

Medidas de TDR y parámetros-S: ¿Cuántas prestaciones son realmente necesarias?

Por Dima Smolyanskyy

Traducido por Juan Ojeda (jojeda@afc-ingenieros.com) de AFC Ingenieros S.A.

Aplicación para el análisis de redes de transmisión de datos en serie (SDNA)

La transición de la transmisión de datos en paralelo a serie de alta velocidad en las industrias de ordenadores, comunicaciones y electrónica de consumo está creando nuevos desafíos de diseño. Al mismo tiempo que más bits de datos deben pasar a través del mismo enlace de interconexión, las velocidades de los de datos se elevan hasta el gigabit, creando limitaciones en las posibilidades de sincronización. Las velocidades más elevadas de transmisión de los datos crean también interferencias inter-simbólicas (ISI) debido a las pérdidas en alta frecuencia de las interconexiones. Además, para hacer posible que los diseñadores alcancen incluso velocidades de transferencia de datos más elevadas, varios de estos enlaces serie se usan generalmente al

mismo tiempo, creando lo que se llama configuración multi-pista, donde la diafonía desempeña otra vez un papel importante.

Consecuentemente, la caracterización de las reflexiones, de las pérdidas y de la diafonía de la interconexión se deben estudiar más de cerca. Esta caracterización se debe hacer de forma diferencial y se mucho más a menudo en el dominio de a frecuencia que en el dominio del tiempo, usando los llamados parámetros-S (véase "Información adicional 1). Los parámetros-S proporcionan elementos cuantitativos sobre las causas de la degradación de los errores en los bits y del BER (Bit error rate), jitter, rebotes de tierra y EMI. La diafonía se puede también obtener como una medida de parámetros-S, observando la transferencia de la señal de una línea a la adyacente. Muchos estándares eléctricos, como SATA, PCI Express, FibreChannel y Gigabit Ethernet,

por nombrar solo unos pocos, requieren ahora parámetros-S en sus métodos de prueba de conformidad. Las pruebas de conformidad de datos serie en modo diferencial y la caracterización diferencial de los componentes para la transmisión de datos serie pueden ser descritas de forma conjunta como un análisis de redes de datos serie (SDNA).

Las herramientas tradicionales para las medidas de parámetros-S se denominan comúnmente como analizadores de redes vectoriales (VNA). Estas herramientas tienden a ser muy potentes - pero esa potencia puede muy bien ser su propia desventaja, pues su precisión se alcanza con largos procedimientos de calibración. Para las aplicaciones de SDNA, estos procedimientos de calibración diferenciales son atrozmente largos y difíciles de seguir, dando por resultado muy largos tiempos de la prueba y propensión a errores humanos. Los módulos electrónicos de calibración para VNAs están disponibles, pero funcionan solamente a frecuencias relativamente bajas para la mayoría de las aplicaciones de SDNA. Además, el coste de los instrumentos VNA tiende a ser elevado comparado con el de un instrumento medio que un diseñador digital suele tener en su banco de trabajo.

Está demostrado que las herramientas de medida de los parámetros-S basadas en TDR (Time Domain Reflectometry) (Información adicional 2 - Medidas de parámetros-S basadas en TDR) son económicas, fáciles de utilizar, fáciles de calibrar, altamente precisas y proporcionan un rendimiento de procesamiento más alto. Por ejemplo, uno puede obtener una medida diferencial de las pérdidas de inserción con un TDR y un software de post-proceso en solo un minuto en vez de los aproximadamente 15 minutos que típica-



mente se requieren con un VNA. Los VNAs tampoco pueden medir directamente CC, pudiendo llevar mucho tiempo la medición precisa de los DUTs a bajas frecuencias, como es el caso de los cables y además el cálculo de la respuesta diferencial del sistema se hace a partir de las medidas referidas a tierra en lugar de medirla directamente. Un sistema basado en TDR puede medir CC y las frecuencias bajas directamente y el sistema de la medida de parámetros-S formado por el analizador DSA8200 y el software IConnect® de Tektronix puede obtener directamente medidas TDR verdaderamente diferenciales y los parámetros-S, utilizando más de una fuente de señal simultáneamente, capacidad única de este tipo en la industria. El software IConnect también permite la adquisición de registros extremadamente largos (hasta 1.000.000 puntos) requeridos para hacer las medidas de parámetros-S en dispositivos muy largos tales como cables. Finalmente, el coste típico de un sistema basado en TDR puede fácilmente ser la mitad del coste de un sistema VNA comparable - y el sistema VNA proporcionará una resolución más baja en el dominio de tiempo que un TDR con un ancho de banda comparable.

Hay varias ideas falsas sobre la obtención de los parámetros-S basados en TDR, que son clarificadas en "Información adicional 3: Ideas falsas sobre la obtención de parámetros-S basados en TDR". En general, los sistemas de medida de parámetros-S basados en TDR proporcionan un alto rendimiento de procesamiento y un método fácil de utilizar para realizar las pruebas de la conformidad de parámetros-S requeridas por muchos estándares digitales, así como para la caracterización de los dispositivos digitales que funcionan a velocidades de gigabits.

Requisitos de resolución espacial de TDR

Comencemos con el requisito más básico para un TDR, que es el de proporcionar la suficiente resolución para localizar averías en un encapsulado o en una placa de circuito impreso. El documento TM-650 2.5.5.7 del Instituto para Circuitos Impresos (IPC) define la resolución de un TDR como "es el límite de la resolución... en donde dos discontinuidades o cambios en la línea de la transmisión... comienzan a fusionarse ... A partir de esta definición, el límite de la resolución (figura 1) es: la mitad... del tiempo de subida entre el 10% al 90% del flanco o del tiempo de bajada entre el 90% al 10% del flanco (dependiendo de si la respuesta del TDR está calibrada con un circuito en cortocircuito o abierto)."

Para las líneas de transmisión microstrip en el aire y sobre placas de circuito FR4 ($v_p \approx 2 \times 10^8$ m/s), los requisitos de la resolución y del tiempo de subida de TDR se resu-

Tiempo de subida de un sistema TDR	Resolución	(1a)
10 ps	5 ps / 1 mm (0.04 pulgadas)	
20 ps	10 ps / 2 mm (0.08 pulgadas)	
30 ps	15 ps / 3 mm (0.12 pulgadas)	
100 ps	50 ps / 10 mm (0.39 pulgadas)	
200 ps	100 ps / 20 mm (0.79 pulgadas)	
500 ps	250 ps / 50 mm (1.97 pulgadas)	

Tiempo de subida, ps	Resolución en el aire, mm	Resolución en FR4, funcionamiento en cubierto ($v_p = 0.446 \cdot C_{light}$), mm	(1b)
10	1.50	0.67	
15	2.25	1.00	
20	3.00	1.34	
28	4.20	1.87	
40	6.00	2.68	
150	22.50	10.04	

men en IPC TM-650 utilizando la tabla 1.

