



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II

**Reflectometría en el Dominio del Tiempo -
TDR**

Ing. Juan C. Colombo
Año:2011

1.- Introducción a TDR – Reflectometría en el dominio del Tiempo

El reflectómetro, básicamente utiliza una técnica de medición del coeficiente de reflexión y de relación de onda estacionaria (ROE) en líneas de transmisión, obteniendo información sobre distintos parámetros que permiten determinar el comportamiento de la misma ante determinadas situaciones de cortocircuito, circuito abierto, atenuación, pérdidas, etc. En principio mide: la onda de voltaje incidente y la onda reflejada; el tiempo que tarda el pulso o un escalón en ir desde la entrada a la carga y volver al punto de entrada, dando el coeficiente de reflexión Γ de la carga y la ROE, en valor absoluto sin información sobre la fase en los instrumentos más económicos. Además da la distancia a la que se encuentra una discontinuidad a partir del tiempo que demora una señal en ir y volver desde la entrada a la salida, y de la velocidad de propagación según cada tipo de cable utilizado en una determinada red. Hay diferentes tipos de reflectómetros, desde un osciloscopio de muestreo con muy elevado tiempo de respuesta y amplio ancho de banda del orden de los GHZ a instrumentos portátiles para detectar fallas en cables.

La frecuencia, nivel y tipo de señal a inyectar en la red dependerá del ámbito de aplicación. Como ejemplos se pueden mencionar: detección de fallas y configuración de redes LAN de 150 y redes de hasta 3500m o más; medición de longitud de cables, distancia a las fallas (cable cortado o cortocircuitado, par invertido, conductores cruzados), para distintos tipos de cables pares, multipares, coaxial; trazar la longitud física de una red, etc. Es habitual que los TDR tengan en la memoria la velocidad de propagación de cada tipo de cable y la misma sea ajustable.

Las señales de salida pueden ser: generador de tono de 800 a 1000Hz utilizado en conexiones telefónicas de hasta 150 m; pulso de salida de 5 Vp-p para conductores de energía y de comunicaciones de hasta 2000m, con tiempo de crecimiento en el orden de los 2,1 μ s y 25nsg; función escalón con tiempo de subida de los ns.

Las impedancias de cables pueden seleccionarse de 50 Ω , 75 Ω ,100 Ω ,125 Ω y 150 Ω en cableado de hasta 3500m de longitud.

La longitud mínima de los cables a medir es del orden de los 4 m, la precisión de 1 al 5% y la resolución es de 0,1 a 100m, hasta 1m y de 50 Cm.

Hay equipos que detectan humedad y presencia de agua.

Para distancias mayores, como 16Km se aumenta el nivel del pulso de salida, siendo un valor típico 14Vp-p, con un ancho variables de 20ns a 2 μ s.

2.- Acoplador direccional

Uno de los elementos importantes que surge originalmente junto al reflectómetro es el acoplador direccional que tiene 4 pares de terminales, como se indica en la Figura 1 siguiente.

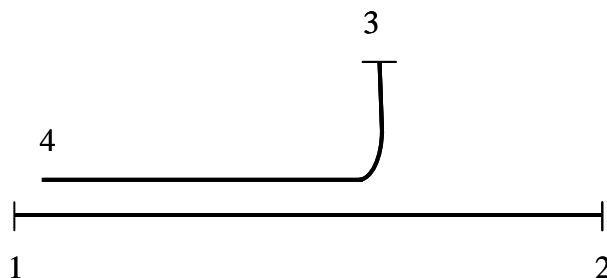


Figura 1: Esquema de acoplador direccional

El segmento 1 – 2 es la línea de transmisión principal y es por donde viaja la señal desde la entrada a la salida o desde el punto de emisión 1 al punto de salida 2. Una parte muy pequeña de la señal que va de 1 a 2 aparecerá en 3 siempre que en 4 haya una carga Z_0 . Si se pretende que la energía se propague únicamente en la dirección 1 a 2, y no aparezca nada en 3, es prácticamente imposible de conseguir porque siempre hay pérdidas. Esto se asocia con el concepto de directividad del acoplador direccional, al que se define como el cociente, en dB, entre las salidas en 3 cuando iguales potencias se propagan en la línea 1 – 2, primero en la dirección de 1 hacia 2 y luego a la inversa desde 2 hacia 1.

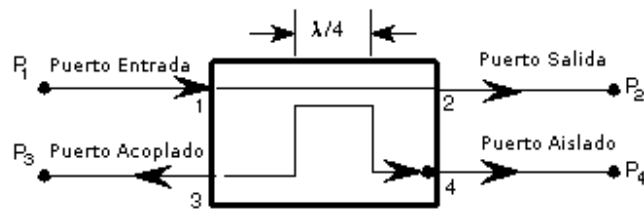
El factor de acoplamiento del acoplador direccional es el cociente, en dB, entre la potencia que entra a la línea en 1 y se propaga en la dirección 2, potencia incidente en 1, y la potencia presente en 3. El factor de acoplamiento es del orden de 3, 10, ó 20 dB.

De Pág. 19 a 22 de la Guía de Estudios sobre “Medición de Parámetros de Dispersión S” se extrae lo que a continuación se indica.

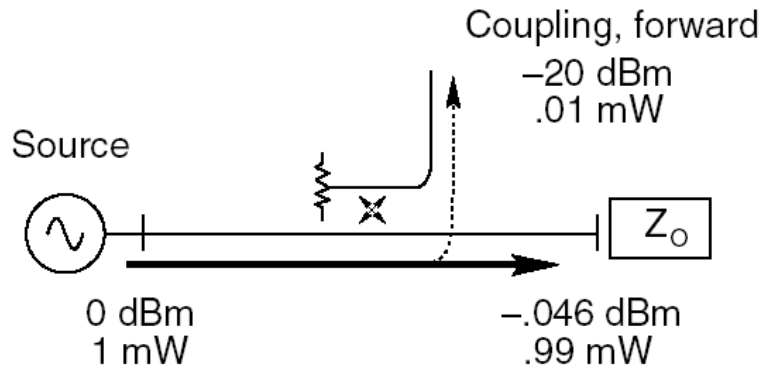
Las propiedades más importantes para los acopladores direccionales son disponer de un ancho de banda amplio, alta directividad y una buena impedancia de adaptación en todos los puertos cuando los otros puertos están conectados a cargas adaptadas terminadas en Z_0 .

En la figura siguiente se observa que el acoplador direccional tiene 4 puertos, entrada, salida, acoplado y aislado, la línea entre los puertos 1 y 2 se conocen como “línea principal”.

ACOPLADOR DIRECCIONAL



Acoplador Direccional



Example of 20 dB Coupler

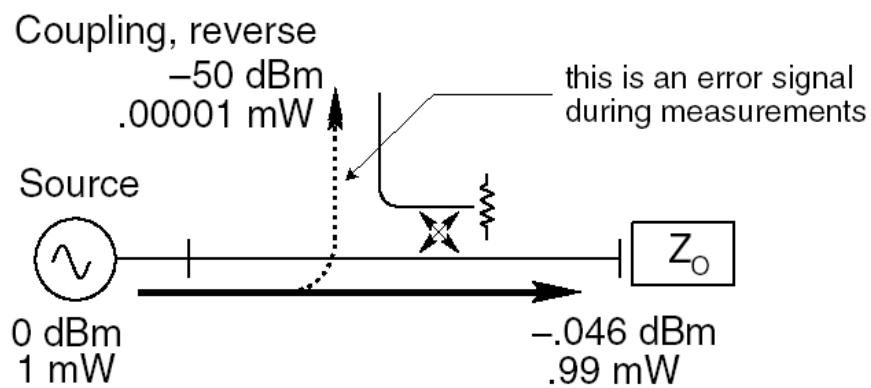
$$\text{Coupling Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupling forward}} (P_3)}{P_{\text{incident}} (P_1)}$$

Factor de acoplamiento directo – Valor Típico = 20 dB (1%)
Considerando como referencia 0 dBm, 1 mW

En un acoplador direccional ideal, las pérdidas de la línea principal desde el puerto 1 al puerto 2 ($P_1 - P_2$) debido a la potencia acoplada al puerto de salida son:

$$\text{Pérdida por Inserción} = \text{Loss} = 10 \log \left(1 - \frac{P_3}{P_1} \right) \text{ dB}$$

Las pérdidas son una combinación de pérdidas de acoplamiento, pérdidas dieléctricas, pérdidas del conductor y pérdidas por ROE.



