2}} \quad \text{Ec.2.11.3}$$

A partir de estas ecuaciones y de 2.11.1 se obtiene el valor de la corriente de carga normalizada, con cuya ecuación es posible representar la frecuencia de diseño.

$$\frac{|I|}{|I_d|} = \frac{2 \sqrt{n}}{\sqrt{(n-1) \left( \frac{f}{f_d} \right)^4 - 2 \left( \frac{f}{f_d} \right)^2 + (n+1)^2}} \quad \text{Ec.2.11.4}$$

Donde:  $n = \frac{R_{X_1}}{R_{X_2}}$  (relación de transformación de impedancias)

$I_d$  = Corriente de carga a la frecuencia de diseño

$$|I_d| = \frac{E}{2 R_{X_1} R_{X_2}} = \frac{\sqrt{n} E}{2R_{X_1}} \quad \text{Ec.2.11.5}$$

Al graficar 2.11.4 (Fig. 2.6.2) para diferentes valores de "n" se observa que si "n" aumenta el valor de la corriente normalizada varía mucho más cuando la frecuencia es diferente a la de diseño. Entonces el valor de "n" habrá de ser bajo si se desea transmisión en una banda ancha.

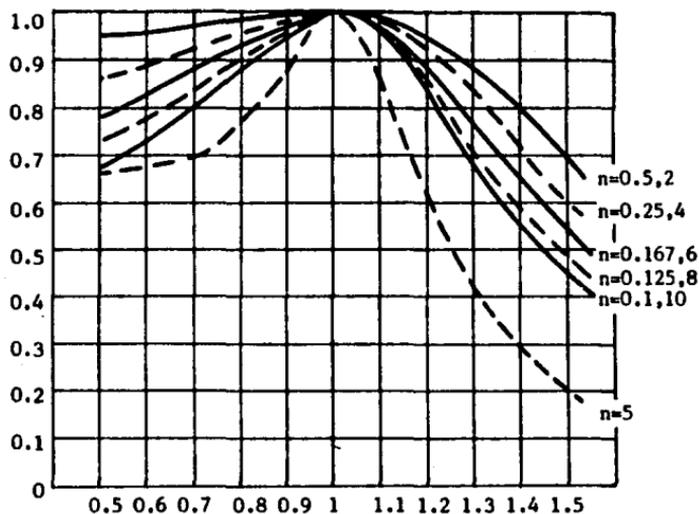


Fig. 2.6.2 "Respuesta de frecuencia de la sección en "L" ".

Asimismo, para el caso en el que  $X_2$  es un capacitor y  $X_1$  un inductor, se obtiene la siguiente expresión para la respuesta de frecuencia normalizada:

$$\frac{|I|}{|I_d|} = \frac{2 \sqrt{n}}{\sqrt{(n-1)^2 \left[ \left( \frac{f_d}{f} \right) - 2 \left( \frac{f_d}{f} \right)^2 \right] + (n+1)}} \quad \text{Ec.2.11.6}$$

Las ecuaciones 2.11.4 y 2.11.6 varían únicamente en la inversión de los términos de frecuencia.

## 2.6 ACOPLAMIENTO REACTIVO DE SECCION EN "T".

Toda red lineal de cuatro terminales, puede sustituirse por una sección "T" equivalente. Dado que en un circuito "T", una relación entre sus componentes implica que las impedancias de entrada y de carga presenten valores diferentes, la sección en cuestión es también un medio para la transformación de impedancias.

Las redes asimétricas de cuatro terminales se caracterizan por la existencia de las llamadas "Impedancias Imágenes", descritas por la siguiente definición:

DEFINICION 2.1. "Las impedancias imágenes de un transductor son las que cargan simultáneamente todas sus entradas y salidas de modo que, en cada una de ellas, son iguales las impedancias vistas en los dos sentidos".

(Everitt, W.L. y Anner, G.E., Ingeniería de Comunicaciones. Ed. Arbó, Argentina, 1961).

Las ecuaciones que ilustran la anterior definición se obtienen a partir de la siguiente figura:

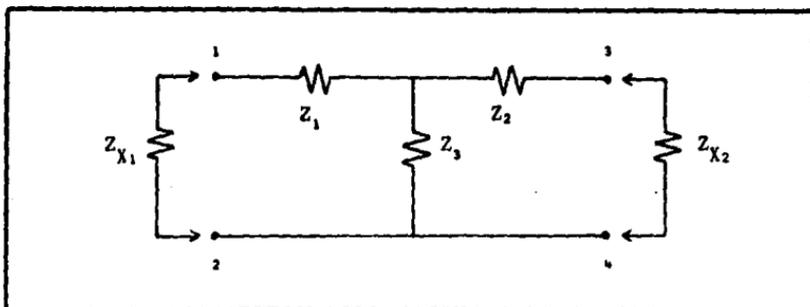


Fig. 2.7 "Sección "T" asimétrica".

Al conectar " $Z_{X_2}$ " en los bornes "3" y "4", la impedancia de entrada deberá ser " $Z_{X_1}$ ", de tal manera que:

$$Z_{X_1} = Z_1 + \frac{(Z_2 + Z_{X_2})Z_3}{Z_2 + Z_3 + Z_{X_2}} \quad \text{Ec. (2.12)}$$

De una manera similar, si " $Z_{X_2}$ " se conecta a los bornes "3" y "4", la impedancia de entrada en los bornes "1" y "2" será " $Z_{X_1}$ " por lo que:

$$Z_{X_2} = Z_2 + \frac{(Z_1 + Z_{X_1})Z_3}{Z_1 + Z_3 + Z_{X_1}} \quad \text{Ec. (2.13)}$$

La solución para las anteriores ecuaciones proviene de resolverlas como ecuaciones simultáneas, siendo sus valores:

$$Z_{X_1} = \sqrt{\frac{Z_1 + Z_3}{Z_2 + Z_3} (Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_1 Z_3)} \quad \text{Ec. (2.15)}$$

$$Z_{X_2} = \sqrt{\frac{Z_2 + Z_3}{Z_1 + Z_3} (Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_1 Z_3)} \quad \text{Ec. (2.16)}$$

Las redes asimétricas pueden tener impedancias imágenes que sean resistencias puras. Si se adapta entre una impedancia de un generador y la de carga, una red de este tipo, la adaptación en los empalmes permitirá absorber la máxima potencia del generador. Al igual que el caso estudiado para la sección "L", en caso de que las impedancias de terminación no sean resistencias puras, para eliminar el componente ima

ginario, es posible conectar en serie reactancias a una frecuencia dada, para compensarlas.

Supongamos que se desea acoplar la impedancia del generador con la de carga a través de un circuito "T" compuesto de reactancias puras como se muestra en la siguiente figura:

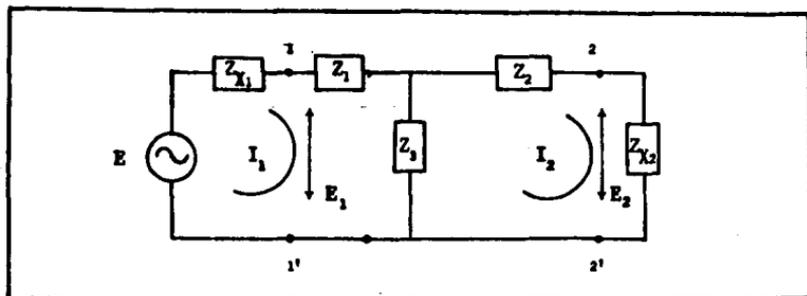


Fig. 2.7 "Red adaptadora de impedancias de sección "T"".

Supóngase que las impedancias a adaptarse son resistencias puras y que los componentes de la sección "T" son puramente reactivos, de manera que sus valores estén definidos por:

$$\begin{aligned} Z_1 &= jX_1 \\ Z_2 &= jX_2 \\ Z_3 &= jX_3 \\ Z_{X1} &= R_{X1} \\ Z_{X2} &= R_{X2} \end{aligned}$$

Ecs.2.16.a

Aplicando las ecuaciones 2.15 y 2.16 para los valores anteriores y, tomando en cuenta que las reactancias " $X_1$ ", " $X_2$ " y " $X_3$ " puedan variar de signo, los valores de " $R_{X1}$ " y " $R_{X2}$ " se obtienen a partir de ellas:

$$R_{X_1}^2 = \frac{j(X_1 + X_3)}{j(X_2 + X_3)} j^2(X_1 X_2 + X_2 X_3 + X_1 X_3)$$

$$R_{X_1}^2 = - \frac{X_1 + X_3}{X_2 + X_3} (X_1 X_2 + X_2 X_3 + X_1 X_3)$$

Ec.(2.17)

Asimismo, para obtener el valor de " $R_{X_2}^2$ ":

$$R_{X_2}^2 = - \frac{X_2 + X_3}{X_1 + X_3} (X_1 X_2 + X_2 X_3 + X_1 X_3)$$

Ec.(2.18)

Para que la condición de que los valores de " $R_{X_1}$ " y " $R_{X_2}$ " sean puramente resistivos, el segundo miembro de las ecuaciones 2.17 y 2.18 deberá ser positivo; esto implica que alguna de las tres reactancias deberá tener signo contrario al de las dos restantes. Para demostrar lo anterior, han de definirse los términos de reactancia primaria, secundaria y mutua, de especial utilidad en el estudio de los transformadores. Sean entonces:

$$\begin{aligned} X_p &= X_1 + X_3 \text{ Reactancia primaria} \\ X_s &= X_2 + X_3 \text{ Reactancia secundaria} \\ X_m &= X_3 \text{ Reactancia mutua} \end{aligned}$$

Multiplicando las ecuaciones 2.17 y 2.18 y simplificando lo necesario, se obtendrá la ecuación:

$$R_{X_1} R_{X_2} = - (X_1 X_2 + X_2 X_3 + X_1 X_3) \quad \text{Ec.(2.19)}$$

Ahora, dividiendo la ecuación 2.17 entre la 2.18 se ten

drá como resultado:

$$\frac{R_{X_1}}{R_{X_2}} = \frac{X_1 + X_3}{X_2 + X_3} \quad \text{Ec. (2.20)}$$

Las expresiones de las ecuaciones 2.19 y 2.20 en función de los términos anteriormente definidos, se muestran a continuación:

$$R_{X_1} R_{X_2} = X_m^2 - X_p X_s \quad \text{Ec. (2.21)}$$

$$\frac{R_{X_1}}{R_{X_2}} = \frac{X_p}{X_s} \quad \text{Ec. (2.22)}$$

Las dos ecuaciones anteriores permiten elegir arbitrariamente una de las tres ramas de la sección "T" y obtener las ecuaciones para determinar los otros dos valores si conocemos los valores de las resistencias en el generador y en la carga " $R_{X_1}$ " y " $R_{X_2}$ ".

Sustituyendo el valor de " $X_s$ ", obtenido en la ecuación 2.22, en la ecuación 2.21:

$$R_{X_1} R_{X_2} = X_m^2 - \frac{R_{X_2}}{R_{X_1}} X_p^2$$

se obtiene el valor de la reactancia primaria:

$$X_p = \pm \sqrt{\frac{R_{X_1}}{R_{X_2}} (X_m^2 - R_{X_1} R_{X_2})} \quad \text{Ec. (2.23)}$$

Expresando ahora la ecuación 2.21 con el valor de " $X_p$ " obtenido a partir de la ecuación 2.22:

$$X_m = \pm \sqrt{\frac{R_{X_1}}{R_{X_2}} (X_m^2 - R_{X_1} R_{X_2})} \quad \text{Ec. (2.24)}$$

De la ecuación 2.21, se obtienen:

$$X_m^2 = X_p X_m + R_{X_1} R_{X_2} \quad \text{Ec. (2.25)}$$

$$X_m = \pm \sqrt{\frac{R_{X_2}}{R_{X_1}} X_m^2 + R_{X_1} R_{X_2}} \quad \text{Ec. (2.26)}$$

$$X_m = \pm \sqrt{\frac{R_{X_1}}{R_{X_2}} X_m^2 + R_{X_1} R_{X_2}} \quad \text{Ec. (2.27)}$$

Obsérvese a partir de la anterior ecuación que, de ser diferente de uno el cociente " $R_{X_1}$ ", el valor de la reactancia primaria o el de la secundaria será menor que el de la reactancia mutua. Pero, como:

$$X_1 = X_p - X_m = X_p - X_m$$

y

$$X_2 = X_s - X_m = X_s - X_m$$

Entonces, las fronteras de diseño marcan que una de las ramas de la sección "T", " $X_1$ " o " $X_2$ ", habrá de ser de signo opuesto al valor de la reactancia mutua. Otra consideración de importancia la constituye el hecho de que, a partir de las ecuaciones 2.23 y 2.24, el término " $X_m^2$ " deberá ser mayor o igual al del producto " $R_{X_1} R_{X_2}$ ",

para que los valores de reactancia primaria y secundaria sean realizables físicamente. A partir de esto último, se concluye finalmente que el punto  $X_m^2 = R_{X_1} R_{X_2}$ , es crítico para que exista la adaptación conjugada, ya que representa al punto donde los valores de reactancia primaria y secundaria son iguales a cero y donde  $X_1 = X_2$ . Cabe señalar que al hablar entonces de una red "T" simétrica, será posible usarla para acoplar dos resistencias diferentes, en donde las ecuaciones de diseño se verán reducidas a:

$$X_1 = X_2 = -X_3 = \pm \sqrt{R_{X_1} R_{X_2}} \quad \text{Ec. (2.28)}$$

## 2.7 CONSTANTE DE TRANSFERENCIA DE IMAGEN.

El concepto de diseño de los elementos de una sección en "T" a partir de impedancias imágenes, se complementa para llevarse a la práctica tomando en cuenta también las pérdidas propias de la red y el desplazamiento de fase, introduciendo la aplicación de las propiedades de las redes asimétricas.

Para una sección simétrica, "Y" se define como:

$$e^Y = \frac{E_1}{E_2} = \frac{I_1}{I_2} = \sqrt{\frac{E_1 I_1}{E_2 I_2}}$$

cuando ésta termina en su impedancia característica.

La anterior relación constituye la definición matemática de la constante de transferencia "Y" de una red simétrica. Para las redes asimétricas, las relaciones  $E_1 / E_2$  e  $I_1 / I_2$  no cumplen la igualdad en la mayoría de los casos y cuando se componen de elementos reactivos exclusivamente, sus magnitudes son recíprocas una de la otra.

Entonces, la constante de transferencia imagen " $\theta$ " de una red asimétrica, cuando ésta termina en su impedancia imagen, se define como:

$$e^\theta = \sqrt{\frac{E_1 I_1}{E_2 I_2}} \quad \text{Ec. (2.29)}$$

En las redes simétricas, uno de los tres elementos de la red resulta independiente de las condiciones de diseño. Para definir por completo los parámetros de diseño y evitar esta independencia, es necesario contar con las ecuaciones que relacionen los elementos de la red

con las pérdidas de la misma y el desplazamiento de fase que tenga lugar en ella a partir de la definición presentada en la ecuación 2.29, - cuyo desarrollo se presenta a continuación.

La relación de tensiones en una red cuya terminación es en impedancias imágenes será:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{I_1 Z_{X1}}{I_2 Z_{X2}}$$

Por lo que la ecuación 2.29 se expresa:

$$e^{\theta} = \frac{I_1}{I_2} \sqrt{\frac{Z_{X1}}{Z_{X2}}} \quad \text{Ec. (2.30)}$$

De la figura 2.7, se tiene que:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{Z_2 + Z_3 + Z_{X2}}{Z_3} = \frac{Z_{02} + Z_{X2}}{Z_3} \quad \text{Ec. (2.31)}$$

Donde " $Z_{01}$ " y " $Z_{02}$ " son las ecuaciones de circuito abierto medidas en los bornes 1 y 2.

$$\frac{Z_{X1}}{Z_{X2}} = \frac{Z_1 + Z_3}{Z_2 + Z_3} = \frac{Z_{01}}{Z_{02}} \quad \text{Ec. (2.32)}$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.31 y 2.32 en la 2.30; se obtiene:

$$e^{\theta} = \frac{Z_{02}}{Z_3} \sqrt{\frac{Z_{X1}}{Z_{X2}}} + \frac{Z_{X2}}{Z_3} \sqrt{\frac{Z_{X1}}{Z_{X2}}}$$

$$e^{\theta} = \frac{Z_{02}}{Z_3} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} + \frac{Z_{X2}}{Z_3} \sqrt{\frac{Z_{X1}}{Z_{X2}}}$$

$$e^{\theta} = \frac{\sqrt{Z_{01}Z_{02}} + \sqrt{Z_{X1}Z_{X2}}}{Z_3}$$

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

$$\cosh \theta = \frac{\frac{\sqrt{Z_{01}Z_{02}} + \sqrt{Z_{X1}Z_{X2}}}{Z_3} + \frac{Z_3}{2(\sqrt{Z_{01}Z_{02}} + \sqrt{Z_{X1}Z_{X2}})}}{2Z_3}$$

$$\cosh \theta = \frac{Z_{01}Z_{02} + 2\sqrt{Z_{01}Z_{02}Z_{X1}Z_{X2}} + Z_{X1}Z_{X2}Z_3}{2Z_3(\sqrt{Z_{01}Z_{02}} + \sqrt{Z_{X1}Z_{X2}})}$$

Por las ecuaciones 2.15 y 2.16:

$$Z_{X1}Z_{X2} = Z_1Z_2 + Z_2Z_3 + Z_1Z_3$$

$$Z_{X1}Z_{X2} + Z_3 = (Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z_3) = Z_{01}Z_{02}$$

$$\cosh \theta = \frac{Z_{01}Z_{02} + \sqrt{Z_{01}Z_{02}Z_{X1}Z_{X2}}}{Z_3(\sqrt{Z_{01}Z_{02}} + \sqrt{Z_{X1}Z_{X2}})}$$

$$\cosh \theta = \frac{\sqrt{Z_{01}Z_{02}}(\sqrt{Z_{01}Z_{02}} + \sqrt{Z_{X1}Z_{X2}})}{Z_3(\sqrt{Z_{01}Z_{02}} + \sqrt{Z_{X1}Z_{X2}})}$$

$$\cosh \theta = \frac{\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_3} = \sqrt{\left(1 + \frac{Z_1}{Z_3}\right) \left(1 + \frac{Z_2}{Z_3}\right)}$$

Ec. (2.33)

Por otro lado:

$$\operatorname{sen} \theta = \frac{e^{\theta} - e^{-\theta}}{2} = \frac{\sqrt{Z_{X_1} Z_{X_2}}}{Z_3} \quad \text{Ec. (2.34)}$$

$$Z_3 = \frac{\sqrt{Z_{X_1} Z_{X_2}}}{\operatorname{senh} \theta} \quad \text{Ec. (2.35)}$$

Por las ecuaciones 2.33 y 2.34:

$$\operatorname{tanh} \theta = \frac{\sqrt{Z_{X_1} Z_{X_2}}}{Z_{01} Z_{02}} \quad \text{Ec. (2.36)}$$

Multiplicando ambos miembros de la ecuación por "Z<sub>01</sub>" y a partir de la ecuación 2.32:

$$Z_{01} \operatorname{tgh} \theta = \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \sqrt{Z_{X_1} Z_{X_2}} = \sqrt{\frac{Z_{X_1}}{Z_{X_2}}} \sqrt{Z_{X_1} Z_{X_2}} = Z_{X_1} \quad \text{Ec. (2.37)}$$

$$Z_1 + Z_3 = \frac{Z_{X_1}}{\operatorname{tgh} \theta}$$

$$Z_1 = \frac{Z_{X_1}}{\operatorname{tang} \theta} - \frac{\sqrt{Z_{X_1} Z_{X_2}}}{\operatorname{senh} \theta} \quad \text{Ec. (2.38)}$$

Igualmente:

$$Z_{02} \operatorname{tgh} \theta = Z_{X_2} \quad \text{Ec. (2.39)}$$

$$Z_2 = \frac{Z_{X_2}}{\operatorname{tang} \theta} - \frac{\sqrt{Z_{X_1} Z_{X_2}}}{\operatorname{senh} \theta} \quad \text{Ec. (2.40)}$$

Las ecuaciones 2.35, 2.38 y 2.40, permiten realizar los cálculos para las ramas en serie y derivación de la sección en "T" cuando se desee diseñar para una constante de transferencia e impedancias imágenes dadas.

La ecuación 2.37 puede reexpresarse como:

$$\operatorname{tgh} \theta = \frac{Z_{X_1}}{Z_{01}} = \frac{\sqrt{Z_{01} Z_{B_1}}}{Z_{01}} = \sqrt{\frac{Z_{B_1}}{Z_{01}}} \quad \text{Ec. (2.41)}$$

Así como la ecuación 2.39:

$$\operatorname{tgh} \theta = \frac{Z_{X_2}}{Z_{02}} = \frac{\sqrt{Z_{02} Z_{B_2}}}{Z_{02}} = \sqrt{\frac{Z_{B_2}}{Z_{02}}} \quad \text{Ec. (2.42)}$$

La simetría de las ecuaciones 2.41 y 2.42 sugiere que la constante de transferencia " $\theta$ " será la misma si se invierte el sentido de la transmisión. Para el caso general en el que  $Z_{X_1}$ ,  $Z_{X_2}$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$  y  $Z_3$  sean complejas, la constante de transferencia imagen también lo será:

$$\theta = A + jB \quad \text{Ec. (2.43)}$$

Donde: A = función de pérdida análogo a  $\alpha$  y  
B = desplazamiento de fase análogo a  $\beta$ .

Una aplicación importante del anterior desarrollo matemático, para definir la ecuación de constante de transferencia, consiste en obtener a partir de éste las ecuaciones para diseñar una sección "T" no disipativa, obteniendo los valores de " $X_1$ ", " $X_2$ " y " $X_3$ " para un par de impedancias imágenes reales (resistivas) y un desplazamiento de fase dados.

Así, introduciendo las ecuaciones 2.16.a en la ecuación 2.41

$$\operatorname{tgh} \theta = \frac{R_X}{j(X_1 + X_2)}$$

Nótese que el miembro derecho de la igualdad es imaginario, por lo que  $\theta = 0 + jB$ .