Una de las capas internas de la placa de circuito impreso (stripline) es mucho más representativa del funcionamiento típico de la placa de circuito impreso. De forma adicional, es útil proporcionar los datos de la resolución para la propagación libre en el aire. Para el caso de una línea 'stripline' vamos a suponer que $v_p = 0.446 \cdot c_{light} = 1.34 \times 10^8$ y que los datos de la resolución resultante, basados en la regla de $t_{TDR}/2$, se resumen en la tabla 1 b.

Tabla 1. (a) Resolución de sistemas TDR según IPC TM-650 (microstrip, $v_p \approx 2 \times 10^8$ m/s)
(b) Resolución en FR4, en el aire y en cubierto

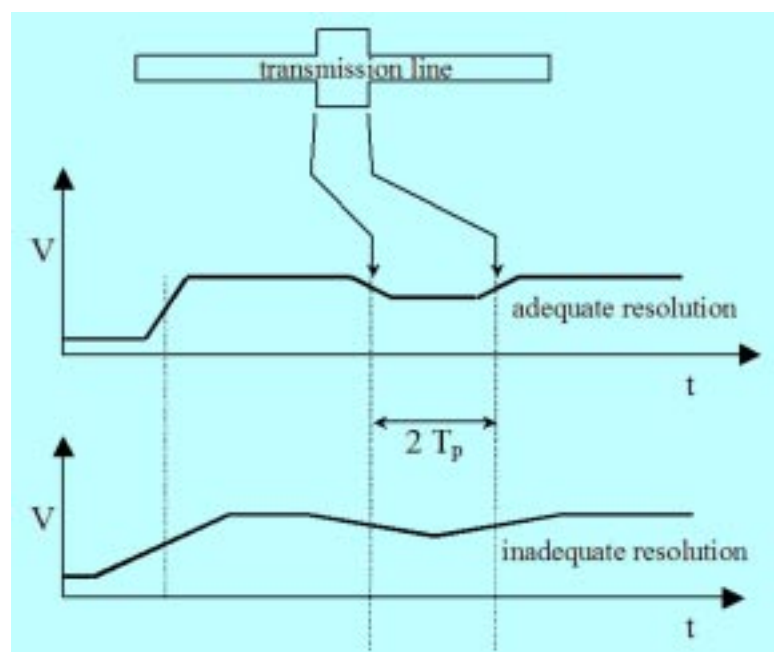


Figura 1. Límite de resolución de TDR según IPC TM-650

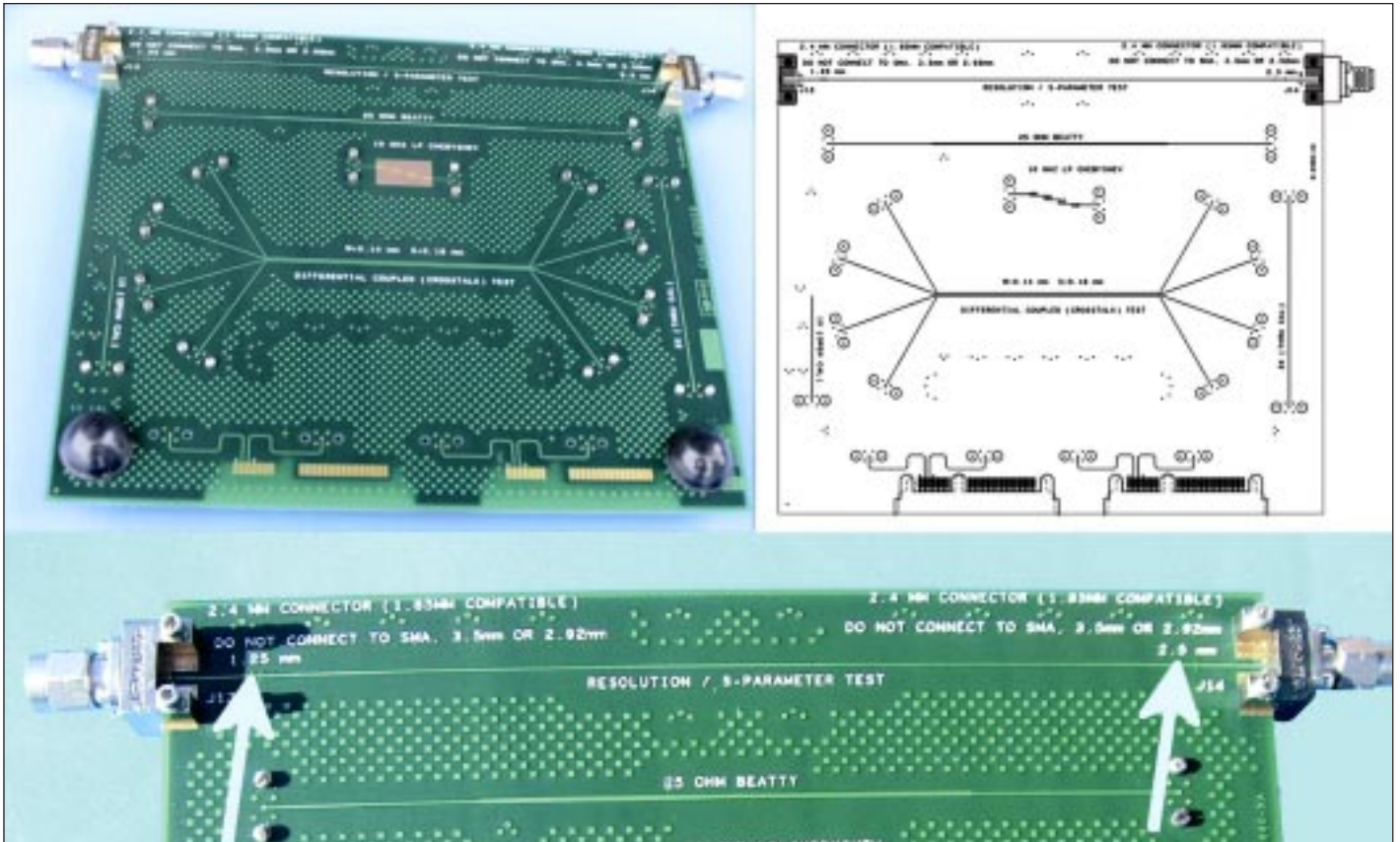


Figura 2. Estructura de resolución en una tarjeta de demostración de TDR de Tektronix – observe dos barras verticales separadas por 1.25mm a la izquierda y 2.5mm a la derecha, ambas están marcadas con flechas.

