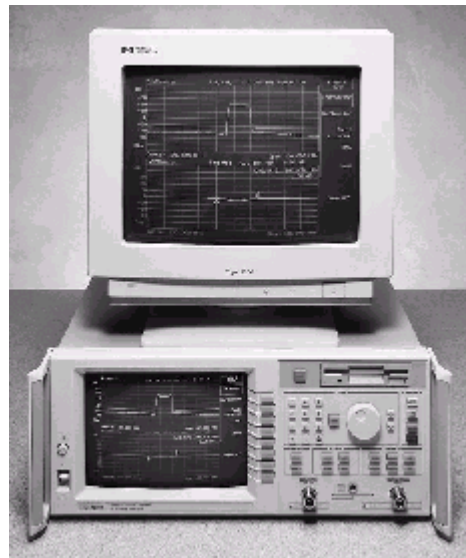


ESTUDIO DEL EQUIPO RF NETWORK ANALYZER HEWLETT PACKARD 8714C Y DISEÑO DE PRACTICAS DE LABORATORIO

(ANEXO B)



Autores:

Giovanni Benavides
Robinson Yepes

Universidad del Cauca
Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Popayán Febrero 2003

TABLA DE CONTENIDO

	PAG
FUNDAMENTOS DE DISPOSITIVOS RF Y LINEAS DE TRANSMISION	4
1. CONCEPTOS FUNDAMENTALES DE RADIOFRECUENCIA.	4
1.1 Analogía de Ondas de Luz y Energía RF.	4
1.2 Fundamentos de Líneas de Transmisión.	5
1.2.1 Eficiencia de Transferencia de Potencia.	6
1.2.2 Línea de Transmisión terminada con Zo.	7
1.2.3 Línea de Transmisión terminada en Corto Circuito y Circuito Abierto.	8
1.2.4 Línea de Transmisión Terminada con 25 Ohm.	9
2. PARÁMETROS DE DISPOSITIVOS RF Y LINEAS DE TRANSMISIÓN.	10
2.1 Parámetros de Transmisión.	10
2.2 Parámetros de Reflexión.	11
3. CONCEPTOS TEÓRICOS.	12
3.1 La Carta de Smith.	12
3.2 Retraso de Grupo.	19
3.2.1 Parámetros Importantes del Retraso de Grupo.	20
3.2.2 Importancia de la Medida de Retraso de Grupo.	22
3.3 Magnitud y Fase con el Analizador de Red.	23
3.4 Teoría de un Mezclador de Banda Ancha.	25
3.4.1 La Señal de Frecuencia Intermedia IF	25
3.4.2 Medida de Reflexión	25
3.4.2.1 Pérdidas de Retorno en un Mezclador RF	26
3.4.2.1.1 Pérdidas de retorno del puerto RF	26
3.4.2.1.2 Pérdidas de retorno del puerto IF	26
3.4.2.1.3 Pérdidas de retorno del puerto RF usando el filtro y la carga.	26
3.4.2.1.4 Efecto del filtro en la medida de pérdidas de retorno del puerto RF.	27
3.4.2.2 Calibración en la medida de un mezclador	28
3.4.2.3 Consideraciones de medida	29
3.5 Teoría de Mediciones de Impedancia de un Cable y Perdidas de Retorno Estructurales SRL.	31
3.5.1 Impedancia del cable	31
3.5.2 Definiendo impedancia del cable	32
3.5.3 Construcción del cable, defectos y fallas.	35
3.5.3.1 SRL y Fallas Periódicas del Cable	35
3.5.3.2 SRL y las Fallas Discretas del Cable	38
3.5.5 Compensación de errores de conectores con el analizador.	41
3.5.5.1 Puente fijo con Compensación del Conector	41
3.5.5.2 Desviación del Modelo Conector C	42
3.5.5.3 Longitud de Conector.	42

4. EL CABLE COAXIAL.	43
4.1 Estructura.	43
4.2 Tipos de Cable Coaxial. Banda base y Banda ancha.	44
4.3 Conectores BNC.	45
CONVENCIONES	46
BIBLIOGRAFÍA	47

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Analogía de la Energía Óptica y Energía RF.	5
Figura 2. Condición de Máxima Transferencia de Potencia.	6
Figura 3. Línea de Transmisión Terminada con Z_0	7
Figura 4. Línea de Transmisión Terminada en Corto Circuito y Circuito	8
Figura 5. Línea de Transmisión Terminada con 25 Ohm.	9
Figura 6. Parámetros de Transmisión.	10
Figura 7. Parámetros de Reflexión.	11
Figura 8. Carta de Smith.	15
Figura 9. Carta de Smith con el Analizador de Red.	17
Figura 10. Retraso de Grupo.	20
Figura 11. Retraso de Grupo como Función de la Apertura.	22
Figura 12. Retraso de Grupo diferente para Rizo de Fase p-p.	22
Figura 13. Medida de reflexión.	27
Figura 14. Efectos de Acoplamientos.	30
Figura 15. Acoplamientos como función del atenuador.	31
Figura 16. Imperfecciones Periódicas en un Cable.	37
Figura 17. Conexiones y Configuración de Medidas Básicas de SRL.	39
Figura 18. Respuesta SRL sin aplicar Modelo de Conector.	41
Figura 19. Estructura del Cable Coaxial.	43
Figura 20. Conectores BNC.	45
Figura 21. Conector BNC T.	45

FUNDAMENTOS DE DISPOSITIVOS RF Y LINEAS DE TRANSMISION

1. CONCEPTOS FUNDAMENTALES DE RADIOFRECUENCIA.

1.1 Analogía de Ondas de Luz y Energía RF.

Las líneas de transmisión son necesarias para conducir energía RF y microondas de un punto a otro con mínimas pérdidas, estas líneas de transmisión tienen una *impedancia característica*, y la terminación al final de la línea de transmisión debe acoplarse a la *impedancia característica* de la línea para prevenir pérdidas de energía debido a reflexiones. La carta de Smith simplifica el proceso de conversión de datos de reflexión a la impedancia compleja de la terminación.

Los conceptos más fundamentales de análisis de redes de alta frecuencia involucran ondas incidentes, reflejadas y transmitidas viajando a lo largo de líneas de transmisión. Es útil pensar en ondas viajando a lo largo de líneas de transmisión en términos análogos a una onda de luz. Ver Figura 1. Podemos imaginar la luz incidente golpeando algún componente óptico, como un lente transparente. Una parte de la luz es reflejada de la superficie del lente, pero la mayor parte de la luz atraviesa el lente. Si el lente tiene una superficie que refleja, entonces la mayor parte de la luz será reflejada y una pequeña o ninguna cantidad se transmitirá. Este concepto también es válido para señales de RF.

El análisis tiene que ver con las mediciones precisas de la relación de la señal reflejada a la señal incidente, y/o la señal transmitida a la señal incidente. La diferencia en esta discusión es que la frecuencia está en el rango RF, en lugar del rango óptico y el dispositivo bajo prueba (DUT Device Under Test) tiene componentes eléctricos, en vez de ópticos.

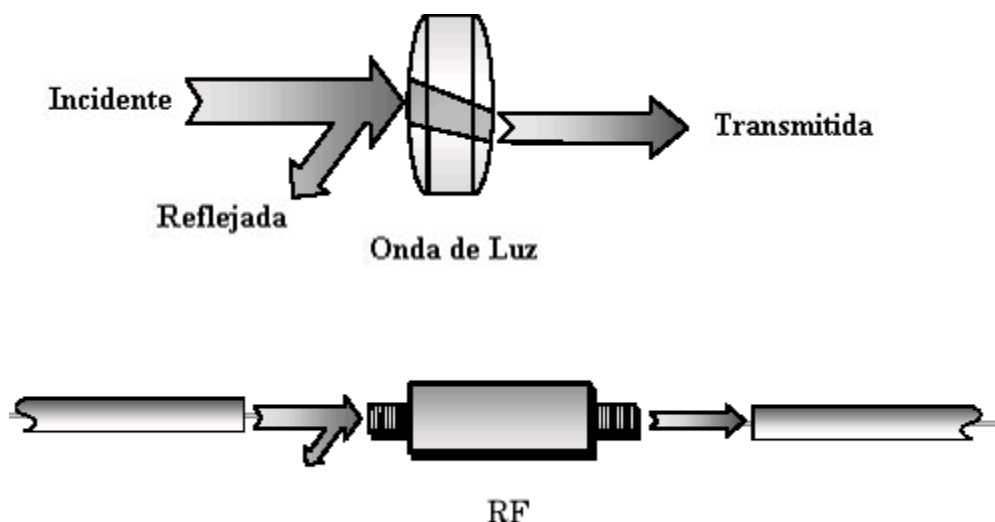


Figura 1. Analogía de la Energía Óptica y Energía RF.

1.2 Fundamentos de Líneas de Transmisión.

La necesidad de una transferencia eficiente de potencia RF es una de las principales razones al usar líneas de transmisión. A frecuencias bajas donde la longitud de onda de las señales son mucho más largas que la longitud de los circuitos conductores, es muy usado un cable para el acarreo de potencia. La corriente bajo el cable viaja fácilmente, y tanto corriente como voltaje son igualmente importantes en las medidas a lo largo del cable.

Sin embargo a altas frecuencias, la longitud de onda de la señal de interés es comparable o muy pequeña que la longitud de los conductores.

La importancia crítica es las pérdidas de la línea de transmisión adquiriendo una impedancia característica; esto es, una línea de longitud infinita parece ser una carga resistiva. La geometría de la línea determina la impedancia. Para situaciones de bajas potencias (cable TV, por ejemplo) la línea de transmisión coaxial es diseñada para una impedancia característica de 75Ω para bajas pérdidas. Para aplicaciones de microonda y RF, donde se encuentran altas potencias, las líneas de transmisión coaxial son diseñadas

para tener impedancia característica de 50Ω , un compromiso entre manejo de potencia máxima (30 Ohm) y pérdidas mínimas.

1.2.1 Eficiencia de Transferencia de Potencia.

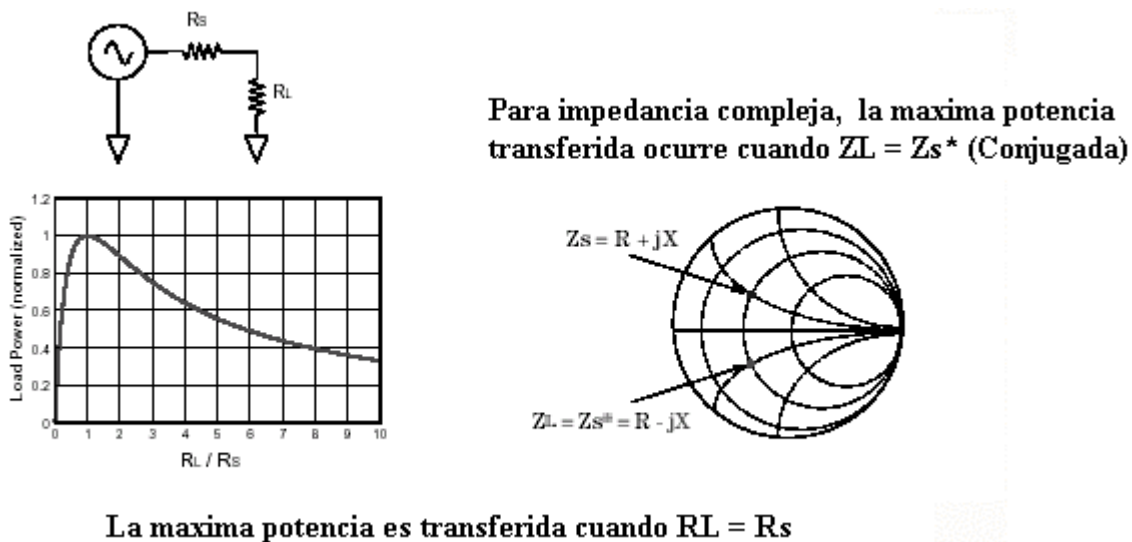


Figura 2. Condición de Máxima Transferencia de Potencia.

