



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES
FACULTAD DE INGENIERÍA

Instrumentos Electrónicos (66.44)

Trabajo práctico

FECHA: 31 de mayo de 2016

INTEGRANTES:

Carballeda, Ignacio - #91646
<carballeda.ignacio@gmail.com>

Docentes:

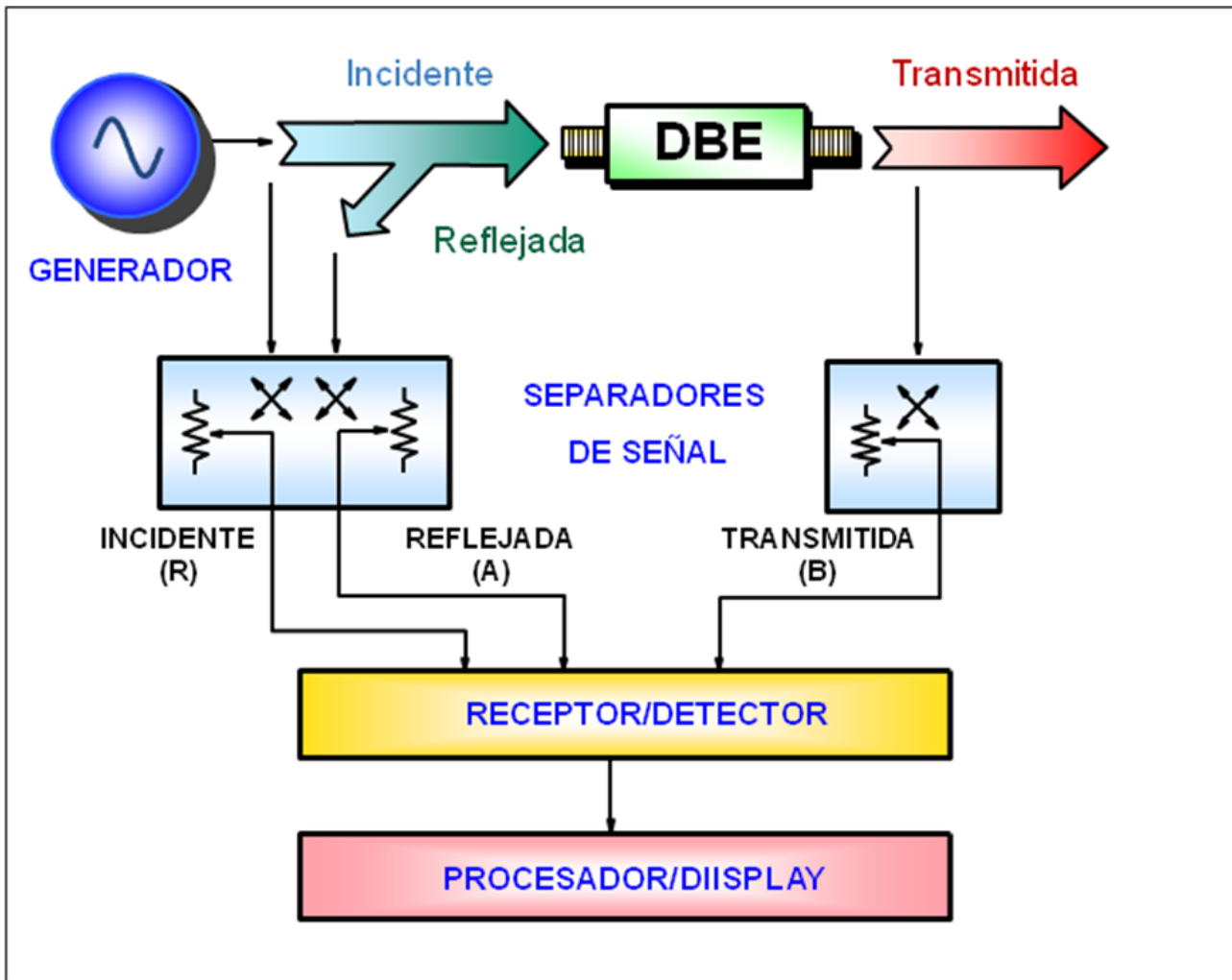
Enrique Zothner

Índice

1. Analizador de redes vectorial	3
1.1. Diagrama en bloques y principio de funcionamiento	3
1.1.1. Acoplador direccional	3
2. Analizador de Espectros	6
2.1. Diagrama en bloques	6
2.2. Descripción de las etapas y controles principales	6
2.2.1. Atenuador de entrada:	6
2.2.2. Preselector:	6
2.2.3. Oscilador Local: LO	6
2.2.4. Diodo como detector de envolventes:	7
2.2.5. Receptor sintonizado:	7
2.2.6. Control de Sintonía: Frecuencia Central	8
2.2.7. Intervalo de frecuencia Span:	8
2.2.8. Barrido en toda la banda de frecuencia: Fullband sweep	8
2.2.9. Barrido cero: Zero Span	8
2.2.10. Circuito de estabilización:	9
2.2.11. Base de tiempo: Time Base	9
2.2.12. Salida de Calibración:	9
2.2.13. Nivel de Referencia:	9
2.2.14. Filtro de FI: Ancho de banda de resolución RBW	9
2.2.15. Ancho de banda de video: VBW	10
2.2.16. Ruido	10
2.2.17. Ruido de Fase	11
3. Parametros S	12
4. Carta Smith	13
5. Mixer	15
5.1. Funcionamiento del mezclador	16
6. AM-FM	17
6.1. Modulación de Amplitud	17
6.1.1. Espectro de frecuencia de AM y ancho de banda	17
6.2. Índice M	20
7. Impedancimetro	22
8. $Z_{in z}$	22
9. Reflectometria	22
9.1. Mediciones con TDR	23

1. Analizador de redes vectorial

1.1. Diagrama en bloques y principio de funcionamiento



1.1.1. Acoplador direccional

Para dar comienzo al proceso de medición con un analizador de redes es fundamental separar las señales incidente, reflejada y transmitida. En microondas es común utilizar acopladores direccionales. 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_O . 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".

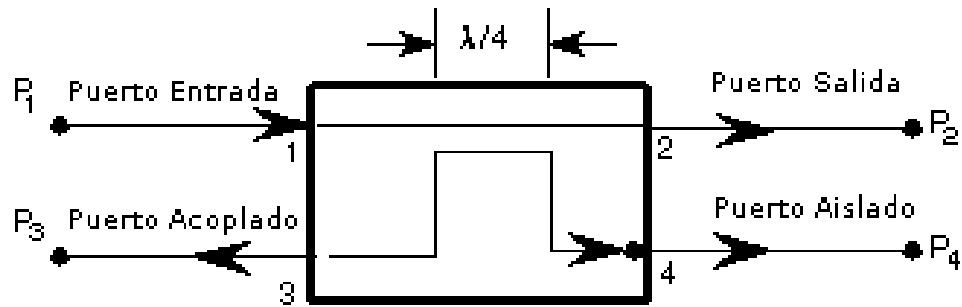
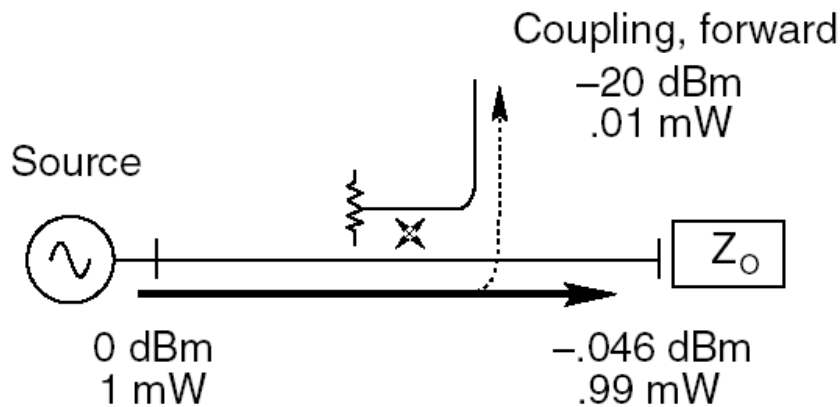


Figura 1. Acoplador Direccional



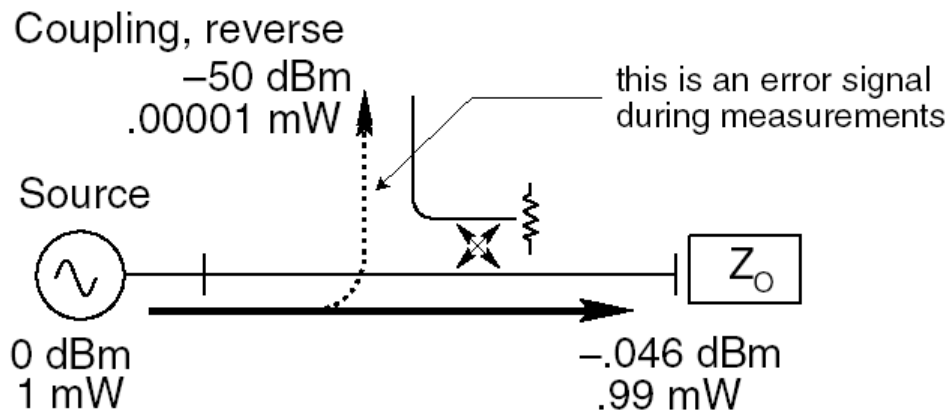
Example of 20 dB Coupler

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

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:

$$loss = 10 * \log * (1 - \frac{P_3}{P_1}) dB$$

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



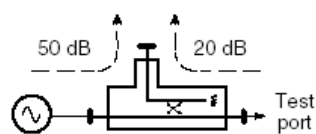
Example of 20 dB Coupler "turned around"

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

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.