Sustituyendo también 2.16.a en 2.35, 2.38 y 2.40, entonces:

$$X_2 = - \frac{\sqrt{R_{X_1} R_{X_2}}}{\operatorname{sen} B} \quad \text{Ec. (2.44)}$$

$$X_1 = - \frac{R_{X_2}}{\operatorname{tg} B} + \frac{\sqrt{R_{X_1} R_{X_2}}}{\operatorname{sen} B} \quad \text{Ec. (2.45)}$$

$$X_2 = - \frac{R_{X_2}}{\operatorname{tg} B} + \frac{\sqrt{R_{X_1} R_{X_2}}}{\operatorname{sen} B} \quad \text{Ec. (2.46)}$$

## 2.8 ACOPLAMIENTO REACTIVO DE SECCION EN "π".

La red acopladora de impedancias en "π", toma su nombre de la forma en que se encuentran localizados sus elementos en las ramas de la red, como se muestra en la siguiente figura:

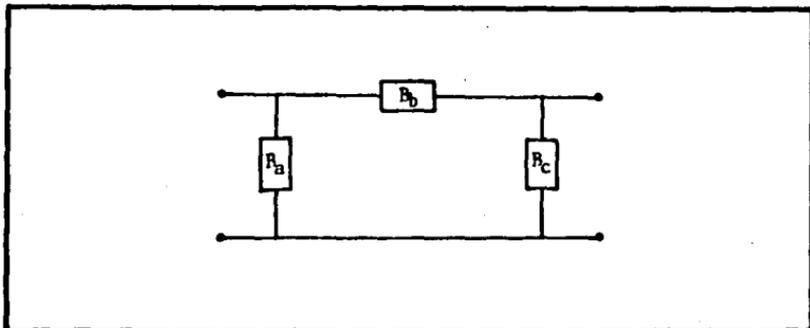


Fig. 2.8 "Red acopladora de impedancias en "π"".

Para obtener las ecuaciones que definen los elementos que componen a esa red acopladora, se utiliza el principio de dualidad general. Dicho principio establece:

**DEFINICION 2.2:** "Si las ecuaciones de malla de una red tienen la misma forma, término a término, de las ecuaciones de nodo de otra red, intercambiándose tensión e impedancia de una por corriente y admitancia de la otra, respectivamente, se dice que los dos circuitos exhiben la propiedad de una dualidad general". (\*)

La dualidad es una forma de analogía. Si dos sistemas físicos

---

(\*) Basado en "Ingeniería Eléctrica", H. H. Skilling, C.E.C.S.A., 1967, pag. 324 e "Ingeniería de Comunicaciones", Everitt y Anner, Ed. Arbó, 1956, pag. 115.

de la misma naturaleza, tales como dos redes eléctricas, tienen ecuaciones de la misma forma, pero son físicamente diferentes, entonces se llaman duales. Con redes eléctricas, la dualidad aparece entre las ecuaciones de malla de una red y las ecuaciones de nodo de otra. Tal es el caso entre las redes "T" y "π", por lo que la anterior definición es aplicable para la definición de los elementos de la red "π", a partir de las ecuaciones obtenidas para la red en "T", intercambiando elementos como lo indica el principio de dualidad general.

Con base en lo anterior y tomando en cuenta que los elementos variables de una red "T" -  $X_1, X_2$  y  $X_3$  - se expresaron en el apartado 2.6 en términos de reactancias primaria, secundaria y mutua, se definen entonces, para la fig. 2.8, las siguientes equivalencias:

$$\begin{aligned} B_p &= X_p & B_a &= X_1 \\ B_s &= X_s & G_{X_1} &= R_{X_1} \\ B_c &= X_2 & G_{X_1} &= R_{X_1} \\ B_b &= X_3 \end{aligned}$$

Para que exista adaptación de impedancia en las redes "π", habrá de cumplirse la condición:  $B_b^2 \geq G_{X_1} G_{X_2}$

## 2.9 COMBINACIONES POSIBLES DE ELEMENTOS EN REDES "T" y "π".

Las redes adaptadoras "T" y "π" siempre deberán tener algún elemento cuyo signo sea diferente al de los demás. Esto constituye una limitante de diseño que restringe la ubicación de elementos en las ramas de estas redes dependiendo del signo de los mismos, el que indicará si la reactancia es capacitiva ( signo negativo ) o inductiva ( signo positivo ). En la siguiente tabla se muestran las diferentes alternativas que la anterior restricción permite, sin incluir las combinaciones redundantes dado que ambas redes son bidireccionales.

$X_1$	$X_2$	$X_3$
+	+	-
-	+	-
-	-	+
+	-	+

Tabla 2.1 "Combinaciones posibles de signos para elementos de redes "T" y "π".

Con objeto de introducir el estudio de la disipación en las redes adaptadoras, las cuatro combinaciones mostradas en la tabla 2.1, se definirán a continuación con base en los parámetros " a ", " b " y " c ", obtenidos a partir de las ecuaciones 2.44, 2.45 y 2.46 para las redes "T" (\*). Supóngase que  $R_{X_1}$  es la mayor de las impedancias imágenes (  $R_{X_1}/R_{X_2} = \eta > 1$  ).

---

(\*) Para las redes "π" habrá de aplicarse el principio de dualidad visto en el apartado anterior.

De 2.44: 
$$X_1 = \frac{\sqrt{R_{X1} R_{X2}}}{\text{sen } B}$$

Entonces: 
$$X_1 = R_{X1} \frac{-1}{\sqrt{n} \text{ sen } B}$$

Si 
$$X_1 = R_{X1} b$$

$$b = \frac{-1}{\sqrt{n} \text{ sen } B}$$

( Ec. 2.47 )

De 2.45: 
$$X_1 = -R_X \frac{\cos B}{\text{sen } B} + \frac{\sqrt{R_{X1} R_{X2}}}{\text{sen } B}$$

Entonces: 
$$X_1 = R_{X1} \frac{1 - \sqrt{n} \cos B}{\sqrt{n} \text{ sen } B}$$

Si 
$$X_1 = R_{X1} c$$

$$c = \frac{1 - \sqrt{n} \cos B}{\sqrt{n} \text{ sen } B}$$

( Ec. 2.48 )

De 2.46 
$$X_2 = -R_{X2} \frac{\cos B}{\text{sen } B} + \frac{\sqrt{R_{X1} R_{X2}}}{\text{sen } B}$$

Entonces 
$$X_2 = R_{X1} \frac{\sqrt{n} - \cos B}{n \text{ sen } B}$$

Si 
$$X_2 = R_{X1} a$$

$$a = \frac{\sqrt{n} - \cos B}{n \text{ sen } B}$$

( Ec. 2.49 )

El valor de " B " depende del atraso o adelanto de fase que la red genere, a su vez, los signos de los parámetros " a ", " b " y " c ", dependen del signo y de la magnitud de " B ". Se presenta a continuación los tipos diferentes de redes " T " en función del atraso o adelanto de fase que generen y de los parámetros " a ", " b " y " c " .

CASO I: Atraso de Fase.

" B " positivo implica que " sen B " es positivo, por lo que el valor de " b " será negativo.

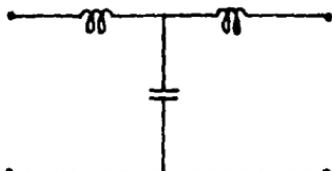
∴ " B " positivo  $\longrightarrow$  " sen B " positivo  $\longrightarrow$  " b " negativo  
 pero si :  $\sqrt{n} > 1$   $\longrightarrow$  " a " positivo

Por otro lado, dependiendo de la magnitud de " B ", existen tres posibles valores de " c ":

- (a)  $0 < B < \arccos \left( \frac{1}{\sqrt{n}} \right)$  " c " negativo
- (b)  $\arccos \frac{1}{\sqrt{n}} < B \leq 180^\circ$  " c " positivo
- (c)  $B = \arccos \left( \frac{1}{\sqrt{n}} \right)$  c = 0 (Red en "L")

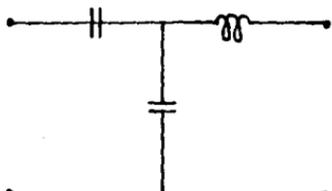
Dado que si  $B > 0$ , " a " y " b " serán positivos, las dos formas posibles de combinación de elementos en una red " T ", si ésta produce un atraso de fase, dependerán del signo de " c ", positivo o negativo.

RED " T " TIPO I.



para " c " positivo

RED " T " TIPO II.



para " c " negativo

CASO 2 : Adelanto de Fase.

" B " negativo implica que " sen B " es negativo, por lo que el valor de " b " será positivo.

∴ " B " negativo → " sen B " positivo → " b " negativo  
y " a " positivo

Para este caso también, dependiendo de la magnitud de " B ", existen tres posibles valores de " c " :

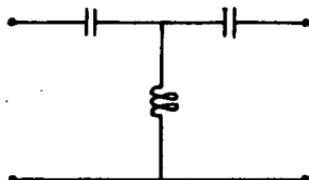
(d)  $0 < |B| < \arccos \left( \frac{1}{\sqrt{n}} \right)$  " c " positivo

(e)  $\arccos \left( \frac{1}{\sqrt{n}} \right) < |B| < 180^\circ$  " c " negativo

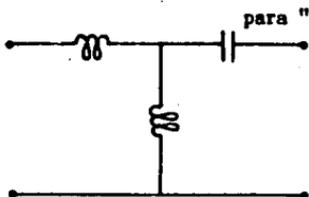
(f)  $|B| = \arccos \left( \frac{1}{\sqrt{n}} \right)$  c = 0 (Sección en "L")

Las condiciones (d) y (e) definen los dos últimos tipos de combinación de elementos para la red en " T ".

RED " T " TIPO III.



RED " T " TIPO IV.



para " c " negativo

para " c " positivo

Utilizando un procedimiento similar, se obtienen las combinaciones de elementos para las redes en "π" en términos de "a", "b" y "c", de manera que  $n = R_{X1} / R_{X2} = G_{X1} / G_{X2}$ .

A partir de las ecuaciones 2.44, 2.45 y 2.46, se definen  $B_a$  y  $B_c$ .

$$B_a = -G_{X1} \frac{\cos B}{\text{sen } B} + \frac{G_{X1} G_{X2}}{\text{sen } B}$$

$$B_a = -G_{X2} \frac{\sqrt{n} - \cos B}{n \text{ sen } B} = G_{X2} a$$

$$B_a = G_X a$$

(Ec. 2.50)

$$B_c = -G_{X2} \frac{\cos B}{\text{sen } B} + \frac{G_{X1} G_{X2}}{\text{sen } B}$$

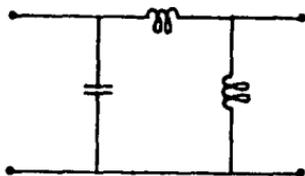
$$B_c = G_{X2} \frac{1 - \sqrt{n} \cos B}{\sqrt{n} \text{ sen } B} = G_{X2} c$$

$$B_c = G_X c$$

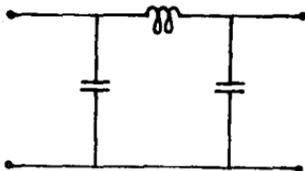
(Ec. 2.51)

Es posible entonces, obtener los tipos de redes "π" con los mismos parámetros usados en el análisis anterior. A continuación se presentan dichos tipos.

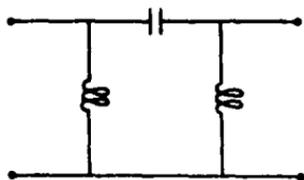
RED "π" TIPO I.



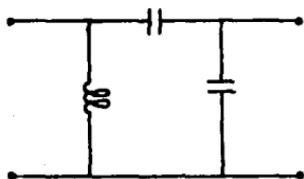
RED "π" TIPO II.



RED "π" TIPO III.



RED "π" TIPO IV.



## 2.10 ANALISIS DE DISIPACION EN REDES "T" y "π".

Cualquiera que sea el tipo de elementos que se escojan para la construcción de una red "T" o "π", éstos no podrán ser tratados sobre la base de que sean dispositivos ideales, es decir, las pérdidas de disipación ocasionadas por los inductores existen, por lo que el rendimiento de la red no es del cien por ciento. Aunque la disipación en los elementos de la red sea pequeña, no lo es lo suficiente como para considerarla despreciable.

Resulta de utilidad para el desarrollo de este tópic, la presentación del factor de calidad "Q" para inductores. Este factor consiste en la medida de la eficiencia con la que se lleva a cabo el almacenamiento de energía en un inductor cuando fluye en él corriente alterna. La expresión matemática que representa a "Q" es:

$$Q = 2\pi \frac{\text{MAXIMA ENERGIA ALMACENADA}}{\text{ENERGIA DISIPADA / CICLO}} \quad \text{Ec. 2.52}$$

o también, expresado de otra forma:

$$Q = \omega \frac{\text{MAXIMA ENERGIA ALMACENADA}}{\text{POTENCIA MEDIA DISIPADA}} \quad \text{Ec. 2.53}$$

Una manera de conocer las pérdidas por disipación en una red reactiva de alto rendimiento consiste en calcular las corrientes de las ramas del circuito, bajo el supuesto de que las pérdidas de los elementos son iguales a cero. Una vez calculados estos valores y con el factor de calidad "Q" previamente definido, es posible obtener el valor de las pérdidas reales así como el del rendimiento de la red.

Sin embargo, el método que se presenta a continuación resulta más versátil que el anterior ya que simplifica el cálculo de las pérdidas para los cuatro tipos de redes "T" o "π" vistos en el apartado

anterior. El conocer la naturaleza de las pérdidas en una red, brinda una guía confiable para el diseño de la misma, por lo que se pretende demostrar que dichas pérdidas son independientes del número de inductores utilizados y, asimismo, dependen del factor de calidad "Q" de los inductores, de la relación de transformación de impedancia "n" y del ángulo de desplazamiento de fase que origine la red.

Las siguientes aproximaciones simplifican el análisis sin que por ésto el valor de las pérdidas obtenidas deje de ser válido.

- (1) Las pérdidas en los capacitores se consideran despreciables.
- (2) Se calcularán las corrientes en las ramas de los circuitos suponiendo que las pérdidas por disipación son nulas. (\*)
- (3) Los inductores de la red tienen los mismos factores "Q".

Tómese en cuenta la siguiente figura:

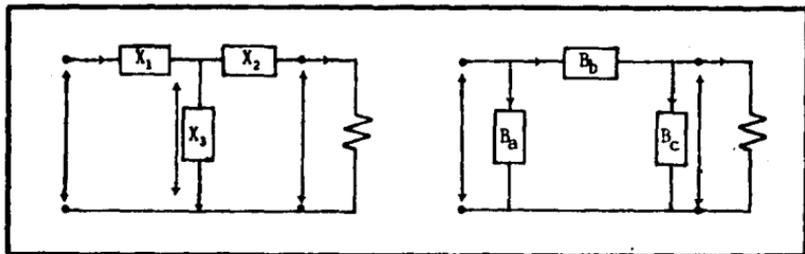


Fig. 2.9 " Corrientes de rama "

Tomando en cuenta las redes acopladoras "T" y "n" del tipo I, se tiene que para la red "T" de la figura 2.9.a:

$$P_{\text{perd}} = (P_{\text{perd}})_1 + (P_{\text{perd}})_2$$

---

(\*) Esta suposición es válida si el rendimiento de la red es mayor al 90 %.

$$P_{\text{perd}} = |I_1|^2 R_1 + |I_2|^2 R_2$$

donde:  $R_1$  = Resistencia del inductor  $L_1$   
 $R_2$  = Resistencia del inductor  $L_2$

A partir de la figura 2.9 y del apartado 2.9:

$$R = \frac{|X_1|}{Q} = \frac{R_{X_1} |c|}{Q} \quad \text{y} \quad R = \frac{|X_2|}{Q} = \frac{R_{X_2} |a|}{Q}$$

$$P_{\text{perd}} = \frac{|E_1|^2}{R_{X_1}^2} \frac{R_{X_1} |c|}{Q} + \frac{|E_2|^2}{R_{X_2}^2} \frac{R_{X_2} |a|}{Q}$$

Tomando en cuenta la suposición (2):

$$\frac{|E_1|^2}{R_{X_1}^2} = \frac{|E_2|^2}{R_{X_2}^2} = P_{\text{ent}}$$

Por lo que:

$$P_{\text{perd}} = \frac{P_{\text{ent}}}{Q} (|c| + n|a|) \quad \text{Ec.2.53}$$

Si se define a " $\delta$ " como un factor de pérdida, se tiene que:

$$\delta = Q \frac{P_{\text{perd}}}{P_{\text{ent}}} \quad \text{Ec. 2.54}$$

Para diferenciar al factor de pérdida para la red en "T", tipo I, llámese a " $\delta$ "; " $\delta_1$ "; entonces:

$$\delta_1 = |c| + n|a| \quad \text{Ec.2.55}$$

Véase ahora el caso para la red en " $\pi$ ":

Para el circuito de la fig. 2.9.b, asumiendo una red " $\pi$ " tipo I:

$$P_{\text{perd}} = (P_{\text{perd}})_b = |I_b|^2 R_b \quad \text{Ec. 2.56}$$

$$\text{Donde: } R_b = \frac{1}{Q|B_b|} = \frac{1}{Q G_{X_2} |b|}$$

$$e: I_b = I_L + I_c = E (G_{X_2} + jB_c)$$

$$I_b = E_2 G_{X_2} (1 + j|c|)$$

Sustituyendo los anteriores valores en la ecuación 2.55:

$$P_{\text{perd}} = \frac{|E_2|^2 G_{X_2}^2 (1 + |c|^2)}{Q G_{X_2} |b|}$$

$$P_{\text{perd}} = \frac{P_{\text{ent}}}{Q} \left[ \frac{1 + |c|^2}{|b|} \right]$$

Entonces, por la ecuación 2.54:

$$\delta = \frac{1 + |c|^2}{b}$$

Como para las redes " $\pi$ " de la forma I, " $c$ " es positivo, entonces  $|c| = c$ . Sustituyendo los valores para  $|c|$  y  $|b|$ , de las ecuaciones 2.47 y 2.48:

$$\delta = \left[ 1 + \frac{1 - 2\sqrt{n} \cos B + n \cos^2 B}{n \sin^2 B} \right] \sqrt{n} \sin B$$

Simplificando:

$$\delta = \frac{n + 1 - 2\sqrt{n} \cos B}{\sqrt{n} \sin B}$$

Reagrupando el numerador:

$$\delta = \frac{n - \sqrt{n} \cos B}{\sqrt{n} \sin B} + \frac{1 - \sqrt{n} \cos B}{\sqrt{n} \sin B}$$

$$\delta = na + c$$

Como para redes de la forma I, "a" y "c" son positivos, el factor "δ" se puede expresar como:

$$\delta = n|a| + |c| = \delta_1 \quad \text{Ec. 2.57}$$

Como se puede observar, las ecuaciones 2.54 y 2.57 son idénticas. Lo cual implica que las redes "π" y "T" tipo I tienen el mismo factor de pérdida. Asimismo, la anterior expresión resulta válida para las redes "T" y "π" tipo III, de manera que las cuatro redes en donde:  $\arccos \sqrt{n} < |B| < 180^\circ$ , siendo "B" positivo o negativo, comparten el mismo valor de "δ".