Antes de comenzar la discusión de las líneas de transmisión, se analiza la condición para *máxima transferencia de potencia* en la carga, dada una impedancia de fuente R_s . La Figura 2 muestra las condiciones de acoplamiento ($R_L = R_s$) que resultan en la potencia máxima disipada en el resistor de carga. Esta condición es verdadera si el estímulo es una fuente de voltaje DC o una radiofrecuencia sinusoidal.

Para máxima transferencia de energía en una línea de transmisión de una fuente o de una línea de transmisión a la carga (la próxima etapa de un amplificador, una antena, etc.), la impedancia de la fuente y la carga requieren acoplar la impedancia característica de la línea de transmisión. En general, Z_o es la impedancia para entrada y salida de dispositivos y redes.

Cuando la impedancia de la fuente no es resistiva pura, la *máxima transferencia de potencia* ocurre cuando la impedancia de la carga es igual al complejo conjugado de la *impedancia* de la fuente. Esta condición se encuentra invirtiendo el signo de la parte imaginaria de la *impedancia*. Por ejemplo, si $R_s = 0,6 + j0,3$, la conjugada compleja es $R_s^* = 0,6 - j0,3$.

Algunas veces la *impedancia* de la fuente es ajustada para ser la conjugada compleja de la *impedancia* de la carga. Por ejemplo, cuando se va a acoplar una antena, la impedancia de la carga es determinada por las características de la antena. Un diseño logra el mejor resultado cuando el acople de la salida del amplificador de radiofrecuencia esta sobre el rango de la antena, de esta manera, la máxima potencia RF es transmitida a la antena.

1.2.2 Línea de Transmisión terminada con Z_0 .

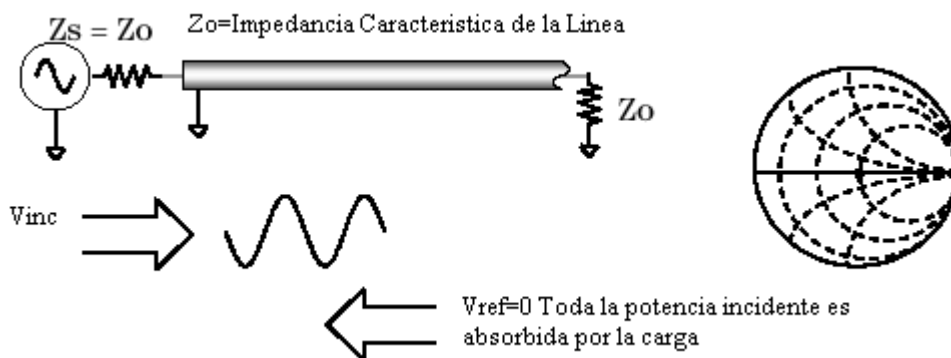


Figura 3. Línea de Transmisión Terminada con Z_0 .

Se analiza en la figura 3 que pasa cuando las líneas de transmisión están terminadas en una impedancia diferente, iniciando con una carga Z_0 . Puesto que una línea de transmisión esta terminada en una impedancia característica resulta una *máxima transferencia de potencia* a la carga, en este caso no hay señal reflejada. Este resultado es igual como si la línea de transmisión es infinitamente larga. Si miramos como la envolvente de la señal RF versus distancia a lo largo de la línea de transmisión, esta requiere ser constante. Esto es porque hay energía fluyendo en una dirección solamente.

1.2.3 Línea de Transmisión terminada en Corto Circuito y Circuito Abierto.

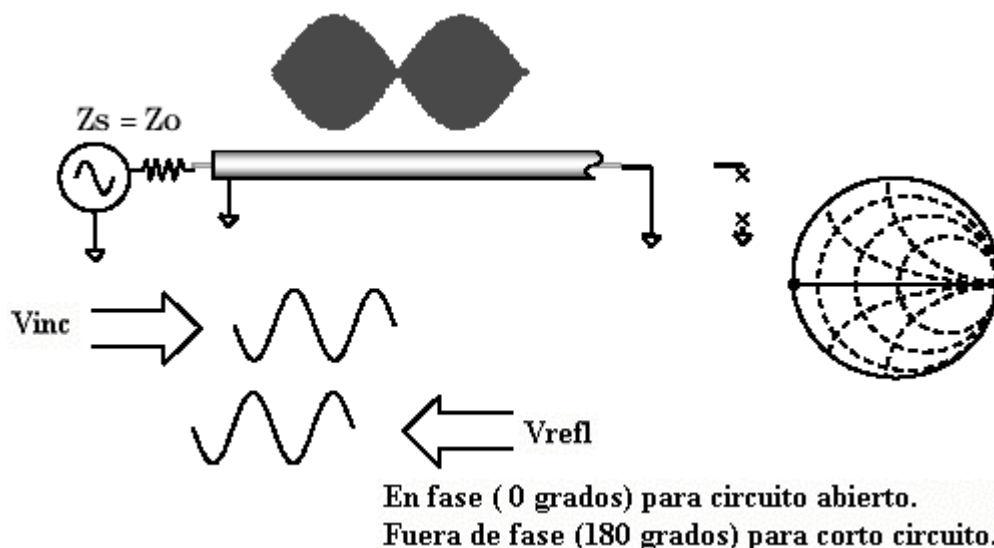


Figura 4. Línea de Transmisión Terminada en Corto Circuito y Circuito

Puesto que los elementos de reactancia pura no pueden disipar alguna potencia, y no hay un sitio para la energía, una onda reflejada se inicia hacia atrás de la línea hacia la fuente (Figura 4). Para que la ley de Ohm sea satisfecha, esta onda reflejada requiere ser igual en magnitud de voltaje a la onda incidente, y estará 180 grados fuera de fase con ésta. Esta satisface la condición que el voltaje total requiere ser igual a cero sobre el plano del Corto. Las ondas de voltaje incidente y reflejado (y la corriente) serán idénticos en magnitud pero viajando en dirección opuesta.

Se analiza a continuación el caso de una línea abierta. Al mismo tiempo, la ley de Ohm dice que un abierto no puede soportar corriente. Sin embargo, la onda de corriente reflejada requiere estar 180 grados fuera de fase con respecto a la onda incidente (la onda de voltaje estará en fase con la onda incidente). Esto garantiza que la corriente en el abierto será cero. Una vez más las ondas reflejadas y corrientes incidentes (y voltajes) serán idénticas en magnitud, pero viajando en direcciones opuestas. Para ambos casos el corto y abierto, un patrón de onda estacionaria se colocará en la línea de transmisión.

Los valles estarán como cero y los picos a dos veces el nivel de voltaje incidente. Los picos y los valles del corto y el abierto cambiaran a lo largo de la línea con respecto a otros, en orden de satisfacer la ley de Ohm descrita anteriormente.

1.2.4 Línea de Transmisión Terminada con 25 Ohm.

Finalmente terminando la línea con un resistor de 25Ω (una impedancia entre la reflexión completa de un circuito abierto o corto y la terminación perfecta de una carga de 50Ω) (Figura 5). Alguna parte, pero no toda la energía incidente será absorbida en la carga, y otra parte será reflejada hacia atrás de la fuente. Se encuentra la onda de voltaje reflejado que tendrá una amplitud de $1/3$ de la onda

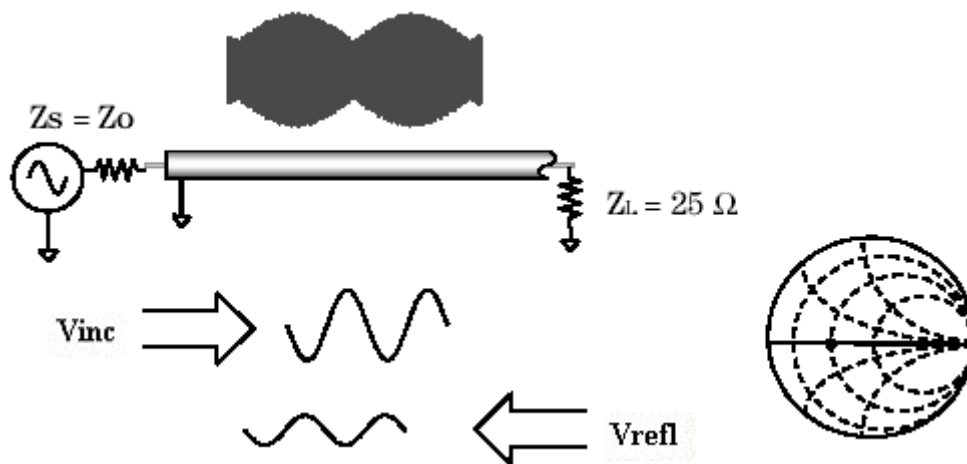


Figura 5. Línea de Transmisión Terminada con 25 Ohm.

incidente, y estas dos ondas estarán fuera de fase en la carga. La relación de fase entre las ondas incidentes y reflejadas cambian como función de la distancia a lo largo de la línea de transmisión de la carga.

2. PARÁMETROS DE DISPOSITIVOS RF Y LINEAS DE TRANSMISIÓN.

2.1 Parámetros de Transmisión.



$$\text{Coeficiente de Transmisión} = T = \frac{V_{\text{transmitido}}}{V_{\text{incidente}}} = \tau \angle \phi$$

$$\text{Perdidas de Inserción (dB)} = -20 \text{ Log} \left| \frac{V_{\text{trans}}}{V_{\text{inc}}} \right| = -20 \text{ Log } \tau$$

$$\text{Ganancia (dB)} = 20 \text{ Log} \left| \frac{V_{\text{trans}}}{V_{\text{inc}}} \right| = 20 \text{ Log } \tau$$

Figura 6. Parámetros de Transmisión.

El *coeficiente de transmisión (T)* se define como el voltaje transmitido dividido por el voltaje incidente. Si la magnitud del voltaje transmitido es mayor que la magnitud del voltaje incidente tenemos *ganancia*, y si la magnitud del voltaje transmitido es menor que la magnitud del voltaje incidente, tenemos *atenuación* o *Perdidas de Inserción*. Cuando las *Pérdidas de Inserción* se expresan en dB, un signo negativo se agrega en la definición a fin de que el valor de pérdida, sea un valor positivo. La parte de la fase del *coeficiente de transmisión* es llamada *fase de inserción*. Figura 6.

Hay más en transmisión que una simple *ganancia* o pérdida. Otras señales varían en el tiempo, ocupan un ancho de banda y son formadas por múltiples componentes. Entonces podría ser importante, conocer que el dispositivo bajo prueba (DUT) altera la composición de la señal y por consiguiente, distorsiona la señal.

2.2 Parámetros de Reflexión.

En la Figura 7 el primer término de ondas reflejadas es el *coeficiente de reflexión* gama (Γ). La parte de magnitud es llamada *coeficiente de reflexión* (ρ). El *coeficiente de reflexión* es la relación del *voltaje de la señal reflejada* al *voltaje de la señal incidente*. Por ejemplo, una línea de transmisión terminada en Z_0 transfiere toda la energía a la carga. Por lo tanto, $V_{ref} = 0$ y $\rho = 0$. Cuando Z_l no es igual a Z_0 , una parte de la energía se refleja y ρ es mayor que cero. Cuando Z_l es igual a un corto o circuito abierto, toda la energía se refleja y $\rho = 1$. El rango de valores posibles para ρ es de 0 a 1.

$$\text{Coeficiente de Reflexión } \Gamma = \frac{V_{\text{reflejado}}}{V_{\text{incidente}}} = \rho \angle \Phi = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0}$$

$$\text{Pérdidas de Retorno} = -20 \text{ Log } (\rho), \quad \rho = |\Gamma|$$

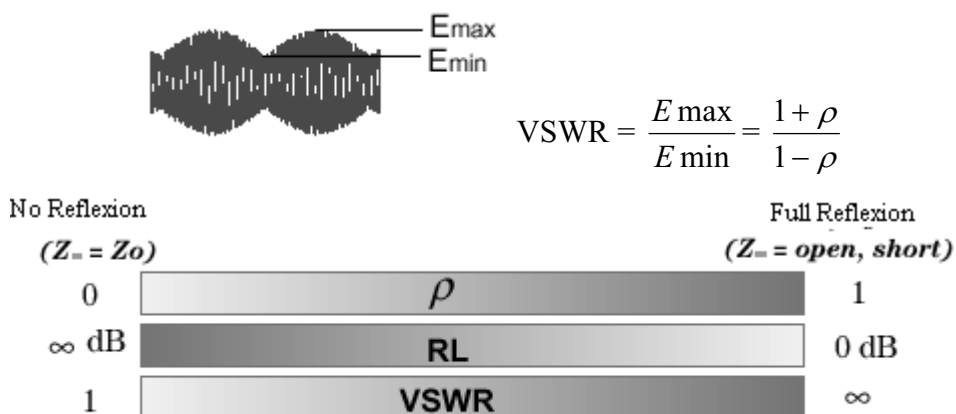


Figura 7. Parámetros de Reflexión.