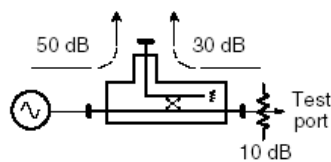
$$\text{Directivity} = \frac{\text{Coupling Factor} \times \text{Loss (through arm)}}{\text{Isolation}}$$

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

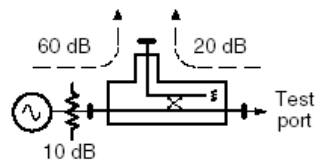


Examples:

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



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

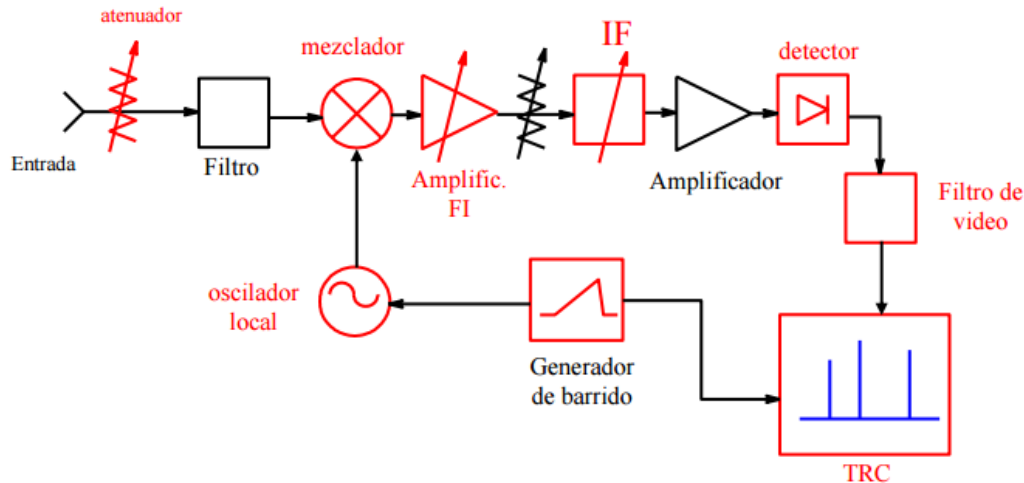


$$\text{Directivity} = 60 \text{ dB} - 20 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 30 \text{ dB}$$

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

2. Analizador de Espectros

2.1. Diagrama en bloques



2.2. Descripción de las etapas y controles principales

2.2.1. Atenuador de entrada:

Es un atenuador ajustable por pasos de 10 dB entre 0 y 70 dB. Se encuentra entre el conector de entrada y el preselector o bien la primera etapa mezcladora del analizador. Puede funcionar en modo automático o manual. En modo automático el atenuador ajusta el nivel de la señal que entra en el primer mezclador para obtener un margen dinámico máximo sin interferencias y una buena relación S/N.

El modo manual se utiliza para poder optimizar otros parámetros como sensibilidad o intermodulación.

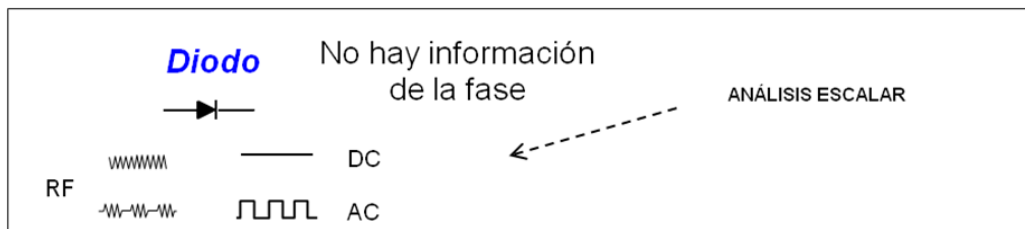
2.2.2. Preselector:

El preselector puede ser: Un filtro pasabajos coincidente con la máxima frecuencia medible para los analizadores de espectro de baja frecuencia o en el caso de analizadores de espectro de microondas, coincidente con el primer rango de frecuencias donde el oscilador interno trabaja con su fundamental. Un Filtro YIG Sintonizado (YTF) para los rangos superiores de frecuencia en los analizadores de espectro de microondas. Este filtro solo permite que pase una determinada porción del espectro moviéndose acorde a la frecuencia sintonizada del oscilador local (LO). Esto sirve para eliminar el problema de múltiple batido. La función del preselector es entonces eliminar toda frecuencia imagen, respuesta espuria y otras que suelen aparecer para evitar falsas mediciones.

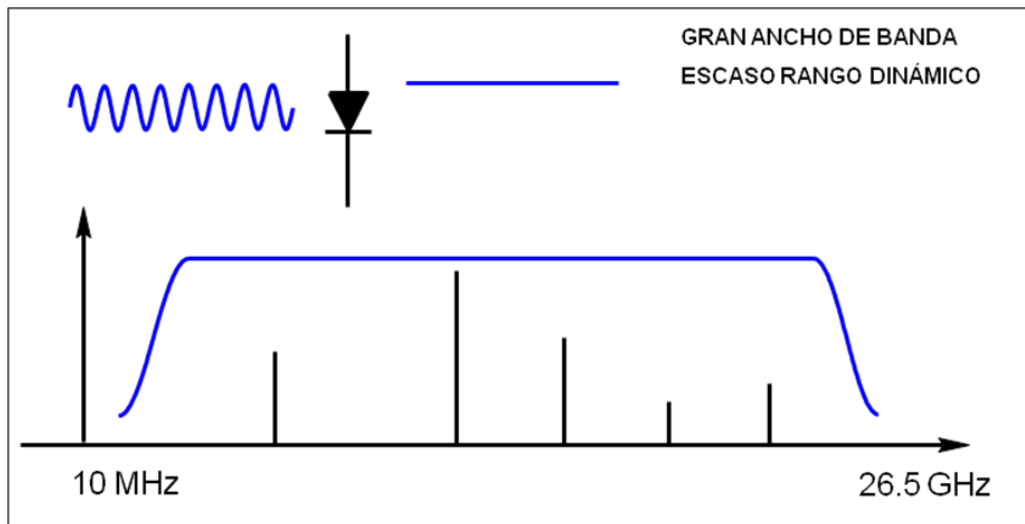
2.2.3. Oscilador Local: LO

Es el oscilador que genera la señal de heterodinación de las etapas mezcladoras. Pueden haber dos, tres o más de estos dependiendo principalmente de la cantidad de mezcladores que haya. Se suelen heterodinar sus fundamentales o sus armónicas según los rangos de frecuencia: La ecuación de sintonía es la siguiente: $f_{in} = f_{LO} \pm f_{FI}$

2.2.4. Diodo como detector de envoltentes:

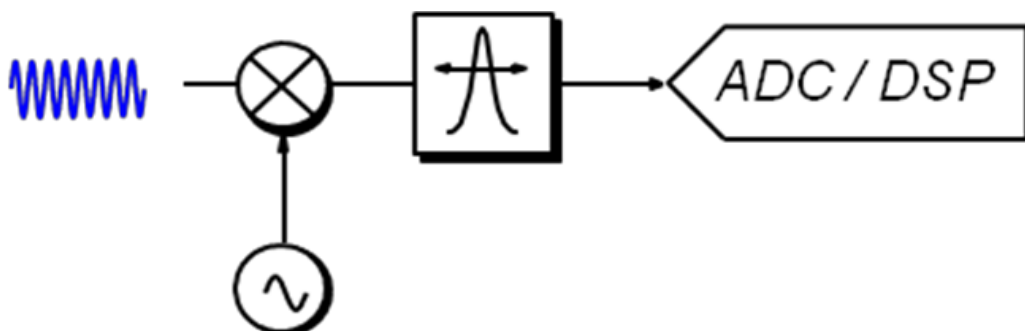


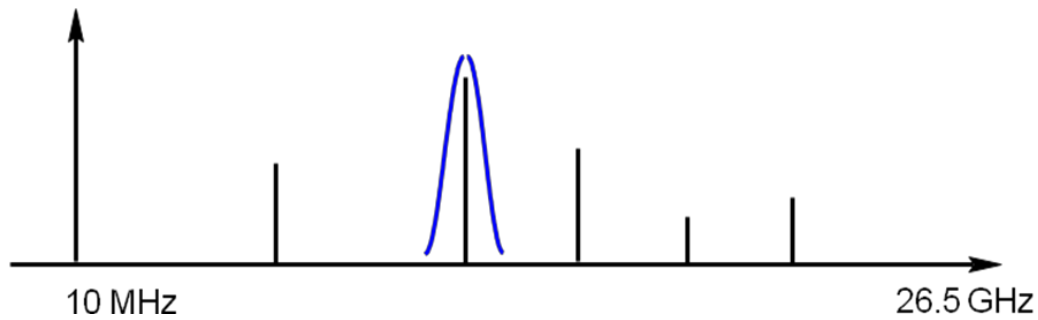
Diodo detector. Es la solución más simple y económica en la que se aprovecha la característica cuadrática propia del diodo para detectar la potencia de la señal para cualquier frecuencia.