Vamos a observar una situación práctica (ver ilustraciones de la figura 2). En la tarjeta de demostración de TDR de Tektronix, hay estructuras de resolución que están razonablemente cercanas a un conector de 2.4mm (S) en la placa.

La figura 3 presenta los resul-

tados de la prueba de TDR usando el módulo TDR 80E10 de Tektronix con un tiempo de subida reflejado de 15ps, con la señal aplicada desde la izquierda para tener acceso a la estructura de 1,25 mm y con la señal aplicada desde la derecha para tener acceso a la estructura de 2,5 mm.

Se puede observar claramente que en la estructura con la separación de 2,5 mm las dos discontinuidades se resuelven perfectamente, mientras que en la estructura con la separación de 1,25 mm se comienza a perder la resolución (la pista en la tarjeta de demostración es una línea 'microstrip' y según tabla 1 hay

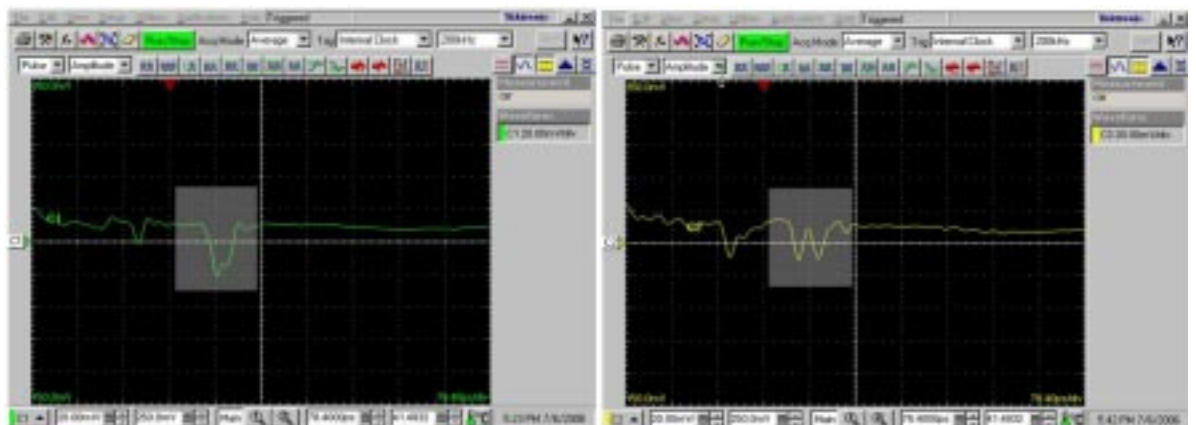


Figura 3. Resolución de 15ps (reflejada) del módulo 80E10 sobre una estructura con un espaciado de 1,25 mm entre las discontinuidades (izquierda) y una estructura con un espaciado de 2.5 mm (derecha)

un límite diferente en la resolución de la líneas 'microstrip'). No obstante, la pregunta interesante es qué sucede en el caso de espaciados por debajo de 1,25 mm entre las discontinuidades. Las discontinuidades no desaparecen; se convierten en simplemente una sola discontinuidad. Claramente entonces, cuando un analista de fallos intenta localizar una sola discontinuidad, incluso una discontinuidad por debajo del milímetro, ésta será observada por el módulo de Tektronix 80E10 TDR. Esto es una conclusión importante; **se puede alcanzar una resolución por debajo del tiempo de subida reflejado de 15ps en el módulo 80E10.**

Requisitos de tiempos de subida para estándares de transmisión de datos en serie

Cuando se utiliza un sistema de medida de parámetros-S basado en TDR para la caracterización o para las pruebas de conformidad definidas por un estándar específico, es importante saber que tiempo de subida se requiere para realizar la medida o la prueba con precisión. Al especificar el tiempo de subida, los estándares se centran sobre todo en el tiempo de subida máximo (más lento), teniendo en cuenta el tiempo de subida mínimo como parámetro informativo. Por ejemplo, los métodos de prueba de SATA, indican el tiempo de subida mínimo requerido, pero entonces una nota al pie de la página clarifica que las "Los fallos a la velocidad mínima no se han demostrado que afecten a la interoperabilidad y no serán incluidos en la determinación de tipo pasa/fallo en la prueba de la interoperabilidad." Así pues, ¿porque para la mayoría de los estándares sigue habiendo una pregunta para el diseñador sobre - cuál es el tiempo de subida de TDR que se necesita

Estándares	Velocidad de los datos, Gbps*	†Tiempo de subida estándar como porcentaje del ancho de un bit
Estándares de la 1ª generación	1.125 - 3.125	15%
Estándares de la 2ª generación	4.25 - 6.5	20%
Estándares de la 3ª generación	8 - 12	25%

Tabla 2. El tiempo de subida como porcentaje del ancho del bit de las tres generaciones de estándares.

para una especificación dada de la velocidad de los datos y del ancho de banda de los S-parámetros-S especificados por el estándar?

Durante nuestro estudio reciente de estándares, se ha observado una tendencia clara, donde los tiempos de subida para los estándares de la 1ª generación (ejemplo: Infiniband SDR, PCI Express, etc) constituyeron una porción substancialmente más pequeña del ancho del bit (o intervalo unitario) que los de la segunda generación (ejemplo: Infiniband DDR, PCI Express2.0, 4 Gbps FibreChannel) y de la tercera (FibreChannel de 8 Gbps, Ethernet de 10 Gbps). La línea aproximada de división entre las generaciones de estándares se puede fijar entre 3,125 Gbps para la transición entre la 1ª y la 2ª generación y 6,5 Gbps para la transición entre la 2ª y 3ª generación. Encontramos que el tiempo de subida constituyó aproximadamente el 15% del ancho del bit para los primeros estándares de la generación, el 20% para la segunda

generación, y el 25% para la tercera generación (todas los tiempos de subida se midieron entre el 20% y el 80%). Esta información se resume en la tabla 2.