Es conveniente mostrar la reflexión en formato logarítmico, la segunda forma de dar a conocer la reflexión es por medio de las *Pérdidas de Retorno*. Las *Pérdidas de Retorno* están expresadas en términos de dB y es una cantidad escalar. La definición de *Pérdidas de*

Retorno incluye un signo negativo para que el valor de las *Pérdidas de Retorno* siempre sea un número positivo. (Para mediciones de reflexión en el Analizador de Red con un formato de magnitud logarítmica ignore el signo menos que tiene el resultado en el término de *Pérdidas de Retorno*). Las *Pérdidas de Retorno* pueden parecer como el número de (dB) que la señal reflejada está por debajo de la señal incidente. Las *Pérdidas de Retorno* varían entre infinito para una impedancia Z_0 y 0 dB para circuito abierto o corto.

Dos ondas viajando en direcciones opuestas en el mismo medio producen una onda estacionaria. Esta condición puede ser medida en términos del voltaje de la *relación de onda estacionaria* (VSWR para corto). Y se define como el máximo valor de la envolvente RF, sobre el valor mínimo de la envolvente. Este valor puede calcularse como: (Ecuación 1)

$$SWR = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (\text{Ecuación 1})$$

VSWR puede tomar valores entre 1 e ∞ .

3. CONCEPTOS TEÓRICOS.

3.1 La Carta de Smith.

Las soluciones matemáticas para las *impedancias* de la línea de transmisión son laboriosas. Por lo tanto, es una práctica común utilizar cartas o diagramas para resolver, en forma gráfica, los problemas de *impedancia* de la línea de transmisión.

Se dispone de varios diagramas en donde se presentan, en forma gráfica las propiedades de las líneas de transmisión. Sin embargo, las representaciones gráficas más útiles son aquellas que dan las relaciones de *impedancias* que existen a lo largo de una línea de transmisión, sin pérdidas, para condiciones de carga variables. La Carta de Smith es la

representación más utilizada para líneas de transmisión. La Carta de Smith es un tipo especial de sistema de coordenadas de *impedancia*, que describe la relación entre la *impedancia*, en cualquier punto, a lo largo de una línea de transmisión uniforme y la *impedancia* en cualquier otro punto de la línea.

Se llama así por P.H.Smith de la Bell Telephone Laboratories, quien publicó una de las primeras descripciones de la gráfica y la describieron, originalmente, en un artículo titulado “*Transmission Line Calculator*” (*Electronics*, enero 1939). La Carta de Smith se dibuja en el plano del *coeficiente de reflexión* de voltaje o plano- ρ , es decir, sobre las coordenadas polares lineales de $\rho = |\rho| e^{j\theta}$, donde ρ es un *coeficiente de reflexión* de voltaje general, en cualquier punto de la línea de transmisión. Naturalmente, la carta se puede también considerar dibujada sobre coordenadas rectangulares de las componentes real o imaginaria de ρ . Esta carta se basa en dos conjuntos de círculos ortogonales. Un conjunto representa la razón de la componente resistiva de la *impedancia* de la línea (R), con relación a la *impedancia característica* de la línea (Z_0), que para una línea sin pérdidas es totalmente resistiva. El segundo conjunto de círculos representa la razón de la componente reactiva de la *impedancia* de la línea ($\pm jX$), con relación a la *impedancia característica* de la línea (Z_0).

Todos los círculos y arcos dentro de la Carta de Smith representan coordenadas para la lectura del valor correspondiente de Z . Todas las *impedancias* de la carta son en realidad *impedancias* normalizadas Z_n que se relacionan con las *impedancias* reales Z por medio de la relación: (Ecuación 2)

$$Z_n = \frac{Z}{Z_0} = R_n + jX_n \quad (\text{Ecuación 2})$$

En donde Z_0 es la *impedancia característica* de la línea de transmisión utilizada para definir el *coeficiente de reflexión* (ρ). La Carta de Smith es una solución gráfica de las ecuaciones (3) y (4) y se utiliza para realizar transformaciones en ambos sentidos entre el *coeficiente de reflexión* ρ y la *impedancia* Z .

$$\rho = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (\text{Ecuación 3})$$

$$Z = Z_0 \left(\frac{1 + \rho}{1 - \rho} \right) \quad (\text{Ecuación 4})$$

donde ρ : *coeficiente de reflexión*. ($0 \leq \rho < 1$)

Z : *Impedancia de carga*.

Z_0 : *Impedancia característica*.

La Carta de Smith puede ser usada en diferentes formas para el cálculo de *impedancia*. Es particularmente usada para adaptar *impedancias* con líneas de transmisión. La información básica de la Carta de Smith se muestra en la siguiente pagina (Figura 8).

El eje horizontal.

Esta escala logarítmica inicia con cero en la izquierda y tiene 1.0 en el centro de la carta y 100 al extremo derecho. El eje horizontal es el equivalente de la componente resistiva o de la componente de conductancia, el inverso de resistencia, para una notación de *impedancia* compleja. Trabajando en líneas de transmisión los números a la derecha del centro son usados para indicar VSWR, y el eje es sin embargo llamado eje VSWR. Cuando se trabaja adaptando *impedancias* ordinarias, el VSWR esta en rangos de 1.2 a 3 o máximo 4.0 El eje horizontal es la parte real de la *impedancia* (la resistencia). El centro del eje horizontal siempre representa la *impedancia* del sistema (50 o 75 ohmios).

Carta de Smith

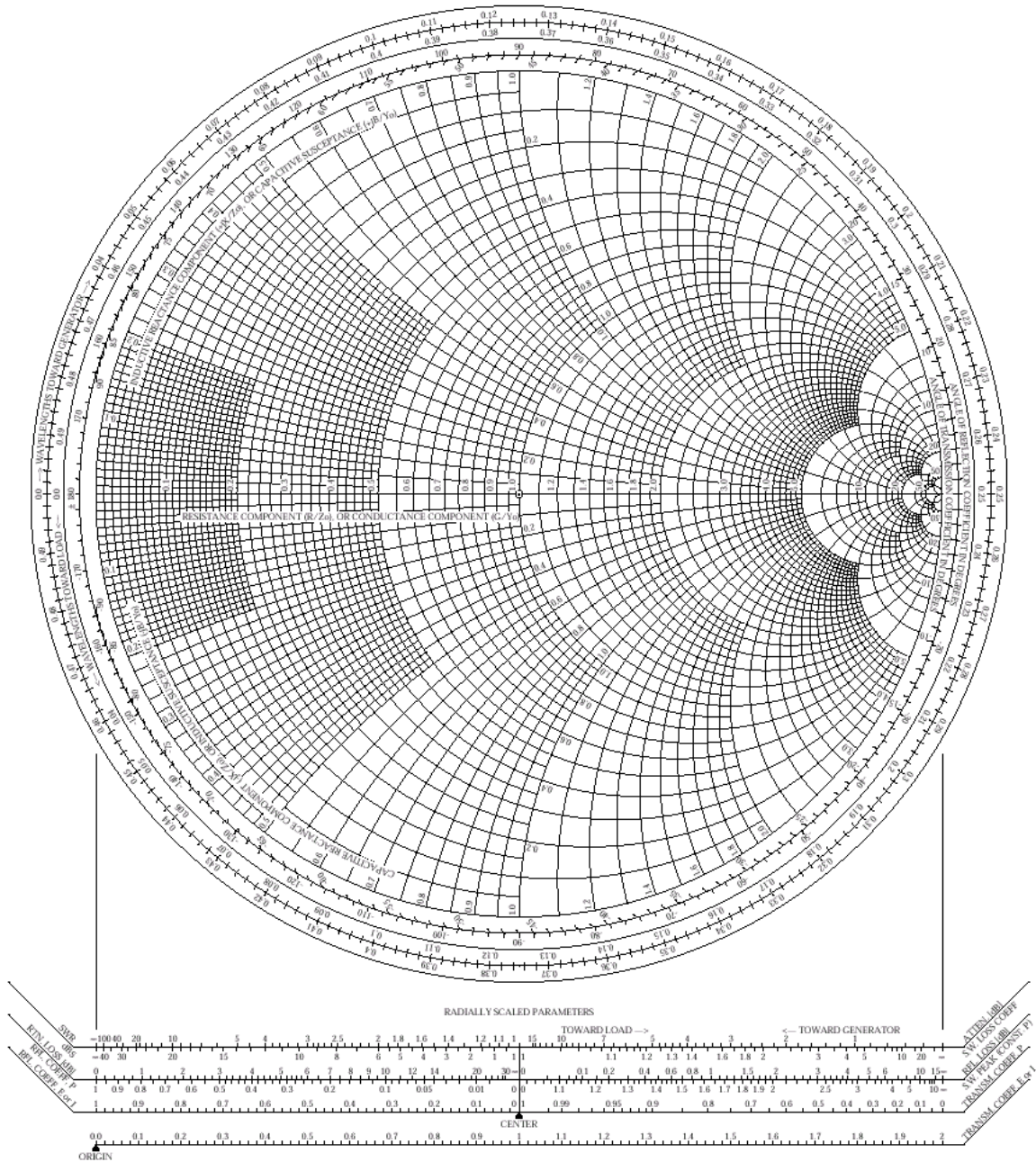


Figura 8. Carta de Smith

El círculo que intercepta el eje horizontal siempre representa la *resistencia* constante.

La mitad hacia arriba de la carta de Smith es el área donde la componente reactiva es positiva y es inductiva. La mitad hacia abajo del área donde la componente reactiva es negativa y ésta es capacitiva.

Curvas.

Las curvas de la Carta de Smith consisten de dos grupos. Un grupo la *resistencia constante* o círculos de *conductancia*, son todos tangentes al círculo principal del extremo derecho de la resistencia o eje VSWR. El segundo grupo de curvas representa la *reactancia constante* o círculos de *suceptancia* y son tangentes a la *resistencia* o eje VSWR, así mismo al extremo derecho. La *impedancia* actual esta siempre compuesta de *resistencia* y *reactancia*. La *admitancia*, la inversa de *impedancia*, es compuesta de *conductancia* y *suceptancia*.

Escala externa.

La escala sobre el perímetro externo de la Carta de Smith indica “longitud de onda hacia el generador” y muestra la distancia en longitudes de onda, λ , con respecto a la carga. Un *coeficiente de reflexión* particular o VSWR provee el máximo y mínimo de la onda en la línea, y la escala externa indica la distancia de este máximo o mínimo de la carga.

Escala intermedia.

Esta escala de “longitudes de onda hacia la carga”, es complementaria a la escala externa y leída en la misma forma, en longitudes de onda λ .

Escala interna.

La tercera escala a lo largo del perímetro indica el ángulo de fase de la reflexión en un

punto particular a lo largo de la línea de transmisión.

La Carta de Smith con el Analizador de Red.