2.2.5. Receptor sintonizado:

Básicamente es un circuito superheterodino compuesto por un mezclador y un filtro pasa-banda sintonizado a una determinada frecuencia intermedia (ó un amplificador de FI). Se trata, de un receptor de banda estrecha cuya salida contiene la información de la señal de entrada trasladada a la frecuencia intermedia.





2.2.6. Control de Sintonía: Frecuencia Central

Ajusta el LO para visualizar la señal a medir de tal forma que en el centro de la pantalla la frecuencia sea: $f_{central} = f_{LO} - f_{FI}$. En el caso de medición a fullband posiciona la frecuencia central a $f_{MAX}/2$ o en los antiguos analizadores, posiciona una marca en frecuencia en la pantalla.

2.2.7. Intervalo de frecuencia Span:

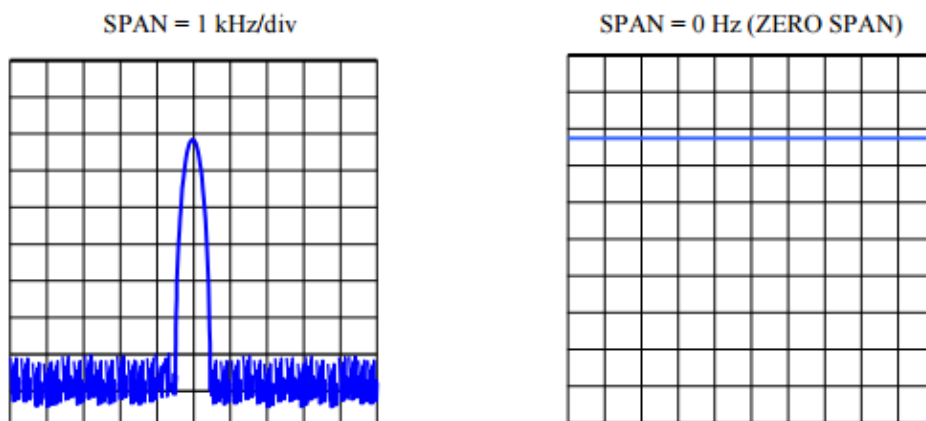
Como el LO barre en forma lineal en frecuencia, el SPAN es el ancho de este barrido. Se lo expresa en Hz/div de pantalla. En nuestro caso se extiende entre 1 kHz/div y 500 MHz/div.

2.2.8. Barrido en toda la banda de frecuencia: Fullband sweep

Es el barrido en todo el rango de frecuencias del analizador según las distintas bandas. En la pantalla se puede observar todo el espectro de la señal siendo una función útil para identificar distintas señales, ver la pureza espectral, etc.

2.2.9. Barrido cero: Zero Span

Es un modo de funcionamiento en el cual el barrido en frecuencia del oscilador local se ajusta a cero. Esto permite efectuar medidas de nivel a frecuencias fijas y también poder representar una señal en el dominio del tiempo (por ejemplo ver la señal modulante en AM, FM, pulso, etc.).



2.2.10. Circuito de estabilización:

Debido a las inestabilidades propias del oscilador y su FM residual, entre otras, por debajo de cierto Span de barrido (100 kHz/div) actúa en forma automática el circuito de estabilización el cual enclava al oscilador YTO a un oscilador de referencia de 1 MHz a cristal. Una vez enclavado permite efectuar un ajuste fino en frecuencia. Otra posibilidad podría ser dejar fijo al primer LO (coincidente con la frecuencia central en la pantalla) y barrer el ultimo LO.

2.2.11. Base de tiempo: Time Base

Es la referencia en frecuencia que utiliza el sintetizador interno. Por lo tanto es la que determine la estabilidad del analizador.

2.2.12. Salida de Calibración:

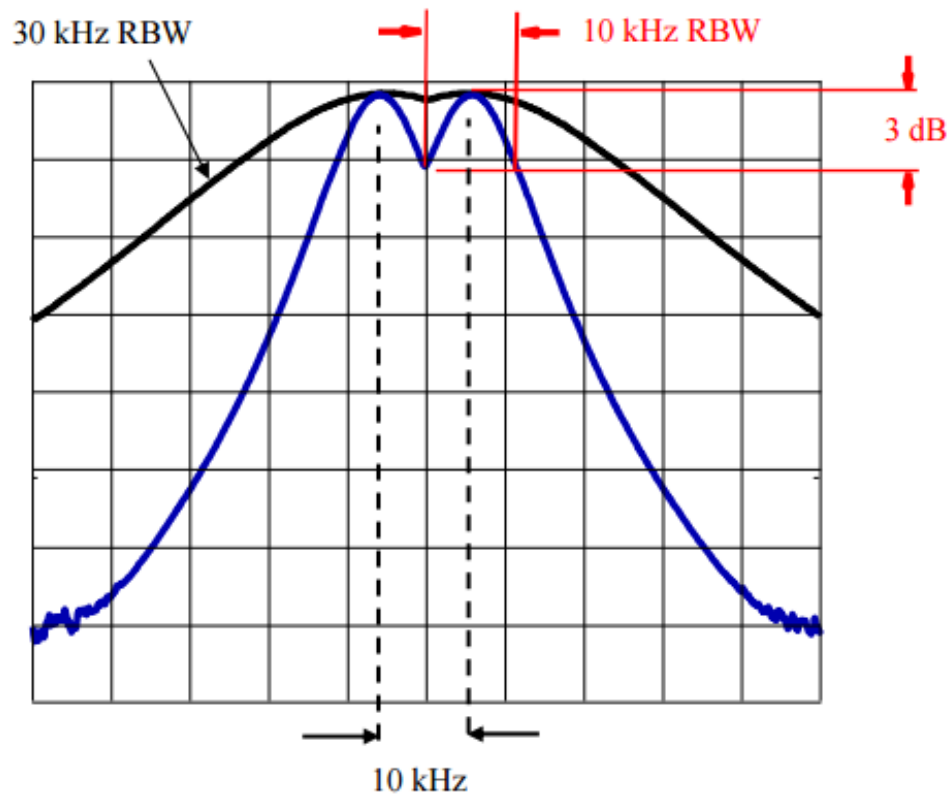
Consta de una señal de frecuencia y amplitud determinadas con una cierta incertidumbre (100 MHz / -10 dBm). Esto se utiliza para verificar el correcto funcionamiento del analizador.

2.2.13. Nivel de Referencia:

Es el valor de referencia para todas las medidas de nivel. Se encuentra situado en el tope de la pantalla. Las mediciones efectuadas con nivel de referencia poseen la máxima exactitud, ya que desaparece el error de linealidad o error de subdivisión de escala. El nivel de referencia depende de: El valor del atenuador de entrada y la ganancia del amplificador de FI.

2.2.14. Filtro de FI: Ancho de banda de resolución RBW

Consta de una serie de filtros pasabanda seleccionables de diferentes ancho de banda situados en la ultima FI. En general están especificados para 3 dB del filtro de FI que efectúa la selección de la señal. El ancho de banda de resolución define la selectividad de un analizador para señales de idéntica amplitud. Es decir que no se puede medir dos componentes de la misma amplitud separadas en frecuencia menos que el valor de RBW como se muestra en la figura:

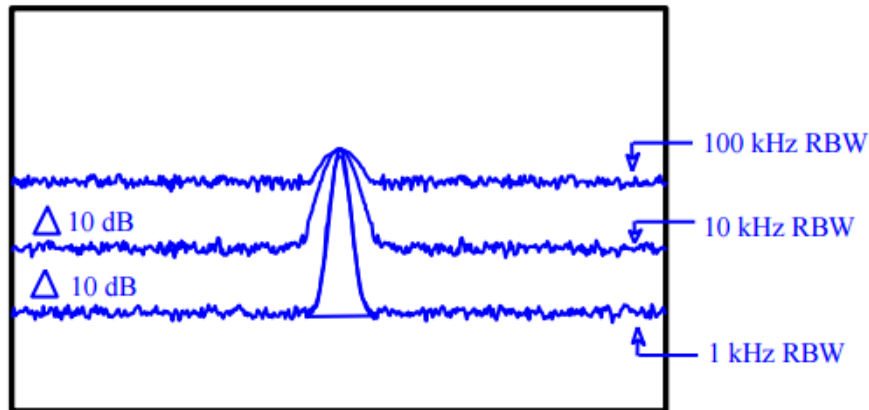


2.2.15. Ancho de banda de video: VBW

Es el ancho de banda del filtro pasabajos que se encuentra después del detector. A través de este se proporciona una constante de tiempo al análisis de nivel/amplitud, con lo cual produce un filtrado (promedio) de las componentes de ruido de la señal medida.