Si un diseñador utilizase el tiempo de subida de TDR que es un 50% más rápido que el tiempo de subida usado por los dispositivos de los diversos estándares, podría alcanzar la caracterización completa del canal con una banda de guarda más que adecuada (se debe advertir que el tiempo de subida de TDR está definido en términos del 10% al 90%, lo cual proporciona una banda de guarda adicional sobre el tiempo de subida entre el 20% y el 80% especificado por los estándares). Este supuesto asegura que el tiempo de subida proporcionado sea suficientemente rápido para la caracterización. Si se necesita hacer más lento el tiempo de subida se puede conseguir con el filtrado matemático en el osciloscopio, o usar cables con pérdidas suficientes o filtros. Usando este supuesto de una

Tabla 3. Tiempo de subida reflejado de TDR requerido por los estándares

Estándares		Características de los estándares				Necesidades del tiempo de subida reflejado de TDR, ps **
		Velocidad de datos (Gbps)	Ancho de bit (ps)	Tiempo de subida especificado ps*	Tiempo de subida estimado, ps*	
Estándares de la 1ª generación, $t_{subida} = 15\%$ del ancho del bit	Infiniband	2.50	400	100	60	40 (30)
	PCI Express	2.50	400	50	60	40 (30)
	SATA II	3.00	333	67	50	34 (25)
	XAUI	3.125	320	60	48	32 (24)
Estándares de la 2ª generación, $t_{subida}^* = 20\%$ del ancho del bit	4Gbps FC	4.25	235	60	47	32 (24)
	SATA III	6.00	167	N/A	33	22 (17)
	2x XAUI	6.25	160	N/A	32	21 (16)
Estándares de la 3ª generación, $t_{subida}^* = 25\%$ del ancho del bit	8Gbps FC	8.50	118	N/A	29	20 (15)
	10G Base-R	10.31	97	24	24	16 (12)
	10G Base-R FEC	11.10	90	24	23	15 (11)

* Tiempos de subida entre el 20% y el 80%, cuando están disponibles en el estándar.

** Especificaciones de los tiempos de subida de TDR entre el 10% y el 90% (en el paréntesis se proporcionan los equivalentes tomados entre el 20% y el 80%)

banda de guarda del 50%, la siguiente tabla de resumen especifica cuánto tiempo de subida de TDR es requerido por los diversos estándares.

Requisitos de rango dinámico para los estándares de transmisión de datos en serie

Ahora vamos a definir el rango dinámico. Típicamente, el rango dinámico del receptor se define en términos de diferencia entre la potencia máxima y mínima que puede ser medida — Pmax y Pmin (Figura 4).

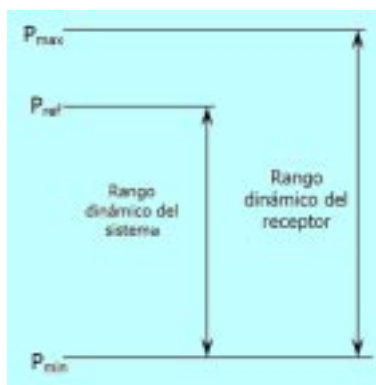
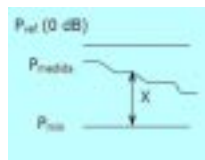


Figura 4. Definiciones de rango dinámico

El rango dinámico del sistema se define en términos de diferencia entre la potencia nominal de la fuente (Pref) y la potencia mínima que pueden ser medidas (Pmin).

En las medidas de parámetros basadas en TDR, Pmax se relaciona con las especificaciones máximas de funcionamiento del módulo de muestreo, y es menos relevante cuando uno se centra en las medidas de componentes pasivos (interconexión). Por consiguiente, el rango dinámico del sistema es lo que importa para la caracterización de la interconexión de los datos de transmisión serie.

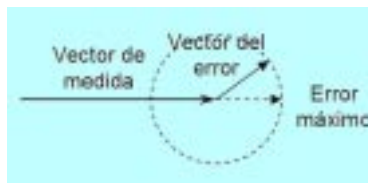
¿Cómo se relaciona esto con los requisitos del rango dinámico de los datos serie? Esencialmente



y en base a la discusión de arriba, el rango dinámico es la diferencia entre 0dB y el pedestal del ruido. La precisión real de la medida a una frecuencia dada depende de cuál es la diferencia entre un nivel real de la medida (Pmedida) con respecto al pedestal del ruido (Pmin). Si nuestro dispositivo real bajo prueba se mide con un pedestal de ruido de X dB por debajo del nivel de la medida de referencia, se puede demostrar que la exactitud en % puede relacionarse con los X dB por debajo del valor de referencia como sigue.

$$Accuracy(\%) = 10^{\left(\frac{-X(\text{dB})}{20}\right)}$$

Se puede observar que puesto que la señal y el ruido en el dominio de la frecuencia se suman vectorialmente y de forma completa (la ecuación de arriba muestra el caso de la peor precisión) cuando el vector del ruido está totalmente en fase (o 180 grados fuera de la fase) con el vector de señal.



Además, se puede demostrar que el rizado pico a pico total (diámetro del círculo del error en la figura 5) en esa señal será de Y dB usando la ecuación siguiente:

$$Y(\text{dB}) = 20 \left[\log(100\% + Accuracy(\%)) - \log(100\% - Accuracy(\%)) \right]$$

Esta ecuación incluye el rizado positivo y negativo observado en la forma de onda.

Ahora se pueden producir la gráfica de la figura 6 que muestra la precisión que puede ser alcanzada dependiendo de lo que el rango dinámico esté por debajo del nivel de la medida.

En un trabajo típico de caracterización en cualquiera de los estándares de transmisión de datos serie, se desea medir una tensión que no sea más pequeña que aproximadamente el 10% de la amplitud completa de la señal. Este espurio de tensión puede ser causado por reflexiones, o por diafonía entre una línea diferencial y la adyacente. Este tipo de espurio de tensión proporcionará aún una abertura del ojo de aproximadamente el 80%, según se ilustra en la figura 7.

Es adecuado medir este espurio de tensión con una precisión del 10% (que se traduce en una precisión del 1% de la amplitud completa de la señal). Este conjunto de requisitos típicos de medida se resume en la tabla de abajo y se proporcionan ejemplos para traducir el porcentaje en tensión para señales de amplitud pico a pico de 500mV, 1V y 2 V.