Véase ahora el análisis para determinar las pérdidas en las cuatro redes faltantes (tipo II y tipo IV). Tómese en cuenta, con respecto a la fig. 2.9.a, un acoplador "T" del tipo IV.:

$$P_{\text{perd}} = (P_{\text{perd}})_1 + (P_{\text{perd}})_2 \quad \text{Ec. 2.58}$$

Si se toma en cuenta:

$$I_1 = \frac{E_1}{R_{X_1}}$$

$$R_1 = \frac{|X_1|}{Q} = \frac{R_{X_1} |c|}{Q}$$

Resulta de la ecuación 2.58 que el primer término del lado derecho de la igualdad se puede expresar como:

$$(P_{\text{perd}})_1 = |I_1|^2 R_1$$

$$(P_{\text{perd}})_1 = \frac{|E_1|^2 R_{X_1} |c|}{R_{X_1}^2 Q} = \frac{P_{\text{ent}} |c|}{Q} \quad \text{Ec. 2.59}$$

Por otro lado:

$$I_3 = \frac{E_1}{jX_3} = \frac{E_1 - jX_1 I_1}{jX_3}$$

$$I_3 = \frac{E_1 - j(E_1 X_1 / R_{X_1})}{jX_3}$$

$$I_3 = \frac{E_1}{jR_{X_1}} \frac{1 - j|c|}{|b|}$$

Y el valor de  $R_3$  resulta:

$$R_3 = \frac{|X_3|}{Q} = \frac{R_{X_1} |b|}{Q}$$

por lo que:

$$(P_{\text{perd}})_3 = |I_3|^2 R = \frac{|E_1|^2}{R_{X_1}^2} \left\{ \frac{1 + |c|^2}{|b|} \right\} \frac{R_{X_1} |b|}{Q}$$

$$(P_{\text{perd}})_3 = \frac{P_{\text{ent}}}{Q} \left\{ \frac{1 + |c|^2}{|b|} \right\} \quad \text{Ec. 2.60}$$

Para la red del tipo IV  $\sqrt{n} \cos B > 1$  y  $\sqrt{n} - \cos B < 0$ , y  $\text{sen } B < 0$ , de manera que:

$$|c| = \frac{\sqrt{n} \cos B - 1}{\sqrt{n} |\text{sen } B|}$$

$$b = \frac{1}{\sqrt{n} |\text{sen } B|}$$

Reexpresando el término entre paréntesis de la ecuación 2.60:

$$\frac{1 + |c|^2}{|b|} = 1 + \frac{n \cos^2 B - 2\sqrt{n} \cos B + 1}{n |\text{sen } B|^2} \sqrt{n} |\text{sen } B|$$

$$\frac{1 + |c|^2}{|b|} = \frac{n - 2\sqrt{n} \cos B + 1}{\sqrt{n} |\operatorname{sen} B|}$$

$$\frac{1 + |c|^2}{|b|} = n \frac{\sqrt{n} - \cos B}{n |\operatorname{sen} B|} - \frac{\sqrt{n} \cos B - 1}{\sqrt{n} |\operatorname{sen} B|}$$

$$\frac{1 + |c|^2}{b} = n |a| - |c|$$

Por lo que la ecuación 2.60 se transforma en:

$$(P_{\text{perd}})_{\text{I}} = \frac{P_{\text{ent}}}{Q} [n |a| - |c|] \quad \text{Ec. 2.61}$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.59 y 2.60 en 2.61:

$$P_{\text{perd}} = \frac{P_{\text{ent}}}{Q} n |a| \quad \text{Ec. 2.62}$$

Comparando la anterior expresión con la ecuación 2.54, se observa que los factores de pérdida son iguales. Sea " $\delta_2$ " el factor de pérdida para las redes del tipo IV, definido por:

$$\delta_2 = n |a| \quad \text{Ec. 2.63}$$

De una manera similar, el mismo factor  $\delta_2$  es válido para los restantes tipos de redes, véase el caso para la red " $\pi$ " tipo IV:

$$P_{\text{perd}} = (P_{\text{perd}})_{\text{a}} = |I_{\text{a}}|^2 R_{\text{a}}$$

A su vez, las componentes de corriente y resistencia son:

$$I_a = E_1 j B_a = j E_1 G_{X_2} a$$

$$R_a = \frac{I_a}{Q |B_a|} = \frac{1}{Q G_{X_2} |a|}$$

Por lo que:

$$P_{\text{perd}} = \frac{|E_1|^2 G_{X_2}^2 |a|^2}{Q G_{X_2} |a|}$$

$$P_{\text{perd}} = \frac{|E_1|^2 G_{X_1} G_{X_2}}{Q G_{X_1}} |a|$$

$$P_{\text{perd}} = \frac{P_{\text{ent}}}{Q} n |a|$$

Como se puede observar el factor de pérdida es nuevamente:

$$\delta_2 = n |a|$$

Ec. 2.64

Ambas expresiones de pérdida, " $\delta_1$ " y " $\delta_2$ ", resultan independientes del tipo de red utilizada, " $\pi$ " o " $\pi$ ", así como del ángulo de desplazamiento de fase. Esta observación resulta de utilidad tanto para el estudiante como para el diseñador de la red de acoplo. Sumarizando brevemente, " $\delta_1$ " será la ecuación que represente las pérdidas en las redes para las cuales:

$$|B| > \arccos \left( \frac{1}{\sqrt{n}} \right)$$

y " $\delta_2$ " para las redes en las que:

$$|B| < \arccos \left( \frac{1}{\sqrt{n}} \right)$$

Las figuras 2.10 y 2.11 representan gráficamente la dependencia del rendimiento de la red con el ángulo de desplazamiento de fase y con la relación de transformación de impedancias. Nótese que a mayor valor de "n", mayor será el factor de pérdida y que la red en "L" tiene el mínimo valor de pérdida. Las anteriores conclusiones representan límites para el diseño de una red cuando se desea que ésta opere con un valor alto de "n" así como cuando se desea obtener un ángulo grande de desplazamiento de fase, dado que las pérdidas aumentarían considerablemente. En el siguiente inciso se presenta un método para reducir las pérdidas a través del uso de varias redes, introduciendo el concepto de redes en cascada.

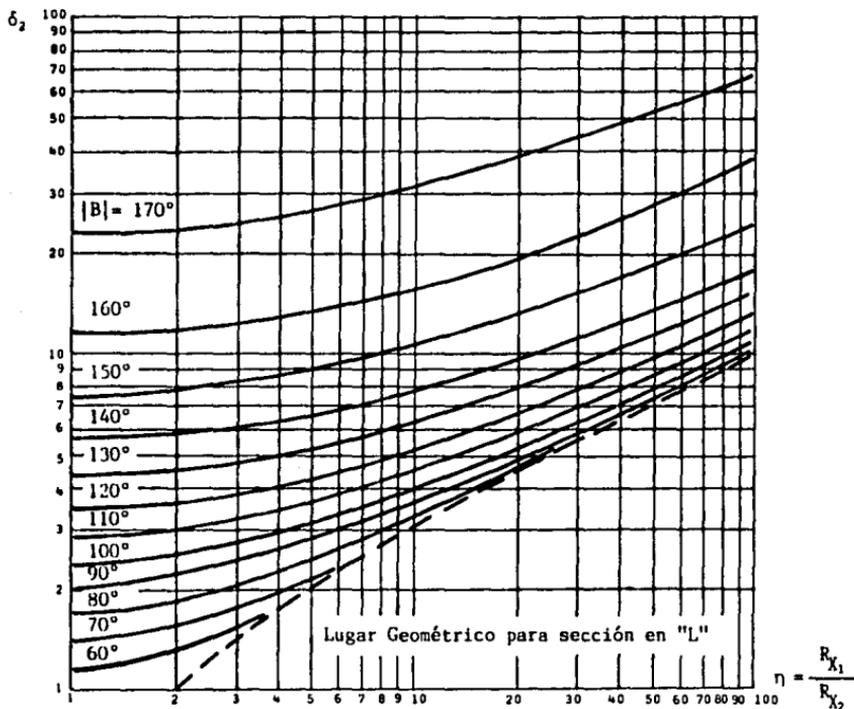


Fig. 2.10 " Funciones de pérdidas de las redes acopladoras T, II y L, formas III y IV"

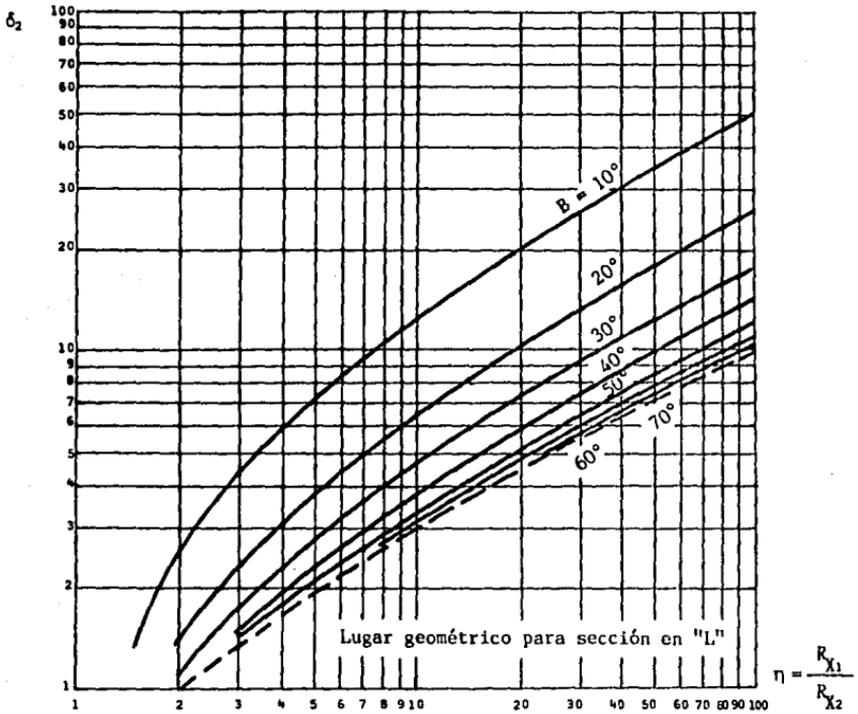


Fig. 2.11 " Funciones de pérdidas de las redes acopladoras T, II y L, formas I y III "

## 2.11 REDES EN CASCADA

La simple observación y el sentido común indicarían, normalmente, que las pérdidas de una red serían menores utilizando el menor número de inductores posible. Sin embargo, el análisis de pérdidas en redes indica que, si se desea diseñar una red que origine un amplio ángulo de desplazamiento de fase y con un valor de relación de transformación alto, resulta factible aumentar su rendimiento utilizando dos redes en cascada. Véase la siguiente figura:

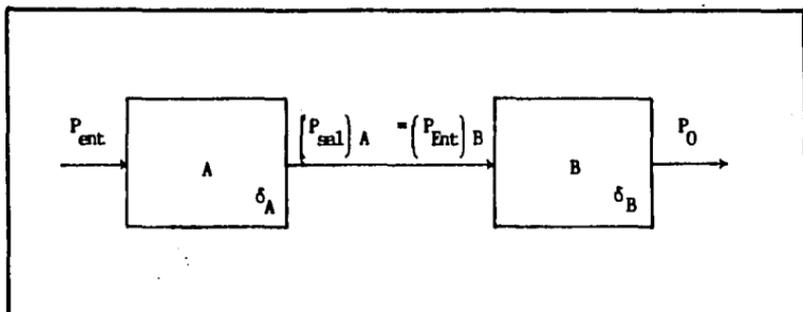


Figura 2.12 "Redes en Cascada"

Las siguientes expresiones de potencia se obtienen a partir de la anterior figura:

$$(P_{sal})_A = P_{ent} - (P_{perd})_A = P_{ent} \left( 1 - \frac{\delta_A}{Q} \right)$$

$$P_{sal} = (P_{ent})_B - (P_{pérd})_B = (P_{ent})_B \left( 1 - \frac{\delta_B}{Q} \right)$$

Dado que la potencia a la salida de la red "A" es igual a la po-

tencia de entrada en la red "B", el rendimiento se expresará:

$$\eta = \frac{P_{\text{pérd}}}{P_{\text{ent}}} = \left( 1 - \frac{\delta_A}{Q} \right) \left( 1 - \frac{\delta_B}{Q} \right)$$

$$\eta = 1 - \frac{\delta_A + \delta_B}{Q} + \frac{\delta_A \delta_B}{Q}$$

Ec.2.65

CAPITULO 3

DISEÑO, CONSTRUCCION Y OPERACION  
DE UN MEDIDOR DE RELACION  
DE ONDA ESTACIONARIA

- 3.1 Introducción.
- 3.2 Marco de referencia operacional.
- 3.3 Marco de referencia funcional.
- 3.4 Elección del circuito.
- 3.5 Cálculo de los componentes del circuito
- 3.6 Selección de los componentes
- 3.7 Ensamble del circuito
- 3.8 Ajuste y Prueba
- 3.9 Operación

### CAPITULO 3: DISEÑO, CONSTRUCCION Y OPERACION DE UN MEDIDOR DE RELACION DE ONDA ESTACIONARIA.

#### 3.1 INTRODUCCION

El tercer capítulo presenta una aplicación práctica, en el campo de las comunicaciones, de la teoría general de las líneas de transmisión cuya breve síntesis y tópicos relacionados con dicha aplicación se presentaron en el primer capítulo de esta tesis, conformando el marco teórico de la siguiente exposición.

La medición de la Relación de Onda Estacionaria, en una línea de transmisión, es factible en la práctica con elementos cuya teoría de funcionamiento es de fácil comprensión, siendo así posible la presentación al alumno de una integración de conocimientos altamente abstractos en su contenido a través de la visualización de un resultado -cuantitativo, que permite inferir la utilidad y el funcionamiento de un medidor de Relación de Onda Estacionaria, para su asimilación.

El presente capítulo se inicia esbozando los conceptos del marco de referencia que ubican al medidor dentro de su medio de operación, para después mostrar los criterios que permiten la elección de un circuito que realice eficientemente las funciones necesarias para llevar a cabo la medición; y, finalmente, explicar su funcionamiento, componentes, construcción y uso así como los ajustes necesarios para su adecuada operación.

### 3.2 MARCO DE REFERENCIA OPERACIONAL

Resulta de importancia para el alumno conocer la inserción del medidor de R.O.E. en el contexto en el que es usado, por lo que a continuación se presenta una breve introducción al equipo y accesorios utilizados más comúnmente en una estación de radio.

El equipo consiste básicamente en el transceptor, y los demás componentes están constituidos por los accesorios que funcionan alrededor de éste. Los accesorios típicos son las fuentes de poder de CA, bocinas, antenas, controles de frecuencias remotas, acopladores o sintonizadores de antenas, dispositivos para la radio telegrafía, medidores de R.O.E./Potencia, terminales de presentación visual (display), etc. Asimismo, existen accesorios que brindan capacidades de operación mejoradas o expandidas tales como los filtros de ancho de banda, los adaptadores para frecuencia modulada y otros más.

Los transceptores modernos (transmisores-receptores), frecuentemente incluyen dispositivos que anteriormente tenían que ser comprados por separado y que eran diseñados para funcionar fuera de los mismos. Algunos de estos dispositivos son el medidor de R.O.E., el control de frecuencia secundario, la presentación visual (display) digital de frecuencia y el reloj digital. El equipo antiguo requería comúnmente de osciladores y circuitos externos que actualmente se han integrado en los transceptores modernos.

Como en otras ramas de la ingeniería, la integración del equipo ha desplazado a algunos accesorios así como mejorado el diseño, funcionamiento y hasta la estética de otros componentes.

Antiguamente se ofrecían pares separados de transmisores y receptores. El acoplamiento de ambos componentes constituyó el origen del actual transceptor. El diseño y calidad de los mismos ha ido en constante mejora, por lo que un equipo actual constituye un avance considerable del estado del arte en equipo de comunicación, tomando en cuenta su peso más ligero, tamaño reducido, precio y eficiencia.

La antena merece una especial consideración entre los accesorios, ya que su correcto funcionamiento es vital para una buena transmisión y recepción. Usando una buena antena es posible experimentar una buena comunicación aún cuando el equipo receptor y transmisor no sea de excelente calidad. Por otro lado, se puede poseer un excelente receptor pero experimentar una comunicación pobre debido a que se esté utilizando una antena inapropiada.

Los tipos de antena más populares son las de dipolo (incluyendo las versiones de suspensión [dropping], plegada [folder], de pendiente [sloper], acodada [Bent] y de trampa [trap]), la de cable aleatorio (menor a 2.5 veces la longitud de onda en la menor frecuencia usada), las de conductor largo, la Windom y la Zepp. Existe una variedad considerable de cada uno de los anteriores tipos de antena.

Existen, pues, varios tipos de antena así como diferentes fabricantes, los cuales generalmente anuncian sus productos en revistas especializadas de radio. Para obtener un panorama general en cuanto a los diferentes tipos que se ofrecen en el mercado (así como de equipo y accesorios en general) una buena fuente de información está constituida por dichas publicaciones. Resulta relevante mencionar el que cada estación requiere de un sistema de antena que esté diseñado y/o adecuado para cubrir sus necesidades de comunicación específicas; no existe un estándar en antenas que aplique en todos los casos. Es precisamente en el sistema de antena, en donde el acoplador de antena (también conocido como acoplador de carga o sintonizador de antena) y el medidor de R.O.E. llevan a cabo su función. Los acopladores, en lo general, utilizan capacitancias e inductancias variables para hacer que las antenas funcionen como si exactamente hubieran sido diseñadas para la estación particular y, dado que la R.O.E. es un indicador directo de dicho acoplo, si se controla el valor de dicha relación variando la impedancia con el acoplador, es posible adecuar las condiciones físicas actuales de la antena a la estación de radio.

La utilidad de algunos accesorios resulta evidente a partir de su nombre, no así la de los acopladores y medidores de R.O.E.

La siguiente figura ilustra la mayoría del equipo y accesorios (excepto la antena) de una estación de radio completa.

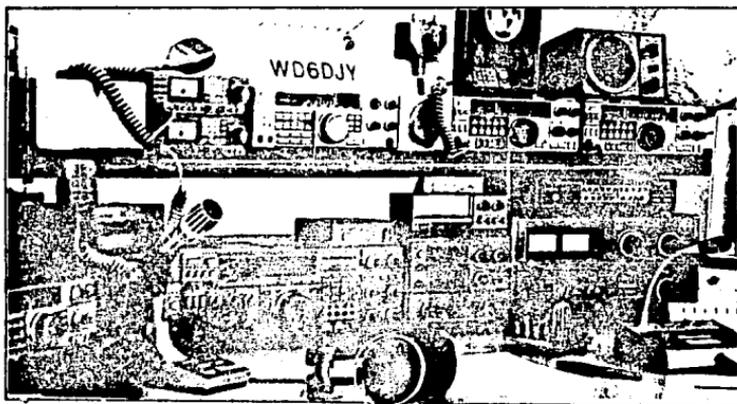


Figura 3.1 "Equipo y Accesorios en una Estación de Radio"

### 3.3 MARCO DE REFERENCIA FUNCIONAL.

Este inciso presenta los circuitos de medición básicos que por sus características de funcionamiento resultan ideales para mesurar, entre otros fenómenos, la R.O.E. así como su breve introducción y antecedentes.

Una clase importante de circuitos de medición la constituyen los circuitos puente. Su utilidad radica en su característica funcional por la cual es posible balancear las diferencias de potencial en dos puntos diferentes del circuito, de manera que exista un potencial nulo entre ambos. Si se conecta un voltímetro entre dichos puntos cuando el puente esté balanceado, la lectura resultante será de cero, y cuando exista lectura será porque el puente no lo esté. A partir de esta característica del circuito es factible llevar a cabo una medición.

Los circuitos puente son útiles tanto para corriente directa como alterna, incluyendo la radiofrecuencia, donde encuentran una amplia gama de aplicaciones. La aplicación más sencilla de ilustrar es la que involucra CD.

El puente de Weathstone es el modelo más simple y difundido de los circuitos puente y constituye un ejemplo de su utilidad. En realidad otros tipos de puentes con más componentes y teóricamente más complejos derivan de éste, por lo que brevemente se exponen a continuación sus características. Véase la siguiente figura:

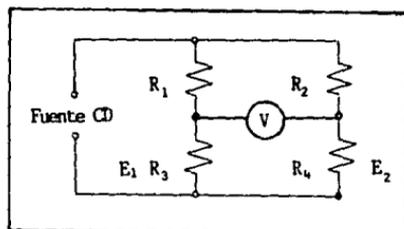


Figura 3.2 "Puente de Weathstone"

Las ramas del circuito puente de Weathstone de la figura 3.2 están constituidas por las cuatro resistencias  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$ . Para que la lectura en el voltímetro sea nula, es decir la tensión en  $E_1$  sea igual a la tensión en  $E_2$ , las tensiones a través de  $R_3$  y  $R_4$  deberán sumar algebraicamente cero.

Los pares de resistencias,  $R_1 - R_3$  y  $R_2 - R_4$ , son divisores de tensión para fuente de CD, de tal manera que si:

$$\frac{R_3}{R_1 + R_3} = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \quad \text{Ec. 3.1}$$

Por lo tanto la condición  $E_1 = E_2$  se cumple.

La figura 3.3 muestra al puente de Weathstone en su representación más conocida. La ecuación 3.1 se puede representar también como:

$$R_x = R_s \frac{R_2}{R_1} \quad \text{Ec. 3.2}$$

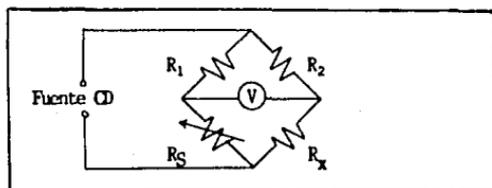


Figura 3.3 "Circuito Fuente de Weathstone"

Supóngase que de la figura 3.3 se desea conocer el valor de la resistencia en la rama  $R_x$ . Generalmente  $R_1$  es igual a  $R_2$ . La resistencia calibrada ajustable  $R_s$  (estándar) será igual a  $R_x$  cuando el voltímetro marque cero.

En realidad, son las razones de cociente entre resistencias las que permiten el balance y no sus valores. Dichos valores conllevan otro tipo de efectos tales como la sensibilidad y el consumo de potencia del circuito. La sensibilidad del circuito es la presteza con la que el medidor responde a pequeños cambios en el balance con respecto al punto de lectura nula, mientras más cercana sea la lectura al cero, mayor será la exactitud del ajuste de  $R_g$ .

El circuito puente de CA es, en su versión más simple, prácticamente igual al de Weathstone. Difiere en que los valores de resistencia en las ramas del circuito pueden ser substituidas por inductancias. Las ecuaciones 3.1 y 3.2 son válidas también para el puente de CA substituyendo R por Z, pero, dado que existen componentes complejas, el balance también habrá de incluir a los ángulos de fase y a los valores numéricos de las impedancias para obtener una lectura nula en el voltímetro.

Dependiendo del tipo de medición a realizar y del rango de frecuencia de trabajo, el puente de CA puede tomar varias formas, incluyendo en las ramas del circuito reactancias y resistencias en diversas combinaciones. Una de las principales aplicaciones en el campo de la radiofrecuencia de este puente es la medición de la relación de onda estacionaria en una línea de transmisión por lo que constituye un antecedente directo de la presente exposición.

La tensión en una línea de transmisión consiste de dos componentes viajando en direcciones opuestas, la potencia del transmisor hacia la carga (antena) es la potencia incidente y la reflejada por la carga es la potencia reflejada. Tanto sus amplitudes relativas como sus relaciones de fase están establecidas por la impedancia característica y la longitud de la línea de transmisión, así como por la impedancia de carga en la que es terminada. Un circuito puente puede separar ambas potencias y medirlas y una vez cuantificadas es posible determinar el valor de R.O.E. a partir de sus valores. Estos puentes reciben

el nombre de Reflectómetros. Véase la siguiente figura:

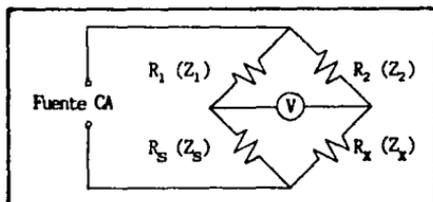


Figura 3.4 "Forma generalizada de circuito puente de CA"

En la figura 3.4, si  $R_1$  es igual a  $R_2$ , existirá balance en el circuito cuando  $R_x$  sea igual a  $R_s$ . Si  $R_x$  es una resistencia o es igual a la resistencia de entrada de una línea de transmisión perfectamente acoplada (es decir, la impedancia en que es terminada es igual a su impedancia característica), existirá balance cuando  $R_s$  se escoja de tal forma que se iguale la impedancia característica de la línea. Aun si la línea de transmisión no se encuentra perfectamente acoplada, el circuito puente proveerá balance para la potencia viajando fuera de la línea dado que la potencia de salida está terminando en una impedancia igual a la  $Z_0$  de la línea hasta llegar a la carga. Sin embargo, la potencia reflejada de la carga no "apunta" hacia un circuito puente balanceado por lo que el voltímetro registrará la tensión reflejada. Conociendo entonces las tensiones reflejada e incidente se puede conocer la R.O.E. a través de la fórmula 1.33 del inciso 1.8. (1)

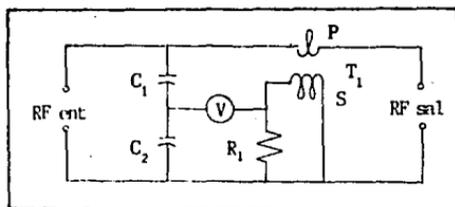


Fig. 3.5 "Medidor de potencia reflejada"

(1) Consultar la página

La figura 3.5 muestra el último ejemplo de este inciso. En este caso la inductancia mutua entre el primario y el secundario de  $T_1$  establecen el circuito balanceado.  $C_1$  y  $C_2$  son divisores de tensión, donde la caída de tensión en  $C_2$  está en fase con la tensión de la línea de transmisión en ese punto.