2.2.16. Ruido

El ruido generado en el analizador es aleatorio y tiene una amplitud constante para un espectro de frecuencias muy amplio. Como el filtro de resolución está ubicado después de la primera etapa de ganancia, la potencia total de ruido que pasa a través de este filtro, está determinada por su ancho de banda, de modo que cuanto más angosto es el filtro, menor será el ruido que este deje pasar, como lo muestra la siguiente figura:

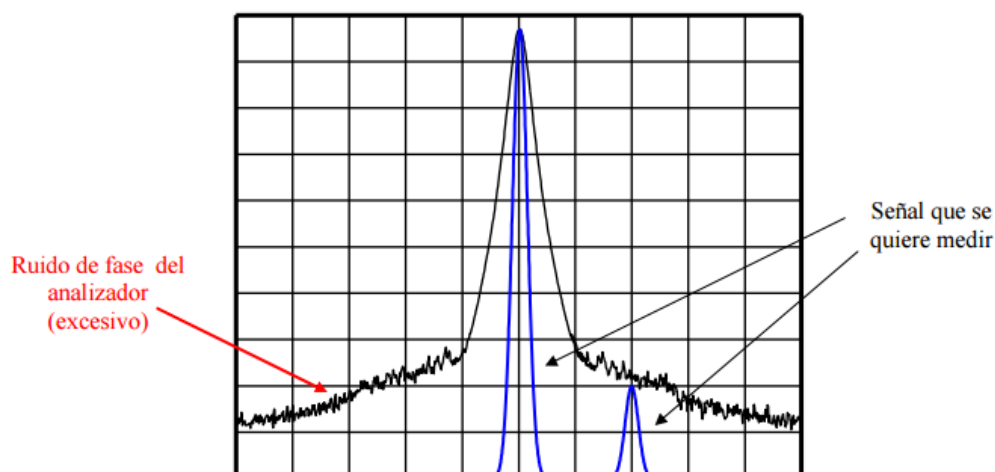


El nivel de ruido de fondo es función del log ($\text{RBW1} / \text{RBW2}$), por lo tanto, si se disminuye el RBW en un factor de 10 veces, el nivel de ruido mostrado disminuirá en 10 dB. Entonces se logrará la mejor sensibilidad usando el mínimo RBW posible.

2.2.17. Ruido de Fase

Debido a los efectos no lineales del oscilador, se produce la modulación de bandas laterales de ruido, cuya potencia disminuye con la separación creciente de la portadora. Se distingue entre ruido de amplitud (comportamiento estadístico de la estabilidad de amplitud) y ruido de fase (comportamiento estadístico de la estabilidad de frecuencia/fase).

El ruido de fase es la magnitud principal: Se define como la potencia absoluta de una banda lateral separada en f_{off} de la frecuencia de portadora, referida a la potencia de esta y con un ancho de banda de prueba de 1 Hz. Su unidad es dBc/Hz. Como el ruido de fase se traslada a la FI, constituye, conjuntamente con la selectividad, una indicación de la resolución del analizador para señales de distinta amplitud y de frecuencias muy próximas entre sí. En la siguiente figura se observa como el ruido de fase enmascara a una componente situada muy próximo a la componente fundamental.



3. Parámetros S

Los parámetros de dispersión son los coeficientes de reflexión y transmisión entre la onda incidente y la reflejada. Estos parámetros describen completamente el comportamiento de un dispositivo bajo condiciones lineales en determinado rango de frecuencia. Cada parámetro es caracterizado por magnitud, ganancias o pérdidas en decibels y fase. A pesar de ser aplicables a cualquier frecuencia, los parámetros S son usados principalmente para redes que operan en radiofrecuencia (RF) y frecuencias de microondas. En general, para redes prácticas, los parámetros S cambian con la frecuencia a la que se miden, razón por la cual se debe especificar la frecuencia para cualquier medición de parámetros S, junto con la impedancia característica o la impedancia del sistema. En el contexto de los parámetros-S, dispersión se refiere a la forma en que las corrientes y tensiones que se desplazan en una línea de transmisión son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debido a la introducción de una red en una línea de transmisión. Esto equivale a la onda encontrándose con una impedancia diferente de la impedancia característica de la línea. La descripción de los parámetros es la siguiente:

S_{11} : Coeficiente de reflexión a la entrada o coeficiente de reflexión directa.

S_{21} : Coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa.

S_{22} : Coeficiente de reflexión a la salida o coeficiente de reflexión inversa.

S_{12} : Coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa. Para que esto sea válido las impedancias en el puerto de entrada y salida deben ser las mismas.

La Figura 5a, muestra el esquema típico de un cuadripolo lineal, el cual puede estar compuesto por elementos tanto activos como pasivos en su interior. La Figura 5b, muestra el cuadripolo con los parámetros S.

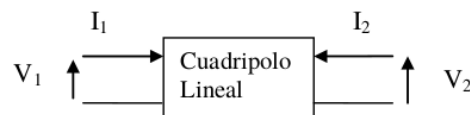


Figura 5a

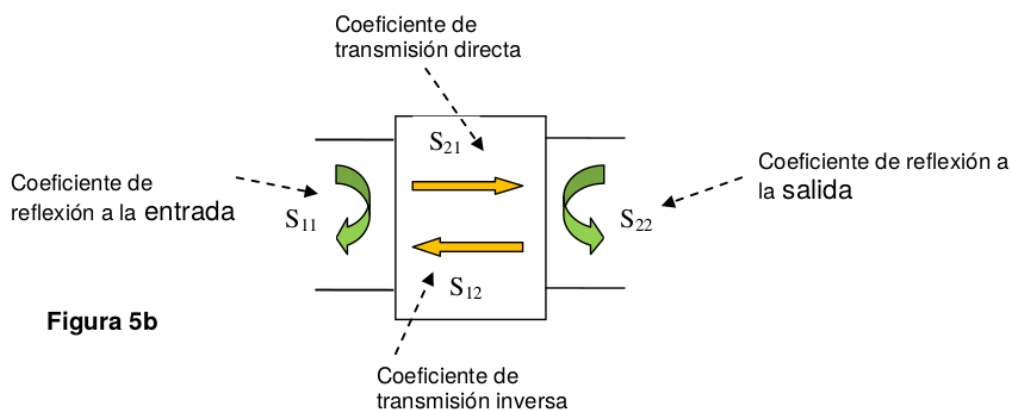
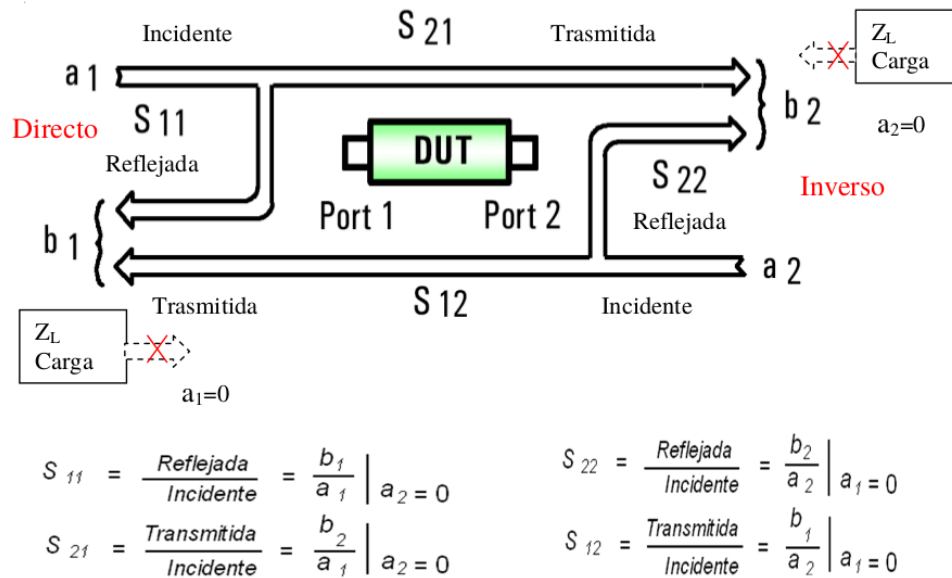