Example of 20 dB Coupler "turned around"

$$\text{Isolation Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupled reverse}} (P_4)}{P_{\text{incident}} (P_1)}$$

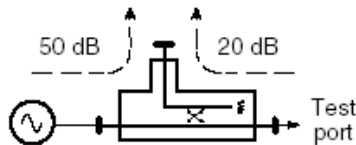
Factor de aislamiento – Valor Típico = 50 dB (0,001%)
Considerando como referencia 0 dBm, 1 mW

El **aislamiento** de un acoplador direccional puede ser definido como la diferencia en niveles de señal, en dB, entre el puerto de entrada (P_1) y el puerto aislado (P_4), estando los otros dos puertos conectados a cargas adaptadas

DIRECTIVIDAD

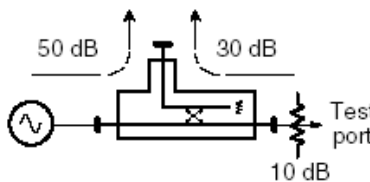
$$\text{Directivity} = \frac{\text{Coupling Factor} \times \text{Loss (through arm)}}{\text{Isolation}}$$

$$\text{Directivity (dB)} = \text{Isolation (dB)} - \text{Coupling Factor (dB)} - \text{Loss (through arm) (dB)}$$

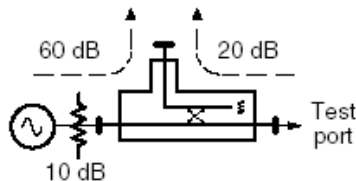


Examples:

$$\text{Directivity} = 50 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = 30 \text{ dB}$$



$$\text{Directivity} = 50 \text{ dB} - 30 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 10 \text{ dB}$$



$$\text{Directivity} = 60 \text{ dB} - 20 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 30 \text{ dB}$$

La **directividad** debería ser lo más alta posible, no es medible directamente, y es calculada a partir de la diferencia entre las medidas de aislamiento, acoplamiento y pérdidas por inserción:

$$\text{Directividad (dB)} = \text{Aislamiento} - \text{Acoplamiento} - \text{Inserción}$$

3.- Parámetros principales de líneas de transmisión

El procedimiento más general para evaluar la respuesta al dominio del tiempo de cualquier sistema electromagnético es resolver las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo. Esto tiene en cuenta los efectos de la geometría del sistema y las propiedades eléctricas, incluyendo efectos de líneas de transmisión. Sin embargo, esto sería complicado para un conector sencillo y aún más complicado para una estructura como una placa madre de alta velocidad de múltiples capas. Por esta razón se utilizan diferentes métodos de prueba y medición para análisis integral de la señal.

El método más común para la evaluación de una línea de transmisión y su carga, tradicionalmente ha involucrado la aplicación de una onda sinusoidal y la medición de las ondas resultantes de discontinuidades en la línea. A partir de las mediciones de ondas incidente y reflejada, se calcula la relación de onda estacionaria (ROE) y se utiliza como una figura de mérito para la transmisión del sistema.

Sin embargo cuando el sistema incluye varias discontinuidades o elementos, la medición de relación de onda estacionaria (ROE) no permite distinguir la ROE individual de varios componentes que conforman un elemento a medir: conectores, trozos de líneas y cualquier otra discontinuidad, en consecuencia, no permite identificar uno de esos

componentes defectuosos o incluso alguna mejora introducida en el componente que se deseaba mejorar. La ROE medida es del conjunto y las fases de los coeficientes de reflexión se combinan de una manera que es complicada su medición.

Otros instrumentos comunes para la evaluación de dispositivos dispuestos en red, **como parámetros concentrados**, tratándolos como una línea de transmisión con elementos en red, son el Voltímetro Vectorial de Red (VVR), el Analizador Vectorial de Redes (VNA - Vector Network Analyzer) destinado tanto a un cuadripolo como a multipolos o n cuadripolos. El Voltímetro Vectorial es un equipo de medición que ante dos señales de entrada, incidente y reflejada, proporciona básicamente dos datos importantes: desfase entre dichas señales y relación de magnitud entre ellas.

El Analizador Vectorial de Redes dispone entre otros elementos, de un software que permite realizar el análisis de magnitud y fase en el plano polar por intermedio de la Carta de Smith.

La gama más avanzada de estos instrumentos lo configura el Analizador Vectorial de Redes No Lineales (NVNA - Non-linear Vector Network Analyzers). Incluye dentro de los cuadripolos elementos como doble fuente integrada de gran pureza espectral, receptores de ruido, generadores y moduladores de pulso y offset en frecuencia, entre otros.

Estos instrumentos trabajan en base a la medición de los parámetros de dispersión, conocidos como parámetros S o Scattering e incluye el rango de las radiofrecuencias elevadas y especialmente el rango de microondas. El rango de frecuencias es desde los 800 MHZ hasta los 300 GHZ. También se los puede utilizar en frecuencias desde los 400 MHZ.

En estos casos, un generador de señal produce una senoide cuya frecuencia se barre para estimular el dispositivo bajo prueba (DUT- Device Under Test). El analizador de red mide las señales transmitidas o incidentes y las reflejadas. La forma de onda reflejada puede aparecer en varios formatos, incluyendo los cables de acero y el coeficiente de reflexión. Los actuales analizadores, salvo el Voltímetro Vectorial, disponen del software adecuado para calcular la Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT), medir magnitud y fase de los parámetros S, dando los parámetros de reflexión, parámetros de transmisión, relación de onda estacionaria, siendo de uso habitual el diagrama de Smith. Pueden Medir redes activas lineales y no lineales e incluso tratan los DUT, como puede ser el caso de un teléfono celular o un amplificador de microondas como cuadripolos activos, donde las partes que integran una plaqueta se las trata como elementos concentrados o conformado por diferentes cuadripolos.

Estos tipos de instrumentos, trabajando con parámetros - S en el dominio de las frecuencias elevadas son inevitables. Queda claro que es más cómodo trabajar con analizadores lógicos y osciloscopios de alta velocidad para el diseño de dispositivos electrónicos de hasta los 400 MHZ, dejando el tratamiento de dispositivos que trabajarán en el rango RF elevada y microondas con los parámetros S y los instrumentos analizadores mencionados.

Si bien el uso de Voltímetro Vectorial de Red es simple, el resto de los analizadores es de mayor complejidad, no obstante lo cual hay una cuestión de practicidad y rapidez para analizar una red con TDR, utilizando reflectometría donde la distribución espacial de los elementos de la red es importante. Además de ámbitos de aplicación distintos, hay una relación de costos importante, ya que un TDR portátil es más económico que un osciloscopio de muestreo, a su vez el osciloscopio es más barato que un conjunto de VVR siendo los más costoso los instrumentos de alta gama como los VNA y NVNA.

Lo común es que todos estos instrumentos se utilizan para realizar mediciones sobre los parámetros de reflexión y de transmisión, lo que difieren es el rango de frecuencia y el ámbito de aplicación.

Entre las características a verificar de una línea de transmisión de manera rápida y efectiva empleando reflectometría se encuentran, coeficiente de reflexión, relación de onda estacionaria, pérdida de retorno, atenuación en la carga, distancia de la carga, y discontinuidades a lo largo de una red. Para esto se utilizan cargas conocidas como terminaciones, tales como cortocircuitos, circuitos abiertos, y cargas de 50Ω o de otro valor normalizado.

Antes de discutir los principios de medición de la reflectometría en el dominio del tiempo, TDR, se presenta un breve repaso de la teoría de líneas de transmisión como se indica en el contenido de la Figura 2 y Figura 3 siguientes. En la Figura 2 se presentan los parámetros de reflexión y en la Figura 3 los parámetros de transmisión.

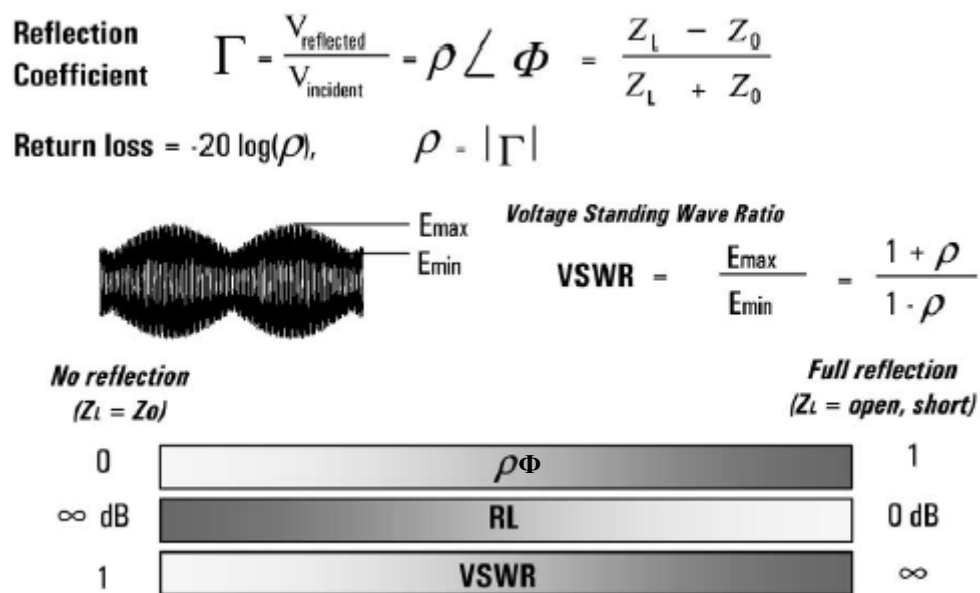
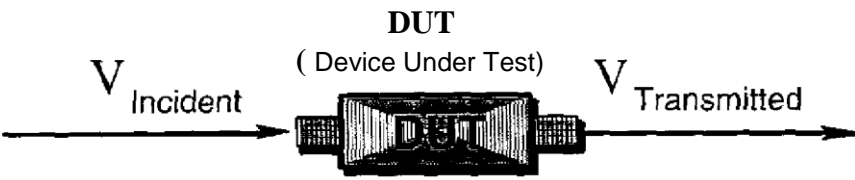