La fase relativa de la caída de tensión a través de  $R_1$  está determinada por la fase de la corriente de línea. Si se conecta una resistencia cualquiera,  $R_x$  en los bornes de salida, RF sal, de manera que  $R_x$  sea igual a la impedancia de diseño del puente, las caídas de tensión en  $R_1$  y  $C_2$  estarán fuera de fase y la lectura en el voltímetro será mínima. Si las amplitudes de dichas caídas son iguales (a través de ajustar el circuito puente) la lectura en el voltímetro será de cero. Cualquier otro valor de resistencia o impedancia conectado en los bornes RF sal resutarán en una lectura finita del voltímetro. La lectura en el voltímetro será proporcional a la tensión reflejada por lo que si se desea conocer la tensión incidente simplemente se invierte el puente. Para que este circuito funcione de esta forma la reactancia de fuga en el secundario de  $T_1$  habrá de ser mucho mayor al valor de  $R_1$ .

Los circuitos puente de este tipo generalmente cuentan con un switch para obtener lecturas de potencia incidente y reflejada y son calibrados para medir potencias en la impedancia característica especificada. La potencia total de transmisión se obtiene de restar la potencia reflejada de la incidente.

Los circuitos puente de este tipo generalmente cuentan con un interruptor para obtener lecturas de potencia incidente y reflejada y son calibrados para medir potencias en la impedancia característica especificada. la potencia total de transmisión se obtiene de restar la potencia reflejada de la incidente.

### 3.4 ELECCION DEL CIRCUITO

En el inciso anterior se presentaron circuitos simples con los cuales es posible llevar a cabo mediciones de R.O.E./potencia en una línea de transmisión. Por ejemplo, es factible construir el circuito de la figura 3.4 equipándolo con algunos componentes adicionales (filtros, interruptores, diodos, etc ) y obtener resultados razonablemente satisfactorios. De hecho, algunos medidores de R.O.E./potencia comerciales están diseñados sobre este circuito básico.

Sin embargo, debido a la potencia disipada en las resistencias de dicho circuito, la potencia de RF de salida se limita a unos cuantos watts, por lo que no resulta de utilidad en todos los casos. Por otro lado, para monitorear la R.O.E. durante la transmisión se requiere, tanto de una capacidad mayor como que las pérdidas por disipación sean lo más bajas que sea posible para acarrear la totalidad de la potencia a través del circuito. El muestreo de la tensión en la línea en el mismo circuito se lleva a cabo directamente sobre la línea de transmisión, no obstante, existen otros métodos para hacerlo.

Tomando en cuenta las anteriores consideraciones se eligió un circuito que entre sus características se contaran:

- (1) La facilidad de construcción y su precio.
- (2) El ofrecer características mejoradas o expandidas en el rango de potencia de trabajo y manejo de frecuencias altas y bajas ( 3 a 30 MHz ).
- (3) Acarrear la potencia del transmisor con valores bajos de pérdidas por disipación en el circuito.

Como se presentó también en el inciso anterior, la naturaleza de los circuitos medidores es fundamentalmente simple, lo cual no implica necesariamente que la construcción no requiera de un minucioso proce-

so de selección de componentes, ensamble y protección del circuito contra interferencia de RF ( a través de un blindaje adecuado ), para obtener un instrumento exacto. Los detectores de los circuitos medidores de R.O.E. son generalmente diodos de germanio en conjunto con el medidor, aislados con chokes de radio frecuencia y capacitores que actúan en la mayoría de los casos como filtros de la señal de RF en el circuito.

El circuito elegido para llevar a cabo la medición se encuentra ilustrado en la figura 3.6. Su principal función consiste en lograr lecturas de potencia incidente y reflejada ( por lo tanto de R.O.E. ) para hacer ajustes de acoplo de antenas.

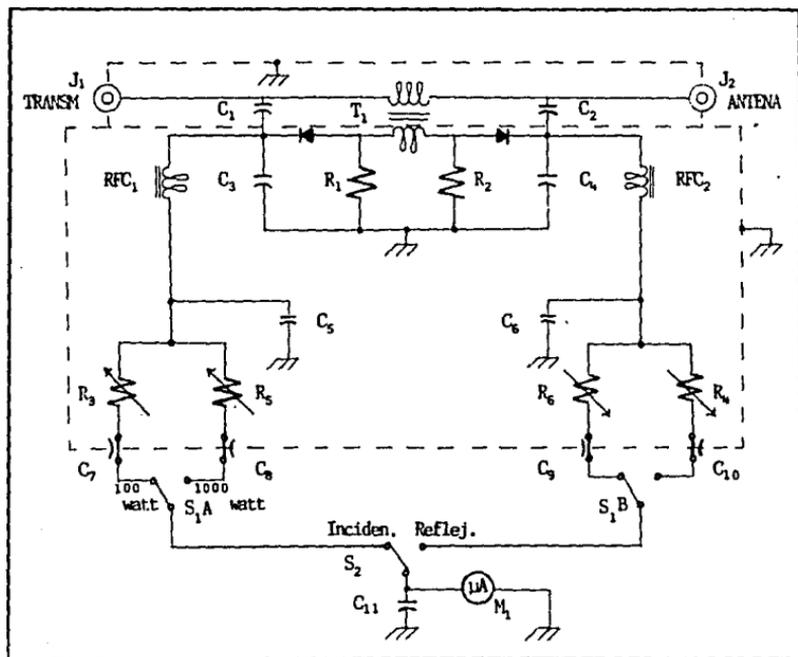


Fig. 3.6 " Circuito medidor de R.O.E./Potencia "

A partir del circuito de la figura 3.6, se observa que el -  
muestreo de energía en la línea de transmisión se realiza a través del  
transformador  $T_1$ , el cual es utilizado como acoplador direccional. (\*)  
El primario de dicho transformador consiste en el conductor de la línea  
de transmisión, el cual pasa a través del centro de un núcleo toroidal  
de ferrita (\*\*), cuyo devanado constituye al secundario.

La corriente fluyendo en la línea de transmisión induce una  
diferencia de potencial en el secundario del transformador y produce  
una corriente que fluye a través de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ . Las caí-  
das a través de estas resistencias son iguales en amplitud, pero defasa-  
das  $180^\circ$  con respecto a tierra.

Los capacitores inferiores en los divisores de tensión -  
( $C_1/C_2$  y  $C_3/C_4$ ) son variables para permitir un ajuste apropiado en el  
circuito. Estos divisores de tensión capacitivos permiten obtener ten-  
siones en fase con la tensión de línea, dado que están conectados direc-  
tamente a ella. El ajuste mencionado consiste en igualar, en ampli-  
tud, las caídas en las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , ajustando la razón de divi-  
sión de tensión en los divisores; este ajuste resultará particular para  
un valor de impedancia de carga dado. Generalmente los valores de car-  
ga son 50 ó 75 OHMs, dado que éstos son los valores más comunes en las  
especificaciones de impedancia característica o impedancia de salida  
de los transmisores comerciales.

La suma vectorial de las tensiones causadas por la tensión

---

(\*)NOTA: Cuando dos conductores se orientan lado a lado a través de un plano conductor,  
una corriente "I" en el conductor 1 inducirá una corriente "I" en el conductor 2 debido  
al acoplamiento magnético. El valor de dicha corriente dependerá de la circuitería exter-  
na conectada a los conductores. Dado que el acoplamiento capacitivo también existe, un  
segundo juego de componentes de corriente denotadas por "I<sub>C</sub>" fluirán también entre ambos  
conductores. Por lo tanto, una onda viajando hacia la derecha en el conductor 1 producirá  
una onda viajando hacia la izquierda en el conductor 2. A este tipo de acoplamiento se  
le llama contradireccional dado que la onda inducida viaja en dirección opuesta a la onda  
generadora.

---

(\*\*)NOTA: Este material es utilizado para extender el rango de frecuencia de operación  
hacia los límites inferiores de HF (3 a 8 Mhz).

y la corriente en la línea, así como la diferencia vectorial son rectificadas por los diodos  $D_1$  y  $D_2$  respectivamente. Asimismo, dicha suma es proporcional a la componente incidente de la onda electromagnética y dicha diferencia es directamente proporcional a la componente reflejada, con respecto a la resistencia para la cual el circuito ha sido preparado.

El resto de componentes en el circuito, tales como los capacitores  $C_3$  a  $C_{11}$ ,  $R_3$  a  $R_6$  y  $RFC_1$  y  $RFC_2$  proveen ayudas para filtrar o aislar la señal así como controlar la tensión en el medidor  $M_1$ . Una consideración que reviste especial importancia es que el circuito, como se puede observar en la figura 3.6, es simétrico, por lo que habrá de respetarse dicha característica durante la construcción del mismo.

Las líneas punteadas en el circuito indican el blindaje de protección contra la interferencia de radio frecuencia necesario para su construcción. Como se puede observar de la figura los componentes inferiores se encuentran separados del resto, esto es debido a que el medidor se localiza en un chasis separado, unido al circuito mediante un cable\* para poder operar los interruptores y observar el medidor desde la posición que resulte más cómoda posible, frecuentemente la posición del transmisor y el equipo dificulta el acceso al medidor. Con esta facilidad se elimina la necesidad de construir cables coaxiales largos para el uso del medidor manteniendo ordenado el ambiente de operación.

---

(\*) NOTA: El cable usado es de 5 conductores

### 3.5 CALCULO DE LOS COMPONENTES DEL CIRCUITO.

Resulta de importancia para el diseñador establecer los parámetros operacionales que habrá de manipular para efectuar la medición de la R.O.E., por lo que a continuación presento las condiciones de salida del transmisor y las características de la línea de transmisión.

#### Parámetros de entrada:

(1) Salida del transmisor:

Potencia mínima de trabajo : 4 Watts (transmisor de banda ciudadana)

Potencia normal de trabajo : 40-100 Watts.

Potencia máxima de trabajo : 1,000 Watts.

$$\text{Entonces, si } P = RI^2 ; I = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

$$\text{y } Z_o = 50 \Omega$$

$$I_{\min} = .283 \text{ amp.}$$

$$I_{\text{nor}} = .89 - 1.41 \text{ amp.}$$

$$I_{\max} = 4.47 \text{ amp.}$$

Y, por tanto:

$$V_{\min} = 14.15 \text{ V}$$

$$V_{\text{nor}} = 44.5 - 70.5 \text{ V.}$$

$$V_{\max} = 223.5 \text{ V.}$$

Rango de Frecuencia: 3 - 30 MHz. (HF)

(2) Línea de transmisión.

Cable coaxial tipo RG8-U con conectores estándar SO-239:\*\*

$Z_o$ ( $\Omega$ )	Vel( %)	pf/ft*	DE*	Diel	$V_{max}$ oper
52.0	66	29.5	.405	PE	4,000

DE: Diámetro externo

\* Sistema inglés

PE: Polietileno

\*\* Datos del fabricante

Con los anteriores datos se presenta ahora el método de medición.

El primer punto de entrada de la señal de RF al circuito, lo constituye un muestreo directo de la línea a través de un divisor capacitivo de tensión. Es importante en este punto considerar que se habrá de contar en el circuito con dos nodos de medición. La ROE depende de dos componentes, por otro lado la onda electromagnética viajando en la línea es la suma de las dos, entonces los anteriores nodos son requeridos para lograr la medición por separado de ambas componentes, así como algún método de "separarlas". Las anteriores

consideraciones constituyen el fundamento mismo de la medición así como la justificación de la existencia de un segundo punto de muestreo y entrada al circuito a través de un transformador de RF, el cual permite "separar" las señales incidente y reflejada.

Obsérvese el circuito de la figura 3.6.1. Como se mencionó en el inciso anterior el objetivo del transformador de RF es utilizar ambos polos del secundario para obtener dos señales, de la misma magnitud, en y fuera de fase con la corriente en la línea. Véanse los nodos A y A' que son los nodos de medición.

Obsérvese ahora la señal de la figura 3.6.2. Las crestas máxima y mínima, representadas por los puntos 1 y 2, de la envolven-

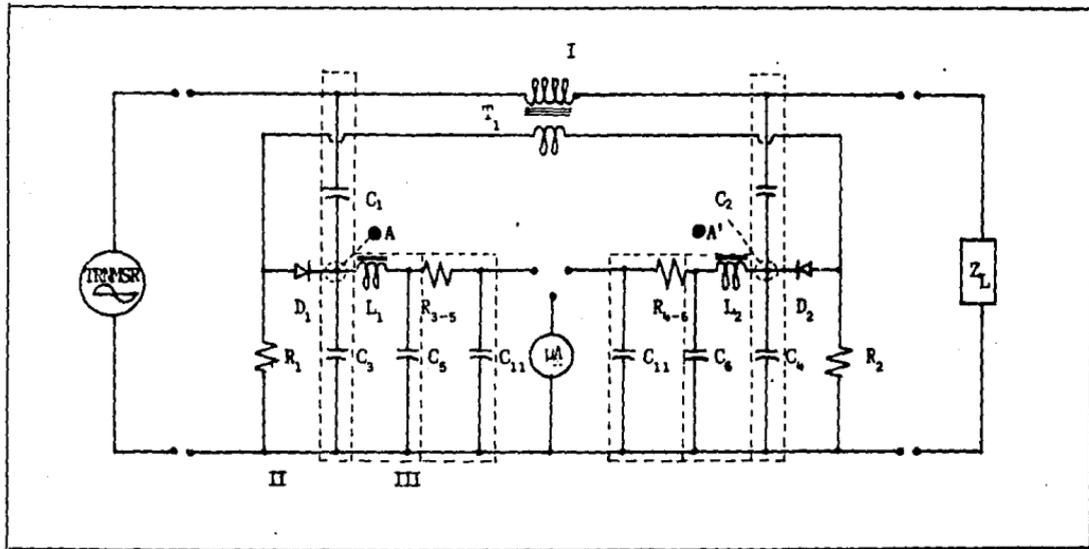


Fig. 3.6.1 Componentes del circuito medidor

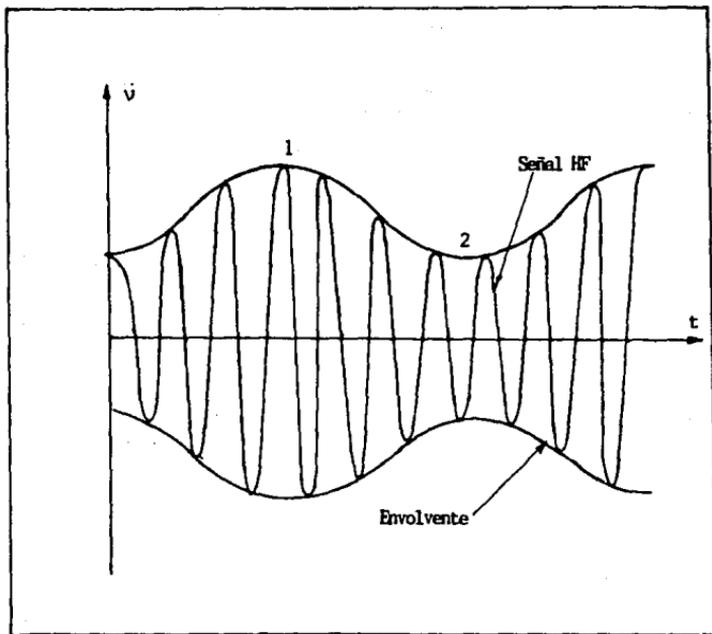


Fig. 3.6.2 " Onda Estacionaria ".

te son los que proporcionan los datos necesarios para calcular el valor de relación de onda estacionaria.

El nodo "A" del circuito de la figura 3.6.1 es un punto de suma. Por un lado la entrada proviene de la línea a través de un capacitor y, por otro, se suma la señal rectificadora proveniente de la rama del secundario del transformador. Por lo tanto, en este nodo, la resultante es la adición de una componente de CA y otra de CD con rizo senoidal, cuyo valor máximo será el del picomáximo de la señal original más el pico máximo del rizo de la señal de CD ( dado que ambas están en fase ).

La diferencia con el punto "A'" es que la señal proveniente del transformador estará defasada  $180^\circ$  con respecto a la línea, por lo que su valor de rizo mínimo será sumado al pico máximo de la señal de la línea.

Si se quisiera medir la cresta mínima de la envolvente de la OEM viajando en la línea resultaría difícil de lograr, sin embargo, dado que no importa el valor actual de tensión en las crestas máxima y mínima sino el valor de una con respecto a la otra, es válido utilizar como referencia las señales de los nodos "A" y "A'" dado que sus magnitudes máximas son proporcionales, respectivamente, a las crestas máxima y mínima de la envolvente de la OEM viajando en la línea, que, como se vió en el capítulo 1, representa dos ondas viajando en sentido contrario.

Habiendo profundizado brevemente en la teoría de funcionamiento de la etapa inicial del circuito se procederá ahora a calcular los componentes de la misma.

El primer componente susceptible de cálculo lo constituye el transformador de RF.

I Transformador

Dado que el primario del transformador lo constituye la línea de transmisión misma, se iniciará por conocer la inductancia primaria a través de las características de la línea de transmisión.

La inductancia de un cable coaxial está dada por:

$$L = \frac{\mu_0 l}{2 \pi} \ln \frac{b}{a} \quad [H]$$

Por otro lado, la especificación del fabricante es:

$$L = 0.14 \log \frac{D}{d} \quad [\mu H/ft]$$

Dado que se conoce el valor de la capacitancia por pie:

Entonces si:

$$C = \frac{7.36 \epsilon}{\log[D/d]} \quad [PF/ft]$$

y  $C = 29.5 \text{ pf/ft}$

$$\frac{\mu_0 l}{2\pi} = 0.14 \quad \text{para "l" = 1 ft}$$

por lo que

$$\mu_0 = .87965$$

Dado que:

$$Z_0 = \frac{L}{C}$$

$$L = Z_0^2 C$$

$$L = 2.704 \times 10^3 (29.5 \times 10^6) = 79.7 \mu H/ft$$

La sección elegida para el primario es de un centímetro, de manera que prácticamente no sobresalga del ancho del toroide tomando en cuenta el devanado para aprovechar lo necesario del flujo magnético.

Por lo tanto:

$$L_p = 2.61 \mu H$$

El criterio de selección del tamaño del toroide está directamente relacionado con el diámetro del cable coaxial desfundado de su coraza de vinil y del trenzado de cobre. El diámetro interno del toroide deberá contener tanto al devanado como al coaxial. El diámetro del coaxial es de 0.75 cm. El toroide más cercano en tamaño que se encontró fue de 1.1 cm. Es importante recalcar la importancia de este paso dado que es importante mantener en lo posible la especificación de impedancia de 50  $\Omega$  del cable coaxial. La impedancia depende, entre otros factores, de la trenza de cobre que rodea al mismo, por lo que mantener la estrechez con la que es cubierto mantendrá dicha especificación. ES por esto que también es importante devanar la totalidad del nucleo toroidal.

Las especificaciones del toroide, segun los datos del fabricante son.

Marca del toroide: AMIDON

Modelo: T-68-41

$A_L = 420$  ;  $\mu = 75$

El cable más cercano para que el toroide contuviera tanto al devanado como al coaxial resultó ser del número 20.

Según el fabricante, el número de vueltas necesarias para cubrir totalmente al núcleo con cable del 20 es igual a 29. El real fue de 26 vueltas.

Calculando entonces la inductancia del secundario:

$$\# \text{ Vueltas} = 100 \sqrt{L_{\mu H} A_L}$$

$$L_{\mu H} = \frac{\# \text{ vueltas}^2 A_L}{10,000}$$

$L_s = 28.39 \mu H$
---------------------

Finalmente es importante conocer cual es la relación de transformación del transformador .

En un transformador ideal las tensiones en los devanados primario y secundario se encuentran definidos en proporción directa al número de vueltas de los mismos:

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{N_s}{N_p}$$

Dado que la inductancia de una bobina es directamente proporcional al número de vueltas, resultaría válido decir que la anterior expresión de relación de tensiones también podría aplicarse para los valores de inductancia, ya que en el caso del transmisor de RF particular el primario no tiene un devanado, por lo que:

$$\text{Relación de transformación} = \frac{L_p}{L_s} = \frac{2.61}{28.39} = \frac{1}{10}$$

La anterior relación fue verificada en el laboratorio, resultando válida. Vale la pena mencionar que de querer aumentar esta relación habría que trabajar con el toroide, ya que las líneas de flujo que salen de la línea de transmisión, no aumentarían al alargarse la sección del cable coaxial, dado que al alejarse del toroide se disminuiría también el acoplamiento. Por otro lado no resulta conveniente aumentarla mucho, debido a que la tensión pico inversa de un diodo de pequeña señal no es lo suficientemente grande para tolerar la diferencia de potencial que existiría.

Por las anteriores consideraciones el valor de relación de transformación de 1/10 es válido para los propósitos de medición.