Figura 5b

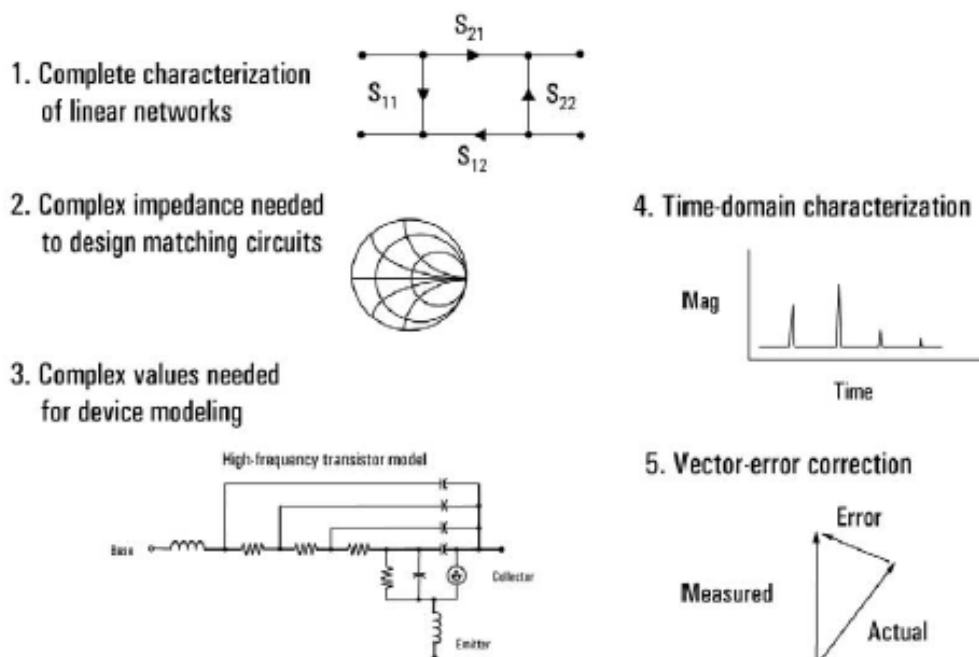
En la Figura siguiente se representa un cuadripolo con los parámetros S y el flujo de ondas incidentes y reflejadas en cada uno de los puertos.



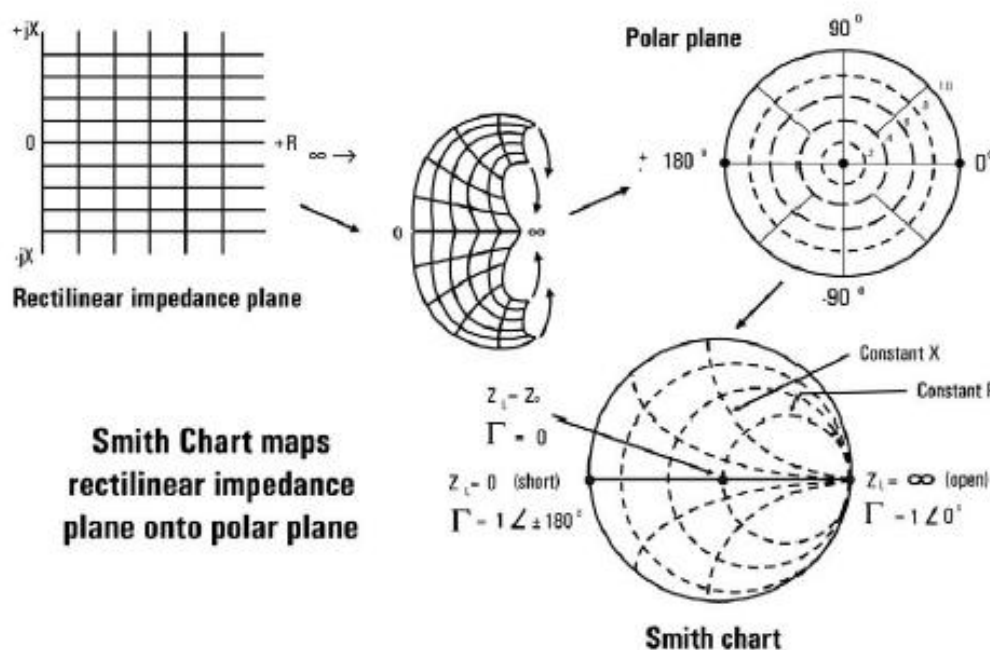
Lo interesante de este esquema, es que se pueden determinar los parámetros S a partir de mediciones de ondas incidentes y reflejadas en cada uno de los puertos para las condiciones de $a_2 = 0$ y $Z_L = Z_0$; luego se procede a la inversa con $a_1 = 0$ y $Z_1 = Z_L = Z_0$.

4. Carta Smith

Cuando se miden los parámetros S, por cuestiones de aplicaciones en Investigación y desarrollo de dispositivos o con fines industriales de producción, se debe considerar no solamente la magnitud sino la fase involucrada con cada parámetro. Magnitud y fase de dispositivos y redes describen con precisión el comportamiento con la frecuencia de RF y microondas. Las características en el dominio del tiempo necesitan de magnitud y fase para determinar las correcciones vectoriales, como se indica en la siguiente figura.



Es clave, en líneas de transmisión la impedancia característica Z_0 ya que sirve para determinar la relación entre corriente y tensión de ondas en desplazamiento (traveling). Es una función de la dimensión de la línea de transmisión y de la constante dieléctrica del material no conductor de la línea. Para sistemas de RF, Z_0 es de 50 o 75 Ω . Para potencia baja, como cable de TV, la línea de transmisión coaxial está optimizada para bajas pérdidas y es de 75 Ω , con aire como dieléctrico. Para RF y microondas con aplicaciones de potencia elevada se utiliza línea de transmisión coaxial con 50 Ω , con una relación entre máxima potencia y mínima pérdida. Para máxima transferencia de energía a través de una línea de transmisión desde la fuente a la carga deben tener la misma impedancia Z_0 . Cuando la impedancia de la fuente no es resistiva pura, la máxima transferencia de energía ocurre cuando la impedancia de la carga o de salida es igual al complejo conjugado de la impedancia de la fuente. En este último caso se trabaja con la parte inversa de la señal y la parte imaginaria de la impedancia. Ej: Si $RS = 0,6 + j0,3(\Omega)$, el complejo conjugado es $RS^* = 0,6 - j0,3(\Omega)$. La fuente de señal se ajusta al complejo conjugado de la impedancia de carga o de salida. Por lo tanto cuando se está en la etapa de diseño de un dispositivo, el Amplificador de RF cubre el rango de frecuencia de la impedancia de carga, que es la impedancia de la antena. Esta es una de las características de diseño en amplificadores de RF para máxima transferencia de energía. Es importante considerar los parámetros de reflexión y de transmisión, así como el contenido de la figura siguiente. Haciendo una ampliación de la Carta de Smith de la anterior se obtiene:



Como el coeficiente de reflexión Φ , también denominado r , es una cantidad compleja, con magnitud y fase, para definirla correctamente debe tener ambas partes. La carta de Smith método gráfico para tratar el tema de los parámetros S. Como la impedancia es un En general, la Carta de Smith está normalizada para Z_0 , de tal manera que los valores de impedancia están divididos por Z_0 , con lo cual se hace independiente de las impedancias del sistema bajo análisis. En la computadora se visualiza el gráfico de Smith y el coeficiente de reflexión, mediante un display polar. Los valores de la impedancia se derivan por multiplicación del valor indicado para Z_0 . En un sistema de 50 Ω , un valor normalizado de $0,3 - j0,15\Omega$ deriva en $15 - j7,5\Omega$; en un sistema de 75 Ω es $22,5 - j11,25\Omega$.

5. Mixer

Un Mixer o Mezclador, es un circuito en los que se mezclan dos señales para producir frecuencias suma o resta deseadas. El receptor superheterodino inventado por Armstrong fue el primero en usar una etapa mezcladora (que llamó el "primer detector") para convertir la señal incidente de RF en una frecuencia intermedia más baja. Cualquier dispositivo no lineal puede servir como mezclador: la alinealidad se requiere para producir frecuencias no presentes a la entrada. De este modo, los mezcladores pueden usar diodos, BJTs, FETs o aún reactores saturables. Las elecciones de diseño giran sobre consideraciones de ganancia (o pérdida), cifra de ruido, estabilidad, rango dinámico y la posible generación de frecuencias indeseables que produzcan intermodulación y distorsión.