Figura 2. Línea de transmisión con una impedancia característica Z_0



DUT
(Device Under Test)

$$\text{Transmission Coefficient} = T = \frac{V_{\text{Transmitted}}}{V_{\text{Incident}}} = \tau \angle \phi$$

$$\text{Insertion Loss (dB)} = -20 \log \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = -20 \log \tau$$

$$\text{Gain (dB)} = 20 \log \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = 20 \log \tau$$

$$\text{Insertion Phase (deg)} = \angle \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} = \phi$$

Figura 3. Línea de transmisión con un DUT (Device Under Test) incorporado

4.- Medición con TDR, discontinuidades. Evaluación de pérdidas en los cables

4.1.- Mediciones con TDR

La Reflectometría en el Dominio del Tiempo (TDR), básicamente se comporta como un radar de lazo cerrado, y consiste en un Generador de Función escalón que se conecta por intermedio de un terminal T_e , Acoplador Direccional como se indica en la Figura 1, al elemento que se quiere medir y a un osciloscopio para realizar la medición en dicho punto.

En comparación con otras técnicas de medición, la reflectometría en el dominio del tiempo proporciona un aspecto más directo para analizar las características de los DUT. Las ondas incidentes y reflejadas de voltaje son controladas o monitoreadas, por el osciloscopio en un punto determinado de la línea.

Esta técnica de eco, como se observa en la Figura 4, revela la impedancia característica de la línea, muestra tanto la posición y la naturaleza (resistiva, inductiva o capacitiva) de cada discontinuidad dada por la diferencia de materiales a lo largo de la línea. El TDR también muestra si las pérdidas en un sistema de transmisión son las pérdidas de elementos en serie o las pérdidas de elementos en derivación. Toda esta información está disponible inmediatamente en la pantalla del osciloscopio.

La onda reflejada se identifica fácilmente ya que se separa en el tiempo de la onda incidente. Este tiempo es importante para determinar la longitud de la red de transporte desde el punto de control o monitoreo. La distancia a la que se encuentra la carga es D .

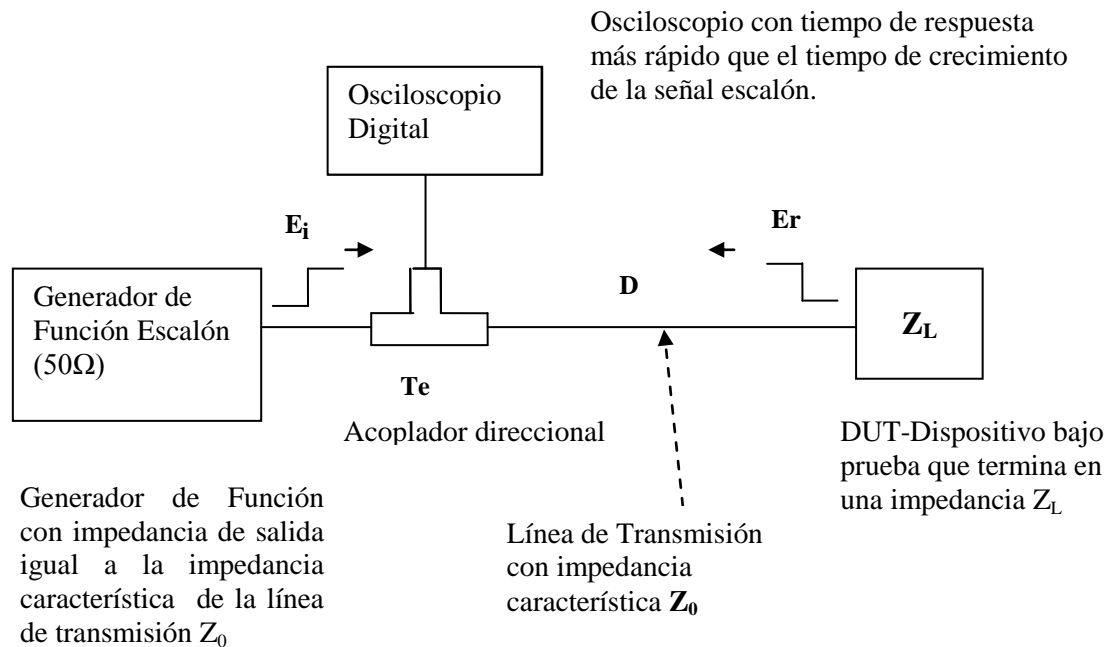


Figura 4.- Diagrama en bloque funcional de un TDR con Osciloscopio

Se denomina impedancia característica, Z_0 , de una línea de transmisión a la relación existente entre la diferencia de potencial aplicada y la corriente absorbida por la línea en el caso hipotético de que esta tenga una longitud infinita, o cuando aún siendo finita no existen reflexiones. Para que no exista reflexión en una línea de longitud finita, la misma impedancia que se presenta en su entrada está en su salida, si esta última se termina en una impedancia igual a la impedancia característica. Cuando está terminada en esa impedancia, toda la energía enviada por la línea es absorbida por la carga y no hay reflexión.

El voltaje escalón del generador, E_i , se propaga a lo largo de la línea hasta llegar a la carga Z_L , vía el acoplador direccional T_e que conecta las **tres partes** involucradas en la experiencia, el Generador, el Osciloscopio y la Línea de transmisión, y por ésta al dispositivo que representa la Impedancia Z_L o que termina en dicha impedancia. Según como se comporte la carga se tendrán diferentes situaciones. Si la carga no produce reflexión, el coeficiente de reflexión es cero, $r=0$. Si la carga real produce reflexión, $r \neq 0$ habrá un escalón reflejado E_r y en el osciloscopio se observará lo que se muestra en la Figura 4 y Figura 5.

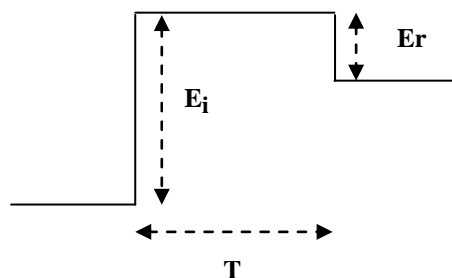


Figura 5.- Visualización en el osciloscopio de las ondas incidente y reflejada cuando $E_r \neq 0$.

El tiempo T , es el tiempo que tarda el frente del escalón E_i en ir hacia la carga y en volver como un escalón reflejado E_r al punto T_e de origen. Es fácilmente medido en el Osciloscopio y es fundamental para determinar la distancia a la que se encuentra la carga o alguna discontinuidad.

De la información presentada en el osciloscopio es posible determinar el coeficiente de reflexión, E_i / E_r , y en consecuencia la relación de onda estacionaria ROE, el osciloscopio digital tiene un firmware incorporado que permite presentar estos datos en forma inmediata.

Si se conoce la velocidad de propagación V_p , se puede convertir la información del tiempo T que proporciona el osciloscopio en distancia medida a partir del origen T_e , obteniendo la **distancia a la que se encuentra la carga Z_L** .

Generalmente los controles de este tipo de osciloscopio vienen calibrados para dar el coeficiente de reflexión r , la distancia D , y la ROE, en base a mediciones de E_i , E_r y T .

$$D = V_p \frac{T}{2} \quad V_p = F_v C \quad F_v = \frac{C}{V_p} \quad D = F_v C \frac{T}{2}$$

Hay básicamente tres tipos de líneas de transmisión ampliamente utilizadas, la línea coaxial, la línea bifilar y la guía de onda.

F_v es el factor de velocidad que se suministra en la hoja de datos del cable a utilizar. Esto se indica en la **Tabla 1**, y está dado por la relación entre la velocidad de propagación y la velocidad de la luz.

V_p = velocidad de propagación. En un dieléctrico distinto al aire es menor a la velocidad de la luz C .