## II Divisor de Tensión y Etapa Rectificadora.

Dado que se desea comparar las señales en los nodos A y A', es necesario asegurar que a ambos puntos lleguen señales de igual magnitud. Para mantener el balance en el circuito sería posible utilizar, en el caso del divisor, un par de resistencias. Sin embargo como ya se mencionó, se pueden tener pérdidas por disipación. Para evitar lo anterior se pueden utilizar capacitores en lugar de resistencias.

El primer paso es definir la razón de división. En el nodo A y en el A' se desea que las señales sean prácticamente iguales a la de la línea por lo que la rama superior del divisor habrá de ser de capacitancia muy baja, entre 1 y 10 pf. Para la rama inferior cualquier valor comparativamente grande con respecto al anterior puede usarse. Puede usarse cualquier capacitor en el rango de los 200 a los 500 pF.

Sin embargo, la tolerancia de los fabricantes de capacitores generalmente es del 5%, cantidad que para efectos de balance en el circuito podría causar errores al detectar valores de ROE mayores a los que existan en la línea.

Por otro lado, las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  sufren un fenómeno similar. Para balancear el circuito y lograr que la razón de división sea exactamente igual en los nodos A y A', una de las ramas del divisor puede hacerse variable, para asegurar que las caídas en  $R_1$  y  $R_2$  sean compensadas en dichos nodos. Igualmente las resistencias de avance y reversa de los diodos habrán de ser lo más parecidas en valor que sea posible.

Por el método de prueba y error, escogiendo el trimmer más pequeño posible ( 1 a 12 pF) se encontró que una resistencia  $R = 10 \Omega$  para  $R_1$  y  $R_2$  resulta ideal. Si se cuenta con un trimmer más grande, habrá que aumentar también los valores de  $R_1$  y  $R_2$ . Las pruebas con  $R_1$  y  $R_2$  indicaron que las señales en A y A' son idénticas con valores bajos de resistencia.

El voltaje inverso pico más grande que se tendrá en el diodo está dado por la tensión máxima en el transformador, es decir:

$$\frac{V_{\max}}{10} = \frac{223.5}{10}$$

22.35 Volts

Y la máxima corriente fluyendo será:

$$\frac{I_{\max}}{10} = .447 \text{ Amp.}$$

Inicialmente se probó la primera etapa del circuito con un diodo de silicón y, a la entrada de RF, un radio transmisor de banda - ciudadana, el diodo rectificaba erráticamente. Finalmente se buscó un diodo de germanio dado que los de este tipo conducen a 0.3 volts. El modelo elegido finalmente fue el 1N34A, modelo que halla su más extensa aplicación en detectores de AM, función muy parecida a la deseada en este circuito en el que la envolvente de la señal contiene información útil para su proceso. Las características del diodo son:

Característica	Espec	Unidad
Voltaje inverso pico	75	Volts
Corriente rectificadora promedio	50	mA
Corriente min incidente	5.0	mA
Cap. entre terminales	0.8	pF

### III Etapa de Filtrado.

En esta última etapa habrá de aprovecharse el par de señales en A y A' para llevar a cabo la medición con un amperímetro de CD. Aunque ya se ha mencionado que ambos nodos portan señales proporcionales a las componentes incidente y reflejada, aún no se encuentran listas para su medición por dos razones:

(1) Aún presentan señales de CA.

(2) El rango de potencias es grande con respecto a la capacidad del medidor, por lo que hay que brindar un método para ajustar la lectura a escala completa.

Para lograr eliminar la señal de HF, de modo que sólo quede la señal de CD ( que tiene la forma aproximada de la envolvente y es de baja frecuencia ), se procede a diseñar un filtro pasa bajos LC.

La frecuencia de corte se fija en 125 KHZ ( 25 % mayor a la máxima frecuencia de la envolvente medida en laboratorio ) y, por supuesto menor a 3 MHz para eliminar frecuencias superiores a este límite inferior.

El método usual para conocer la impedancia de entrada consiste en sustituir la parte anterior al filtro por su equivalente Thevenin, una fuente de CA en serie con una resistencia. Sin embargo, se puede realizar una prueba de laboratorio midiendo el valor de tensión y corriente en el punto A para calcular con ellos el valor aproximado de  $Z_{in}$ . Utilizando un generador y alimentando la parte inicial del circuito con 125 KHz, los resultados de medición en el punto A:

$$V = 1.3 \text{ V}$$

$$I = 6.5 \text{ A.}$$

$$\text{Por lo tanto } R = 185.7$$

$$R \approx \underline{\underline{200 \Omega}}$$

Para un filtro de k constante:

$$\frac{2 \pi f_c L_1}{2R} = 1$$

De donde:

$$L = \frac{R}{\pi f_c}$$

$$L = \frac{200}{\pi (125 \times 10^3)}$$

$$L = 509.2 \mu\text{H}$$

Por otro lado, es fácil obtener  $Z_2$ , ya que la estructura de k constante indica que  $Z_1$  y  $Z_2$  son inversas, es decir:

$$Z Z = \frac{L_1}{C_2} = R^2$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi R f_c}$$

Entonces:

$$C = \frac{1}{\pi (125 \times 10^3)} \quad ; \quad C = 0.013 \mu\text{H}$$

Los valores comerciales más cercanos a los anteriores valores para las ramas del filtro LC son:

$$L = 470 \mu\text{H} \quad ; \quad C = 0.01 \mu\text{F}$$

Habiendo calculado los anteriores datos se puede conocer la impedancia nominal de la sección de filtro " $Z_{ot}$ ":

$$Z_{ot} = \sqrt{\frac{j\omega L}{j\omega C} + \frac{(j\omega L)^2}{4}}$$

$$Z_{ot} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{\omega^2 L^2}{4}}$$

$$Z_{ot} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{4 \pi^2 f_c^2 (500 \times 10^6)}{4}}$$

$$Z_{ot} = \sqrt{\frac{500 \times 10^6}{0.01 \times 10^6} - (0.125 \times 10^6)(500 \times 10^6)}$$

$$Z_{ot} = \sqrt{50,000 - 38,553.14}$$

Impedancia característica de la sección LC:

$$\underline{Z_{ot} = 106.989}$$

Con el anterior valor se calcula la rama capacitiva de un -- filtro RC pasa bajos, cuya función primordial consistirá en atenuar la señal que llegue al medidor. Cabe en este momento mencionar las características del medidor:

Microamperímetro

Marca: FIMESA

Modelo: 301-M

Tolerancia: 2 %

Longitud de escala: 80 mm.

Resistencia interna: 625

Aislamiento: 2600 Volts RMS

0 -200  $\mu$ A

Caja: Baquelita

Bobina: Móvil

Calculando el capacitor del filtro:

$$R = X_C = \frac{1}{(2\pi)(f_c)C_2}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R} = \frac{1}{2\pi(125 \times 10^3)(107)}$$

$$\underline{C_2 = .012 \mu F}$$

Haciendo variable la rama resistiva, podemos obtener atenuación para obtener lecturas a escala completa en el medidor. Aunque los

los valores de Impedancia nominal (107 Ohms) del filtro LC y la resistencia de carga ( 625 Ohms ) indicarian que el valor de R en el filtro debiera ser lo más cercano posible a 625 Ohms, si se produce una caída de tensión adicional, se puede controlar la corriente fluyendo por el medidor. Los valores de 5 K $\Omega$  y 25 K $\Omega$  sugeridos, resultan adecuados para trabajar en rangos de potencia pequeños y hasta de 100 Watts. Es factible alterar estos valores para trabajar en un rango específico. La entrada de impedancia al filtro será constante y, la frecuencia de corte variará con la frecuencia, sin embargo, como la corriente fluyendo a éste es directa, no se afectará el funcionamiento del medidor.

### 3.6 SELECCION DE COMPONENTES.

Véase la siguiente tabla de componentes:

COMPONENTE	VALOR	ESPECIFICACIONES
$C_1, C_2$	1-12 pF	Trimmer miniatura
$C_3, C_4$	330 pF	Silver mica
$C_5, C_6$ y $C_{11}$	0.01 $\mu$ F	Capacitor cerámico
$C_7$ a $C_{10}$	0.001 $\mu$ F	Capacitor de paso
$D_1, D_2$	N/A	Diodos de Germanio de pequeña señal 1N34A
$J_1, J_2$	N/A	Conector coaxial (SO-239)
$M_1$	0 a 200 $\mu$ A	
$R_1, R_2$	10 $\Omega$	Resistencias de 1/2 watt
$R_3, R_4$	5 K $\Omega$	Potenciómetro
$R_5, R_6$	25 K $\Omega$	Potenciómetro
$RFC_1, RFC_2$	470 $\mu$ H	RF Chokes J.W Miller 73F474AF
$S_1$	N/A	Interruptor de dos polos, dos tiros
$S_2$	N/A	Interruptor de un polo, dos tiros
$T_1$		Núcleo toroidal

Tabla 3.1 "Relación de Componentes"

A continuación se enumeran las principales variables que inciden en la selección de componentes. Cuando el puente se ajusta para obtener una lectura nula al conectar una carga de 50 OHMs,  $R_1$  y  $R_2$  deberán estar entre el rango de 10 a 47 OHMs, para trabajar con alta frecuencia es recomendable trabajar con resistencias de 1/2 watt. Dado que la simetría es necesaria, ambas resistencias deberán ser lo más cercanas en valor que sea posible.

Por la misma razón, los valores de  $C_3$  y  $C_4$ , habrán de ser lo más parecidos en valor que sea posible. En realidad esta limitante de uso de capacitores tiene que ver con la tolerancia de dichos componentes. Generalmente los capacitores cerámicos tienen valores de tolerancia del 10%; por otro lado, los de mica, trabajan en el rango del 5%, en el cual se cumple en lo necesario el ajuste de valor de estos componentes, ya que si la amplitud de cambio en la capacitancia de los trimmers  $C_1$  y  $C_2$  es grande, su ajuste permitirá compensar la posible diferencia de valor entre  $C_3$  y  $C_4$ . El resto de capacitores no son críticos en su valor de manera que se pueden utilizar capacitores cerámicos en el ensamble del circuito. Los potenciómetros  $R_3$  a  $R_6$  tienen valores que son proporcionales a la potencia de trabajo. Este medidor de potencia tiene dos rangos de potencia, para 100 y 1000 watts. Si se desea aumentar la potencia de trabajo habrán de incrementarse los valores de resistencias.

Por las características de conducción y las resistencias direccionales en los diodos de germanio, resultan ideales para su uso en radiofrecuencia. En este circuito en particular, las resistencias de avance y reversa de  $D_1$  y  $D_2$  deberán también cumplir con la condición de simetría.

El medidor puede tener cualquier rango entre 0 y 1 mH, y será calibrado a través de las resistencias  $R_3$  a  $R_6$ .

El primario de la línea de transmisión consiste en un trozo de cable RG/8-U, el cual deberá embonar de la manera más justa posible en el núcleo, tomando en cuenta el diámetro del cable con el cual se realiza el devanado.

Los interruptores brindan la facilidad de elegir entre medir la potencia incidente o reflejada en dos rangos diferentes de potencia.

Los conectores coaxiales para la línea de transmisión son del

tipo montable en el chasis para permitir aislar el circuito de interferencia no deseada.

### 3.7 ENSAMBLE DEL CIRCUITO.

El primer paso para el armado del circuito, una vez adquiridos los componentes, consiste en medir el tamaño de los mismos para diseñar las pistas del circuito impreso donde habrán de ser montados. Con las medidas de los componentes se procedió a dibujar sobre una hoja de papel milimétrico el diseño tentativo de pistas. Sobre el mismo, una vez completado, se verificó que el aislamiento entre la interfase de muestreo y el resto del circuito fuera factible de lograr. Después de esta prueba se dibujó el proyecto definitivo. La tierra física en el circuito habrá de ser lo suficientemente grande como para evitar interferencias, tanto de señales de RF como de posibles acoplamientos magnéticos que pudieran llegar a presentarse, por lo que ésta rodea prácticamente a todos los componentes, separados por pequeñas "islas" conductoras que forman las pistas del circuito impreso, como se muestra en la figura 3.7.

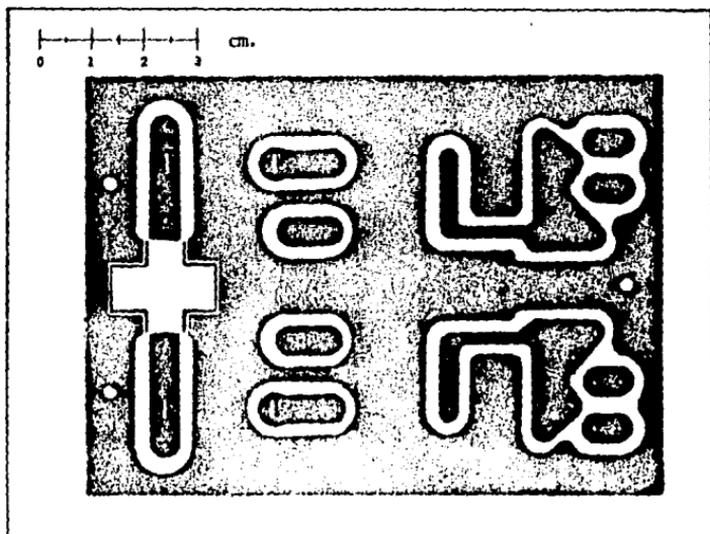


Fig. 3.7 Circuito impreso.

La lámina de la tarjeta del circuito impreso es de la casa Glasteel ® (\*). Consiste en una lámina de dieléctrico ( polyéster ) electrodepositada con cobre por un sólo lado de la misma. Las partes sombreadas de la figura 3.7 son las conductoras. Con la fotografía del circuito impreso a tamaño natural como base, se perfora la tarjeta para después eliminar el cobre de las partes en blanco mediante un ataque químico. Finalmente se recubre el cobre restante en un baño de Estaño Plomo para facilitar el soldado de los componentes. La ranura en donde descansarán el cable RG/8-U y el toroide, así como las ranuras de los trimmers, fueron recortadas posteriormente.

Una vez disponible la tarjeta del circuito se soldaron los componentes, dejando al final las conexiones hacia  $S_1$  y  $S_2$ , así como las conexiones a tierra. Es importante mantener las precauciones de rutina para evitar daños a los componentes sensibles a la temperatura.

El siguiente paso fue montar la tarjeta del circuito sobre la caja en la que se contiene el circuito detector. Ya montado, se tomaron las medidas para recortar las placas de aluminio y cobre para el blindado necesario, las que finalmente se sujetaron con soportes en "L" al chasis .

Una tercera placa de lámina fue utilizada para montar los capacitores de paso y evitar que salieran del chasis, dejando las conexiones por dentro del mismo. Con todo lo anterior listo se procedió a realizar una última prueba de acomodo de las piezas y finalmente se soldaron los componentes restantes. El circuito ya ensamblado se muestra en la figura 3.8.

La caja en que se contiene el medidor fue perforada para

---

(\*) NOTA: La tarjeta utilizada fue el modelo MC3/PC. Sus propiedades generales son: retardo al fuego, perforable a temperatura ambiente, resistencia a la flexión y excelentes propiedades eléctricas. Sus aplicaciones principales son en las telecomunicaciones y la electrónica de consumo, es ideal para aplicaciones sensibles a la frecuencia.

contener al microamperímetro y a los interruptores, conectándose, finalmente, al chasis del medidor con el del circuito puente a través de un cable de cinco conductores. El conjunto completo se muestra en la figura 3.9.

Es importante mencionar que el transformador toroidal que se aprecia en la figura 3.8 es un componente crítico. El cable coaxial RG/8-U tiene una especificación de 50 ohms. Dado que fue desprovisto de su funda de vinil y del trenzado de cobre que constituye su blindaje, el cable central debe quedar bien ajustado al devanado del toroide para mantener su especificación de impedancia resistiva. Para lograr que quedara nuevamente "enfundado", se probó con varios cables de cobre hasta llegar al resultado final que se aprecia en la figura.

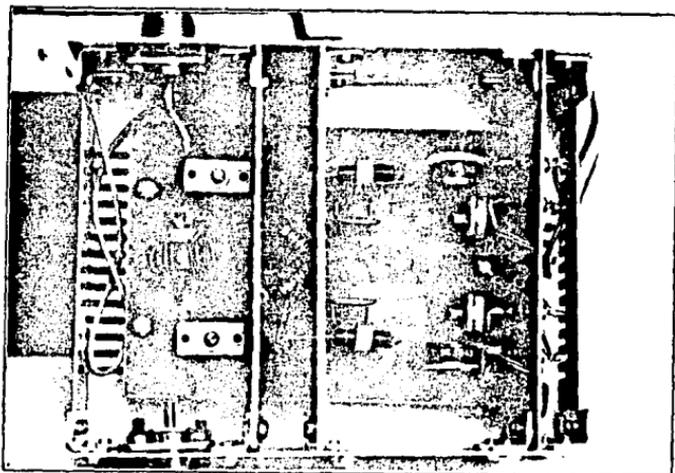


Figura 3.8 "Circuito nuestroador ya ensamblado"

Otra consideración de importancia es la referente a las conexiones a tierra. Es conveniente limar las superficies de contacto entre los blindajes y el chasis, así como las del chasis con los conectores coaxiales, asegurándose que tanto el medidor como el detector compartan la misma tierra a través del quinto conductor del cable que une a ambos componentes.

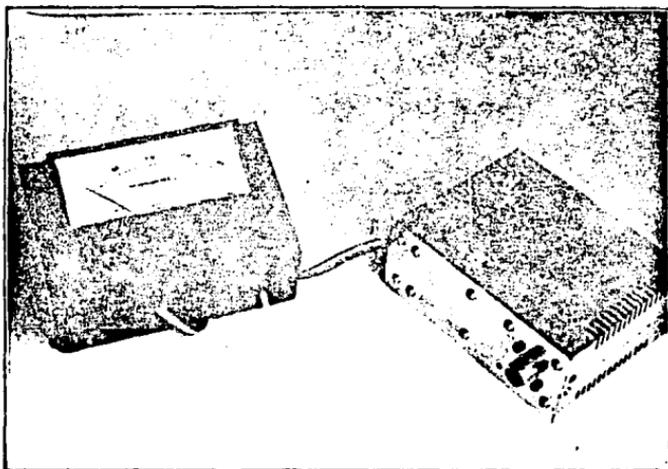


Figura 3.9 "Medidor de R.O.E./Potencia, terminado"

### 3.8 AJUSTE Y PRUEBA.

Para probar el circuito se utilizó un transmisor de banda ciudadana de cinco watts de salida, conectado en  $J_1$ , y en  $J_2$  una carga resistiva de cincuenta ohms.

Inicialmente no funcionó el circuito medidor, por lo que se procedió a inspeccionar nuevamente la unidad. Con un amperímetro se checó la señal de RF por el circuito, paso a paso, encontrándose que la señal era demasiado pequeña en todos los puntos generando una leve lectura en el medidor. Con este síntoma se pensó que la falla pudiera deberse a una baja inducción en el transformador, realizando nuevamente el devanado como se indica al final del inciso anterior. Al ensamblar de nuevo el circuito se encontró una conexión deficiente a tierra, reconectando los componentes el circuito funcionó correctamente por lo que se continuó con el siguiente paso que fue ajustar el circuito.

A continuación se presenta el método de ajuste para el medidor. La gran ventaja que ofrece dicho ajuste es la variedad de rangos de potencia a los que se puede calibrar la unidad. En este caso se calibró para una potencia de 5 watts máximos que representa la salida del radio transmisor de banda ciudadana.

1. Seleccione el interruptor  $S_2$  en la posición de potencia incidente y a  $S_1$  en el rango de los 100 watts.
2. Conéctese a la salida de  $J_2$  una carga de 50 OHMS. Para mayor exactitud se puede incluir un medidor calibrado entre la carga y  $J_2$ . Conéctese la salida del transmisor en  $J_1$ .
3. Aplique potencia del transmisor hasta que exista una lectura completa, ajustando  $R_4$  hasta llegar al punto deseado de lectura en el microamperímetro. En este caso se eligió llegar a una lectura de 150  $\mu A$  para la salida máxima del transmisor.

4. Seleccione el interruptor  $S_2$  en la posición de potencia reflejada y apague el transmisor.
5. Ponga en corto circuito al potenciómetro  $R_3$ .
6. Encienda el transmisor y aumente gradualmente la potencia en el transmisor hasta que se note una lectura cualquiera en el medidor. Ajústese  $C_2$  con un desarmador para obtener una lectura nula en el mismo medidor. Para el caso de un radio de banda ciudadana, aplique potencia del transmisor en pequeños pulsos y ajuste  $C_2$  para obtener una lectura lo más baja posible.
7. Para ajustar  $R_3$ , inviertase el puente intercambiando  $J_1$  por  $J_2$  y siganse los mismos pasos.
8. Conforme a la simetría del circuito, ajústense  $R_5$  y  $R_6$  de igual manera. No será necesario volver a calibrar  $C_1$  y  $C_2$ .

### 3.9 OPERACION

La operación del medidor de R.O.E./Potencia, se lleva a cabo a través de los siguientes pasos:

- (1) Posicione el interruptor  $S_1$  en el polo de 1000 Watts para protección del circuito.
- (2) Conecte la salida del transmisor a  $J_1$  y la antena a  $J_2$ .
- (3) Encienda el transmisor y comience a transmitir con un nivel bajo de potencia; observe las lecturas de ambas componentes hasta llegar al punto de salida máxima del transmisor.
- (4) Si la lectura de salida del transmisor es muy grande (mayor a la capacidad del microamperímetro), refiérase a la sección de ajuste.
- (5) Selecciónese el nivel de potencia de 100 Watts para aparatos transmisores de baja salida, para obtener mayor amplitud en la lectura.
- (6) Anótense las lecturas obtenidas. La potencia total de salida se obtiene de restar la potencia reflejada de la incidente.
- (7) Si se requiere conocer la R.O.E., se puede obtener a partir de la razón de potencia reflejada a incidente, con la FORMULA ESTANDAR DE TENSION. Dado que la potencia es proporcional a la tensión, al cuadrado, la fórmula utilizada sería:

$$R.O.E. = \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}}$$

Donde  $k$  es la razón de potencia reflejada a incidente.