Un mezclador de terminación única muy sencillo, se puede construir como se ilustra en la figura 7.3, como un diodo en serie con las entradas de RF y de oscilador local (LO), una fuente de polarización y un circuito sintonizado a la frecuencia de FI deseada. Sin embargo, un mezclador como el mencionado tiene bastantes desventajas. Posee a) una cifra de ruido relativamente alta; b) pérdida por conversión es decir, la salida de potencia de señal FI es menor que la entrada de potencia de señal (RF); c) no linealidades de orden superior, dada la característica brusca de corte del diodo; d) ningún aislamiento entre el LO y las entradas de RF, incrementando así la posibilidad de que la señal del LO puede inyectarse a la antena receptora y e) una corriente de salida relativamente intensa en la frecuencia del LO, tiende a sobrecargar la etapa de entrada de FI. En la figura 7.4 se muestran tres mezcladores de terminación única que usan FETs. En la 7.4a, la señal del LO se inyecta directamente a la compuerta del FET, junto con la señal de RF. Comparando con el mezclador a diodo, tiene ganancia de conversión y una cifra de ruido más baja; las no linealidades de orden superior se reducen al mínimo mediante la característica de transferencia de ley cuadrática, aproximadamente. Se puede sustituir el BJT por un JFET para obtener más ganancia, pero la distorsión de tercer orden se incrementa también marcadamente.

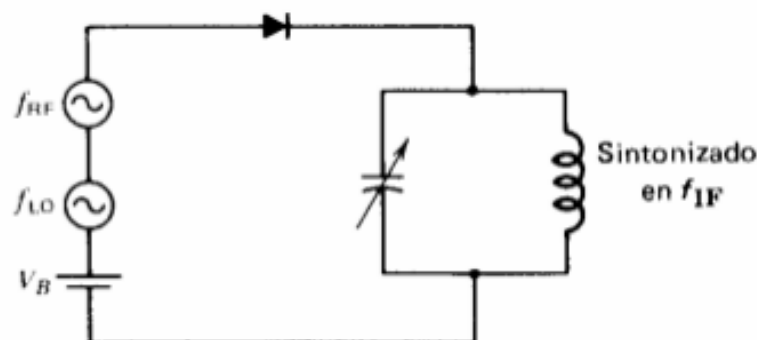


Figura 7.3. Circuito mezclador a diodo único.

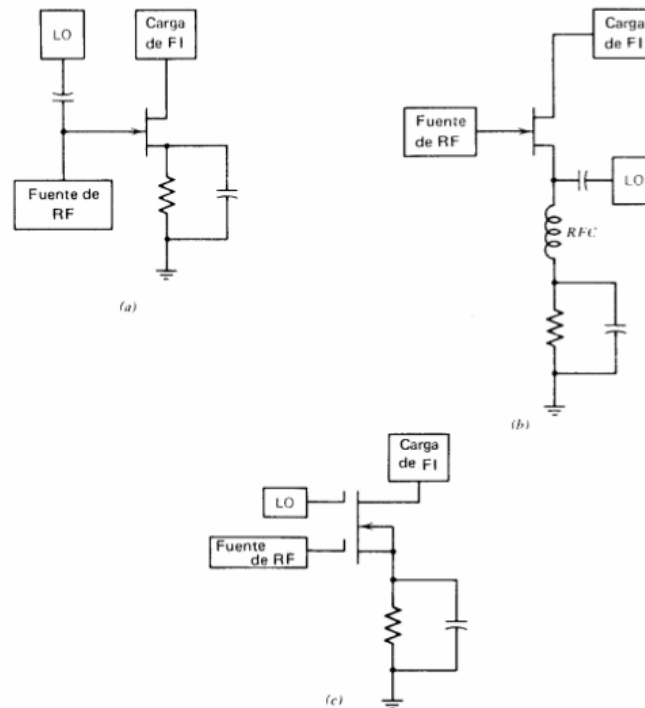


Figura 7.4. Mezcladores a FET de terminación única: (a) mezclador JFET con inyección de LO y RF en la compuerta; (b) mezclador JFET con inyección LO en la terminal de fuente (c), mezclador a compuerta dual a MOS-FET con señales de LO y RF inyectadas en compuertas separadas.

5.1. Funcionamiento del mezclador

Los siguientes términos se usan para describir el funcionamiento del mezclador:

Ganancia (o pérdida) de conversión es la razón de la potencia de señal de salida (FI) a la de entrada (RF)

Cifra de ruido es la SNR (relación señal-a-ruido) en el puerto de entrada (RF) dividida entre el SNR en el puerto de salida (FI).

El **aislamiento** representa la cantidad de fuga o paso de alimentación entre los puertos del mezclador. Sea f_{RF} la frecuencia en el puerto de RF, f_{LO} la del oscilador local y f_{IF} la de FI. Entonces el aislamiento en el puerto RF en f_{LO} es la cantidad en que la señal de nivel de excitación se atenúa cuando se mide en el puerto de RF. El aislamiento en el puerto FI en f_{LO} es la cantidad en que la señal de nivel de excitación se atenúa cuando se mide en el puerto FI. La **compresión de conversión** se refiere al nivel de potencia de entrada RF arriba del cual la curva de potencia de salida FI vs potencia de entrada RF se desvía de la linealidad. Arriba de este nivel, un aumento adicional en el nivel de entrada RF no se traduce en un aumento proporcional en el nivel de salida. Cuantitativamente, la compresión de conversión es la reducción del nivel de salida en dB abajo de la característica lineal. Usualmente, el nivel de entrada en el que la compresión es de 1 o 3 dB se da en las especificaciones del mezclador (ver figura 7.5) El rango dinámico es el rango de amplitud dentro del cual el mezclador puede trabajar sin degradación en la operación. Depende del punto de compresión de conversión y de la cifra de ruido del mezclador.

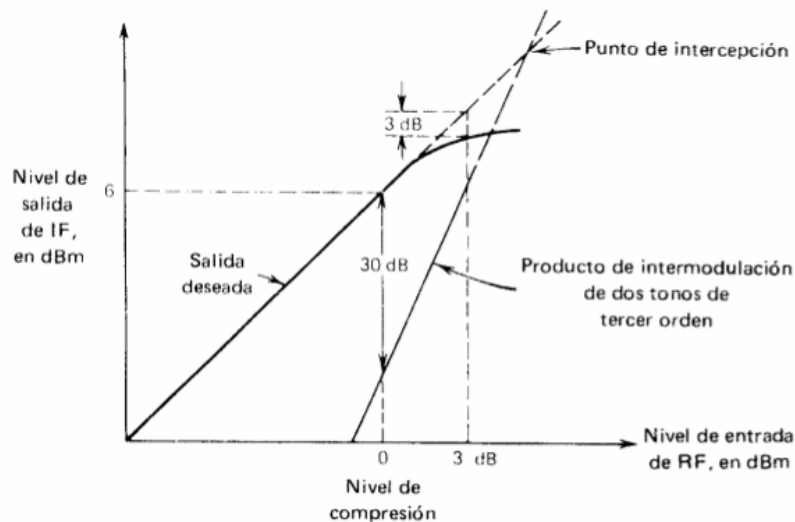


Figura 7.5. Ilustración de las definiciones de terminología de operación de mezcladores.

6. AM-FM

6.1. Modulación de Amplitud

Modulación de amplitud (AM) es el proceso de cambiar la amplitud de una portadora de frecuencia relativamente alta de acuerdo con la amplitud de la señal modulante (información). Las frecuencias que son lo suficientemente altas para radiarse de manera eficiente por una antena y propagarse por el espacio libre se llaman comúnmente radiofrecuencias o simplemente RF. Con la modulación de amplitud, la información se imprime sobre la portadora en la forma de cambios de amplitud. La modulación de amplitud es una forma de modulación relativamente barata y de baja calidad de transmisión, que se utiliza en la radiodifusión de señales de audio y vídeo. Un modulador de AM es un aparato no lineal con dos señales de entrada: a) una señal portadora de amplitud constante y de frecuencia única y b) la señal de información. La información “actúa sobre” o “modula” la portadora y puede ser una forma de onda de frecuencia simple o compleja compuesta de muchas frecuencias que fueron originadas de una o más fuentes. Debido a que la información actúa sobre la portadora, se le llama señal modulante. La resultante se llama onda modulada o señal modulada.