De la Tabla 1, para un cable RG-58, $F_v = 0.659$. De aquí surge que dos líneas de transmisión de igual longitud física tienen diferente longitud eléctrica como consecuencia de que sus medios dieléctricos son diferentes, aun cuando operen a iguales frecuencias. Por lo tanto se define la longitud eléctrica L_e como la longitud equivalente de una línea ideal que tiene por dieléctrico aire y que provocaría el mismo retardo de tiempo que la línea en estudio:

$$L_e = \frac{L}{F_v} \quad L \text{ es la longitud física de la línea}$$

T = tiempo que demora el escalón en ir desde el punto de origen a la carga y viceversa, desde la carga hacia el punto de origen, por eso es que se divide por 2 ya que se quiere determinar a que distancia está la carga o el dispositivo bajo prueba.

La línea de transmisión clásica se supone que consistirá en una estructura continua de R 's, L 's, G 's y C 's, o sea parámetros distribuidos en función de la longitud de la línea como se muestra en la Figura 6. Al estudiar este circuito equivalente, se pueden determinar las diversas características de una línea de transmisión.

Si la línea es infinitamente larga R , L , G y C se definen por unidad de longitud, entonces, para el caso de la Figura 6 siguiente:

$$Z_{in} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = Z_0 \quad \text{donde } Z_0 \text{ es la impedancia característica de la línea}$$

$j\omega L$ es la reactancia inductiva serie por unidad de longitud, y $j\omega C$ es la reactancia capacitiva shunt o en derivación (susceptancia) por unidad de longitud.

En bajas frecuencias, la variación en los valores relativos de los términos R y G da lugar a que Z_0 sea más grande al disminuir la frecuencia. En las altas frecuencias, la reactancia inductiva $j\omega L$ es grande comparado a R y la reactancia capacitiva $j\omega C$ es grande comparado a G; por lo tanto, en alta frecuencia, el cálculo de la impedancia característica se simplifica al siguiente:

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

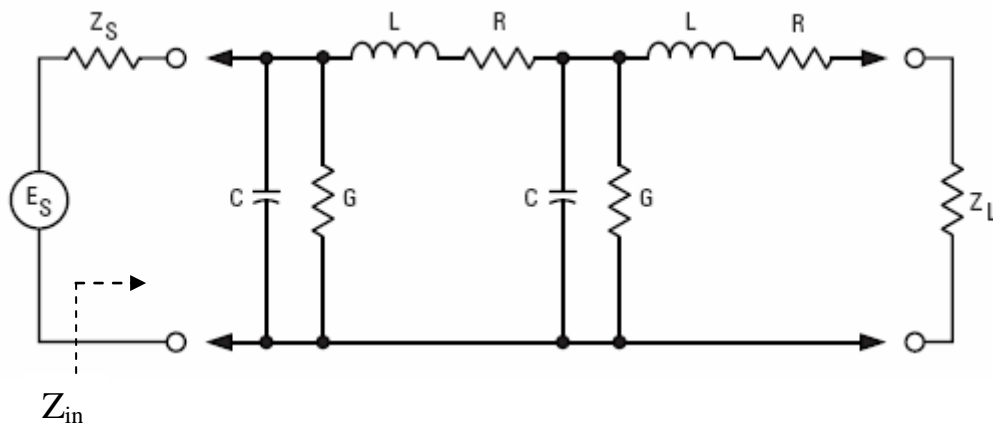


Figura 6.- Modelo clásico de una línea de transmisión

Un voltaje introducido en el generador requiere un tiempo finito para viajar por la línea desde un punto x hacia la carga Z_L . La fase de la tensión en movimiento por la línea quedará por detrás de la tensión introducida en el generador por una cantidad β por unidad de longitud. Por otra parte, la tensión será atenuada por una cantidad α por unidad de longitud correspondiente a las resistencias en serie y a las conductancias en derivación de la línea. El cambio de fase y la atenuación se definen por la constante de propagación γ , donde:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

α = atenuación en neper por unidad de longitud o en dB por unidad de longitud si se hace la equivalencia correspondiente entre ambas unidades a dimensionales.

El neper se utiliza como relación logarítmica natural (\ln) entre tensiones o corrientes, mientras que el dB está más vinculado a la relación logarítmica de base 10 entre potencias o logaritmo decimal.

$$1 \text{ Np} = \ln \frac{V_1}{V_2}$$

Como

$$\frac{V_1}{V_2} = e = 2,71828182846$$

Si se calcula cuántos decibelios corresponden a esta relación de tensiones, se tiene:

$$1 \text{ Np} = 20 \log e \approx 8,686 \text{ dB}$$

β = corrimientos de fase o desfase en radianes por unidad de longitud

La velocidad a la que se desplaza la onda de tensión en la línea de transmisión se define en términos de β , donde :

$$V_p = \frac{\omega}{\beta} \quad \text{unidad de longitud por segundo}$$

La velocidad de propagación se aproxima a la velocidad de la luz, v_C , para líneas de transmisión con dieléctrico de aire. Para el caso general, donde ϵ_r es la constante dieléctrica:

$$V_p = \frac{v_C}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$v_C = 3 \cdot 10^8$ m/s en el vacío, en ausencia de materia en un medio.

En medios con materia, la velocidad a la que se desplaza una onda electromagnética es inferior a la de la luz, dependiendo de la permitividad eléctrica y permitividad magnética.

La permitividad es conocida, impropriadamente, como constante dieléctrica, indica como el campo eléctrico afecta y es afectado por el medio.

La permitividad del vacío ϵ_0 es $8,8541878176 \times 10^{-12}$ F/m.

La constante de propagación γ se utiliza para definir el voltaje y la corriente en cualquier punto a una distancia x del origen de la línea mediante la relación:

$$E_x = E_i e^{-\gamma x} \quad \text{e} \quad I_x = I_i e^{-\gamma x}$$

La impedancia característica queda definida como:

$$Z_0 = \frac{E_x}{I_x} = \frac{E_i e^{-\gamma x}}{I_i e^{-\gamma x}} = \frac{E_i}{I_i} = Z_{in}$$

La impedancia característica de una línea bifilar esta dado por:

$$Z_0 = 276 \log \left[\frac{2s}{d} \right]$$

donde s es la separación entre conductores y d su diámetro

La impedancia característica de un cable coaxial esta dado por:

$$Z_0 = 138 \log \left[\frac{D_{ice}}{d_{eci}} \right]$$

Donde D_{ice} es el diámetro interno del conductor externo y d_{eci} es el diámetro externo del conductor interno.

4.2.- Señales escalón y pulso utilizados en TDR

Respecto a utilización en los TDR de un pulso o un escalón para enviar a la red bajo estudio es conveniente analizar el párrafo siguiente de docentes de UTN-Facultad Regional Mendoza, TP8, pág, 4 y 5:

“La tecnología de pulso utilizada en los TDR, es similar al radar de AM, donde se transmite una ráfaga corta de onda senoidal. El transmisor emite un pulso simple y luego se apaga. El TDR después habilita al receptor para escuchar la reflexión. Mientras más largo el pulso transmitido, mayor el tiempo antes de que el receptor pueda comenzar a buscar la reflexión. A esto se llama “espacio muerto” o “encandilamiento”, y puede ser bastante largo en las unidades económicas. La tecnología de pulso solamente puede medir el tiempo entre reflexiones y no puede interpretar información entre reflexiones tales como las pérdidas graduales en el cable. Es necesario que el operario ajuste el ancho del pulso, usando un pulso corto se reduce el encandilamiento pero tiene un rango de distancia limitado. Un ancho de pulso más grande tiene un buen rango pero también mayor es el encandilamiento. El pulso cuando se lo compara con el escalón, tiene una menor energía de señal lo cual resulta en un dibujo que tiene una menor relación señal ruido y una imagen menos clara del cable.

La tecnología del escalón es más parecida a un radar Doppler, donde el transmisor siempre emite energía mientras el receptor simultáneamente escucha por señales devueltas. Esto elimina el “espacio muerto” trampa de la tecnología de pulso, y permite al receptor ver directo del conector de TDR. Puesto que el receptor mira sobre una señal constante, detecta precisamente información que los de tipo pulso no podían tales como la impedancia del cable. Debido a la energía más alta en la señal escalón, se mejora la relación señal ruido. Acoplado con la adición de un filtro de ruido se reduce o elimina efectivamente la interferencia exterior de ruido con menor degradación de la señal recibida.”

4.3- Líneas de transmisión terminadas en una carga resistiva

A continuación se presenta una línea de transmisión de longitud finita, que conecta una fuente de señal a una impedancia de carga Z_L . Para adaptar el generador a la línea se considera que la impedancia de salida del mismo es igual a la impedancia característica de la línea, Z_0 .