## CAPITULO 4

### ACOPLADOR DE CARGA EN RADIO FRECUENCIA

- 4.1 Introducción.
- 4.2 Consideraciones de diseño
- 4.3 Capacitores e inductores variables.
- 4.4 El circuito acoplador.
- 4.5 Construcción del acoplador.
- 4.6 Operación.

## CAPITULO 4: ACOPLADOR DE CARGA EN RADIO FRECUENCIA.

### 4.1 INTRODUCCION

El cuarto capítulo presenta un acoplador de carga, basado en los conceptos teóricos del capítulo dos de esta tesis.

La mayoría de los transmisores modernos están diseñados para operar con cargas de cincuenta ohms. Al utilizar antenas con impedancias complejas se requiere del uso de un acoplador en conjunto con un medidor de R.O.E., conectados entre el transmisor y la antena, para, por un lado, lograr que la impedancia a la que el transmisor se encuentre apuntando sea igual a su impedancia de salida y, por otro, para vi  
sualizar este acoplo a través del medidor.

El principal objetivo de este capítulo consiste en presentar al alumno la utilidad y aplicación práctica de la teoría previamente expuesta a través de la presentación de las consideraciones de diseño, construcción y manejo de un acoplador de carga.

#### 4.2 CONSIDERACIONES DE DISEÑO.

Antes que nada, es importante mencionar que el acoplador de antena no es requerido en todos los casos, por ejemplo, cuando la impedancia de la línea de transmisión de la antena es igual a la impedancia nominal del transmisor, y, por otro lado, la línea de alimentación de la antena está siendo operada a un nivel bajo de R.O.E.. Sin embargo, su utilidad proviene de la variedad en las necesidades de transmisión en una estación cualquiera y de sus características funcionales que permiten variar la impedancia que el transmisor "ve" desde su salida, al intercambiar diferentes tipos de antena para transmisión en bandas diferentes.

Es también necesario recalcar que no hay nada que se pueda hacer para que el acoplador elimine la R.O.E.. Las ondas estacionarias no son eliminadas por el acoplador. No obstante, el acoplador puede hacer resonar la línea de alimentación ( a través de introducir una impedancia conjugada ) aparte de brindar una transformación de impedancias. Entonces resulta posible presentar a la salida del transmisor una impedancia del valor correcto, asumiendo un valor razonable de R.O.E. en la línea de transmisión proveniente del sistema de antena.

La función básica del acoplador de carga consiste en transformar la impedancia del sistema de antena usado al valor correcto de impedancia resistiva para el transmisor.

En cualquier sistema en el que se utilice una línea de transmisión para conectar la antena, la impedancia de entrada al transmisor, es decir, la impedancia a la que está apuntando, depende de la longitud de la línea, de su impedancia característica, así como de la impedancia propia de la antena. Esta última es, junto con la impedancia característica, el factor que determina la relación de onda estacionaria.

Como se vió en el capítulo anterior, la medición de la R.O.E. es fácilmente realizable, y a partir de ésta pueden determinarse los límites de variación en la impedancia de entrada en la línea. Puede decirse, desde el anterior punto de vista, que el problema de transferencia de potencia del transmisor a la línea puede reducirse a considerar el valor de la  $Z_0$  de la línea y el máximo valor de R.O.E. que se pueda obtener. De manera que, si un sistema acoplador transferirá potencia en una línea de transmisión adecuada ( con un valor de R.O.E. menor a 1:5:1 ), el problema de diseño consiste en proveer al acoplador con la amplitud de cambio necesaria para compensar las variaciones en la impedancia de entrada que tendrán lugar si la línea es cambiada.

La consideración práctica más adecuada para visualizar el problema de diseño es tomar en cuenta que se desea obtener un circuito de salida que trabajará en una línea de transmisión de 50 ó 75 ohms de impedancia característica.

Si se utiliza una línea de transmisión de cable coaxial, se dice que la carga está desbalanceada y, si se utiliza una de cables paralelos, se dice que la carga está balanceada. Aunque es muy popular el uso de cables coaxiales para conectar al sistema de antena, el bajo costo y la pérdidas bajas características de la línea de transmisión de cables paralelos, aseguran su uso en sistemas de transmisión.

Existen varios tipos de circuitos, o mejor llamados redes, acopladoras, como se mostraron en el capítulo 2, al igual que en el caso del medidor de R.O.E., equipándose con algunos componentes extras, tales como interruptores, transformadores tipo balun, etc, es posible obtener funciones mejoradas o expandidas. Una consideración que resalta de la simple inspección de las redes acopladoras, es que se requieren exactitud en el diseño, así como en la medición de la impedancia de entrada en la línea para proyectar una red cualquiera con elementos capacitivos e inductivos fijos. Por lo tanto, a partir de lo anterior resulta lógico el empleo de elementos variables para brindar un rango mayor de acoplo.

#### 4.3 CAPACITORES E INDUCTORES VARIABLES

Es común en la práctica utilizar los componentes que se tienen a la mano, sobre todo cuando el precio o la dificultad para su adquisición los hace difícil de obtener. A continuación presento las características y alternativas que considero de interés para el diseñador de una red de acoplo referentes a los capacitores e inductores variables.

A partir de la justificación matemática del funcionamiento de los acopladores y de la presentación de los elementos disponibles en el mercado, es factible llegar a un diseño adecuado de un acoplador o a la adecuación del mismo, para su operación en alta frecuencia. En el inciso anterior se presentó a grandes rasgos el problema de diseño, no obstante un segundo problema surge al enfrentar la lista de elementos disponibles en el mercado, que en resumen se presentan en la siguiente pregunta: ¿ Con qué elementos cuento para construir el acoplador ?

Como mencioné al final del inciso anterior, la mejor alternativa para construir un acoplador la constituye el empleo de elementos variables. Si se desea trabajar a una potencia alta ( digamos 1,500 watts ), se requerirá de capacitores e inductores bastante grandes, pero si sólo se requiere operar con la salida estándar de un transmisor ( 200 watts máximo ), es posible reducir considerablemente el tamaño de los mismos. No existe ningún problema al emplear componentes grandes cuando se trabaja a niveles bajos de potencia, es más, el uso de este tipo de elementos en estas condiciones disminuye considerablemente las pérdidas de energía y el funcionamiento eléctrico como acoplador no se ve afectado. El problema contrario genera efectos de arco entre las placas de los capacitores, lo cual se considera peligroso.

Como ejemplo tómese el circuito acoplador presentado en

El siguiente espacio de aislamiento entre placas disponible es de 0.032 de pulgada, con tensión nominal de 1000 Volts, el cual resulta adecuado para trabajar en el rango de 200 Watts.

Para trabajar con potencias de salida del orden de los 1000 Watts, es recomendable utilizar el siguiente espaciamiento que es de 0.075 de pulgada a 2100 Volts.

Otros espaciamientos disponibles son 0.120 y 0.125 de pulgada, con los cuales se puede llegar a trabajar en rangos hasta de 3200 Watts los cuales cubren perfectamente cualquier necesidad de acoplamiento en sistemas transmisores de alta potencia. Capacitores más grandes brindan rangos de operación en muy alta potencia.

Si se cuenta con algún capacitor de desecho y se desconoce su capacitancia, es posible conocer su valor nominal a través de hacerlo resonar en paralelo con una inductancia conocida, realizando el cálculo, o directamente a través de un medidor de capacitancias. El espaciamiento entre placas, medido directamente con un Vernier, o algún instrumento parecido, brindará el rango de potencia en el que se puede emplear. Hay que hacer notar que las conexiones entre componentes habrán de hacerse con cable suficientemente grueso para permitir la operación en el rango de potencia deseado. (\*)

Para el caso de los inductores siempre será preferible utilizar los del tipo variable; sin embargo, como mencioné anteriormente su precio y dificultad de adquisición nos llevan a contemplar una alternativa igualmente efectiva y más barata, que consiste en fabricar uno mismo el inductor para el acoplador.

Para máxima potencia se puede devanar, con un cable de cobre (\*) sin aislante de barniz, al inductor sobre algún tubo cualquier

---

(\*) NOTA: Para máxima potencia úsese cable del nº 14 ó 12.

ra de 5 ó 6.25 cm. ( 2 ó 2.5 pulgadas ) de diámetro como gufa. El espaciamento entre vueltas deberá considerarse, aproximadamente, para contener doce vueltas por cada cinco centímetros. Con una bobina de este tipo se pueden obtener unos 20  $\mu$ H de inductancia con un tubo de 5 centímetros y 30  $\mu$ H con uno de 6.25 cm., asumiendo de 36 a 40 vueltas en total. Otra manera de obtener diferentes valores de inductancia consiste en utilizar la fórmula estándar.

Una vez armada la bobina se eligen los puntos en la parte superior de la misma donde habrán de conectarse caimanes para derivar cables que permitan un rango suficiente de acoplo. A más puntos, de contacto, mayor será dicho rango. Finalmente las porciones no usadas se aíslan con algún pegamento plástico, conectando la parte inferior del inductor a tierra y la superior a las juntas de los capacitores para el ejemplo de la figura 4.1.

El método descrito puede resultar laborioso pero puede brindar un buen rango de acoplamiento.

#### 4.4 EL CIRCUITO ACOPLADOR

Para llevar a la práctica las consideraciones anteriores, se propone la construcción de la red acopladora de impedancias de la figura 4.1, la que constituye una red "T" del tipo III. A partir de los elementos disponibles sería también factible de construir una red "II" tipo II. Asimismo se observa de los mismos que se cumple la restricción de diseño por la cual uno de los dos elementos  $X_1$  o  $X_2$  habrán de tener signo contrario al del valor de la reactancia mutua del circuito, en este caso  $X_3$ .

Dado que los componentes del circuito son variables, se prevé un amplio rango de acoplamiento, limitado principalmente por la relación  $X_m^2 \geq R_{X_1} R_{X_2}$  para los valores posibles que pueda tener la impedancia de la antena, dado que  $R_X$  será casi siempre de 50  $\Omega$ .

Se desea brindar acoplo de impedancias en el rango de alta frecuencia ( 1.8 a 30 MHz ) para una potencia de salida del transmisor de 1500 Watts bajo las consideraciones de los dos incisos anteriores. Las combinaciones posibles de reactancias en las ramas de la red en operación son prácticamente infinitas. A continuación se presentan los valores de dichas reactancias para los casos de ajustes máximos y mínimos de capacitancia e inductancia en ambos extremos del rango de frecuencias.

$$X_L = \omega L : X_C = - \frac{1}{\omega C}$$

Entonces:

FRECUENCIA	CAP./IND.	$X_1 \Omega$	$X_2 \Omega$	$X_3 \Omega$
1.8 MHz.	275 pF / 28 uH	321.52	321.52	316
1.8 MHz.	25 pF / 5 uH	3536.77	3536.77	56.54
30 MHz.	275 pF / 28 uH	19.29	19.29	5,277
30 MHz.	25 pF / 5 uH	212.2	212.2	942.47

Ahora bien, para diseñar una red "T" como la propuesta es necesario partir de un elemento conocido. En este caso el valor conocido es la inductancia variable de  $28 \mu\text{H}$ , ya que se cuenta con ella. Por otro lado este valor limitará el máximo valor de impedancia de carga, como ya se mencionó. Es decir, para la máxima frecuencia de trabajo:

$$X_m \geq R_{X_1} R_{X_2}$$

y si  $X_L$  para  $28 \mu\text{H}$  y  $30 \text{ MHz}$ :

$$X_L = 5,277 \Omega$$

Utilizando la condición de adaptación crítica:

$$X_1 = X_2 = -X_3 = \sqrt{R_{X_1} R_{X_2}}$$

Si se elige la inductancia como el valor de  $X_m$  (inductancia mutua), los valores de  $X_1$  y  $X_2$  serán capacitancias como lo indica la anterior relación.

Por otro lado para la frecuencia mínima de trabajo la reactancia máxima será:

$$\text{frec} = 1.8 \text{ Mhz } L = 28 \mu\text{H}$$

$$\text{De la tabla anterior: } X_L = 316 \Omega$$

Por lo tanto, el valor máximo de  $R_{X_2}$  será:

$$(1) \text{ para } 1.8 \text{ MHz : } R_{X_{\max}} = \frac{316^2}{50} = 1997 \Omega$$

$$(2) \text{ para } 30 \text{ Mhz : } R_{X_{\max}} = \frac{5,277^2}{50} = 557 \text{ K } \Omega$$

La interpretación física de los resultados obtenidos, indica que mientras menor sea el valor de  $X_3$ , es decir, menor sean la inductancia y la frecuencia, menor será el tamaño físicamente realizable de  $R_{X_2}$ .

Ahora es posible conocer los valores de  $X_1$  y  $X_2$  a partir de la sustitución de valores para la condición de adaptación crítica. El máximo valor de capacitancia, dentro de los límites de diseño está dado por el punto donde la inductancia es mayor y la frecuencia menor.

$$X_3 = 316 \Omega$$

$$X_1 = X_2 = 316 \Omega$$

$$\frac{1}{2\pi fC} = 316 \Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi f(316)} = 279 \times 10^{12}$$

El valor comercial más parecido al anterior es el que va de los 25 a los 275 pF. Es probable que disminuyendo el valor de capacitancia en una rama, habría que aumentar el valor de la otra. Pero, de no conseguir un acoplamiento cuando el capacitor llegue a su límite máximo, habrá que buscar la condición de adaptación crítica para obtener un valor de ROE tan menor como sea posible.

Como se observa a partir de los anteriores valores, disminuyendo las capacitancias de  $C_1$  y  $C_2$  aumentan, respectivamente, las reactancias  $X_1$  y  $X_2$ , y, por otro lado si disminuye  $L_3$ , disminuye también  $X_3$ . También las reactancias son dependientes de la frecuencia por lo que, si existe acoplo de impedancias, se puede definir teóricamente su existencia, sin embargo es posible llegar a él más fácilmente por un procedimiento de prueba y error.

El valor de "Q" del circuito también será variable dentro de ciertos límites permisibles dado que depende de la reactancia de entrada. Usualmente los valores de "Q", es decir las pérdidas del circuito, varían entre 5 y 15 para la mayoría de las aplicaciones. Cabe resaltar que esta red acopladora tiene la forma de un filtro LC pasa altos por lo que es muy probable que provea una atenuación baja de armónicas. Mientras mayor sea la impedancia de carga, mayor será la atenuación que brinde un acoplador.

#### 4.5 CONSTRUCCION DEL ACOPLADOR.

La construcción del acoplador es sencilla dado el número reducido de elementos. Con los capacitores e inductor variables disponibles, se requiere sólo de elementos que faciliten su operación. A continuación se presentan los componentes necesarios para su operación con cargas desbalanceadas:

REFERENCIA	DESCRIPCION
$C_1, C_2$	Dos capacitores variables de 25-245 pF 4500 Volts.
$L_1$	Inductor Rotatorio, 28 $\mu$ H Dos baleros reductores 6:1 Contador de vueltas B&W Chasis para proyecto 1 metro de cable. Cople Dos perillas Ocho tornillos Allen con tuerca. - A - Doce Tornillos Allen con tuerca - B - Dos conectores SO-239

Siguiendo las mismas consideraciones básicas seguidas para la construcción del medidor, la conexión de los componentes sólo requiere de cuidado y un poco de tiempo. Se recomienda el uso de perillas con divisiones tipo Vernier para conseguir precisión y fácil referencia de acoplos realizados. El contador de vueltas es utilizado para el inductor rotatorio y tiene el mismo propósito de uso que las mencionadas perillas. Se recalca también la importancia de las conexiones a tierra dado que un falso contacto puede acarrear problemas de operación.

El acoplador ensamblado se muestra en la figura 4.2 y la figura 4.3 muestra el exterior del chasis.

la siguiente figura:

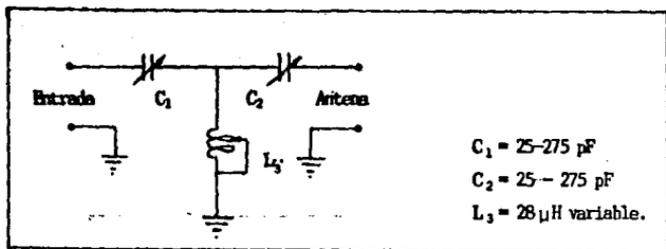


Fig. 4.1 Acoplador tipo "T".

Los valores nominales de los capacitores para un acoplador como el de la figura 4.1, van de los 150 a los 200 pF, máximos, la capacitancia mínima no importa dado que se puede obtener un buen acoplamiento para la banda de los 10 metros prácticamente en cualquier rango mínimo de este tipo de capacitores. Lo anterior no quiere decir que si se tiene a la mano un capacitor variable de 75 o de 100 pF, el acoplador no vaya a funcionar, dado que el mismo brindará acoplo con diferentes valores de capacitancia e inductancia.

Para efecto de diferenciar los capacitores por su rango de potencia de trabajo, se podría dividir en dos niveles de potencia dicho rango, uno para salidas de transistores estándar de 200 Watts y otro para niveles de transmisores más grandes de 1,500 Watts.

El primer espaciamiento entre placas de capacitores variables que hay en el mercado es de 0.016 de pulgada, con una tensión de radio frecuencia aproximadamente de 600 V. Este espaciamiento resultará útil para operar con una salida del transmisor máxima de 50 watts. Si se opera al transmisor en este rango, y después de acoplado se eleva la potencia de transmisión, pueden resultar útiles. Por esto último puede resultar más apropiado trabajar con el siguiente nivel de espaciamiento que es de 0.025 de pulgada para operar sin problemas.

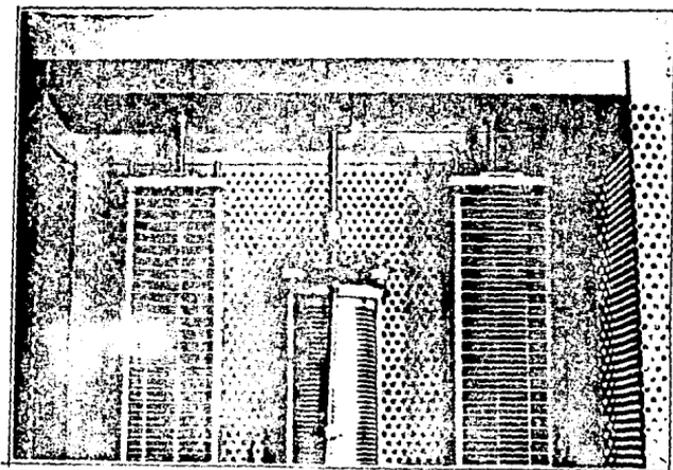


Fig. 4.2 "Acoplador de carga ensamblado".

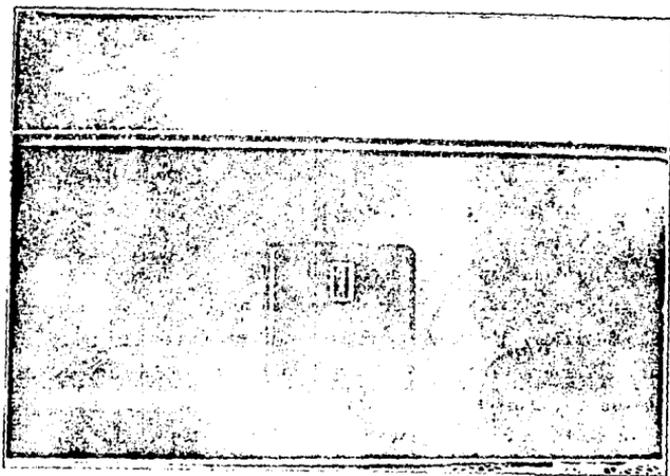


Fig. 4.3 "Exterior del acoplador".

#### 4.6 OPERACION.

Una vez que se tiene el acoplador listo para prueba se procede a conectarse junto con un medidor de R.O.E. entre el transmisor y el acoplador. Ajústense los capacitores a su valor máximo, para cualquier banda entre los 160 y los 40 metros. Para 20 metros y más, deberán ajustarse a su valor medio. Posteriormente se posiciona el interruptor del medidor de R.O.E. a la posición de potencia reflejada. El interruptor de selección de potencia del medidor se debe ajustar al valor de 100 watts. Estos ajustes se deberán llevar a cabo con la menor potencia de salida del transmisor posible pero a escala completa. De ser necesario ajústese el medidor. También ajústese al máximo el valor del inductor variable y vaya disminuyéndose gradualmente hasta observar un cambio de lectura en el medidor. Cuando éste suceda, ajústense los capacitores buscando un acoplamiento. Probablemente se encuentre que exista acoplo con diferentes valores de inductancia y capacitancias ( esto se debe a la variación de Q del circuito ). El mejor punto de acoplo es el que requiere el máximo valor de inductancia.

## CAPITULO 5

### ESTUDIO ECONOMICO

- 5.1 Introducción
- 5.2 Catálogo de equipos
  - 5.2.1 Medidores de potencia y/o R.O.E.
  - 5.2.2 Acopladores de antena
- 5.3 Lista de fabricantes y distribuidores
  - 5.3.1 Fabricantes
  - 5.3.2 Distribuidores (Estados Unidos)
  - 5.3.3 Distribuidores (México)
- 5.4 Precio del medidor de potencia y R.O.E. propuesto.
- 5.5 Precio del acoplador de antena propuesto
- 5.6 Consideraciones para la producción en serie de un medidor de R.O.E.
- 5.7 Consideraciones en torno al acoplador.

## 5.1 INTRODUCCION

Aunque en México el mercado para los medidores de R.O.E. y acopladores no se encuentra competido - de hecho prácticamente todo el equipo es de importación -, la posibilidad de aumentar la demanda de los mismos representa un área de oportunidad y reto para adecuar, transformar y/o mejorar su tecnología que, como se ha visto a lo largo de esta exposición, es básica en su mayoría y, sin duda, perfectible.

Indudablemente los grandes mercados se encuentran en E.E.U.U. y Europa, principalmente. Otro reto no menor en importancia lo constituiría la exportación de este tipo de productos. En un país en crecimiento como el nuestro, lleno de oportunidades, aún existen ciertas áreas poco o parcialmente exploradas como lo es la industria de la radio comunicación, por lo que en este capítulo se esbozan brevemente las posibilidades para desarrollar una línea de producción con este tipo de componentes. La amplitud de opciones es tan grande que puede ir desde la fabricación de los componentes del producto hasta el mismo producto terminado.