6.1.1. Espectro de frecuencia de AM y ancho de banda

Un modulador AM es un dispositivo no lineal. Por lo tanto, ocurre una mezcla no lineal (producto) y la envolvente de salida es una onda compleja compuesta por una tensión de c.c., la frecuencia portadora y las frecuencias de suma ($f_c + f_m$) y diferencia ($f_c - f_m$) (es decir, los productos cruzados). La suma y la diferencia de frecuencias son desplazadas de la frecuencia portadora por una cantidad igual a la frecuencia de la señal modulante. Por lo tanto, una envolvente de AM contiene componentes en frecuencia espaciados por “ f_m ” Hz en cualquiera de los lados de la portadora. Sin embargo, debe observarse que la onda modulada no contiene una componente de frecuencia que sea igual a la frecuencia de la señal modulante. El efecto de la modulación es trasladar la señal de modulante en el dominio de la frecuencia para reflejarse simétricamente alrededor la frecuencia de la portadora. La figura 3-2 muestra el espectro de frecuencia para una onda de AM. El espectro de AM abarca desde ($f_c - f_{max}$) a ($f_c + f_{max}$) en donde f_c es la frecuencia de la portadora y f_m (max) es la frecuencia de la señal modulante

más alta. La banda de frecuencias entre $f_c - f_m(\text{max})$ y f_c se llama banda lateral inferior (LSB) y cualquier frecuencia dentro de esta banda se llama frecuencia lateral inferior (LSF). La banda de frecuencias entre f_c y $f_c + f_m(\text{max})$ se llama banda lateral superior (USB) y cualquier frecuencia dentro de esta banda se llama frecuencia lateral superior (USF). Por lo tanto, el ancho de banda (B ó BW) de una onda AM DSBFC es igual a la diferencia entre la frecuencia lateral superior más alta y la frecuencia lateral inferior más baja o sea dos veces la frecuencia de la señal modulante más alta (es decir, $B = 2f_m$). Para la propagación de una onda radio, la portadora y todas las frecuencias dentro de las bandas laterales superiores e inferiores debe ser lo suficientemente altas para propagarse por la atmósfera de la Tierra (incluida la ionosfera). En la figura 3.4.bis(a) se ilustran las representaciones en el dominio de la frecuencia para la modulación de amplitud, y en la figura 3.4.bis(b) se muestra la suma lineal de las dos señales. La señal de AM no tiene componente en la frecuencia moduladora: toda la información se transmite a frecuencias cercanas a la de la portadora. En contraposición, la suma lineal no logró nada: en el bosquejo del dominio de frecuencia se observa que las señales de la información y la portadora están separadas, cada una a su frecuencia original.

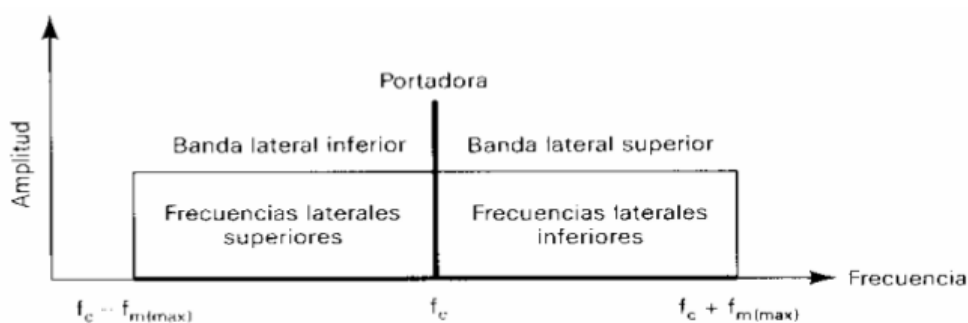


Figura 3-2 Espectro de frecuencia de una onda AM DSBFC.

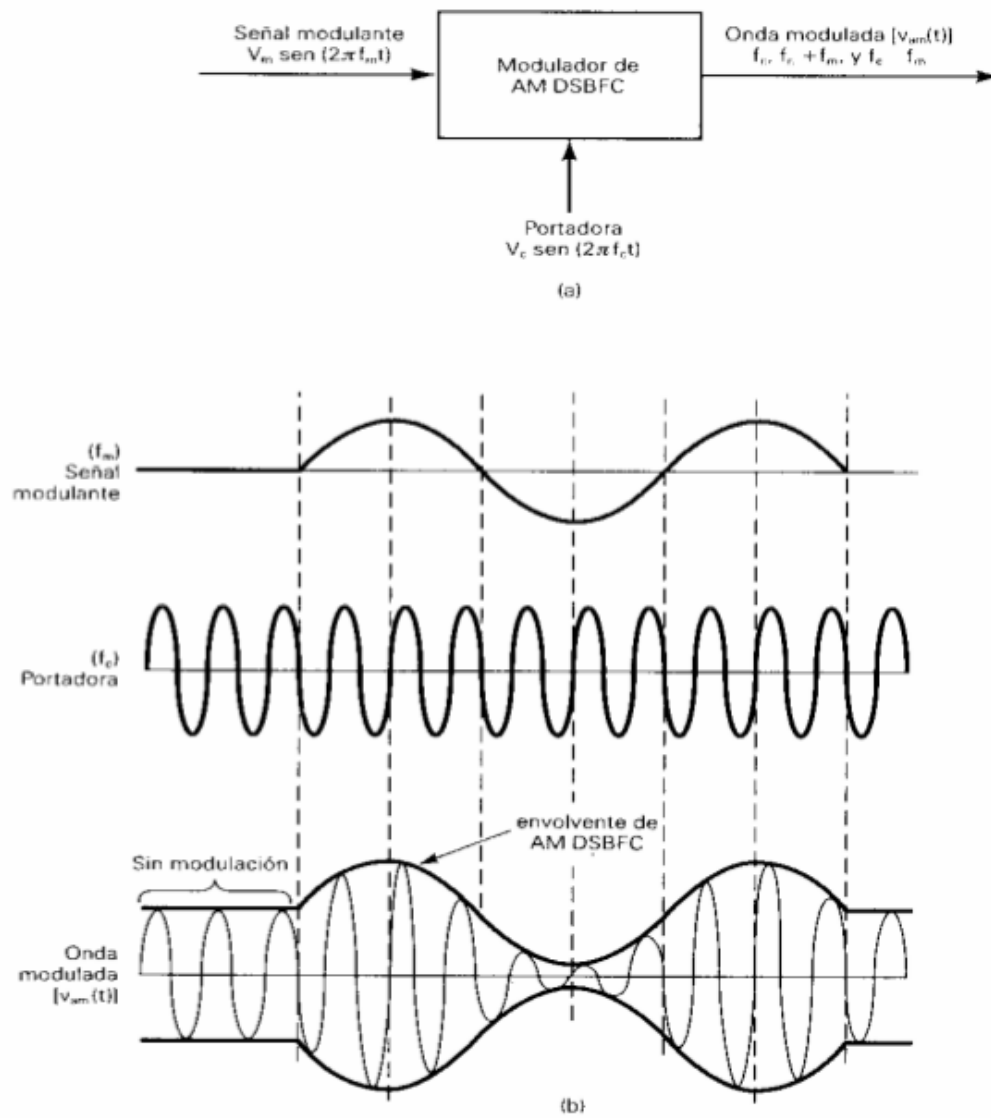


Figura 3-1 Generación de AM: (a) modulador de AM DSBFC; (b) produciendo una envolvente de AM DSBFC —en el dominio de tiempo.

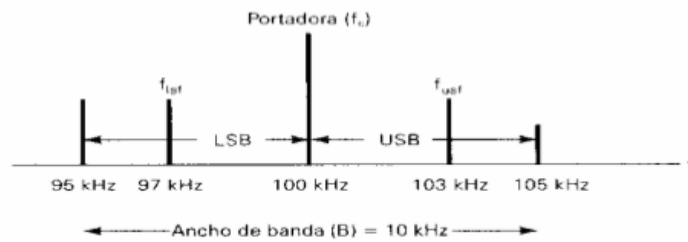


Figura 3-3 Espectro de salida para el ejemplo 3-1.

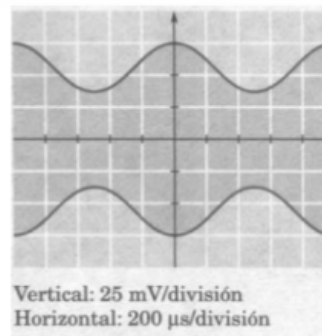


Figura 3.2.bis Envolvente de una señal de AM

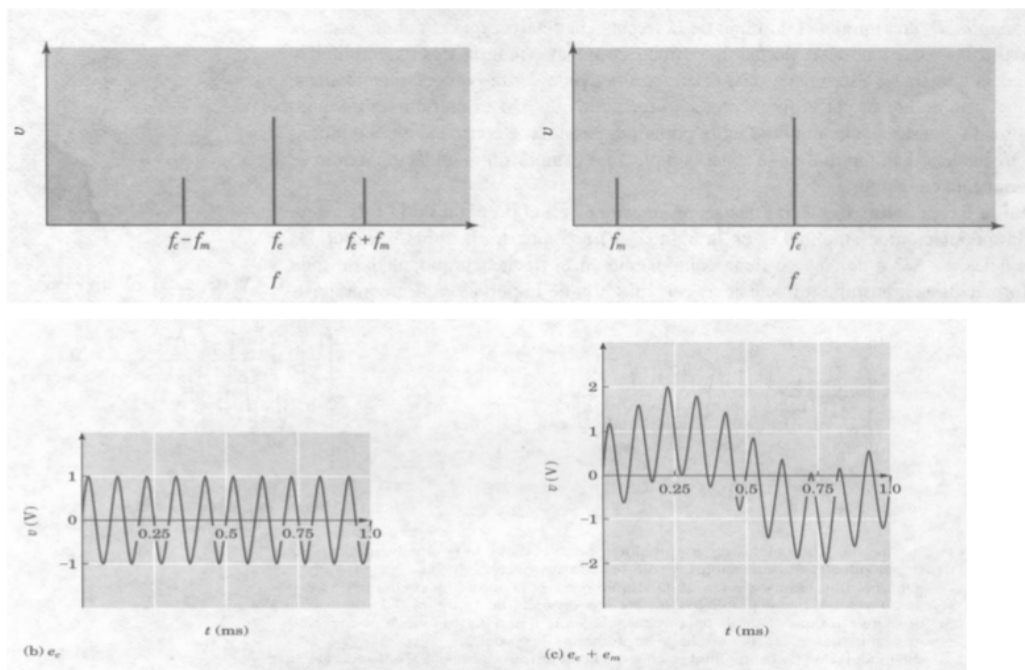


Figura 3.4.bis.- AM y suma lineal en el dominio de la frecuencia

6.2. Índice M

Coeficiente de modulación es un término utilizado para describir la cantidad de cambio de amplitud (modulación) presente en una forma de una onda de AM. El porcentaje de modulación es simplemente el coeficiente de modulación establecido como un porcentaje. Más específico, el porcentaje de modulación proporciona el cambio de porcentaje en la amplitud de la onda de salida cuando está actuando sobre la portadora por una señal modulante. Matemáticamente, el coeficiente de modulación es:

$$m = \frac{E_m}{E_c}$$

en donde

m = coeficiente de modulación (sin unidad)