La coordenada x es el punto de conexión del generador con la línea, $x = 0$ indica el comienzo de la línea y $x = L$, el final o longitud de la misma como se indica en la Figura 7.

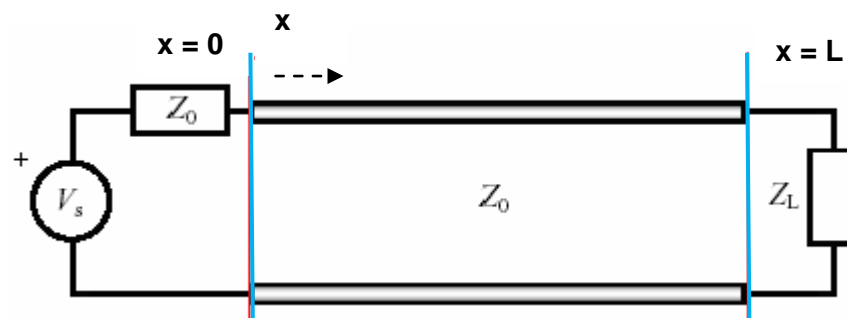


Figura 7.- Esquema de una Línea de Transmisión finita de longitud L

Si $Z_L = \infty$ la forma de la señal, escalón de salida, será E_t , como se indica en la Figura 8, siguiente.

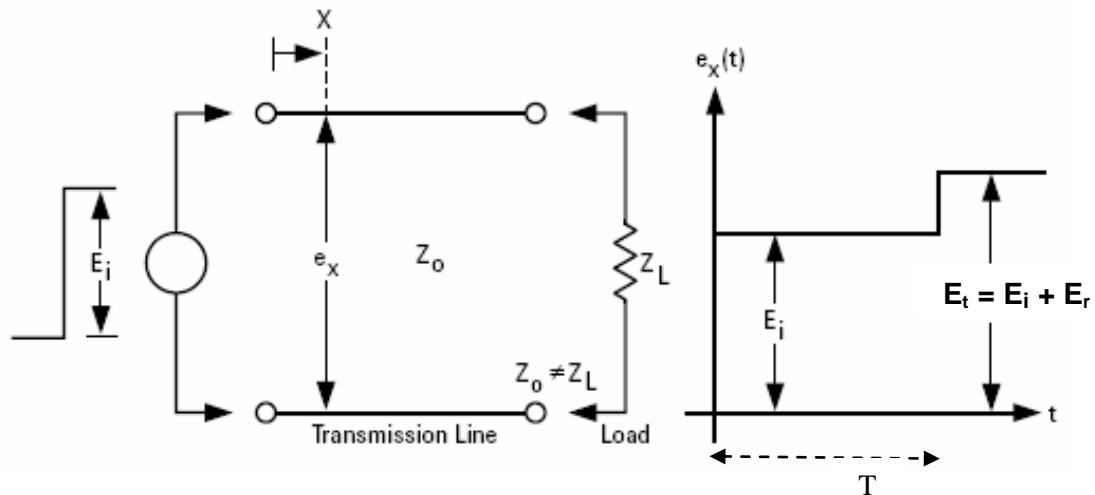


Figura 8.- Voltaje vs tiempo en un punto determinado de una línea de transmisión con un valor de escalón incidente E_i y un escalón E_t en la carga Z_L

A partir de la información dada por el osciloscopio sobre E_r , E_i , se calcula el coeficiente de reflexión y la ROE según el gráfico de la Figura 2 anterior, a lo que se agrega la pérdida de retorno y la atenuación en la carga. Con el tiempo T medido en el osciloscopio y los datos sobre el tipo de cable utilizado en la red, dado por la Tabla 1, se determina la distancia D a la que se encuentra la carga.

como el coeficiente de reflexión es
$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$
 se puede determinar Z_L

en función de Z_0 y del coeficiente de reflexión o a la inversa.

La relación de onda estacionaria ROE =
$$\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Lo ideal es que **la carga sea resistiva** y termine en una impedancia igual a la impedancia característica, $Z_L = Z_0$. Para este caso la pérdida de retorno y la atenuación en la carga serán nulas ya que no habrá onda reflejada, y la onda incidente se transmitirá completamente a través de la carga.

Si la impedancia de carga no es igual a la impedancia característica de la línea, se producen reflexiones, es decir, parte de la energía que llegue a la carga será absorbida por esta y parte se reflejará hacia el transmisor. Cualquier irregularidad en la impedancia a lo largo del cable hará las veces de carga desadaptada y provocará una reflexión.

Se define como Pérdida de Retorno (PR) a la relación en dB entre la onda reflejada y la onda incidente. Son una forma de medir los cambios de impedancias en el cable. Pérdida de retorno elevada significa que gran cantidad de la señal incidente se está reflejando en el punto de donde se produce el cambio de impedancia.

$$\frac{E_r}{E_i}$$

Es la pérdida de potencia eléctrica a lo largo del cable

$$\text{Pérdida de retorno (dB)} = PR = -20 \log \frac{E_i}{E_i}$$

$$\text{Atenuación en la carga (dB)} = At = -20 \log \frac{E_L}{E_i}$$

La atenuación en la carga es la relación en dB entre el voltaje en la carga E_L y la onda incidente o voltaje de entrada a la línea.

La atenuación por unidad de longitud se calcula haciendo el cociente de la atenuación medida por la longitud medida.

Se observa que si $E_r = 0 \rightarrow r=0$, $ROE=1$, $PR = 0$ y $At = 0$, lo que constituye un caso ideal o hacia lo cual se pretende llegar y en el osciloscopio se observaría la Figura 8. Además **se determina la distancia**, D , a la que se encuentra la carga bajo estudio y demás elementos indicados en la Tabla 2.

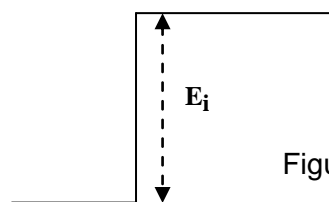


Figura 9.- Forma de escalón cuando $E_r = 0$

Si la carga es resistiva y hay onda reflejada, se pueden presentar diferentes casos de reflexiones según el valor de Z_L , como los que se indican en la Figura 9, siguiente.

(A) Open Circuit Termination ($Z_L = \infty$)

$$\frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

(A) $E_r = E_i$

Therefore $\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = +1$
 Which is true as $Z_L \rightarrow \infty$
 ∴ $Z = \text{Open Circuit}$