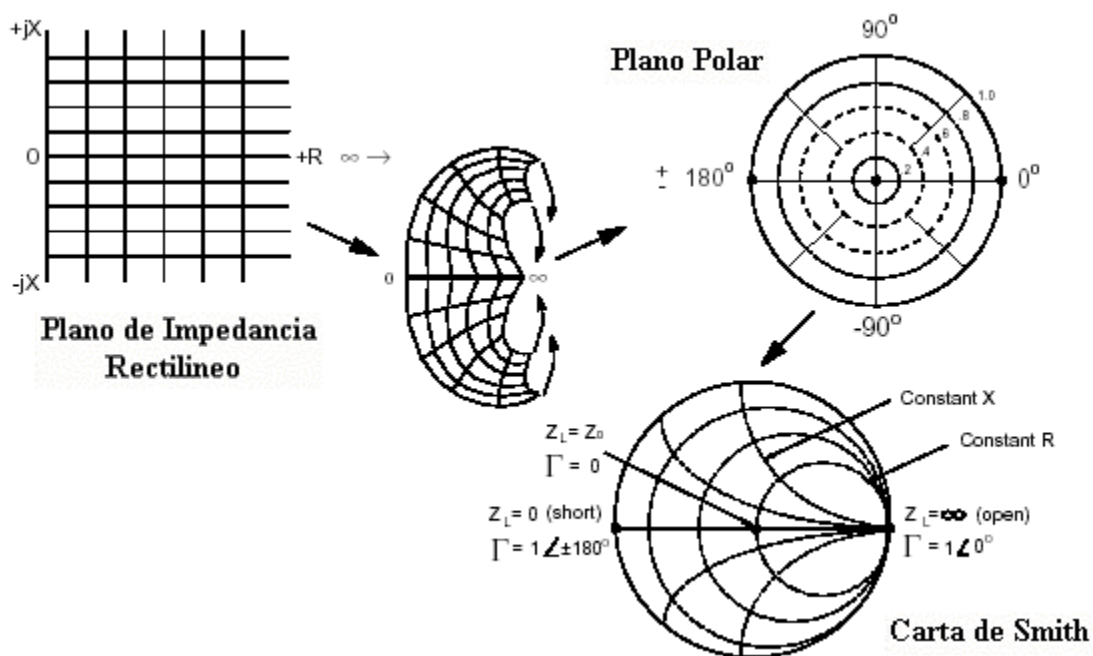


Figura 9. Carta de Smith con el Analizador de Red.

El Analizador de Red calcula el *coeficiente de reflexión complejo*. Sin embargo, típicamente se quiere conocer la *impedancia* del dispositivo bajo prueba. Se conoce que la impedancia esta relacionada con el *coeficiente de reflexión*, pudiendo matemáticamente encontrar la *impedancia*. A través de calculadoras programables y computadores resulta un trabajo pesado realizar los cálculos matemáticos, un número simple no siempre da una grafica completa. En resumen, la impedancia ciertamente cambia con la frecuencia y casi siempre se termina con una tabla de datos difícil de interpretar. El Analizador de Red facilita todas estas tareas mediante el uso de la Carta de Smith y realiza los cálculos de una manera rápida y confiable.

Un simple método gráfico es proporcionado por el Analizador de Red. Primero se analiza el *coeficiente de reflexión*. Para resistencia positiva, la magnitud absoluta de ρ varía de cero (carga perfecta) a uno (reflexión completa) en algún ángulo. Se tiene un círculo unitario, el plano polar mostrado en la (Figura 9). Un abierto requiere $1 \angle 0^\circ$; un corto $1 \angle 180^\circ$; una carga perfecta, en el centro.

Resulta difícil dibujar la gráfica en un plano de impedancia rectilíneo. Primero porque el plano rectilíneo no tiene valores infinitos. Segundo, los círculos de *coeficiente de reflexión* constante son concéntricos en el plano polar, pero no en el plano rectilíneo, haciendo difícil la estimación de estados de impedancias diferentes. Finalmente, los ángulos de fase del plano rectilíneo son difíciles de ubicar puesto que en el plano polar resultan arcos con puntos bien definidos como: $\rho \angle \theta$.

En 1930 Philip H. Smith dibujó el plano de impedancia sobre el plano polar, creando la carta que lleva su nombre, Carta de Smith. Desde entonces, la unidad a 0° en el plano polar representa una impedancia infinita, ambas *reactancias* infinitas con cantidades positivas y negativas se colocan en este plano. La *impedancia* Z_0 se dibuja exactamente en el centro de la carta.

En la Carta de Smith se puede tomar el valor de ρ del Analizador de Red y dibujar un círculo sobre la Carta de Smith. Es posible encontrar el ángulo en el Analizador de Red y encontrar el radio sobre la carta. Finalmente se lee la impedancia como el punto de intersección del círculo y radio. En general la Carta de Smith está normalizada a Z_0 ; esto es, los valores de *impedancia* son divididos por Z_0 . La carta es independiente de la *impedancia característica* del sistema en cuestión. Valores de impedancia actual son derivados, pero multiplicando el valor indicado por Z_0 . Por ejemplo, en sistema de 50Ω , un valor normalizado de $0.3 - j0.15$ se convierte en $15 - j7.5$ Ohms; en un sistema de 75Ω , $22.5 - j11.25$ Ohms.

La Relación de Ondas Estacionarias (SWR).

La onda incidente y reflejada de una línea de transmisión forman un patrón de interferencia, la razón de dichas ondas es la *Relación de Onda Estacionaria*, que a veces se denomina *razón de voltajes de onda estacionaria* (VSWR). Es una medición del grado de desadaptación entre *impedancias* que se acoplan, dando lugar a la formación de una onda estacionaria, resultado de la superposición entre la onda que incide y la onda que se refleja.

La magnitud de la SWR se puede determinar según la relación (5) en función del *coeficiente de reflexión* de voltaje ρ_v , o mediante la relación (6) en función de la relación de voltajes máximo y mínimo de la misma SWR.

$$ROE = \left(\frac{1 + \rho}{1 - \rho} \right) \quad \text{(Ecuación 5)}$$

$$ROE = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} \quad \text{(Ecuación 6)}$$

Se tiene que $1 \leq SWR \leq \infty$, cuando $SWR = 1$ significa que no existe onda reflejada y por lo tanto no hay ondas estacionarias, entonces la adaptación entre *impedancias* es buena. Si por el contrario el extremo de la línea de transmisión se encuentra circuito abierto o en cortocircuito, la SWR se hará infinita presentándose la máxima desadaptación.

3.2 Retraso de Grupo.

El *retraso de grupo* es una medida del tiempo de tránsito de las señales a través de un dispositivo. Clásicamente se define como la derivada negativa de la fase Vs la frecuencia. Medidas de *Retraso de Grupo* relativas se pueden hacer con la misma configuración que presenta para medidas de fase relativas.

3.2.1 Parámetros Importantes del Retraso de Grupo.

El resultado de una medida de *Retraso de Grupo* depende de muchos factores incluyendo apertura, promedio y ancho de banda IF. La derivada negativa de fase vs frecuencia no puede determinarse porque algunas medidas realizadas con el Analizador de Red son discretas, con un punto de fase por punto de frecuencia, de manera que no se puede tomar la derivada por que no es una función continua.

En lugar de eso se calcula la pendiente de la fase sobre el rango de frecuencia. Se usa los valores de los dos puntos de frecuencia a cada lado de la frecuencia de interés y calcula la correspondiente pendiente de fase. Como se ilustra en la Figura 10, este método puede producir un resultado que es diferente a la derivada verdadera de la fase.

El número de puntos de frecuencia sobre los cuales la pendiente se calcula es la *apertura*. Por defecto la *apertura* es la diferencia más pequeña entre los dos puntos de frecuencia. La *apertura* puede ser ajustada mediante el control “smoothing aperture” para usar un extenso rango de frecuencia para calcular la pendiente de fase. La máxima apertura esta limitada al 20% de la *frecuencia Span* de la medida.

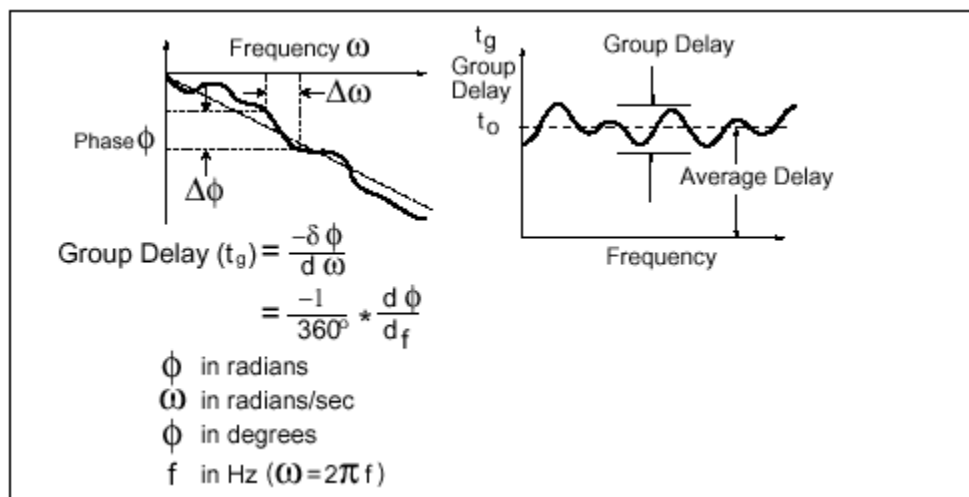


Figura 10. Retraso de Grupo.

$$Apertura = \frac{Frecuencia\ Span}{(Numero\ de\ puntos - 1)} \quad (\text{Ecuación 7})$$

La *apertura* determina la información que es transferida de una respuesta a otra. Cualquier efecto en la respuesta de fase lleva directamente a la respuesta de *retraso de grupo*. Por ejemplo el ruido en la respuesta de fase se traslada directamente al ruido en la respuesta de *Retraso de Grupo*. (Ecuación 7)

Ejemplo, si se coloca una *apertura* angosta, el ruido en la respuesta de fase se hace más significativo, haciendo ruidosa la respuesta de *Retraso de Grupo*. Al mismo tiempo, una *apertura* angosta permite ver variaciones en la respuesta de *Retraso de Grupo*, la cual podría fallar de otra manera. Pero si se incrementa mucho la “Smoothing Aperture”, se comienza a perder resolución y los picos de inicio desaparecen. La Figura 11 ilustra la transacción entre la resolución y el ruido como función de la *apertura* probable.

Si desea un cambio entre resolución y ruido, puede realizar un balance para cambiar algo de velocidad de medida. Usando un promedio o ancho de banda IF estrecho resulta en una disminución de la velocidad de la medida sin degradar la resolución o ruido.

El suavizador de *apertura* debería siempre especificarse para una medida de *Retraso de Grupo*. Una medida de *Retraso de Grupo* es únicamente válida si se especifica la *apertura*. La Figura 11 ilustra como se dan respuestas de *Retraso de Grupo* dramáticamente diferentes, dependiendo del suavizador de *apertura* seleccionado. Siempre se especifica el suavizador de *apertura* cuando se hacen medidas de *Retraso de Grupo*.