Usando el gráfico de la precisión (Figura 6) y la tabla disponible en "Información adicional 5". Utilizando la gráfica de la precisión con respecto al rango dinámico por debajo del nivel de medida se puede determinar que una señal que sea del 10% de la amplitud total es de -20 dB y para medirla con una precisión del 10% el pedestal del ruido necesita ser de otros -20 dB por debajo del nivel de la medida, haciendo que el requisito total del rango dinámico sea de -40 dB.

Requisitos de frecuencia para datos serie

Al realizar un seguimiento de los estándares de transmisión de datos en serie de 1ª, 2ª y 3ª generación discutidos arriba, se descubrió que la última generación de estándares impone requisitos menos rigurosos en la caracterización de los componentes digitales. Para los estándares

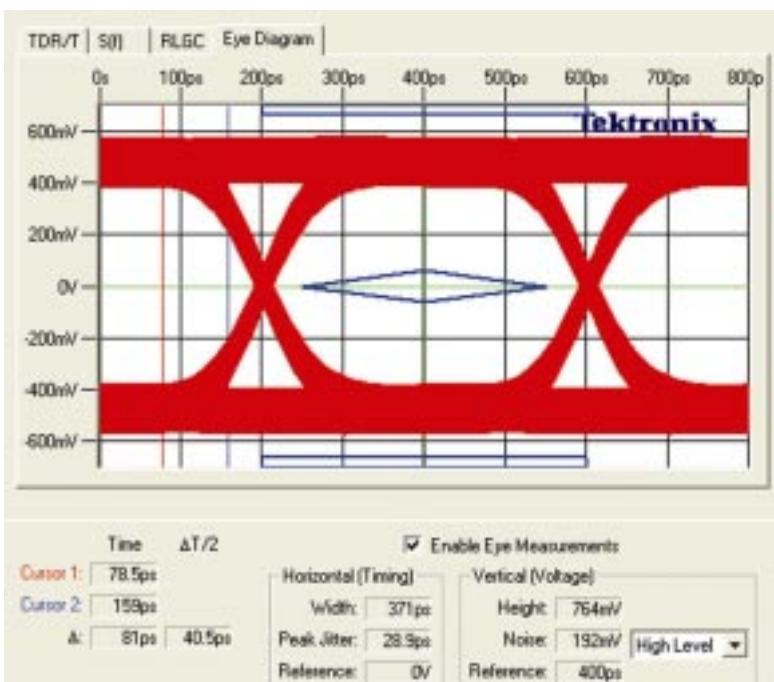
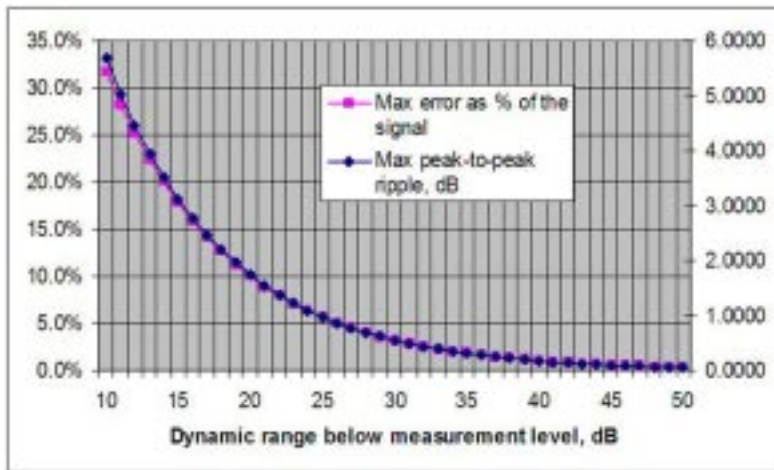


Tabla 5. Resumen de los requisitos de ancho de banda para la caracterización de los estándares de datos serie

Caracterización de los estándares	Velocidad de los datos (Gbps)	Ancho de banda requerido, GHz
Estándares de la 1ª generación	Infiniband, PCI Express	2.50
	SATA II	3.00
	XAUI	3.125
Estándares de la 2ª generación	4Gbps FC	4.25
	SATA III	6.00
	2x XAUI	6.25
Estándares de la 3ª generación	8Gbps FC	8.50
	10G Base-R	10.31
	10G Base-R FEC	11.10

Nivel mínimo de la tensión medida, como % de la amplitud de la señal (% de precisión)			
Valores en %	Para una señal de 0.1V	Para una señal de 1V	Para una señal de 2V
10% a 1% (33%)	50mV a 5mV	100mV a 10mV	200mV a 20mV

res de 1ª y 2ª generación, los diseñadores hablaron de la caracterización incluyendo hasta el 5º armónico del reloj (aun cuando en los estándares se indicaron unos requisitos de prueba de conformidad mucho más bajos) y para los estándares de 3ª la generación los diseñadores hablaron del 3º armónico.

En general, la ejecución de la caracterización incluyendo al 5º armónico asegura un ancho de banda adecuado para la caracterización y proporciona suficiente confianza al diseñador. La tabla 5 proporciona los requisitos de la frecuencia usando el 5º armónico como pauta.

Los módulos TDR de Tektronix se enfrentan al desafío

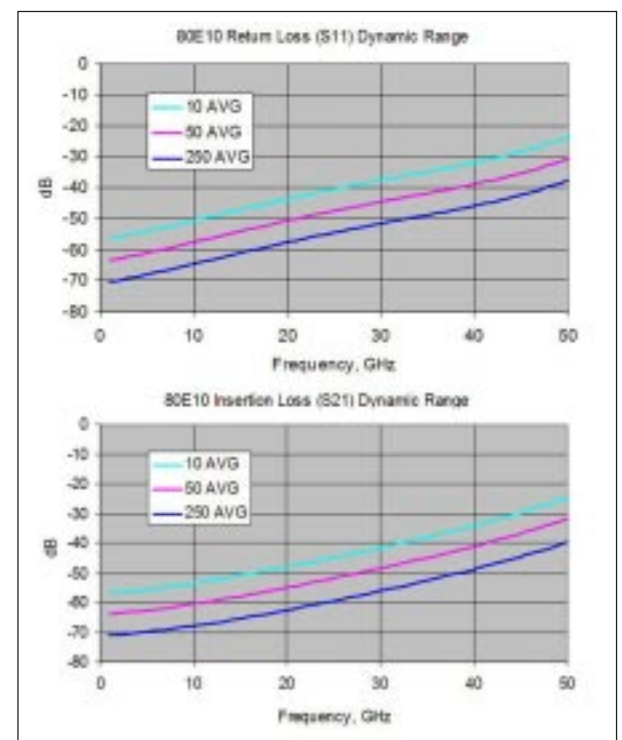
Las gráficas siguientes (figura 8) representan el rango dinámico típico del módulo 80E10.