E_m = cambio pico en la amplitud de tensión de la forma de onda de salida (volts)

E_c = amplitud pico de tensión de la portadora no modulada (volts) La ecuación anterior puede rearrreglarse para resolver a E_m y E_c como

$$E_m = m * E_c$$

$$E_c = E_m / m$$

y el porcentaje de modulación (M) es:

$$M = E_m / E_c \times 100$$

Las relaciones entre m , E_m y E_c se muestra en la figura 3-5. Si la señal modulante es una onda seno pura de frecuencia simple y el proceso de modulación es simétrico (es decir, las excursiones positivas y negativas de la amplitud de la envolvente son iguales), el porcentaje de modulación puede derivarse de la siguiente manera (refiérase a la figura 3-5 para la siguiente derivación):

$$E_m = \frac{1}{2}(V_{max} - V_{min})$$

$$E_c = \frac{1}{2}(V_{max} + V_{min})$$

Por lo tanto:

$$M = \frac{\frac{1}{2}(V_{max} - V_{min})}{\frac{1}{2}(V_{max} + V_{min})} \times 100$$

$$M = \frac{(V_{max} - V_{min})}{(V_{max} + V_{min})} \times 100 \quad (3-7)$$

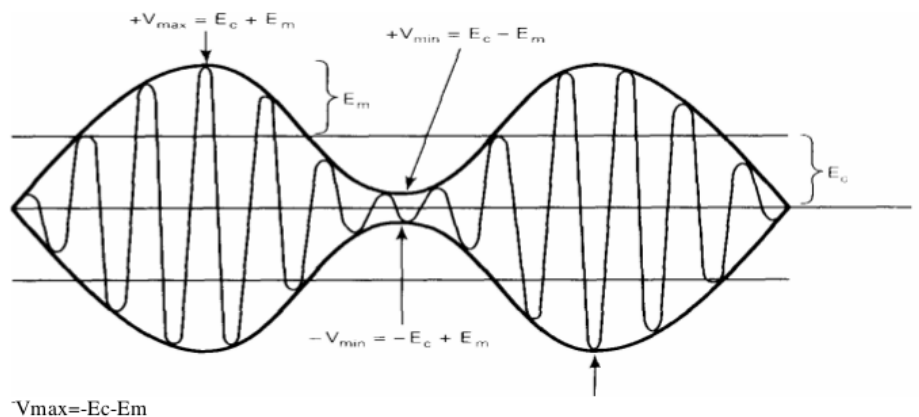


Figura 3-5 Coeficiente de modulación, E_m y E_c

7. Impedancimetro

8. $Z_{in}|z$

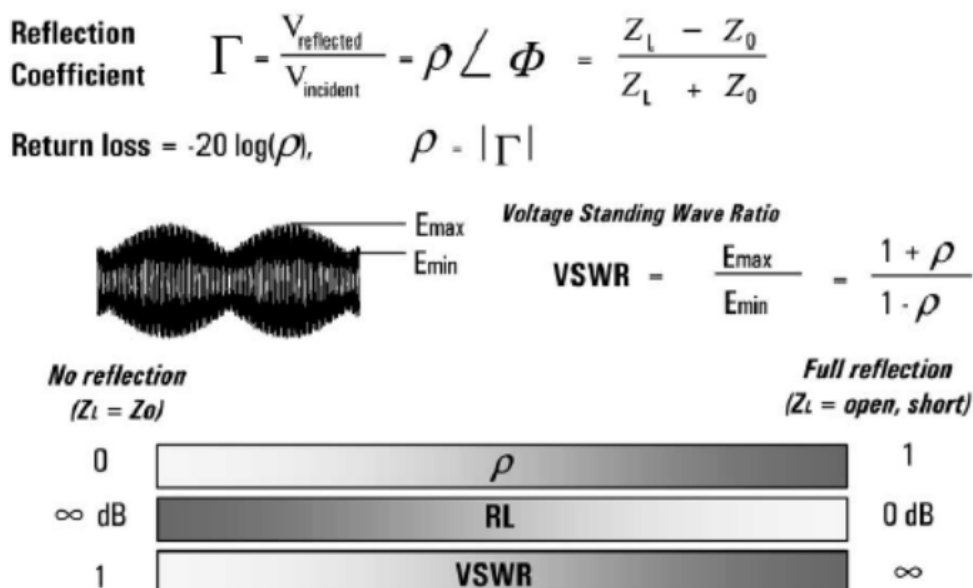
$$Z_{in} = Z_0 * \frac{Z_L + j * Z_0 * \tan(\beta L)}{Z_0 + j * Z_L * \tan(\beta L)}$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

9. Reflectometria

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 tensión 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 r 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 muestro con muy elevado tiempo de respuesta y amplio ancho de banda del orden de los GHZ a instrumentos portátiles para detectar fallas en cables.

En general podemos pensar en una onda que viaja hacia la carga y que se ve parcialmente “reflejada” en ella. Se observa que $r_L = 0$ si $Z_L = Z_0$. En este caso no existe onda regresiva (no existe reflexión). La carga está adaptada a la línea, y esto ocurre cuando la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea. En el caso de una línea abierta con Z_L infinito, el coeficiente de reflexión es 1, por lo que la onda se refleja completamente. En una línea cortocircuitada la onda se refleja completamente también pero con un cambio de fase.



9.1. 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) 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 tensión 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 .

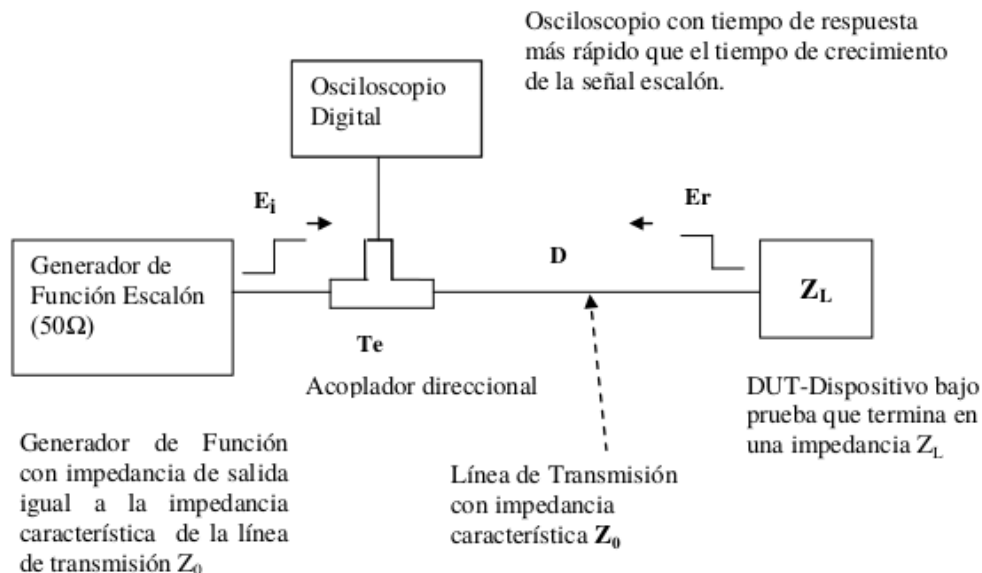


Figura 4.- Diagrama en bloque funcional de un TDR con Osciloscopio

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.

La ddp 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.

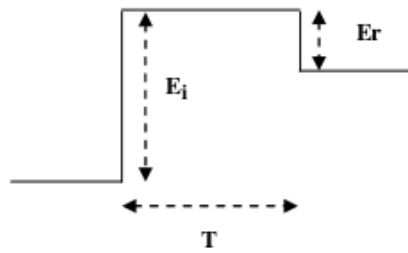


Figura 5.- Visualización en el osciloscopio de las ondas incidente y reflejada cuando $E_r \neq 0$.

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 .