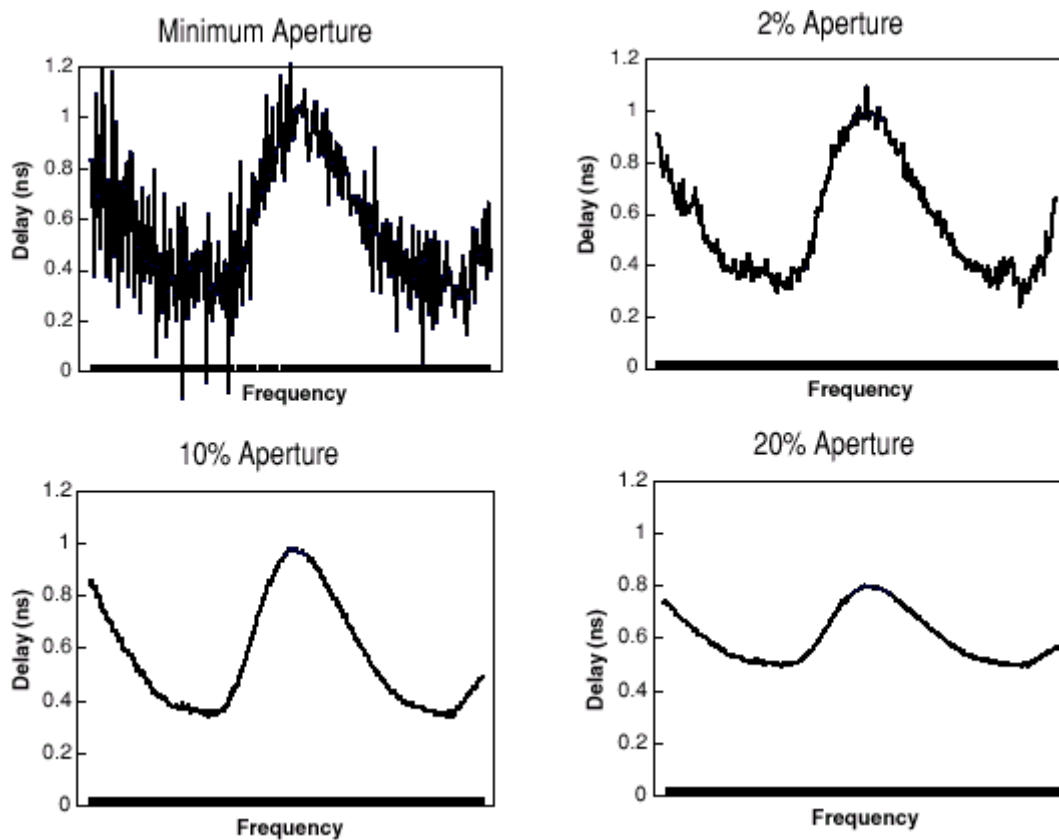


Figura 11. Retraso de Grupo como Función de la Apertura.

3.2.2 Importancia de la Medida de Retraso de Grupo.

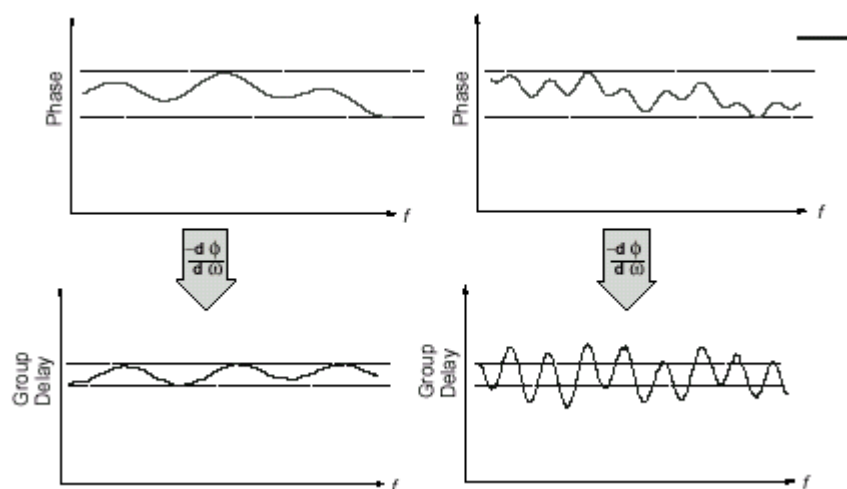


Figura 12. Retraso de Grupo diferente para Rizo de Fase p-p.

La medición de las desviaciones de *fase lineal* y *Retraso de Grupo* son medidas comunes con el Analizador de Red. Dependiendo del dispositivo, ambas medidas son importantes. Especificando un valor pico-pico máximo de rizado de fase no es suficiente para caracterizar completamente un dispositivo RF, puesto que la pendiente del rizo de fase depende del número de rizos ocurridos por unidad de frecuencia. El *Retraso de Grupo* se toma en cuenta puesto que es la respuesta de fase diferenciada. El *Retraso de Grupo* es a menudo, mas fácilmente interpretado como indicación de *distorsión de fase*.

Como se indica en la Figura 12 estos valores iguales de rizo de fase pico-pico pueden resultar en diferencias sustanciales de respuesta de *Retraso de Grupo*. La respuesta a la derecha con una variación de *Retraso de Grupo* amplio causará una distorsión de señal.

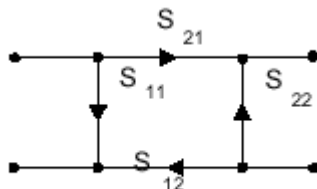
3.3 Magnitud y Fase con el Analizador de Red.

En muchas ocasiones solamente medidas de magnitud son suficientes. Por ejemplo, la *ganancia* simple de un amplificador o la banda de rechazo de un filtro son los únicos datos requeridos. Sin embargo, hay ciertas situaciones en las cuales la *fase* es un elemento crítico de los datos.

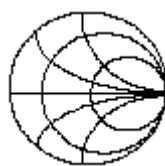
La caracterización completa de dispositivos de redes involucra medidas de *fase* como también de magnitud. La *impedancia compleja* requiere conocerse para una conexión apropiada. Modelos para simulaciones de circuitos requieren datos complejos. La caracterización en el dominio del tiempo requiere información de magnitud y *fase* para realizar la transformada inversa de Fourier. Finalmente para mejorar la precisión de medidas es necesaria una corrección de error.

La caracterización completa de dispositivos de redes implica los siguientes pasos:

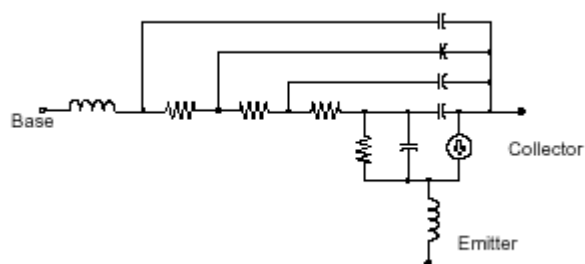
1. Caracterización completa de la red lineal.



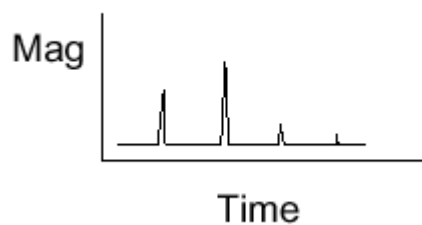
2. Impedancia compleja necesaria para diseñar acoplamiento de circuitos.



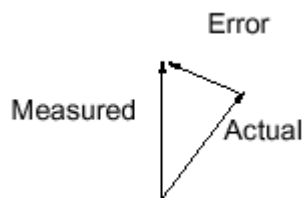
3. Necesidad de valores complejos para el modelamiento de dispositivos.



4. Caracterización en el dominio del tiempo.



5. Vector para mejorar la precisión.



3.4 Teoría de un Mezclador de Banda Ancha.

3.4.1 La Señal de Frecuencia Intermedia IF

Cuando un sistema de comunicación recibe una señal usando un receptor superheterodino, la información es convertida a una frecuencia apropiada llamada *frecuencia intermedia*. Los componentes de la sección IF del receptor normalmente proporcionan la mayor *ganancia* y selectividad de frecuencia del sistema de comunicación. El uso de una IF fija permite un diseño óptimo para perfeccionar el filtrado de IF y la amplificación para llevar a cabo un alto rendimiento del sistema. Las frecuencias IF típicas para radios de FM son 10.7 y 21.4 MHz, los receptores del radar tienen 30 y 70 MHz y receptores del satélite 70 y 140 MHz. Las principales aplicaciones de los mezcladores RF se encuentran en los transmisores y receptores de sistemas de comunicaciones, se encuentran especialmente en los circuitos que manejan radiofrecuencia y traslación de frecuencia.

3.4.2 Medida de Reflexión

Los mezcladores son dispositivos de tres puertos, y la reflexión de cualquier puerto depende de las condiciones de los otros dos puertos. Al medir reflexión sobre un dispositivo de tres puertos, es importante terminar los puertos que no están siendo medidos con una impedancia típica del sistema actual. Comúnmente las impedancias usadas son cargas de 50 y 75 Ω .

3.4.2.1 Pérdidas de Retorno en un Mezclador RF

3.4.2.1.1 Perdidas de retorno del puerto RF

Se hacen medidas de VSWR bajo las mismas condiciones dinámicas que el mezclador encontraría en la práctica. Primero, consideremos las medidas de *Perdidas de Retorno* del puerto RF. Una señal LO se aplica a su puerto y sin usar el puerto IF se termina en una carga de 50Ω . El Analizador de Red proporciona un nivel de la entrada que corresponde al funcionamiento del mezclador en su parte lineal, toda la potencia de RF se refleja hacia atrás.

3.4.2.1.2 Perdidas de retorno del puerto IF

El VSWR del puerto IF es medido en una forma similar. En este caso, el puerto de RF está terminado en una carga de 50Ω . Los mezcladores de banda ancha deben exhibir características diferentes de VSWR a distintas frecuencias. Los factores que causan esto incluyen circuitos de resonancias y cambios en impedancias del diodo, así como los cambios de nivel de potencia LO. También es importante saber que la *impedancia de entrada* de los puertos del mezclador depende de la carga, aunque ellos están aislados unos de otros. A frecuencias altas, este efecto es más notable dado que el aislamiento tiende a caer debido a los aumentos de frecuencia.

3.4.2.1.3 Pérdidas de retorno del puerto RF usando el filtro y la carga.

La medida de *Perdidas de Retorno* del puerto RF del mezclador, se realiza terminando el puerto IF con una carga normalmente de 50 o 75Ω , pero la *impedancia característica* podría ser más compleja si el puerto IF tuviera conectado un filtro RF que ocasionaría efectos en la medida.

Si el puerto IF del mezclador esta directamente conectado a un filtro RF, entonces este

filtro, debe usarse al medir reflexión en el puerto RF. En este caso, puede ser necesario desconectar el puerto IF del mezclador de prueba y conectar la carga de impedancia apropiada si no se desea afectar la actual medida.

3.4.2.1.4 Efecto del filtro en la medida de pérdidas de retorno del puerto RF.

La Figura 13 muestra diferentes resultados obtenidos de VSWR en el puerto RF con una carga en la terminación IF que se usara en la actual medida y un filtro RF.

El trazo más bajo es medido con el puerto IF terminado con 50 Ω de carga. El trazo superior es terminado con un filtro y una carga de 50 Ω . El efecto del acoplamiento entre el mezclador y el filtro es realmente claro. Normalmente, el acoplamiento es malo y típicamente muy pobre. Esto es muy común en el ambiente donde opera un mezclador.

Al probar los puertos RF o IF, la señal de LO debe aplicarse al nivel de potencia que se usará en la medida actual. La impedancia de los diodos del mezclador es una función del nivel de LO, la reflexión sobre los otros puertos también será función de nivel de LO.