Tabla 4. Requisitos mínimos del nivel de tensión medido y de la precisión para varios niveles de tensión.

Figura 6. Error del sistema en la medida de parámetros S con respecto a la diferencia entre el nivel medido de la señal y el rango dinámico a esa frecuencia.

Figura 7. Abertura del ojo al 80% a 2.5 Gbps. El cierre del ojo es causado por la diafonía (10% de la amplitud de la señal).

Figura 8. Estimación del rango dinámico para el módulo Tek 80E10



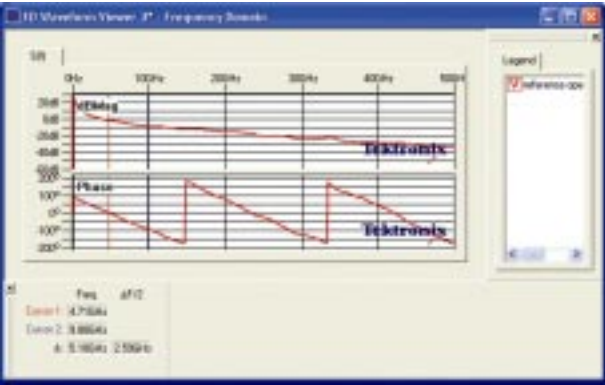


Figura 9. Potencia incidente del módulo 80E10 a 500ps/división y 256 promediados

Figura 11. La situación es más complicada para un puerto de cuatro terminales

- Tiempo de subida del TDR para resolver la discontinuidad relevante más pequeña.
- Tiempo de subida del TDR para la caracterización del estándar.
- Requisitos de rango dinámico y ancho de banda para la caracterización de los estándares.

Información adicional
1 - Conceptos generales de los parámetros-S

Los parámetros-S se definen en términos de ondas incidentes y reflejadas en cada puerto. Cada parámetro S_{ij} es el cociente entre la onda reflejada (o transmitido) en el puerto j y la onda incidente en el puerto i .

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}$$

La situación es más complicada para un puerto de cuatro terminales, aun cuando un puerto de 4 terminales es una extensión directa de una definición para puertos de 2 terminales. Para un puerto de cuatro terminales hay más valores de tensiones y corrientes involucrados en el cálculo de la matriz de parámetros-S y la matriz en sí misma es de unas dimensiones de 4x4.



Tabla 6. Posición de Tektronix en la relación a los requisitos de ancho de banda y de rango dinámico para la transmisión de datos en serie.

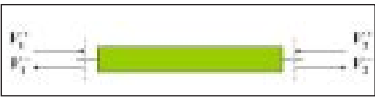
Caracterización de los estándares		Velocidad de los datos (Gbps)	Ancho de banda requerido, GHz	Rango dinámico típico para el BW y dB requeridos	Módulo de Tektronix
Estándares de la 1ª generación	Infiniband, PCI Express	2.50	6.25	-44	80E04
	SATA II	3.00	7.50	-42	80E04
	XAUI	3.125	7.813	-41	80E04
Estándares de la 2ª generación	4Gbps FC	4.25	10.63	-40	80E04
	SATA III	6.00	15.00	-43	80E08
	2x XAUI	6.25	15.63	-43	80E08
Estándares de la 3ª generación	8Gbps FC	8.50	21.25	-38	80E08
	10G Base-R	10.31	25.78	-54	80E10
	10G Base-R FEC	11.10	27.75	-53	80E10

Figura 10. El parámetro S_{ij} es el cociente entre la onda reflejada (o transmitido) en el puerto j y la onda incidente en el puerto i .

¿Dónde estamos posicionados con respecto a los requisitos de rango dinámico y ancho de banda? La tabla 6 proporciona la respuesta.

Resumen

En este documento, identificamos, basados en el conocimiento de usuarios expertos, los requisitos de la precisión para las aplicaciones de depuración, conformidad, validación y caracterización de SDNA (serial data network analysis). Definimos los requisitos siguientes para las aplicaciones de SDNA:



El término generalizado para la reflexión o la transmisión se llama "scattering" (dispersión). Si hacemos una asunción de que la potencia transmitida es dada por $\frac{1}{2} |V_i|^2$, entonces las tensiones en cada puerto se pueden definir como $V = V^+ + V^-$ y las corrientes como $I = I^+ + I^-$. Para el caso de una conexión cruzada de forma recíproca (tal como una interconexión) la matriz de la dispersión es simétrica, es decir $S_{21} = S_{12}$.

Sin embargo, lo que es realmente de interés son las medidas en modo diferencial y modo común. Las medidas diferenciales se realizan entre las líneas, mientras que las medidas en modo común se realizan sobre las líneas conectadas a tierra. En términos prácticos, el tipo de estímulo y la respuesta definen el tipo de parámetros-S que se están observando. El estímulo y la respuesta en modo diferencial definen el cuadrante de modo diferencial de los parámetros-S, el estímulo y la respuesta en modo común definen el cuadrante de modo común; el estímulo diferencial y la respuesta en modo común definen el cuadrante de modo mixto de la conversión de modo diferencial a común, y el estímulo en modo común y la respuesta en modo diferencial definen el cuadrante de modo mixto de la conversión de modo común a diferencial (figura 12).