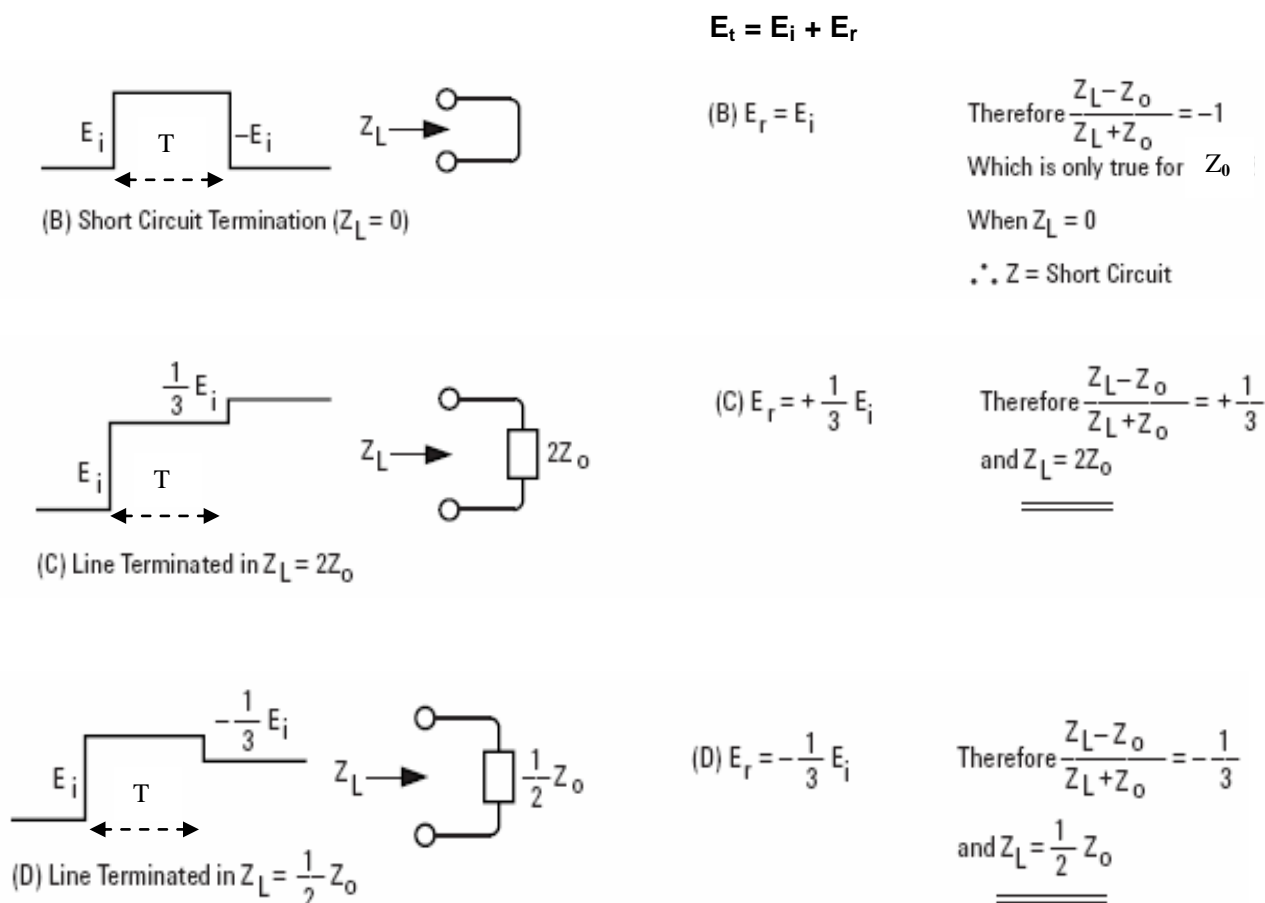


Figura 10.- Visualizaciones en el TDR de formas de ondas para distintas cargas resistivas

En la Tabla 2, se indican los parámetros medidos y calculados para diferentes situaciones de cargas resistivas.

Tabla 2.- Análisis de Parámetros para distintas Z_L resistivas

Items bajo prueba	Parámetros Medidos / Calculados	$Z_L=0$	$Z_L=\infty$	$Z_L \neq Z_0 //$ $Z_L = 2Z_0$	$Z_L \neq Z_0 //$ $Z_L = \frac{1}{2} Z_0$
E_i	$\Gamma = E_r / E_i$				
	$1 + \Gamma $				

E_r	$ROE = \frac{1}{1 - \Gamma }$				
E_t	$E_i + E_r$				
T	$D = F_v C \frac{T}{2}$				
Impedancia de Carga	$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$				
PR (dB)	$-20 \log \frac{E_r}{E_i}$				
At (dB)	$-20 \log \frac{E_L}{E_i}$				

Si se supone que Z_0 es real, aproximadamente cierto por la alta calidad comercial de los cables, se observa que cualquier desajuste o desadaptación resistiva de Z_L en relación con Z_0 , refleja una voltaje de la misma forma que la tensión incidente, con la magnitud y la polaridad de E_r determinado por los valores relativos de Z_0 y R_L ($Z_L = R_L$.)

Se puede realizar una experiencia similar a lo indicado en Tabla 2, para distintos casos de Z_L compleja como se indica en el punto 2.1.siguiente. Esto se ilustra con los gráficos de la Figura 11) siguiente.

4.4.- Línea de transmisión terminada en Cargas complejas

Hasta aquí se analizó el comportamiento de una carga resistiva al final de la línea de transmisión como lo indica la Figura 9) anterior. Si embargo, es importante conocer lo que sucede a través de la línea de transmisión en posiciones intermedias entre el generador y la carga final.

Cuando se producen reflexiones por impedancias de carga complejas, hay cuatro ejemplos básicos que se muestran en la Figura 10 y se puede determinar la distancia D a la que se encuentra.

El análisis más directo consiste en la evaluación de la tensión reflejada en $t = 0$ y en $t = \infty$, y asumiendo que la transición entre estos dos valores es de tipo exponencial. Para simplificar, el tiempo elegido es cero cuando la onda reflejada llega de vuelta en el punto de control o de monitoreo. En

el caso A, según Figura 10, con la combinación R-L en serie, por ejemplo, en $t = 0$, la tensión reflejada es de $+E_i$. Esto se debe a que el inductor no aceptará un cambio repentino en la corriente, lo que inicialmente parece una impedancia infinita o un circuito abierto, con $r = 1$ en $t = 0$. La corriente en ese momento en L se acumula de manera exponencial y su impedancia baja hasta cero. En $t = \infty$, por lo tanto, $e_r(t)$ queda determinada sólo por el valor de R.

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \quad \text{cuando } \tau = \infty$$

La transición exponencial de $e_r(t)$ tiene una constante de tiempo determinada por la resistencia efectiva vista por el inductor. Puesto que la impedancia de salida de la línea de transmisión es Z_0 , el inductor ve Z_0 en serie con R, y la constante de tiempo τ es.

$$\text{la constante de tiempo } \tau = \frac{L}{R + Z_0}$$

Un análisis similar es posible para el caso de la terminación en paralelo RC. En el instante $t=0$, la carga aparece como un corto circuito y el condensador no aceptará un cambio repentino en el voltaje. Por lo tanto, $r = -1$ cuando $t = 0$. Después de algún tiempo, sin embargo, la tensión se acumula en C, **o sea que la tensión crece** y en un tiempo $t = \infty$, el condensador C es efectivamente un circuito abierto.

$$\text{La constante de tiempo } \tau = \frac{Z_0 R}{Z_0 + R} \text{ s}$$

Los dos casos restantes pueden tratarse de la misma manera.

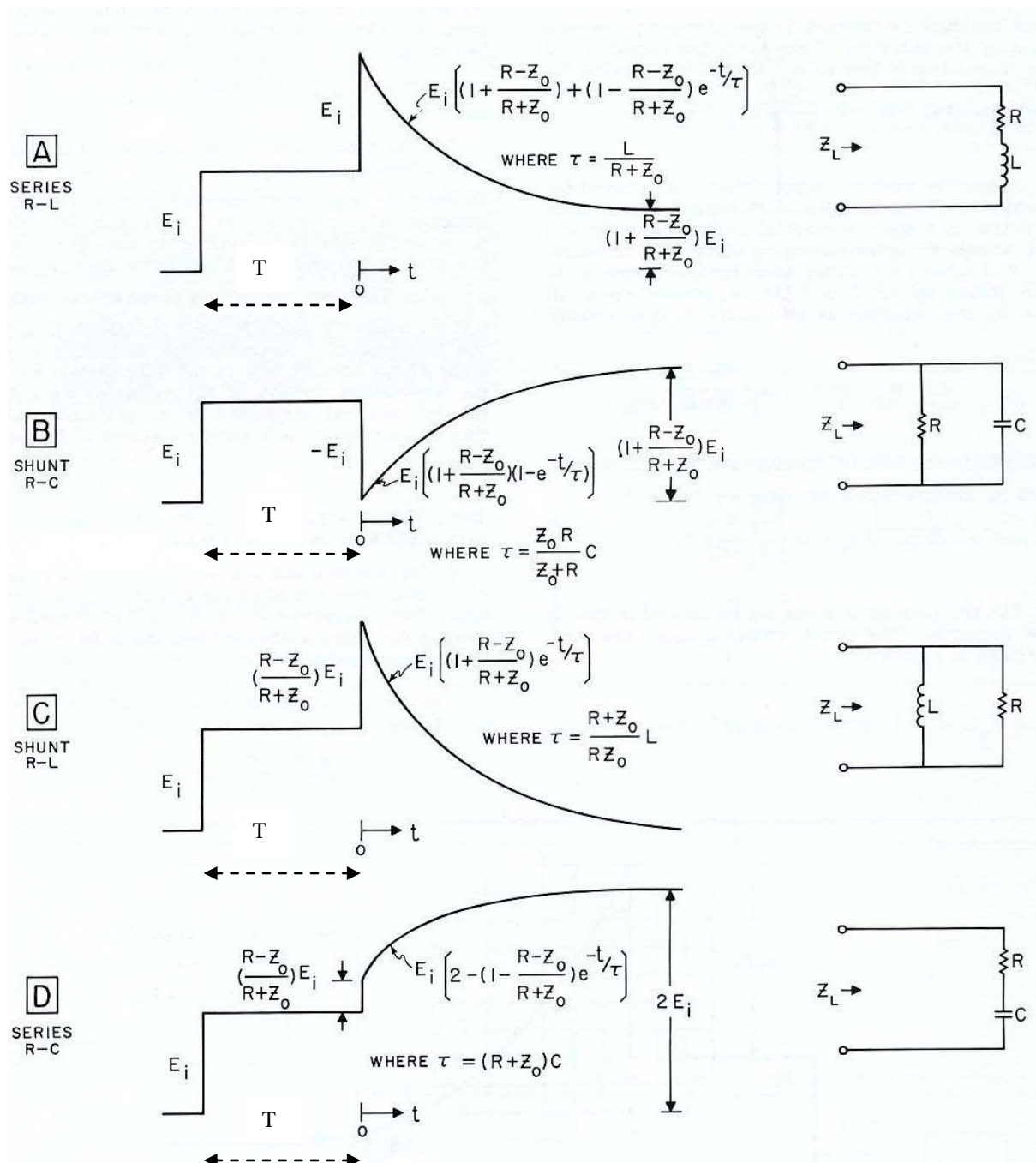


Figura 11. – Visualizaciones de formas de ondas para distintas cargas complejas

Hasta aquí se puede decir que la técnica TDR utiliza un pulso, un escalón o un tono e 800 a 1100HZ, de excitación para localizar fallas en una red de cables a partir de la determinación y análisis de las discontinuidades en la impedancia o cambios en la impedancia de una línea de transmisión.