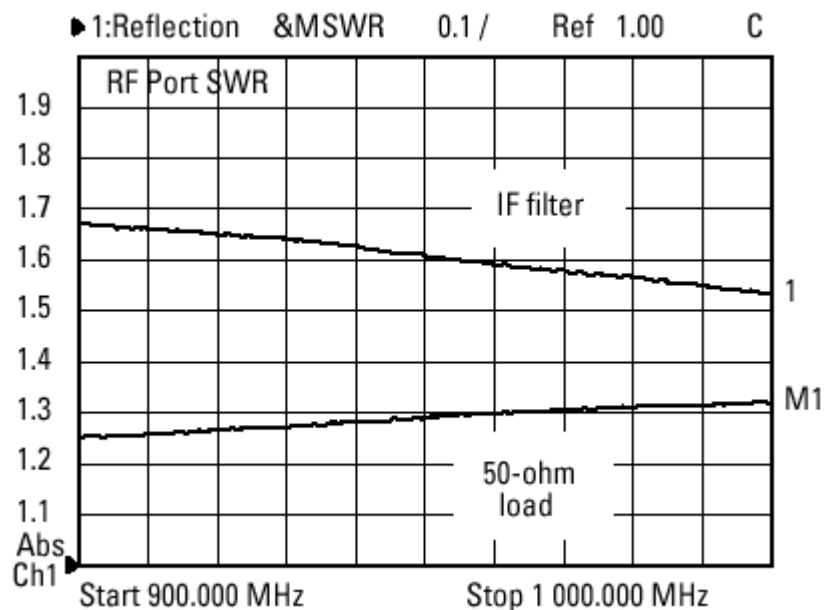


Figura 13. Medida de reflexión.

3.4.2.2 Calibración en la medida de un mezclador

En la práctica, la calibración del mezclador debe tener un amplio ancho de banda mayor que el mezclador bajo prueba, asegurando así cualquier mal acoplamiento o efectos de *Pérdida de Conversión* medidos fuera de la calibración. El modo de banda ancha normalmente suaviza la respuesta de frecuencia. El mezclador debe terminarse con atenuadores de alta calidad que tengan buenas *Pérdidas de Retorno* sobre el rango completo de LO. Para la calibración hay que tener en cuenta lo siguiente:

3.4.2.2.1 Respuesta de frecuencia del mezclador.

La calibración del mezclador debe tener una respuesta de frecuencia ancha para todos los puertos, RF, IF y el puerto LO. Es sobre todo importante que no haya discontinuidades sostenidas o variaciones en la respuesta de frecuencia de la calibración del mezclador, esto puede indicar pobres condiciones del acoplamiento que pueden causar errores durante las calibraciones. Finalmente, la respuesta del mezclador no debe ser sensible al nivel de LO, con tal de que un nivel suficiente de LO este presente.

3.4.2.2.2 Perdidas de retorno del mezclador.

La calibración del mezclador debe tener buenos acoplamientos (*Pérdida de Retorno* bajas) en los puertos RF e IF. Los acoplamientos entre estos puertos y el instrumento de prueba es la mayor fuente de error en la medida de respuesta del mezclador. En la mayoría de los casos, el mezclador debe tener bien emparejadas las terminaciones del atenuador en los puertos RF e IF. Las *Pérdidas de Retorno* del puerto de LO no son importantes, pero si la fuente LO no esta bien conectada, este mal acoplamiento puede causar variaciones en el nivel manejado de LO, qué puede afectar la respuesta del mezclador.

3.4.2.2.3. Aislamiento.

La calibración del mezclador requiere tener buen aislamiento, porque las fugas entre los puertos RF a IF y el LO a IF podrían causar “señales espurias” en la respuesta del sistema. Usando las propiedades de filtrado en el sistema de prueba, se reducirán los efectos de las señales espurias en la prueba final del sistema, pero las señales de fuga podrían reflejarse hacia atrás sobre el puerto LO y los puertos de salida del mezclador pudiendo causar un rizo en la respuesta de calibración.

3.4.2.3 Consideraciones de medida

Para varios tipos de Analizadores de Red, existen dos errores principales como el mal acoplamiento de los puertos (mismatches) y la respuesta de frecuencia.

Errores de acoplamiento.

Errores de malos acoplamientos resultan cuando hay una conexión entre dos puertos que tenga impedancias diferentes. Normalmente, el comportamiento de un dispositivo se caracteriza dentro de un entorno de impedancia Z_0 , típicamente de 50 o 75 Ω .

Aunque los puertos de prueba de un Analizador de Red se diseñan para que tengan una impedancia Z_0 perfecta, ellos no la tienen. La fuente imperfecta y el receptor del puerto del Analizador de Red crean errores en la fase de calibración. Por consiguiente, incluso antes de que un dispositivo de prueba (DUT) sea conectado, algunos errores se han creado en la fase de calibración (vea Figura 14). Una vez el DUT es conectado, la medida total es igual a la suma de los errores de calibración más los errores de medida.

Una vez el DUT se conecta, la interacción entre los puertos del DUT y los puertos del Analizador de Red causan errores de acoplamiento. Como muestra la Figura 14, los efectos de malos acoplamientos generan tres señales de error de primer-orden. El primero es la interacción entre el puerto de la fuente de Analizador de Red y el puerto de la entrada del

DUT. El segundo es entre el puerto del receptor del Analizador de Red y el puerto de salida del DUT. El tercero está entre el puerto de la fuente del Analizador de Red y el puerto receptor.

Para una medida de FTD, esta tercera interacción es normalmente despreciable porque la *Pérdida de Conversión* y el aislamiento del FTD atenuarán las señales reflejadas. Como la translación de frecuencia evita corrección de error de dos puertos, los atenuadores pueden ser usados para mejorar el acoplamiento del puerto.

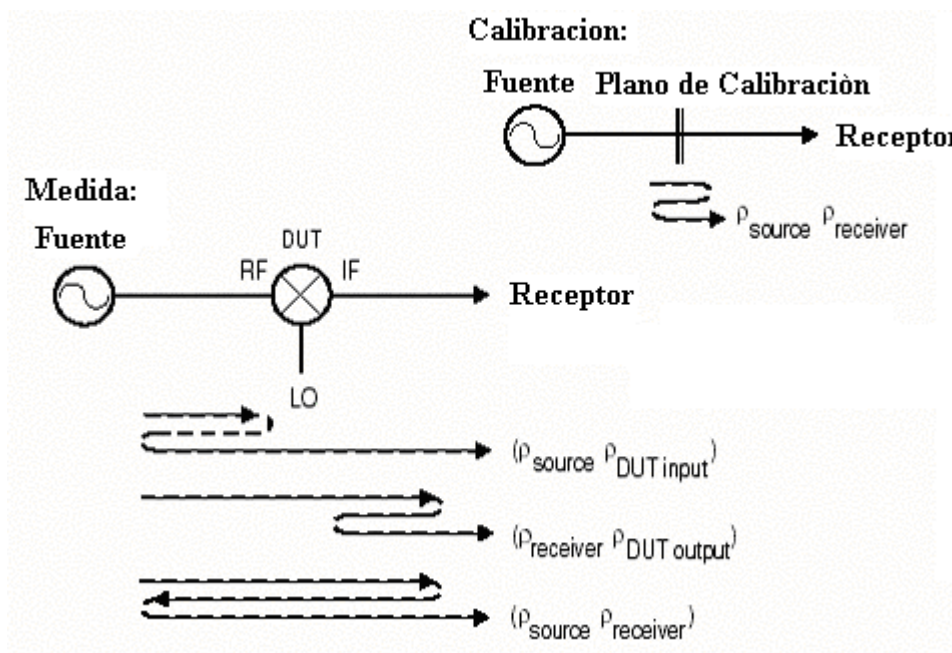


Figura 14. Efectos de Acoplamientos.

Agregando un atenuador de alta calidad a un puerto, el acoplamiento del puerto es mejorado de forma eficaz, aproximadamente a dos veces el valor de la atenuación.

Un atenuador de alta calidad tiene alrededor 32 dB de acoplamiento del puerto. El acoplamiento eficaz es una función de la calidad del atenuador, así como su atenuación, como muestra la Figura 15.

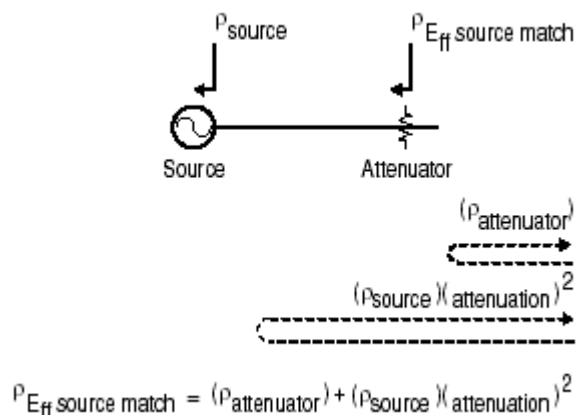


Figura 15. Acoplamientos como función del atenuador.

Sin embargo una excesiva atenuación no es deseable, porque disminuirá el rango dinámico del sistema de medida.

3.5 Teoría de Mediciones de Impedancia de un Cable y Perdidas de Retorno Estructurales SRL.

3.5.1 Impedancia del cable

La *impedancia* de un cable es definida como la relación del voltaje a la corriente de una señal viajando en una dirección bajo un cable. En un cable coaxial el valor de la *impedancia* dependerá de la relación del diámetro interior y exterior del conductor, y de la constante dieléctrica del material entre el conductor externo e interno. La *impedancia* del cable también será afectada por los cambios de conductividad. Estos cambios son consecuencia natural de corrientes RF que fluyen cerca de la superficie del conductor. Este efecto es conocido como el “Efecto Skin”. Además, la construcción del cable puede cambiar a través de la longitud del cable, con diferentes espesores en el conductor, material dieléctrico y cambios del diámetro externo del conductor, debido a las limitaciones en la fabricación. De este modo la *impedancia* del cable puede variar a través de la longitud del cable.

La magnitud a la cual las imperfecciones de fabricación degradan el rendimiento del cable es caracterizada por una especificación llamada *Perdidas de Retorno Estructural* (SRL). SRL es la relación de la señal incidente a la señal reflejada en un cable. Esta definición implica un conocimiento de la señal incidente y reflejada. En la práctica, la SRL es definida aproximadamente como el *coeficiente de reflexión* del cable referenciado a la *impedancia* del cable. La reflexión se presenta a la entrada del cable, lo cual contribuye a la SRL, es la suma de todas las pequeñas reflexiones a través de la longitud del cable. En términos de la impedancia del cable, la SRL puede definirse matemáticamente como: (Ecuación 8)

$$Z_{SRL} = \frac{Z_{IN}(\omega) - Z_{CABLE}}{Z_{IN}(\omega) + Z_{CABLE}} \quad \text{(Ecuación 8)}$$

Donde Z_{in} es la *impedancia* vista a la entrada del cable, y Z_{cable} es la *impedancia nominal* del cable.

La *impedancia* del Cable es una especificación que se define únicamente en un punto discreto a lo largo del cable, y a una frecuencia discreta. Sin embargo, cuando se refiere comúnmente, a la *impedancia* del cable es algún promedio de la impedancia sobre la frecuencia de interés. Las *Pérdidas Estructurales de Retorno*, de otra manera es el resultado acumulativo de reflexiones a lo largo del cable vista a partir de la entrada del cable. Las definiciones antes dichas necesitan ser expresadas en forma más rigurosa con el propósito de aplicar una medida metodológica.

3.5.2 Definiendo impedancia del cable

Los siguientes son tres métodos comunes para definir la impedancia de un cable. Aunque los tres métodos pueden ser usados comúnmente en su fabricación, el Analizador de Red usa el tercer método (normalización Z-promedio) para definir la impedancia del cable.

Método 1.

Una definición de *impedancia* del cable, es la impedancia que resulta del mínimo valor medido por las reflexiones SRL encima de la frecuencia de interés. Esto es equivalente a medir un cable con un puente de *Pérdida de Retorno*, que puede variar su *impedancia* de referencia. El valor de *impedancia* de referencia que produce reflexión mínima, es la *impedancia* del cable.

Matemáticamente, esto es equivalente a encontrar una *impedancia* del cable tal como: (Ecuación 9)

$$\frac{\partial[\rho(\omega, Z_{CABLE})]}{\partial(Z_{CABLE})} = 0 \quad (\text{Ecuación 9})$$

Donde ρ es el *coeficiente de reflexión*. Así, la impedancia del cable y SRL están algo interrelacionados: el valor de SRL depende de la *impedancia* del cable, y la *impedancia* del cable se escoge proporcionar un mínimo valor de SRL.

Método 2.