El presente capítulo muestra, inicialmente, un catálogo de los modelos más representativos de aparatos similares a los aquí propuestos, con el propósito de informar al lector de las opciones disponibles en el mercado. Como se menciono en el inciso 3.1, el estado del arte de estos componentes ha avanzado notablemente, incluyendo en uno mismo dos o más funciones, por lo que también se muestran acopladores con medidor de R.O.E. integrado, fabricantes y distribuidores.

Posteriormente se incluye el costo unitario del acoplador y medidor de R.O.E. objetos de este trabajo, como introducción a las consideraciones básicas para su producción en serie y mercadeo.

5.2 CATALOGO DE EQUIPOS

5.2.1 Medidores de potencia y/o de Relación de Onda Estacionaria.

(1) Marca: Palomar

Modelo: M-827

Medidor de Potencia y  
Relación de Onda Estacionaria

Rango de Frec.: 1-30 MHz.

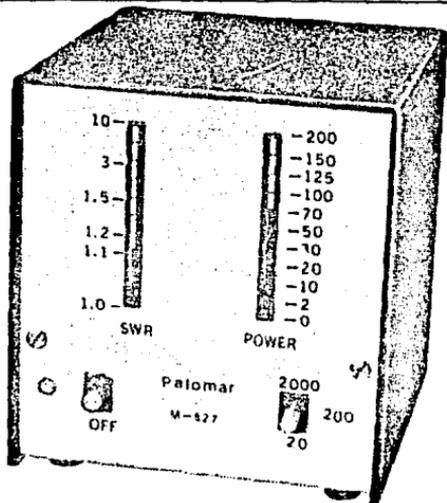
Rango de Potencia:

20/200/2000 Watts

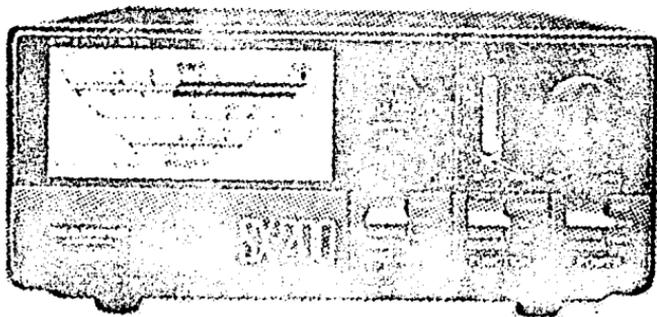
Indicador iluminado

115V-220V CA

Precio: \$134.95 Dls.



## POWER/SWR METERS.



(continúa)

(2) Marca: RF Parts Co.

Modelo: SX-200

Medidor de Potencia y Relación de Onda Estacionaria

3 Rangos de Potencia: - 5/20/200 Watts

- 30/300/3000 Watts ( sólo SX-100 )

Precio: SX-100 1.6 - 30 Mhz. \$109.95 Dls.

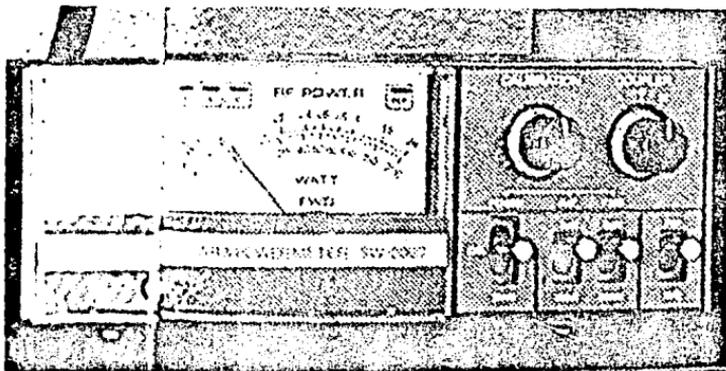
SX-200 1.8 - 200 Mhz. \$ 89.95 Dls.

SX-400 140-525 Mhz. \$ 99.95 Dls.

SX-600 Banda Dual

1.8 - 200 Mhz. \$139.95 Dls

140-525 Mhz.



(3) Marca: Kenwood

Modelo: SX-2000

Medidor de Potencia Y Medidor de Relación de Onda Estacionaria

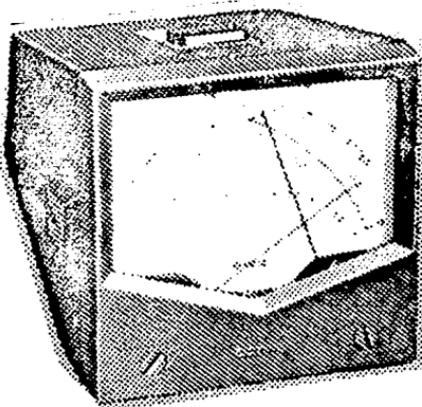
Frecuencia de trabajo: 1.8-200 Mhz.

Rango de Potencia: 20/200/2000 Watts

Precio: \$225.00 Dls.

(4) Marca: Coaxial Dynamics Inc. ●  
Modelo: 83000-A

- Medidor de Potencia Pico
- Frecuencia de trabajo:  
2 - 30 MHz.
- Rango de Potencia: 100 Watts
- Precio: \$115.00 Dls.



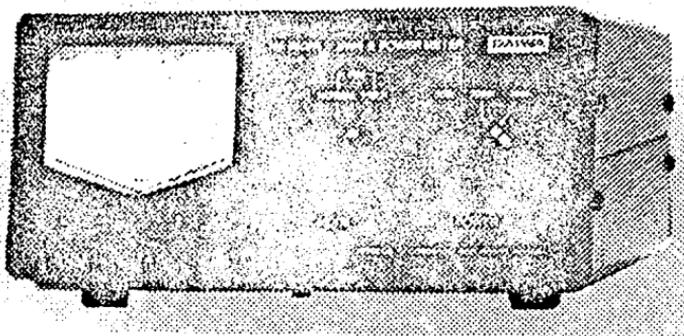
CN-520

(Continuación)

(5) Marca: DAIWA •

Modelo: CN-520

- Medidor de Potencia y Relación de Onda Estacionaria para base móvil
- Rango de Frecuencia: 1.8 - 60 MHz.
- Rango de Potencia: 200/2000 Watts
- Precio: \$114.00 Dls.



(6) Marca: DAIWA •

Modelo: NS-660A/PA

- Medidor de Potencia y Relación de Onda Estacionaria
- Rango de Frecuencia: 1.8-150 Mhz.
- Rango de Potencia: 30/300/3000 Watts
- Precio: \$ 175.00 Dls.

(7) Marca: DAIWA

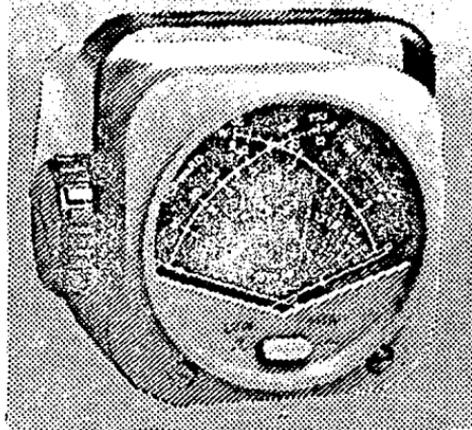
Modelo: CN-460M

Medidor de Potencia y Relación de Onda Estacionaria para base móvil

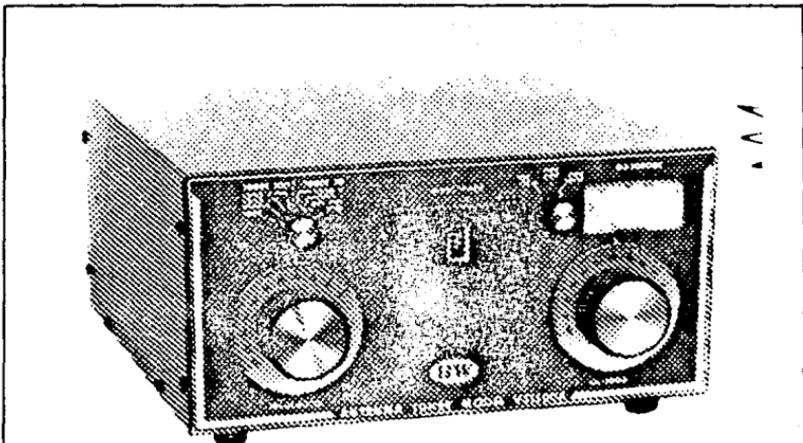
Rango de Frecuencia: 140 - 450 MHz.

Rango de Potencia: 15/75 Watts

Precio: \$123.000 Dls.

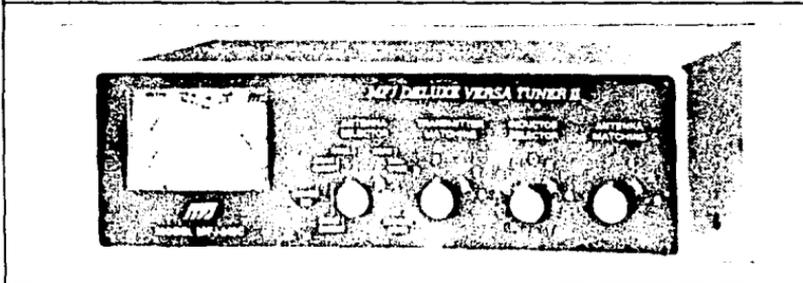


### 5.2.2 Acopladores de Antena.



(1) Marca: Barker & Williamson ©

- Modelo: VS1500 A
- Acoplador de Antena
- Rango de Frecuencia: 160 a 10m. (1.8 a 30 MHz.)
- Rango de Potencia: 1500 Watts
- Balun de 1:4 para cargas balanceadas
- Medidor de Potencia incluido



(continúa)

(2) Marca: MFJ Enterprises Inc.

Modelo: MFJ-949C

Sintonizador de Antena

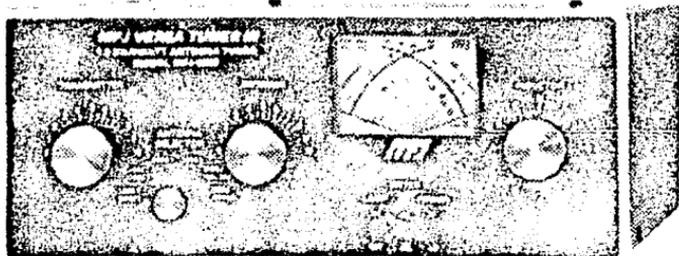
Rango de Frecuencia: 1.8 - 30 MHz.

Rango de Potencia: 300 Watts

Carga resistiva de 50 integrada

Medidor de Potencia y R.O.E. integrado

Precio: \$149.95 Dls.



(3) Marca: MFJ Enterprises Inc.

Modelo: MFJ-962B

Sintonizador de Antena

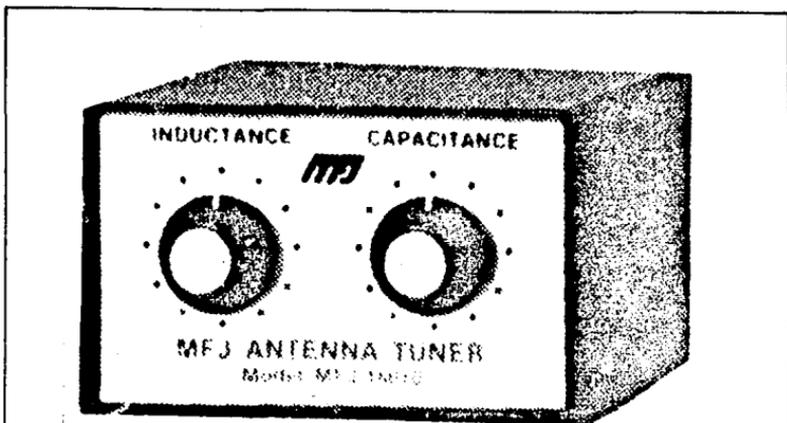
Rango de Frecuencia: 1.8 - 30 MHz.

Rango de Potencia: 1500 Watts

Balun de 4:1 integrado

Medidor de Potencia y R.O.E. integrado

Precio: \$229.95 Dls.



(4) Marca: MFJ Enterprises Inc. ©

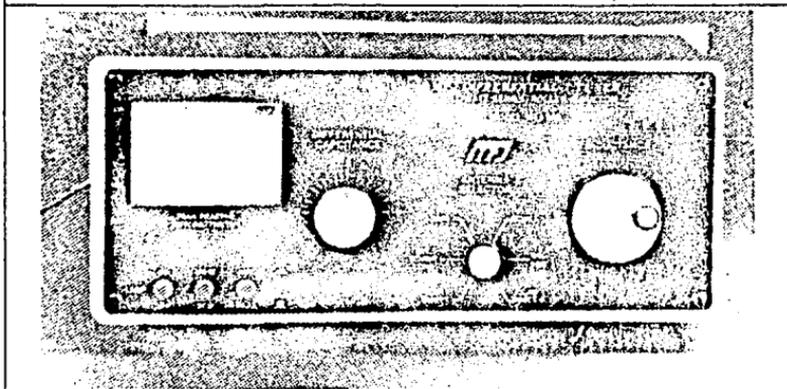
Modelo: MFJ-16010

Sintonizador de Antena

Rango de Frecuencia: 1.8 - 30 MHz.

Rango de Potencia: 200 Watts

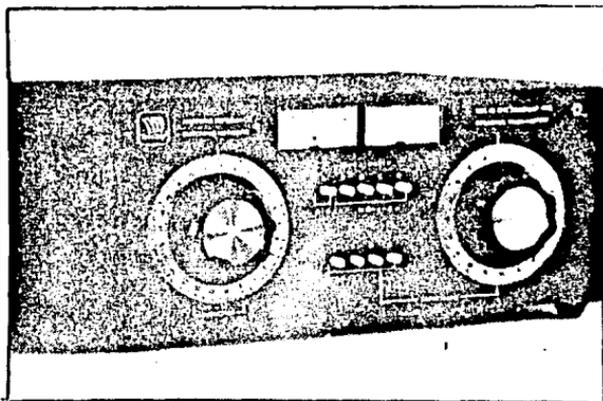
Precio: \$39.95 Dls.



(continúa)

(5) Marca: MFJ Enterprises Inc. ®

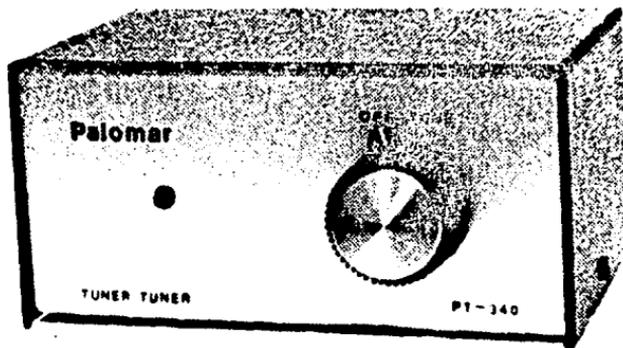
- Modelo: MFJ-986
- Sintonizador de Antena
- Rango de Frecuencia: 1.8 - 30 MHz.
- Rango de Potencia: 3KWatts
- Medidor de Potencia y R.O.E. integrado
- Balun de 4:1 integrado
- Precio: \$329.95 Dls.



(6) Marca: NYE-Viking Co. ®

Modelo: MB-V-A

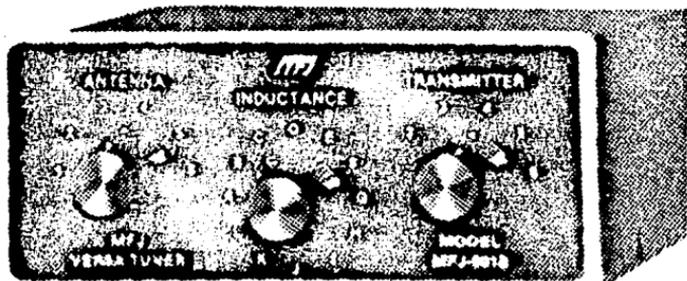
- Red de Acoplo
- Rango de Frecuencia: 1.8 - 30 MHz.
- Rango de Potencia: 3,000 Watts
- Medidor de Potencia y R.O.E. integrado
- Precio: \$ 365.00 Dls



(7) Marca: Palomar Engineers ®

Modelo: PT-340

- Sintonizador de Acoplador de Antena
- Aditamento para Acoplador de Antena que permite acoplo sin necesidad de transmitir, obteniendo una R.O.E. de 1:1.
- Precio: \$ 99.95 Dls.



(continúa)

(8) Marca: MFJ Enterprises Inc.®

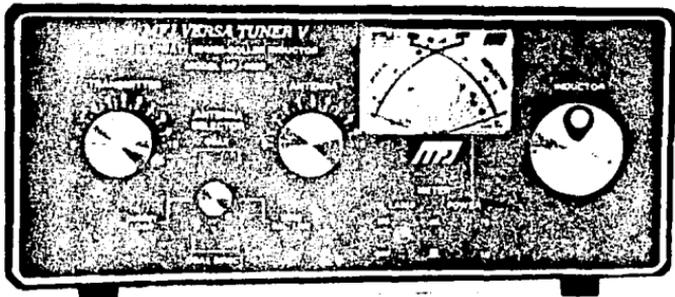
Modelo: MFJ-920

Sintonizador de Antena

Rango de Frecuencia: 1.8 - 30 Mhz.

Rango de Potencia: 200 Watts

Precio: \$59.95 Dls.



**MFJ-989B**

(9) Marca: MFJ Enterprises Inc.®

• Modelo: MFJ-989B

• Sintonizador de Antena

• Rango de Frecuencia: 1.8 - 30 Mhz.

• Rango de Potencia: 3 KWatts

• Panel iluminado

• Medidor de Poencia y R.O.E. integrado

• Carga de 50 integrada

• Balun de 4:1 integrado

• Precio: \$349.95 Dls.



## MFJ-941D

- (10) Marca: MFJ Enterprises Inc. •
- Modelo: MFJ-941D
  - Rango de Frecuencia 1.8 - 30 Mhz.
  - Rango de Potencia: 300 Watts
  - Medidor de Potencia y R.O.E. integrado
  - Balun de 4:1
  - Precio: \$99.95 Dls.

5.3 LISTA DE FABRICANTES Y DISTRIBUIDORES.

5.3.1 Fabricantes.

**DAIWA ELECTRONICS CORPORATION •**

1842 B. West 169th St. Gardena, CA 90247

Tel. (213) 538-1043 / Fax (213) 538-1096

**COAXIAL DYNAMICS INCORPORATED •**

1510 Industrial Parkway, Cleveland, Ohio 44135

Tel. (216) 267-2233 / 1-800-COAXIAL / Telex 98-0630

**BARKER & WILLIAMSON •**

10 Canal St. Bristol PA. 19007

Tel. (215) 788-5581

**MFJ ENTERPRISES INC. •**

Box 494, Miss. State, MS 39762

Tel. (601) 323-5869 / Telex 53-4590 MFJ-STKV

**KENWOOD U.S.A. CORPORATION •**

2201 E. Dominguez St., Long Beach, CA 90801-5745

P.O. Box 22745, Long Beach, CA 90801-5745

**PALOMAR ENGINEERS •**

Box 455, Escondido, CA 92025

Tel. (619) 747-3343

5.3.2 DISTRIBUIDORES ( ESTADOS UNIDOS )

DISTRIBUIDOR	MARCAS
<b>LA RUE ELECTRONICS</b> 1112 Grandview St. Scranton, Pennsylvania 18509 Tel. (717) 343-2124	BIRD ICOM (* )
<b>BURGHARDT INC. AMATEUR CENTER</b> 182 N. Maple St., P.O. Box 73 Watertown, South Dakota 57201 Tel. (605) 886-3444	B&W BIRD DAIWA ICOM TEN_TEC KENWOOD YAESU
<b>TEXAS COMM CENTER</b> 4120-A Directors Row Houston, Texas 77092 Tel. (713) 957-8011	KENWOOD ICOM YAESU DAIWA B&W MFJ
<b>HAM RADIO OUTLET</b> 5375 Kearny Villa Rd. Hwy 163 & Claremont Mesa Blvd. San Diego, California 92123 Tel. (619) 560-4900	ICOM (* )
<b>RF ENTERPRISES</b> HCR Box 43 Merrifield, Minnessota 56465 Tel. (218) 765-3254	TEN-TEC B&W MFJ DAIWA (* )

DISTRIBUIDOR	MARCAS
<b>RENO RADIO</b>	YAESU
12 Glenn Carran Circle	ICOM
Sparks, NV 89431	KENWOOD
Tel. (702) 331-7373	B&W
	DAIWA
	MFJ
	(*)
<b>BARRY ELECTRONICS CO.</b>	MFJ
512 Broadway	BIRD
New York City, N.Y. 10012	TEN-TEC
Tel. (212) 925-7000	ICOM
	YAESU
	KENWOOD
<b>JUNS ELECTRONICS</b>	ICOM
3919 Sepúlveda Blvd.	KENWOOD
Culver City, CA 90230	YAESU
Tel. (213) 390-8003	
<b>TEXAS TOWERS</b>	KENWOOD
Div. of Texas RF Distributors Inc.	YAESU
1108 Summit Ave., Suite 4	ICOM
Plano, Texas 75074	NYE-VIKING
	MFJ
<b>ASSOCIATED RADIO</b>	(*)
8012 Conser Box 4327	
Overland Park, Kansas 66204	
Tel. (913) 381-5900	
<b>THE HAM STATION</b>	YAESU
P.O. Box 4405	ICOM
220 N. Fulton Ave., Evansville,	TEN-TEC
IN 47710, Tel. (812) 422-0252	

**EGE INC.**

8 Stiles Rd.  
Salem, New Hampshire 03079  
Tel. (603) 898-3750

**KENWOOD**  
**YAESU**  
**ICOM**  
**DAIWA**  
**B&W**  
**MFJ**  
**TEN-TEC**

**MEMPHIS AMATEUR ELECTRONICS INC.**

1465 Wells Station Road  
Memphis, TN 38108  
Tel. (901) 683-9125

**KENWOOD**  
**ICOM**  
**TEN-TEC**  
**B&W**  
**DAIWA**  
**MFJ**  
**(\*)**

**COLORADO COMM CENTER**

525 E. 70th. Unit IW  
Denver, CO 80229  
Tel. (303) 288-7373

**YAESU**  
**KENWOOD**  
**(\*)**

**HENRY RADIO**

2050 S. Bundy Dr.  
Los Angeles, CA 90025  
Tel. (213) 820-1234

**KENWOOD**  
**ICOM**  
**YAESU**  
**B&W**  
**BIRD**  
**DAIWA**  
**MFJ**  
**PALOMAR**

---

(\*) NOTA: En estos centros de distribución existen otras marcas en inventario.