Este método consiste en enviar un pulso rápido a través de la línea de transmisión, luego se monitorean las ondas incidentes y reflejadas mediante un osciloscopio o con un TDR. Mediante esta técnica de ecos se puede determinar la impedancia característica de la línea de transmisión, su naturaleza (resistiva, inductiva o capacitiva) y la posición o ubicación de cada discontinuidad a lo largo de la línea. TDR también da información sobre

el tipo de pérdidas, series o paralelas, y proporciona información relacionada a las características de banda ancha del dispositivo bajo prueba (DUT).

En la Figura 10 se presentan visualizaciones de ondas incidentes y reflejadas en el Osciloscopio para diferentes cargas resistivas típicas.

En la Figura 11 se presentan visualizaciones de ondas incidentes y reflejadas en el Osciloscopio para diferentes cargas complejas típicas.

5.- Discontinuidades

Hasta el momento se ha mencionado el efecto de diferentes cargas al final de una línea de transmisión. Sin embargo, no solamente es importante lo que está sucediendo en la carga sino también en posiciones intermedias a lo largo de la línea.

Se considera un sistema de transmisión como el de la Figura 12, con la unión de dos líneas de transmisión con impedancia Z_0 a través de un conector.

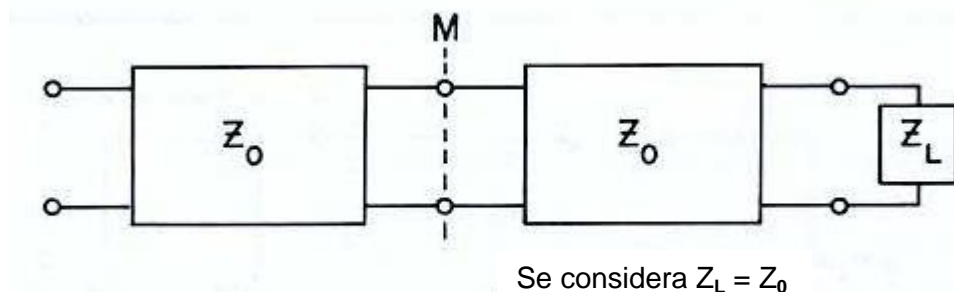


Figura 12.- Unión de dos líneas de transmisión

Si mediante un conector se realiza una unión entre dos líneas de transmisión, ambas con impedancia característica Z_0 , la práctica demuestra que dicha unión agrega una cierta **inductancia** en serie con la línea. Lo que está desde el conector M a la derecha del mismo o hacia la salida, se debe considerar como una impedancia equivalente en serie con el inductor, como se indica en la Figura 13. Esta combinación serie R-L es la **impedancia de carga efectiva del sistema** en el punto de conexión M. Ya que la impedancia que existía antes de producirse la unión de ambas líneas de transmisión es Z_0 , resistiva para una línea sin pérdidas, la señal que se observa en el osciloscopio será la de una carga R-L en serie y la forma de la señal es la indicada en la Figura 14, similar a la Figura 10A) anterior.

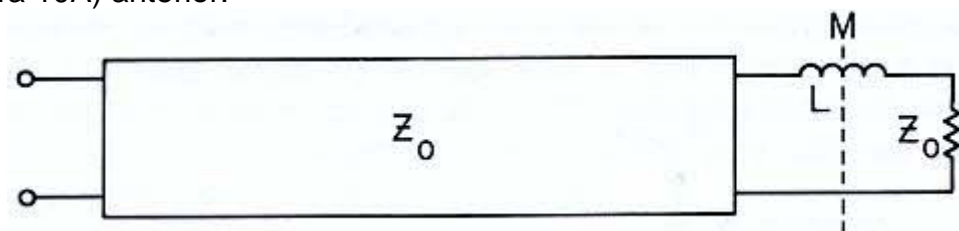


Figura 13.- Esquema resultante de unión de dos líneas de transmisión

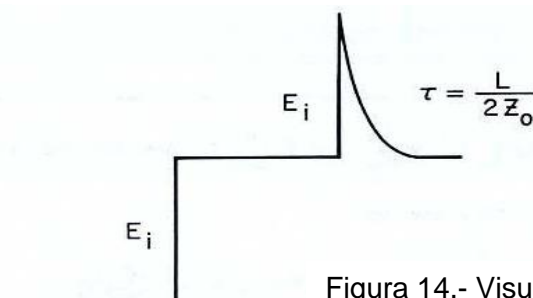


Figura 14.- Visualización sobre la carga R-L

5.1.- Discontinuidades múltiples

Una de las ventajas de la TDR es su capacidad para manejar los casos de más de una discontinuidad. Un ejemplo de ello es la Figura 15.

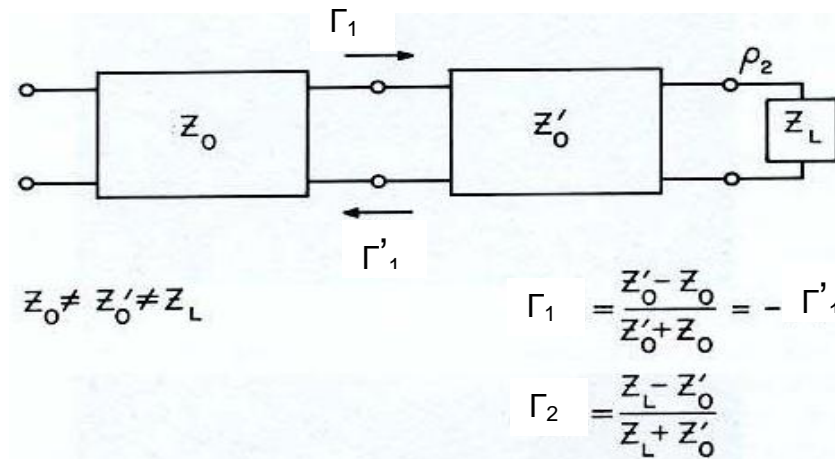


Figura 15.- Unión de dos líneas de transmisión con diferentes Z_0

La visualización en el osciloscopio para este caso sería similar al diagrama de la Figura 16, considerando que $Z_L < Z_0 < Z'_0$:

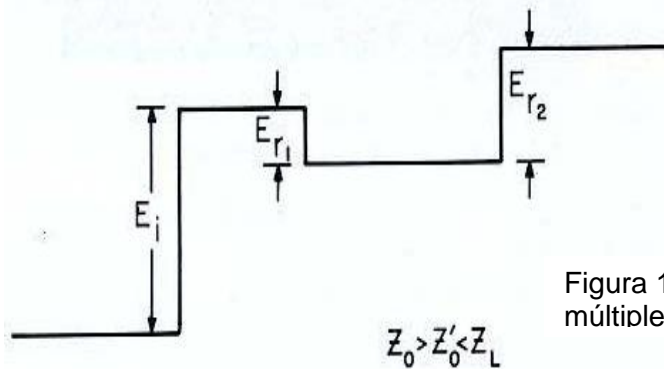


Figura 16.- Visualización de discontinuidades múltiples

Se observa que los dos desajustes producen reflexiones que se pueden analizar por separado. La falta de coincidencia en la unión de las dos líneas de transmisión genera una onda reflejada, E_{r1} y otra onda reflejada E_{r2} , donde:

$$E_{r1} = \Gamma_1 E_i = \frac{Z'_0 - Z_0}{Z'_0 + Z_0} E_i \quad \text{y} \quad \Gamma_2 = \frac{Z_L - Z'_0}{Z_L + Z'_0}$$

Se deben considerar dos cuestiones ante la reflexión de Z_L , tal como se muestra en el osciloscopio en la Figura 16) anterior, se utiliza para determinar r_2 . En primer lugar, la tensión de paso incidente en Z_L es $(1 + r_1) E_i$, no sólo E_i . En segundo lugar, la reflexión de la carga es:

$$[r_2 (1 + r_1) E_i] = E_{rL}$$

pero esto no es igual a E_{r2} debido a que la reflexión se produce en el punto de unión de las dos líneas de transmisión. La onda reflejada que vuelve al punto de control es:

$$E_{r2} = (1 + r'_1) E_{rL} = (1 + r'_1) [r_2 (1 + r_1) E_i]$$

Como $r'_1 = -r_1$, E_{r2} puede reescribirse como:

$$E_{r2} = [r_2 (1 - r_1^2)] E_i$$

La parte de la E_{rL} reflejada desde la unión de Z'_0 y Z_0 (i.e. $r'_1 E_{rL}$) vuelve a reflejarse en la carga y así sucesivamente. Como habitualmente las reflexiones son pequeñas el efecto de reflexiones múltiples es casi despreciable, pero se debe tener presente porque en algunos casos pueden aparecer.