Una definición alterna de *impedancia* del cable es el promedio de la *impedancia* presentado a la entrada del cable encima de un intervalo deseado. Esto puede representarse como: (Ecuación 10)

$$Z_{AVG} = \frac{\int_{F_{\min}}^{F_{\max}} Z_{IN}(F) df}{(F_{\max} - F_{\min})} \quad (\text{Ecuación 10})$$

El valor encontrado para Z_{avg} se sustituiría por Z_{cable} en la Ecuación 1 para obtener la medida de *Pérdida de Retorno Estructural* de la impedancia del cable.

Método 3 (normalización del Z-promedio).

La matemática para la Normalización del Z-promedio es realizada por el Analizador de Red como muestran las siguientes ecuaciones:

$$Z_{IN}(\omega) = Z_o \left[\frac{1 + \rho(\omega)}{1 - \rho(\omega)} \right] \quad (\text{Ecuación 11})$$

En la Ecuación 11, $\rho(\omega)$ es el *coeficiente de reflexión* del analizador medido a cada frecuencia y $Z(\omega)$ es la *impedancia* del cable para el *coeficiente de reflexión* medido.

$$Z_{Cable} = \frac{\sum_{n=1}^N |Z_{IN}(\omega)|}{N} \quad (\text{Ecuación 12})$$

El cálculo de Z_{cable} , descrito en la Ecuación 12, es la *impedancia Z-promedio* del cable sobre número de puntos de frecuencia (N). El rango de frecuencia predefinido es aproximadamente 5 MHz a 200 MHz. Este rango de frecuencia es escogido porque los efectos de desigualdad de la entrada del conector son pequeños. Deben usarse conectores

de alta calidad si la *impedancia promedio* se calcula encima de un intervalo más ancho. El rango de frecuencia para este cálculo puede ser modificado usando la softkey **Zcuff frequency** en el menú de modelo de conector para cambiar la *impedancia* de cable de la frecuencia de corte.

$$\rho_{SRL}(\omega) = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_{Cable}}{Z_{in}(\omega) + Z_{Cable}} \quad (\text{Ecuación 13})$$

La Ecuación 13 es la *Pérdida de Retorno Estructural* para el cable. Este cálculo puede ser hecho por el Analizador de Red o un computador externo.

3.5.3 Construcción del cable, defectos y fallas.

3.5.3.1 SRL y Fallas Periódicas del Cable

SRL es la medida de reflexión de la energía incidente que se causa por las imperfecciones o perturbaciones (generalmente llamadas “abolladuras” haciendo referencia a las imperfecciones, perturbaciones o pequeñas fallas del cable creadas en su construcción o manipulación por parte del usuario) en el cable que es distribuido a lo largo de la longitud del cable. Estas abolladuras pueden tomar la forma de una pequeña imperfección, o un cambio en el diámetro del cable. Estas abolladuras se causan por efectos periódicos en el cable mientras se fabrica. Por ejemplo, considere una desviación alrededor de la rueda con un punto áspero sobre ella mientras se construye el cable. El punto áspero puede causar un tirón ligero por cada rotación de la rueda. Como el cable se pasa alrededor de la rueda, una imperfección pequeña puede crearse periódicamente correspondiendo al tirón del rodamiento malo.

Cada uno de estas variaciones pequeñas dentro del cable causa una cantidad pequeña de energía para reflejar atrás hacia la fuente debido a la no-uniformidad del diámetro del cable. Cada abolladura refleja energía tan pequeña que es también pequeña para observar con técnicas de *Localización de Fallas*. Sin embargo, las reflexiones de las abolladuras individuales se pueden sumar y pueden reflejar bastante energía para ser detectada como SRL. Cuando las abolladuras se ponen más grandes y más grandes, o más de ellas están presentes, los valores de SRL también aumentarán. La energía reflejada por estas abolladuras puede aparecer en la medida de *Pérdida de Retorno* como un pico de la

reflexión a la frecuencia que corresponde al espacio de las abolladuras. El espacio entre las abolladuras es la mitad de la longitud de onda del pico de la reflexión y es descrito por las Ecuaciones 14 y 15.

$$\text{Longitud de Onda} = c / f \quad (\text{Ecuación 14})$$

c = Velocidad de luz

f = Frecuencia

$$\text{Longitud de Onda} / 2 = \text{Espaciamiento entre abolladuras} \quad (\text{Ecuación 15})$$

El espacio $\lambda/2$ corresponde a la frecuencia hacia abajo y las reflexiones hacia atrás se agregarán coherentemente (en-fase). Las reflexiones producen una respuesta muy estrecha en la pantalla del Analizador de Red que esta directamente relacionada al espacio de las abolladuras. La cantidad de energía reflejada es observada como *Pérdida de Retorno*. Cuando esta medida de *Pérdida de Retorno* es normalizada a la impedancia del cable, la *Pérdida de Retorno* se transforma en *Perdida Estructural de Retorno*.

La Figura 16 el diagrama de reflexiones de las abolladuras en un cable. Se puede combinar la energía reflejada por cada abolladura en un cable y hacer alguna suposición básica, para describir la SRL matemáticamente por la serie mostrada en la Ecuación 16.

$$V_{ref} = [V_{in} L\Gamma L] + [V_{in} L(1-\Gamma) L\Gamma L L] + [V_{in} L(1-\Gamma) L(1-\Gamma) L\Gamma L L L] + \dots$$

V_{ref} = Voltaje Reflejado.

V_{in} = Voltaje Incidente.

L = Perdidas del Cable.

Γ = Coeficiente de Reflexión de las imperfecciones.

$$(\text{Ecuación 16})$$

Se asume que las abolladuras son uniformes en reflexión y se separan por $\lambda/2$.

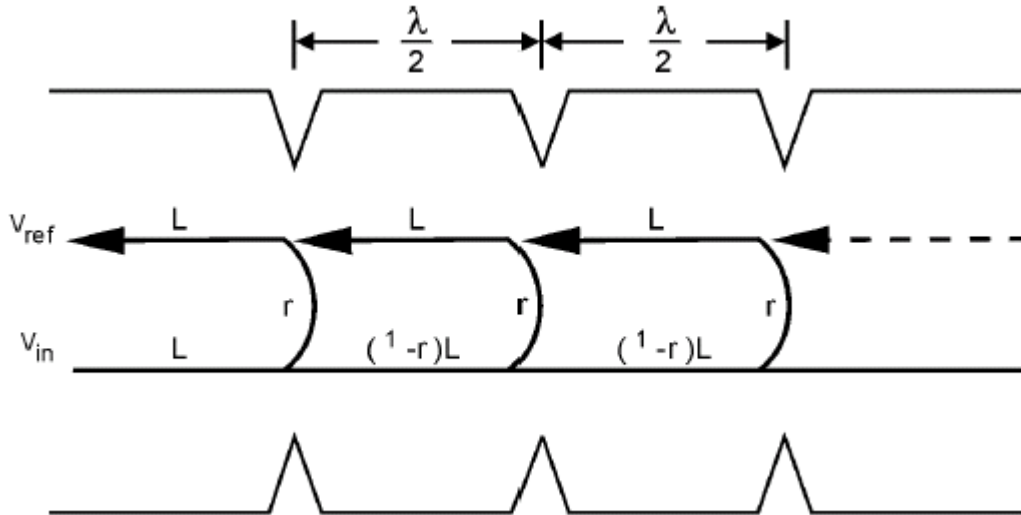


Figura 16. Imperfecciones Periódicas en un Cable.

La serie puede reducirse a una forma simple para dejarnos con la relación mostrada en Ecuación 17. El término L es una función de la pérdida del cable a una frecuencia específica y la longitud de onda a esa frecuencia.

$$SRL = \frac{V_{Ref}}{V_{in}} = \left[\frac{L^2}{1-L^2} \right] \quad (\text{Ecuación 17})$$

El término $[(L^2) / (1-L^2)]$ puede pensarse como el número de abolladuras que están contribuyendo a SRL. Representa un equilibrio entre la contribución de pérdida en una sola abolladura y por otro lado, las abolladuras en el cable para la frecuencia específica y pérdida del cable. Calcula la distancia dentro del cable multiplicando el término $(L^2) / (1-L^2)$ por la distancia entre las abolladuras.

3.5.3.2 SRL y las Fallas Discretas del Cable

Además de un conjunto de abolladuras periódicas, un cable puede contener también una o más fallas discretas. Para esta discusión, las imperfecciones discretas serán llamadas como “las fallas,” y las imperfecciones periódicas serán llamadas como “las abolladuras”.

Las reflexiones de las fallas discretas dentro del cable también aumentarán el nivel de SRL medido. La energía reflejada de una falla se sumará con la energía reflejada de las abolladuras individuales y proporciona un alto nivel de reflexión a la interfaz de la medida. Examinar el cable con *Localización de Fallas* antes de realizar la medida de SRL es un procedimiento que vale la pena. El tiempo exigido para realizar la medida de *Localización de Fallas* es pequeño comparado con el tiempo gastado realizando una medida de SRL.

Una falla dentro del cable proporcionará el mismo efecto que un conector malo. Si la falla está presente dentro del extremo del cable más cercano al analizador, el efecto se notará a lo largo de todo el rango de frecuencia. Cuando la falla del cable se localiza más lejos del Analizador de Red, la atenuación del cable, reduce el efecto a frecuencias más altas. La energía reflejada viaja más a través del cable a frecuencias más bajas debido a que la atenuación del cable por unidad de distancia es más baja.

3.5.4 Técnicas para Remover Efectos del Conector y Efectos del conector sobre SRL.

Para remover los efectos no deseados de conectores usados, la medida SRL usa un modelo de conector incorporado. El modelo del conector consiste en la compensación para la longitud del conector y compensación para la capacitancia del conector (conector C).

El “conector C” emula la compensación del valor C (capacitancia) de un puente de impedancia variable. La longitud del conector se usa para compensar los efectos de un conector eléctricamente largo y extiende el plano de referencia de calibración.

El Analizador de Red puede medir valores óptimos automáticamente para su modelo de conector, o usted puede introducirlos manualmente. Los valores predefinidos para el modelo del conector son 0.00mm de longitud, y 0.00 pF capacitancia.

Al medir carretes de cable, típicamente se usan dos conectores: el conector prueba-principal y el conector de terminación. (Vea Figura 17.) Estos conectores proporcionan la interfaz del cable y son medidos como parte de los datos del cable.

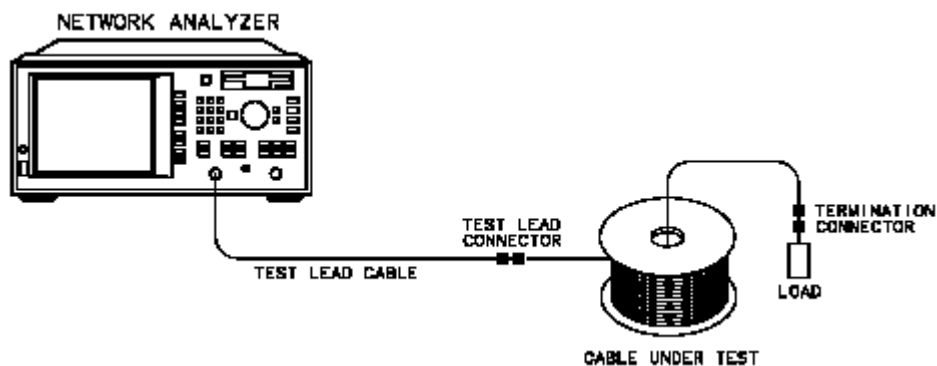


Figura 17. Conexiones y Configuración de Medidas Básicas de SRL.