**5.3.3 DISTRIBUIDORES (MEXICO).**

**RADIAC S.A.**

**KENWOOD**

**1a. Cerrada Lago Zirahuén 16  
Colonia Anáhuac  
México 17, D.F.  
Tel. 396-1499**

**RYEMSA**

**KENWOOD**

**Kansas No.18 Altos  
Col. Nápoles, C.P. 03810  
México, D.F., AP 18-842  
Tel. 682-8273 / 682-3207**

**5.4 PRECIO DEL MEDIDOR DE POTENCIA Y R.O.E. PROPUESTO**

REF	CONCEPTO	CANT.	PRECIO		
			UNITARIO (DLS.)*	PRECIO (DLS.)	PRECIO (M.N.)
C <sub>1</sub> ,C <sub>2</sub>	Trimmer 1-12 pF	2	.85	1.70	3,910.-
C <sub>3</sub> ,C <sub>4</sub>	Capacitor S. Mica, 330 pF	"	.29	.58	1,334.-
C <sub>5</sub> ,C <sub>6</sub> ,C <sub>11</sub>	Capacitor cerámico, 0.01 $\mu$ F	3	.26	.78	1,794.-
C <sub>7</sub> -C <sub>10</sub>	Capacitor de paso, 0.001 $\mu$ F	4	.11	.44	1,012.-
	Caja para proyecto	2	4.07	8.14	18,722.-
D <sub>1</sub> ,D <sub>2</sub>	Diodos de germanio, 1N34A	2	.11	.22	506.-
	Circuito Impreso	1	2.17	2.17	4,991.-
J <sub>1</sub> ,J <sub>2</sub>	Conector Coaxial SO-239	2	1.08	2.16	4,968.-
	Tornillos con tuerca	3	.08	.25	575.-
	Tornillos Allen con Tuerca	8	.13	1.04	2,400.-
M <sub>1</sub>	Medidor FINESA 0-200 $\mu$ A	1	30.73	30.73	70,679.-
	Cable	1m	.65	.65	1,495.-
	Cable de 5 Conductores	1m	.87	.87	2,000.-
R <sub>1</sub> ,R <sub>2</sub>	Resistencia 10 $\Omega$ , 1/2 watt	2	.03	.06	138.-
R <sub>3</sub> ,R <sub>4</sub>	Potenciómetro, 5K $\Omega$	2	.63	1.26	2,898.-
R <sub>5</sub> ,R <sub>6</sub>	Potenciómetro, 25 K $\Omega$	2	1.08	2.16	4,968.-
T <sub>1</sub>	Toroide	1	1.31	1.31	3,013.-
RLC <sub>1</sub> ,RFC <sub>2</sub>	Chokes de RF, 470 $\mu$ H	2	4.18	8.36	19,228.-
S <sub>1</sub>	Interruptor 2P2T	1	3.43	3.43	7,889.-
S <sub>2</sub>	Interruptor 1P2T	1	2.57	2.57	5,911.-
	Cable Coaxial RG 8-U	1m	1.17	1.17	2,691.-
	Alambre Cobre	2m	.65	1.30	2,990.-
	Placa de aluminio, 11x5.5 cm.	1	.43	.43	1,000
	Placa de Cobre, 11x5.5 cm.	1	.87	.87	2,000.-
	Placa de lámina, 11x5.5 cm.	1	.22	.22	500.-
	Soporte en "L", c/tornillos	6	.13	.78	1,800.-

TOTAL

73.65

169,142.-

(\*) Nota. Tipo de cambio: 1 Dólar = 2,300.00 Pes. M.N. Vigente el día 24 de Enero de 1989. ( a la compra )

5.5 PRECIO DEL ACOPLADOR DE ANTENA PROPUESTO.

REF	CONCEPTO	CANT.	PRECIO UNITARIO (DLS.)*	PRECIO (DLS.)	PRECIO (M.N.)
C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	Capacitor variable, 25-245 pF 4,500 Volts	2	32.56	65.12	149,776.-
L	Inductor Rotatorio, 28 H	1	42.92	42.92	98,716.-
	Balero reductor 6:1	2	6.66	13.32	30,636.-
	Contador de vueltas, B&W	1	48.65	48.65	111,895.-
	Chasis para proyecto	1	27.00	27.00	62,100.-
	Cable	1m	1.50	1.50	3,450.-
	Cople	1	4.35	4.35	10,005
	Perillas	2	10.00	20.00	46,000.-
	Tornillos Allen (A),c/tuerca	8	.13	1.04	2,392.-
	Tornillos Allen (B),c/tuerca	12	.17	2.04	4,692.-
	Conector SO-239	2	1.08	2.16	4,968.-

T O T A L

228.10

524,630.-

## 5.6 CONSIDERACIONES PARA LA PRODUCCION EN SERIE DE UN MEDIDOR DE R.O.E.

Un factor importante a considerar para la construcción en serie de un medidor de R.O.E. en cuestión, es el cálculo del costo que representa así como la magnitud de la producción que debe programarse para asegurar una ganancia superior a la que resultaría de la inversión de un capital semejante en algún centro de inversión, por ejemplo, un banco.

En primer lugar, se presenta el cálculo de los gastos de operación que se han dividido en dos tipos:

- a) Los gastos de arranque, que incluye el capital que debe invertirse tanto para la adquisición del mobiliario y equipos requeridos para la construcción del aparato, como de la materia prima necesaria para iniciar su fabricación en serie.
- b) Los gastos de operación, que se refieren a aquellos que deben realizarse mensualmente y que están directa o indirectamente relacionados con la fabricación, venta y distribución del aparato. Incluye el pago de luz, agua, teléfono, renta del local, mantenimiento, sueldos de los empleados y lo relacionado con la venta del producto.

A estos gastos se suma el porcentaje (aproximado) de ganancia que se estaría dejando de percibir en relación al interés bancario (que en este caso se calcula del 48% anual como promedio), ya que no sólo debe considerarse la inversión directa -es decir la cantidad que se consiguiera para la adquisición del equipo y material o para el pago de cuotas- sino la cantidad total que se percibiría en caso de invertir las cantidades calculadas en el banco.

Por otra parte se calcula la producción de medidores para recuperar y superar la inversión realizada, partiendo de los siguientes

**factores:**

- a) El costo unitario del medidor de R.O.E, producido al menudeo es de \$ 169,142.<sup>00</sup>
- b) Asumiendo que en la producción al mayoreo podría reducirse - aproximadamente un 33% en los gastos relacionados con la adquisición de los componentes y la fabricación del aparato, el costo de producción al mayoreo, por cada unidad, podría reducirse a \$ 113,500.00
- c) Considerando el costo en el mercado de productos similares así como la recuperación de los gastos relacionados tanto con la adquisición de los componentes como con su fabricación y distribución, se ha fijado un precio de venta de \$322,000.00 (que implica un incremento del 283.70% sobre el costo de producción al mayoreo, sin considerar los gastos relacionados con su fabricación, promoción y venta).

Una vez enunciados brevemente los factores que se han considerado para la producción en serie de los medidores de R.O.E., se procede rá a la presentación del desglose de gastos calculados durante un año, considerando -como ya se mencionó- el interés bancario que se estaría dejando de percibir en este tipo de inversión.

5.6.1 GASTOS

GASTOS DE ARRANQUE O INVERSION INICIAL

DESCRIPCION GENERAL	MONTO
Muebles para oficina (2 escritorios, 2 sillas, 1 mesa de trabajo)	\$ 2'500,000.00
Inventario inicial (materia prima)	\$ 4'500,000.00
Estudio de mercado	\$ 2'000,000.00
Servicios de constitución de Sociedad Anónima / Notaría	\$ 600,000.00
Equipo (taladros, cautines, sierras, herramienta, multímetro, etc)	\$ 1'600,000.00
Gastos imprevistos	\$ 2'550,000.00
	<hr/>
TOTAL	\$ 13'750,000.00

GASTOS FIJOS (mensuales)

DESCRIPCION GENERAL	MONTO
Teléfono, luz, agua	\$ 100,000.00
Mantenimiento	\$ 200,000.00
Renta	\$ 300,000.00
Sueldos (1 supervisor \$1'800,000.00 y dos empleados \$700,000.00)	\$ 3'200,000.00
Contador	\$ 300,000.00
Transporte	\$ 150,000.00
Costo de ventas	\$ 1'600,000.00
Gastos imprevistos	\$ 400,000.00
	<hr/>
TOTAL	\$ 6'250,000.00

Si se ha considerado una tasa aproximada del 48 % de interés anual, la tasa que se aplicará al cálculo de gastos para cada mes será del 4 %.

5.6.2. CALCULO MENSUAL DE GASTOS

1er mes.

Gastos de arranque	\$ 13'750,000.00
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<hr/>
	\$ 20'000,000.00
Interés mensual	800,000.00
	<hr/>
	\$ 20'800,000.00

2º mes.

Saldo mes anterior	\$ 20'800,000.00
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<hr/>
	\$ 27'050,000.00
Interés mensual	\$ 1'082,000.00
	<hr/>
	\$ 28'132,000.00

3er. mes.

Saldo mes anterior	\$ 28'132,000.00
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<hr/>
	\$ 34'382,000.00
Interés mensual	\$ 1'375,000.00
	<hr/>
	\$ 35'757,000.00

4º mes

Saldo mes anterior	\$ 35'757,000.00
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<hr/>
	\$ 42'007,280.00
Interés mensual	\$ 1'680,291.20
	<hr/>
	\$ 43'687,571.20

5º mes

Saldo mes anterior	\$ 43'687,571.20
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<hr/>
	\$ 49'937,571.20
Interés mensual	\$ 1'997,502.84
	<hr/>
	\$ 51'935,074.04

6º mes

Saldo mes anterior	\$ 51'935,074.04
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<hr/>
	\$ 58'185,074.04
Interés mensual	\$ 2'327,402.96
	<hr/>
	\$ 60'512,477.00

7º mes

Saldo mes anterior	\$ 60'512,477.00
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<hr/>
	\$ 66'762,477.00
Interés mensual	\$ 2'670,499.08
	<hr/>
	\$ 69'432,976.09

8º mes

Saldo mes anterior	\$ 69'432,976.09
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<hr/>
	\$ 75'682,976.09
Interés mensual	\$ 3'027,319.04
	<hr/>
	\$ 78'710,295.13

9º mes

Saldo mes anterior	\$ 78'710,295.13
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<hr/>
	\$ 84'960,295.00

<b>Interés mensual</b>	<b>\$ 3'398,411.80</b>
	<b>\$ 88'358,706.93</b>

10º mes

Saldo mes anterior	\$ 88'358,706.93
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<b>\$ 94'608,706.93</b>
Interés mensual	\$ 3'784,348.27
	<b>\$ 98'393,055.21</b>

11º mes

Saldo mes anterior	\$ 98'393,055.21
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<b>\$104'643,055.21</b>
Interés mensual	\$ 4'185,722.20
	<b>\$108'828,777.42</b>

12º mes

Saldo mes anterior	\$108'828,777.42
Gastos fijos	\$ 6'250,000.00
	<b>\$115'078,777.42</b>
Interés mensual	\$ 4'603,151.09
	<b>\$119'681,928.52</b>

### 5.6.3 INGRESOS

En el inciso anterior se ha presentado un cálculo de los gastos que requerirían realizarse a lo largo de un año para la producción en serie de medidores de relación de onda estacionaria. Dado que en dicho cálculo se ha considerado una tasa mensual del 4%, que serían los intereses que reportaría una inversión similar en el banco, sería conveniente recalcar que la inversión directa sería en realidad de -- \$95'000,000.00.

Es decir, si se invirtieran en el banco esos \$95'000,000.00 de la forma como se ha señalado, al final de un año se contaría con un capital de \$ 119'681,928.52, lo que representa un incremento de -- \$ 24'681,928.52 con respecto al capital inicial.

Para que la producción de medidores de relación de onda estacionaria constituya un negocio, debería reportar, al menos, el doble de ganancias que la inversión en el banco; es decir, un incremento aproximado de \$ 50'000,000.00 con respecto al capital inicial.

Si consideramos que al precio de venta calculado para cada medidor se obtiene una ganancia de \$ 208,500.00 y que al final de un año se esperaría obtener un capital de \$ 145'000,000.00 (\$95'000,000.00 de los gastos a realizar más \$ 50'000,000.00 de ganancia), se requeriría una producción anual de 695 medidores, que distribuidos en los doce meses, representaría una producción mensual de 58 medidores como mínimo.

Sin embargo, aunque la producción de tal cantidad de medidores es en realidad factible --a pesar de que al inicio tendría que ser menor debido a la capacitación del personal-- lo que resultaría difícil sería su VENTA, dado que en México no se ha desarrollado tan fuertemente la radioafición como para asegurar una demanda constante de la magnitud calculada. Es decir, la oferta del producto sería excesivamente mayor

a la demanda del mismo.

Una alternativa que podría considerarse sería la exportación del medidor a países como Estados Unidos, en donde la radioafición goza de un fuerte desarrollo y expansión. Sin embargo, esto implicaría competir con industrias altamente reconocidas en el mercado y esto requeriría forzosamente del incremento de los gastos relativos a la promoción, transporte y venta del producto, así como al mejoramiento de la calidad, pero sin afectar su precio, para poder competir con dichas industrias.

Una alternativa que parecería más viable sería la construcción de aparatos más sencillos que pudieran ser adquiridos por una mayor cantidad de población, fuera por su costo accesible o por su facilidad de operación para el acoplamiento de aparatos como serían los radios de banda ciudadana, por ejemplo.

### 5.7. CONSIDERACIONES EN TORNO AL ACOPLADOR

Aunque un análisis similar al anterior puede presentarse para el caso del acoplador, la simple inspección de la tabla presentada en el inciso 5.5 sugiere que los costos de materia prima son demasiado altos para una producción en serie; de aquí que, según mi punto de vista, resultaría más rentable fabricar los componentes (capacitores e inductores variables) para autoconsumo y/o para su mercadeo.

A pesar de que el acoplador propuesto está provisto de componentes de alta calidad, el principal problema es que buena parte de los proveedores venden también acopladores, existiendo cierto monopolio que dificulta la entrada al mercado a nuevos inversionistas.

Los costos del proceso de fabricación, diseño, control de calidad e investigación y desarrollo, necesarios para iniciarse en éste mercado, serían demasiado elevados y sujetos de un minucioso estudio de factibilidad y mercadeo.

Aunque las ganancias se preven demasiado altas, también se preven lentas las curvas de aprendizaje y recuperación del capital, además de que habría que considerar que, desafortunadamente, la mayoría del mercado se encontraría fuera del país, lo que, al igual que con el medidor, incrementaría los gastos de promoción, transporte y venta del producto y el asegurar una calidad que lo hiciera competitivo con un mercado ya dominado.

Consideraciones para producir estos elementos, en México, seguramente serían muy interesantes y objeto de un estudio complementario, fuera de los alcances de este trabajo.

## CONCLUSIONES

### CONCLUSIONES

Al término de este trabajo quisiera revisar los objetivos primarios:

Aunque al principio del trabajo expuse que la aplicación didáctica era un objetivo particular, de hecho la presentación final no resulta de utilidad como material didáctico sino mas bien como material de referencia y consulta. Para haber cumplido totalmente con este objetivo habría de presentarse cada tópico con su objetivo de aprendizaje y material de apoyo, además que el tema abarcado habría de ampliarse lo suficiente como para cubrir un programa de estudio.

Por otro lado, existen diversos métodos de enseñanza así como diversas fuentes de información para lograr un conocimiento. La observación de fenómenos por el hombre ha sido una fuente inagotable de descubrimientos que forman la base tecnológica sobre la que descansa nuestra sociedad. Es tal la variedad de conocimientos, que la especialización en una determinada rama de la ciencia es imperante. En nuestros días y específicamente en la Ingeniería, la observación requiere de equipo de prueba, medición y control, por lo que considero que se cumple parcialmente el objetivo de brindar una ayuda al maestro o al estudiante como material de apoyo en el estudio de un area determinada de la Ingeniería de Comunicaciones a través de la integración de teoría y práctica de la misma.

Con la realización de esta tesis se desprenden los siguientes resultados parciales:

- (1) El campo de referencia se limita a la línea de transmisión entre la salida del transmisor y la antena, definiendo las características de la misma, útiles en el manejo de teoría y práctica necesarias para la justificación del funcionamiento de ambos componentes, dejando a un lado

las teorías de funcionamiento del transmisor y antenas, así como la que explica la propagación de las ondas electromagnéticas. Se trabajó en los límites de frecuencia de los 3 a los 30 MHz. (HF).

(2) El manejo de HF llevó a la consideración de los efectos y precauciones particulares al trabajar con la misma ( blindajes, materiales utilizados - toroides de ferrita, cables coaxiales, efecto piel, etc.-), nuevos para mí no en el campo teórico sino en el práctico. De no haber minusvalorado dichos efectos conocidos, podría haber ahorrado mucho tiempo en la revisión, ajuste y adecuación del diseño original.

(3) En cuanto al acoplador de carga y debido al desconocimiento de las potencias comerciales, se utilizó uno cuyo rango es de 2,000 Watts, capacidad en potencia mucho mayor a la requerida en la mayoría de los equipos comerciales que generalmente operan en el rango de salida de los 200 watts. Esto elevó considerablemente los costos de construcción del acoplador. Seguramente capacitancias e inductancias más pequeñas hubieran resultado más adecuadas en el rango de 200 watts, que es el modelo común.

(4) La dificultad de obtención de elementos tales como toroides de ferrita, capacitores de potencia, chokes de radiofrecuencia, elevó también el costo y el tiempo de producción.

Existen dos consideraciones principales al respecto:

(a) El mercado de este tipo de componentes se encuentra básicamente en los Estados Unidos y Europa. En nuestro país se percibe no solo la inexistencia sino el desconocimiento, por parte de la mayoría de los proveedores, de la existencia y/o características de dichos componentes.

(b) El area de oportunidad es amplia debido a que por la falta de difusión de la Radioafición en México, existen innumerables posibilidades de fomentar dicha afición y abrir, por tanto, el mercado de estos productos.

Sin duda que el análisis presentado en el capítulo 5 ubica al presente trabajo en el contexto industrial y económico nacional. Es por esto que adquiere especial importancia la justificación del tema de tesis presentada al inicio ya que países como Japón han demostrado que la asimilación de tecnología extranjera es el primer paso para desarrollar la propia.

Quisiera terminar este trabajo recalcando la importancia que representa para un egresado el realizar trabajos terminales que favorezcan e incluso fomenten la creación de nuevas industrias que promuevan el desarrollo económico y tecnológico de nuestro país.

## BIBLIOGRAFIA

B I B L I O G R A F I A

Everitt, W.L. y Anner G.E.

Ingeniería de Comunicaciones  
Arbó, S.A.C.I., Buenos Aires,  
Argentina, 2a. Edición, 1961

Skilling, Hugh Hildreth

Electric Transmission Lines  
Distributed Constants, Theory &  
Applications.  
Mc. Graw Hill Book Co.  
1951, U.S.A.

Orr, William I.

Radio Handbook  
Editors and Engineers Division  
Howard W. Sams & Co., Inc.  
Indianapolis, Indiana  
Twenty-first Edition, 1978, U.S.A.

(The American Radio Relay League)

The Radio Amateur Handbook  
The American Radio Relay League Inc.  
Newington, CT, U.S.A. 06111  
1981, Fifty-eighth edition

The American Radio Relay League

Antena Book  
The American Radio Relay League Inc.  
Newington, CT, U.S.A., 06111  
1984, fourteenth, edition

Kraus J.D. y Carver K.R.

Electromagnetics  
Mc. Graw Hill Kogakusha Ltd.  
Tokio, Japan  
1973, Second Edition

Jordan E.C. y Balmain K.G.

Electromagnetic Waves and Radiating Systems

Prentice-Hall, Inc.  
Englewood Cliffs, New Jersey,  
U.S.A., 1968, Second Edition

Skilling, Hugh Hildreth

Circuitos en Ingeniería Eléctrica  
Cía. Editora Continental S.A.,  
México, 1980, Décimaprimer impresión

Frenzel, Louis E.

"Low and High Pass Filters"  
en: Hands on Electronics  
Gernsback Publications Inc.  
Farmingdale, N.Y., July, 1988  
(publicación mensual)

McCoy, Lew, W1ICP

"The Unexpurgated Transmatch" part II  
en: CQ Amateur Radio  
CQ Communications Inc.  
Hicksville, New York, July, 1988.  
(publicación mensual)

Welsh, Bill, W6DDB

"Equipment and Accesories", parts I & II  
en: CQ Amateur Radio  
Hicksville, N.Y., June and July, 1988  
(publicación mensual)

CQ Amateur Radio  
CQ Communications Inc.  
Hicksville, N.Y., June 1988.

CQ Amateur Radio  
CQ Communications Inc.  
Hicksville, N.Y., July, 1988.

CQ Amateur Radio

CQ Communications Inc.

Hicksville, N.Y., January, 1989.

CQ Amateur Radio

CQ Communications Inc.

Hicksville, N.Y. February, 1989.

CQ Amateur Radio

CQ Communications Inc.

Hicksville, N.Y., December, 1988.

Radioafición Microcomputación

Pan American Publishing Co.

Little Neck, N.Y., 11362

Estados Unidos de América

Noviembre/Diciembre, 1988.

(publicación bimestral)