Es importante que el generador de función escalón tenga coeficiente de reflexión cero.

6.- Tema de Trabajo práctico integrador

Analizar las características técnicas y de prestación de distintos TDR según el ámbito de aplicación. TDR con emisión de tono, pulso y de escalón. Ventajas y desventajas de cada uno de ellos.

Bibliografía

Bianchi, Aldo N. Sistemas de Ondas Guiadas. Editorial MARCOMBO, Barcelona, España. Año 1980

Colombo, Juan Carlos. "Medición de Parámetros de Dispersión S". Guía de estudio de la asignatura Medidas Electrónicas II. 30/03/2010.

Hewlett-Packard. Time Domain Reflectometry. Application Note 62. Printed in U.S.A. Disponible en http://www.google.com.ar/an_62.pdf.

Hewlett-Packard. Time Domain Reflectometry Theory. Application Note 1304-2. Printed in U.S.A. 5/981988. Disponible en http://www.google.com.ar/an_67.pdf.

Hewlett-Packard. Cable testing with Time Domain Reflectometry. Application Note 67. Printed in U.S.A. 5/981968. Disponible en http://www.google.com.ar/an_1304-2.pdf.

M.E. II-Facultad Regional Mendoza – UTN. REFLECTOMETRÍA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO (Medición de Parámetros Distribuidos). Año 2007. Disponible en <http://www.google.com.ar/tp8.pdf>.

Terman y Pettit. Mediciones Electrónicas. Editorial ARBO, Buenos Aires, Argentina. Año 1972.

Ing. Juan Carlos Colombo
Prof.Tit. Medidas Electrónicas II
FRT-UTN
22/03/2011

TABLA 1

Características de los Cables Coaxiales

Coaxial	Ohm	Factor Veloc	Aislan. Dieléct.	Tensión Máx RMS	pF Por Metro	Atenuación en decibelios por cada 100 mts								Diam. en mm
						10 Mhz	50 Mhz	100 Mhz	200 Mhz	400 Mhz	1 Ghz	3 Ghz		
RG-5	50	0,66	Esp PE	-----	93,50	2,72	6,23	8,85	13,50	19,40	32,15	75,50	8,30	
RG-6	75	0,66	Esp PE	-----	61,60	2,72	6,23	8,85	13,50	19,40	32,15	75,50	8,50	
RG-8	52	0,66	PE	4.000	97	1,80	4,27	6,23	8,86	13,50	26,30	52,50	10,30	
RG-9	51	0,66	PE	4.000	98	2,17	4,92	7,55	10,80	16,40	28,90	59,00	10,70	
RG-10	52	0,66	-----	-----	100	1,80	4,25	6,25	8,85	13,50	26,30	52,50	12,00	
RG-11	75	0,66	Esp PE	4.000	67	2,18	5,25	7,55	10,80	15,80	25,60	54,00	10,30	
RG-12	75	0,66	PE	4.000	67	2,18	5,25	7,55	10,80	15,80	25,60	54,00	12,00	
RG-13	74	0,66	-----	-----	67	2,18	5,25	7,55	10,80	15,80	25,60	54,00	10,70	
RG-14	52	0,66	-----	-----	98,40	1,35	3,28	4,60	6,55	10,20	18,00	41,00	13,90	
RG-17	52	0,66	PE	11.000	67	0,80	2,05	3,15	4,90	7,85	14,40	31,10	22,10	
RG-18	52	0,66	-----	-----	100	0,80	2,05	3,15	4,90	7,85	14,40	31,10	24,00	
RG-19	52	0,66	-----	-----	100	0,55	1,50	2,30	3,70	6,05	11,80	25,30	28,50	
RG-20	52	0,66	-----	-----	100	0,55	1,50	2,30	3,70	6,05	11,80	25,30	30,40	
RG-21	53	0,66	-----	-----	98	14,40	30,50	47,70	59,00	85,30	141,00	279,00	8,50	
RG-34	75	0,66	-----	-----	67	1,05	2,79	4,60	6,90	10,80	19,00	52,50	15,90	
RG-35	75	0,66	-----	-----	67	0,80	1,90	2,80	4,15	6,40	11,50	28,20	24,00	
RG-55	53,50	0,66	PE	1.900	93	3,94	10,50	15,80	23,00	32,80	54,10	100,00	5,30	
RG-58	50	0,66	PE	1.900	93	4,60	10,80	16,10	24,30	39,40	78,70	177,00	5,00	
RG-59	73	0,66	PE	600	69	3,60	7,85	11,20	16,10	23,00	39,40	87,00	6,20	
RG-74	52	0,66	-----	-----	98	1,35	3,28	4,59	6,56	10,70	18,00	41,00	15,70	
RG-122	50	0,66	-----	-----	-----	5,58	14,80	23,00	36,10	54,10	95,10	187,00	4,10	
RG-142	50	0,70	PTFE	1.900	96	3,60	8,85	12,80	18,50	26,30	44,25	88,60	4,90	
RG-174	50	0,66	PTFE	1.500	101	12,80	21,70	29,20	39,40	57,40	98,40	210,00	2,60	
RG-177	50	0,66	-----	-----	-----	0,70	2,03	3,12	4,92	7,85	14,40	31,20	22,70	
RG-178	50	0,69	-----	-----	-----	18,40	34,50	45,90	63,30	91,90	151,00	279,00	1,90	
RG-179	75	0,69	-----	-----	-----	17,40	27,90	32,80	41,00	52,50	78,70	144,00	2,50	
RG-180	95	0,69	-----	-----	-----	10,80	15,10	18,70	24,90	35,50	55,80	115,00	3,70	
RG-187	75	0,69	-----	-----	-----	17,40	27,90	32,80	41,00	52,50	78,70	144,00	2,80	

RG-188	50	0,69	-----	-----	-----	19,70	31,50	37,40	46,60	54,80	102,00	197,00	2,80
RG-195	95	0,69	-----	-----	-----	10,80	15,10	18,70	24,90	35,40	55,80	115,00	3,90
RG-196	50	0,69	-----	-----	-----	18,40	34,50	45,20	62,30	91,90	151,00	279,00	2,00
RG-212	50	0,66	-----	-----	-----	2,72	6,23	8,86	13,50	19,40	32,20	75,50	8,50
RG-213	50	0,66	PE	5.000	101	1,80	4,30	6,25	8,85	13,50	26,30	52,50	10,30
RG-214	50	0,66	PE	5.000	101	2,15	4,95	7,55	10,80	16,40	28,90	59,00	10,80
RG-215	50	0,66	PE	5.000	101	1,80	4,30	8,20	8,85	13,50	26,30	52,50	10,30
RG-216	75	0,66	PE	5.000	67	2,15	5,25	7,55	10,80	15,80	25,60	54,10	10,80
RG-217	50	0,66	-----	-----	-----	1,35	3,30	4,60	6,55	10,20	18,00	40,50	13,80
RG-218	50	0,66	-----	-----	96	0,80	2,05	3,10	4,90	7,85	14,40	31,20	22,10
RG-219	50	0,66	-----	-----	-----	0,80	2,05	3,10	4,90	7,85	14,40	31,20	24,00
RG-220	50	0,66	-----	-----	96	0,55	1,50	2,30	3,70	6,10	11,80	25,50	28,50
RG-221	50	0,66	-----	-----	-----	0,55	1,50	2,30	3,70	6,10	11,80	25,50	30,40
RG-222	50	0,66	-----	-----	-----	14,40	30,50	42,70	59,10	85,30	141,00	279,00	8,50
RG-223	50	0,66	PE	1.900	101	3,95	10,50	15,80	23,00	32,80	54,10	100,00	5,40
RG-302	75	0,69	-----	-----	-----	1,50	4,00	10,80	15,40	22,60	41,90	85,25	5,30
RG-303	50	0,69	-----	-----	-----	3,61	8,86	12,80	18,50	26,30	44,30	88,60	4,30
RG-316	50	0,69	-----	-----	-----	19,70	31,50	37,40	46,60	54,80	102,00	197,00	2,60
NOTAS		PE = Polietileno											
		Esp.PE = Espuma de Polietileno											
		PTFE = Teflón (Politetrafluoroetileno)											
		RG-214 y RG-223 = Con doble protección (Doble apantallado)											