A menudo, los cambios ligeros en el conector de prueba-principal pueden causar significantes cambios en los valores de *Pérdida de Retorno Estructural* medidos a altas frecuencias. Esto es porque la reflexión de un conector aumenta para frecuencias altas. De hecho, las *Pérdidas de Retorno* de un conector de prueba-principal pueden controlar la respuesta de SRL a frecuencias por encima de 500 MHz. Los conectores de cable de precisión son necesarios, sobre todo para realizar medidas a 1 GHz. Conectores de precisión son requeridos para conexiones múltiples. De esta manera, conectores de “General Radio” se usan para proporcionar conexiones rápidas a los cables, pero requieren atención cuidadosa para obtener buenos datos de medida. Repetidamente los datos de medida son directamente afectados por la capacidad de los conectores para proporcionar

una conexión consistentemente buena. Ésta es la mayor causa de problemas en medidas de SRL.

Los efectos del conector de prueba-principal de la interfaz de medida son observados como una pendiente de ruido a frecuencias más altas. (Figura 18). Pero observando la medida de SRL en la pantalla y moviendo el conector ligeramente, puede verse el efecto a las frecuencias más altas. El conector de prueba-principal debe ser posicionado para obtener la señal más baja posible y el despliegue más plano versus la frecuencia. La interfaz mecánica proporciona típicamente una pendiente creciente con la frecuencia y aplanada la salida cuando la conexión se hace mejor.

El conector de la terminación también puede afectar la medida de SRL si el conector de terminación de cable y la carga proporcionan una cantidad significativa de reflexión y si el cable es bastante corto. Cuando se mide longitudes más largas de cable, la atenuación del cable proporciona aislamiento de la terminación en el extremo lejano. Por tanto, es necesario usar una técnica de medida de *Localización de Fallas* para observar la reflexión de la terminación del extremo lejano del cable. Si la terminación se muestra como una falla, la reflexión del conector de terminación está contribuyendo a la reflexión del cable. Si esto sucede se requiere una terminación más conveniente o debe medirse una sección más larga de cable.

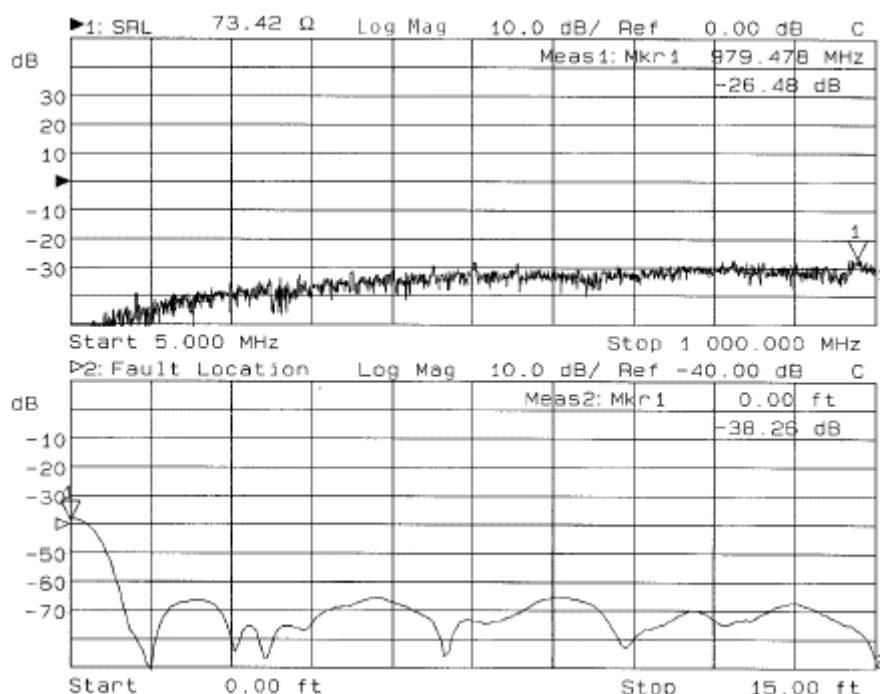


Figura 18. Respuesta SRL sin aplicar Modelo de Conector.

El cable debe proporcionar atenuación suficiente para quitar los efectos del conector y la carga para una buena medida de SRL. Realizar una buena medida en una longitud corta de cable es bastante difícil y requiere conectores con muy bajas reflexiones para ser eficaz.

3.5.5 Compensación de errores de conectores con el analizador.

3.5.5.1 Puente fijo con Compensación del Conector

El Analizador de Red internamente emplea el método del puente-fijo y software del instrumento para emular el método tradicional de puente variable. El método de Vector de corrección de error se usa para proporcionar las medidas más exactas sobre el plano de calibración definido por los estándares de calibración. Correcciones adicionales también pueden usarse para minimizar los efectos de los conectores de prueba-principal en la medida de respuesta de SRL.

Las correcciones de errores hechas para un puente fijo también pueden incluir compensación de los conectores. El método del puente fijo con compensación del conector matemáticamente remueve los efectos del conector de prueba-principal para compensar la respuesta del conector dada por un modelo de conector.

3.5.5.2 Desviación del Modelo Conector C

Un modelo que puede usarse para el conector del cable es la desviación del modelo del conector C. Con este modelo, el ajuste del valor de C de un puente de impedancia variable puede emularse. La desviación del modelo de conector C asume que la discontinuidad de la interfaz es abrupta y mucho más pequeña que una media longitud de onda de la frecuencia más alta de medida. Con esta suposición, la discontinuidad puede ser modelada como una simple desviación, donde $C = C_0 +$ términos de segundo y tercer orden.

Intuitivamente éste es el modelo correcto para escoger porque los efectos típicos de un conector pobre sobre medidas de *Pérdida de Retorno Estructural* es una respuesta de pendiente ascendente, típicamente peor a frecuencias altas.

Usando una desviación C para el modelo de conector, un valor de la susceptancia, $-C$, puede ser escogido por el Analizador de Red para cancelar el C equivalente del conector y matemáticamente minimizar el efecto del conector de la respuesta medida.

3.5.5.3 Longitud de Conector.

La desviación del modelo de conector C puede mejorar con la adición de la longitud del conector. Se usa la longitud del conector para compensar el cambio de fase causado por la longitud eléctrica dentro del conector. El plano de calibración puede moverse de un lado del conector del cable al otro lado, para que la desviación C se coloque exactamente en la discontinuidad del conector y el cable bajo prueba.

4. EL CABLE COAXIAL.

Es conveniente conocer plenamente las características físicas de este elemento con el objeto de poder realizar su medición adecuadamente con el Analizador de Red, siempre con la firme seguridad de que se realizarán mediciones exactas de todos sus parámetros, permitiendo al mismo tiempo realizar localización de fallas y medición de su longitud en cualquier punto, para determinar en que estado se encuentra la línea de transmisión.

El Analizador de Red HP 8714C permite revisar el cable coaxial, uno de los medios de transmisión más difundidos en el mundo, de hecho en su momento ha ocupado un porcentaje realmente alto y sigue siendo importante en todas las etapas de un sistema de comunicación.

4.1 Estructura.

El cable coaxial está compuesto por dos conductores, uno interno o central, y otro exterior que lo rodea totalmente. Esta disposición provee de un excelente blindaje entre los dos conductores del mismo. El conductor interno está fabricado generalmente de alambre de cobre rojo, mientras que el revestimiento en forma de malla está fabricado de un alambre muy delgado, trenzado de forma helicoidal sobre el dieléctrico o aislador.

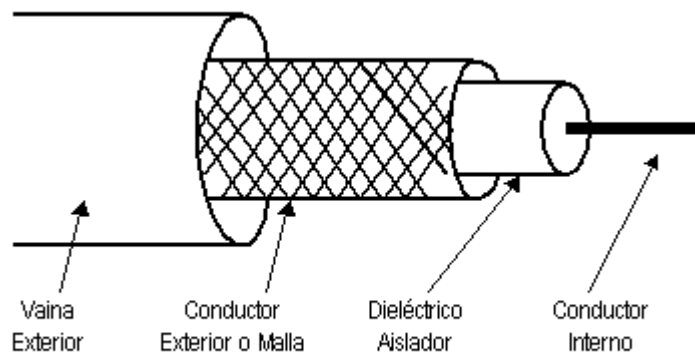


Figura 19. Estructura del Cable Coaxial.

Entre ambos conductores existe un aislamiento de polietileno compacto o espumoso, denominado dieléctrico. Finalmente, y de forma externa, existe un aislamiento compuesto por PVC o Policloruro de Vinilo. La estructura se ilustra en la Figura 19.

El material dieléctrico define de forma importante la capacidad del Cable Coaxial en cuanto a velocidad de transmisión por el mismo se refiere. La Tabla 1 muestra la velocidad que las señales pueden alcanzar en su interior.

Lo interesante del Cable Coaxial es su amplia difusión en diferentes tipos de sistemas de comunicación, como también en telefonía, en televisión por cable y en diferentes tipos de redes de transmisión de datos.

MATERIAL DIELÉCTRICO	% VELOCIDAD	VELOCIDAD (Km/seg)
Polietileno Sólido	65.9%	197700
Polietileno Espumoso	80.0%	240000
Polietileno	88.9%	264000
Teflón Sólido	69.4%	208200
Elastipar	66.0%	198000
Teflón Expandido	85.0%	255000

Tabla 1. Velocidad de Propagación del Cable Coaxial según el material dieléctrico.

4.2 Tipos de Cable Coaxial. Banda base y Banda ancha.

Existen básicamente dos tipos de cable coaxial. El primero de los mismos denominado de Banda Base, es el normalmente empleado en redes de computadoras, con una resistencia de 50 Ohm, por el que fluyen señales digitales, al contrario que su pariente más cercano, el cable coaxial de banda ancha. El cable de banda ancha normalmente mueve señales

analógicas, posibilitando la transmisión de gran cantidad de información por varias frecuencias, y su uso más común es la televisión por cable.

4.3 Conectores BNC.

El nombre BNC proviene de la abreviatura de Conector Nacional Británico, y existen diversos tipos de los mismos, como se muestra en la Figura 20.

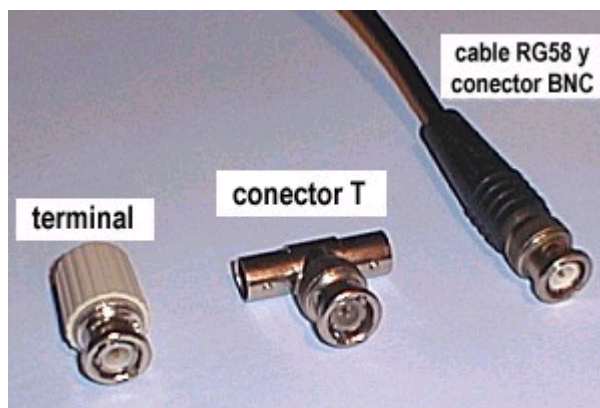


Figura 20. Conectores BNC.

Los conectores BNC T, se muestran en la Figura 21 y pueden ser usados para las distintas mediciones con el Analizador de Red.



Figura 21. Conector BNC T.

CONVENCIONES

[HARDKEYS] Teclas etiquetadas sobre el panel frontal del instrumento están encerradas entre [].

SOFTKEYS Softkeys localizadas a la derecha del CRT están marcadas en sombreado. Son opciones software del instrumento.

BIBLIOGRAFÍA

- Guía de usuario del equipo Hewlett Packard RF Analyzer Network 8714C.
- Opción 100. Mediciones de Localización de Fallas y Perdidas de Retorno Estructural. Guía de usuario suplementaria de Agilent Technologies.
- Guía de Conceptos Básicos.
David Ballo
Hewlett-Packard Company
Microwave Instruments Division
U.S.A. 1998.
- Enciclopedia ELECTRÓNICA PRÁCTICA Tomo1, Tomo 2. McGraw-Hill, 1992.

Paginas Web

www.minicircuits.com

www.agilent.com

www.agilent.com/find/assist

www.agilent.com/find/na

www.agilent.com/find/multiport

www.agilent.com/find/balanced

www.agilent.com/find/ecal

www.agilent.com/find/tmdir

www.agilent.com/find/nfu

www.agilent.com/find/nf

www.agilent.com/find/component_test

www.agilent.com/find/accesories