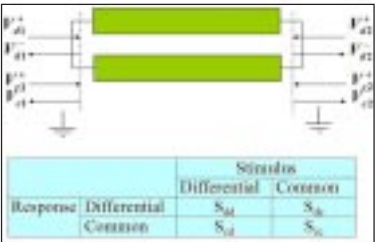


Figura 12. El estímulo y la respuesta en modo diferencial

La matriz de parámetros-S resultante es como sigue:

$$\begin{bmatrix} V_{a1}^- \\ V_{a2}^- \\ V_{e1}^- \\ V_{e2}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{da11} & S_{da12} & S_{de11} & S_{de12} \\ S_{da21} & S_{da22} & S_{de21} & S_{de22} \\ S_{ea11} & S_{ea12} & S_{ee11} & S_{ee12} \\ S_{ea21} & S_{ea22} & S_{ee21} & S_{ee22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a1}^+ \\ V_{a2}^+ \\ V_{e1}^+ \\ V_{e2}^+ \end{bmatrix}$$

Los parámetros-S son relevantes para el diseño digital en diversos grados. El cuadrante diferencial de los parámetros-S se relaciona con la degradación directa del ancho de banda y del BER/jitter. El modo común explica los problemas del retardo de propagación entre líneas y los “rebotes de tierra”. El modo mixto ilustra las interferencias electromagnéticas (EMI, modo diferencial-a-común) y la susceptibilidad electromagnética (EMS, común-a-diferencial); sin embargo, una observación en el dominio del tiempo de los mismos datos produce unos resultados mucho más intuitivos cuando se buscan fuentes de EMI y EMS. La interferencia, por otra parte es una forma de pérdidas de inserción (S21), salvo que sea una pérdida de inserción entre líneas que no tienen conexión directa entre la entrada y la salida.

Información adicional 2 - Medidas de los parámetros-S basadas en TDR

Las técnicas de medida de parámetros-S basadas en TDR han sido estudiadas ampliamente por el US National Institute of Standards y diversas instituciones de investigación en los E.E.U.U. y también en el extranjero y se han utilizado comercialmente en numerosos productos. Conceptualmente, la semejanza entre los parámetros-S basados en VNA y los basados en TDR es obvia (Figura 13).

La principal diferencia conceptual está en el uso de una fuente de escalón de tensión de amplio

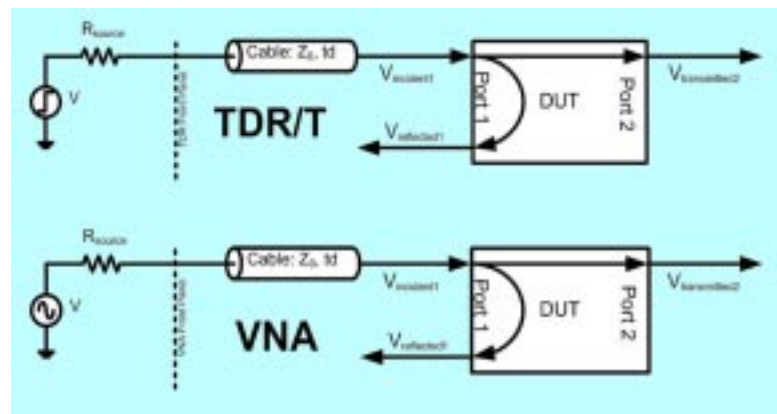


Figura 13. Diagrama de bloques conceptual del sistema TDNA basado en TDR con respecto a otro basado en VNA. La principal diferencia conceptual está en el uso de una fuente de escalón de tensión de amplio ancho de banda en el caso del sistema TDNA y un generador sinusoidal de

ancho de banda en el caso del sistema TDNA y un generador sinusoidal de banda estrecha en el caso del sistema VNA. Además, en el caso del TDR se realiza una medida transitoria (todas las transiciones son observables) mientras que en el caso de VNA es una medida de estado estacionario - todas las transiciones son agrupadas y la medida se realiza a una sola frecuencia, empleando el filtrado de banda estrecha para reducir al mínimo los efectos del ruido.

Los VNAs fueron diseñados teniendo en mente el diseño de instrumentos de microondas y se dirigieron a aplicaciones tales como el diseño de filtros y mezcladores de microondas. La necesidad de un rango dinámico extremadamente alto dio como resultado que se desarrollasen algunos procedimientos muy avanzados de calibración (tales como SOLT: Short-Open-Load-Thru o TLR: Thru-Reflect-Line) y que el diseño general del instrumento estuviese dirigido no hacia la facilidad de empleo, sino hacia la obtención de un elevado rango dinámico. El dominio de la frecuencia se ha convertido en la opción elegida para el diseño en el campo de microondas y por ello el FDNA es más fácilmente entendido por los diseñadores en dicho campo. Sin embargo, estos mismos procedimientos de calibración que hacen que

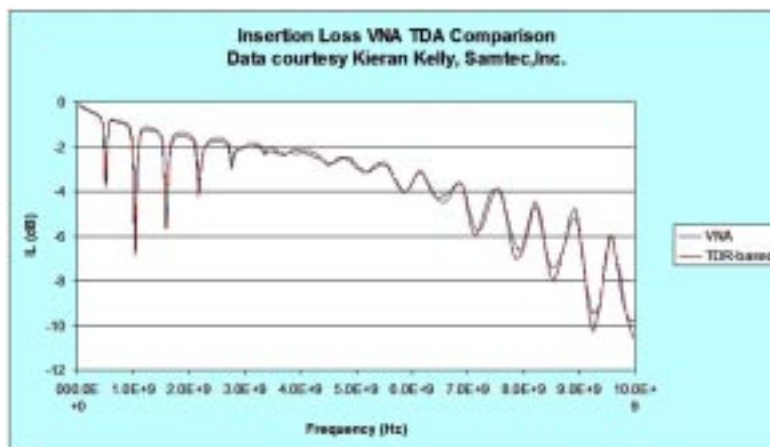
el método basado en FDNA sea tan exacto hacen también que sea un instrumento mucho más difícil de utilizar, y además lo hacen mucho más desperdiciador de tiempo para realizar las pruebas requeridas - cualidades muy indeseables particularmente cuando están implicadas las pruebas de fabricación.

La obtención de los parámetros-S basados en TDR fue desarrollada como una extensión de la tecnología de TDR. Esta tecnología es más intuitiva para los diseñadores digitales que para los diseñadores de microondas y como resultado la conversión de TDR en datos de parámetros-S es un proceso más intuitivo y directo para ellos. Aún cuando es posible aplicar procedimientos de calibración avanzados como SOLT y TRL al método basado en TDR para mejorar su precisión, estos procedimientos harían las medidas TDR mucho menos fáciles e intuitivas. Incluso sin estos procedimientos de calibración, el rango dinámico de los parámetros-S basados en TDR están dentro del rango comprendido entre -50 dB y -60 dB, que es más que adecuado para una medida típica de la integridad digital del diseño o de la señal, como se analiza en la sección de requisitos del rango dinámico para la transmisión de datos serie arriba ilustrada. El rango dinámico de los parámetros S ba-

Figura 14. Se ha demostrado que la correlación excelente entre los parámetros obtenidos mediante VNA y TDR-. Courtesy Samtec Corporation

sados en TDR se mejora aumentando el número de puntos y el número de promedios en la ventana de adquisición en el dominio de tiempo. Hacer un promedio mayor y utilizar un número de puntos más grande desempeña el mismo papel que el filtrado de banda estrecha de la señal en VNA. En general, la correlación entre los parámetros-S basados en VNA y TDR se ha estudiado ampliamente (véase, por ejemplo Figura 14 y ha sido aceptado como más que adecuado por muchos grupos estándares. Combinado con el costo substancialmente menor del sistema típico de medida de parámetros-S mediante TDR, la solución de TDR es excelente y fácil de utilizar en las aplicaciones de SDNA.

hechas con un VNA. Por otro lado, con un instrumento TDNA, la facilidad de la calibración (como referencia se requiere solamente un cortocircuito o un circuito en abierto) permite desembeber el receptáculo muy fácilmente, proporcionando una ventaja adicional al método de medida realizado con un instrumento TDNA. En general, el dispositivo de prueba desembebido despoja de todas las ventajas de la precisión a un instrumento VNA, mientras que las ventajas de la facilidad de empleo y del alto rendimiento de procesamiento de un instrumento TDNA permanecen intactas, haciendo del TDNA un método mucho más atractivo para la mayoría de las pruebas de conformidad de los estándares.



Otro asunto importante es que el punto de prueba de conformidad para muchos estándares está definido de una manera tal que el conector utilizado deba ser parte de la prueba de conformidad. Se define el punto de prueba de conformidad de manera que el conector utilizado se debe incluir en la medida pasiva de la capa física. El receptáculo debe ser desembebido, excepto el conector acoplado en la placa de circuito impreso. Aun cuando no es una tarea imposible para que pueda realizarse con un VNA, esto añade otra capa de complejidad a las medidas

Información adicional 3 - Ideas falsas sobre la obtención de parámetros-S basados en TDR

Idea falsa 1. El ancho de banda de los parámetros-S basados en TDR está limitado por la velocidad de muestreo del TDR.

Esta idea falsa es la más fácil de refutar. El ancho de banda de los parámetros-S basados en TDR no tiene ninguna relación con la velocidad de muestreo, pero es total-

mente dependiente del tiempo de subida del TDR. Con el chasis DSA8200, el módulo TDR 80E10 y el software de IConnect de Tektronix, se puede alcanzar un ancho de banda de 50 GHz debido al extremadamente rápido tiempo de subida (flanco incidente de 12 pseg) de TDR. La figura 9 ilustra este punto.

Idea falsa 2. Los parámetros-S basados en TDR no proporcionan pérdidas de inserción.

Ésta es también bastante fácil de refutar - TDT proporcionará las pérdidas de la inserción y el TDT diferencial proporcionará las pérdidas diferenciales de inserción.

Idea falsa 3. El pedestal del ruido con el método de TDR es intrínsecamente más alto debido a la carencia de filtro de frecuencia intermedia.

El filtrado digital en el dominio del tiempo consigue el mismo efecto que el filtrado de la frecuencia intermedia en el dominio de la frecuencia. No hay nada que "intrínsecamente" limite el pedestal del ruido con el método de TDR. La adición de una calibración avanzada (SOLT o TRL) al método de TDR llevaría el pedestal de ruido al nivel de los resultados obtenidos con un VNA - sin embargo, se perdería al mismo tiempo la facilidad de empleo del TDR. Debido a los requisitos de precisión de las medidas de SDNA, creemos que los procedimientos truncados de la calibración (tales como los soportados por el software IConnect TDR y VNA de Tektronix) son preferidos para las aplicaciones de SDNA. Estos procedimientos incluyen una referencia (circuito abierto o cortocircuito o a través) y opcionalmente, medidas de calibración utilizando una carga de 50 ohmios.

Idea falsa 4. La potencia de un TDR disminuye progresivamente a altas frecuencias dando como resultado un rango dinámico substancialmente más bajo en esas frecuencias - efecto que no existe en los VNAs.

Esto es parcialmente verdad - la potencia en un sistema TDR disminuye con la frecuencia. Sin embargo, no es verdad que la potencia en el caso de un sistema VNA sea totalmente plana - de hecho, varía substancialmente también con la frecuencia. Son los procedimientos de calibración, potentes y al mismo tiempo muy largos y de difícil uso los que hacen que la respuesta en potencia de un sistema VNA sea plana. Lo mismo se puede conseguir en un sistema TDR con procedimientos similares de calibración - una vez más, no compensa perder la facilidad de empleo de un TDR para ganar un rango dinámico adicional innecesario para las aplicaciones de SDNA.

Idea falsa 5. El rango dinámico de los parámetros-S basados en TDR está limitado a -40 dB.

Se pueden alcanzar fácilmente -70 dB al usar el sistema compuest por el chasis DSA8200, el módulo TDR 80E10 y el software IConnect con 256 promediados (Figura 8). El promediado adicional ayuda a mejorar aún más estas prestaciones.

Idea falsa 6. La calibración de un TDR es un proceso complejo y que requiere muchos pasos.

No estamos seguros de la procedencia de esta idea falsa. Ciertamente, es deseable realizar la compensación del nivel de CC en el sistema vertical de los módulos de TDR. Sin embargo, estos procedimientos de compensación son extremadamente simples comparados con los procedimientos complicados de calibración de un VNA. La

calibración total de un TDR y la compensación son substancialmente más simples que en el caso de un VNA.

Idea falsa 7. Puede alcanzarse la limitación del ancho de banda al probar dispositivos de gran longitud con un TDR debido a la necesidad de registrar amplias ventanas temporales y disponer de longitudes de registro limitadas (número de puntos) en un osciloscopio TDR típico.

Esto era verdad. Sin embargo, al usar el osciloscopio TDR DSA8200 de Tektronix con el software IConnect® de Tektronix el usuario puede adquirir registros de hasta 1.000.000 puntos, haciendo esto un punto discutible. Ahora se pueden medir los parámetros-S en el ensamblaje de cables tan largos como 100 metros. En este caso, el sistema basado en TDR de Tektronix es realmente más exacto que un VNA, puesto que puede medir cables largos en CC, en lugar de 300 kHz o 40 MHz como la mayoría de los VNAs.

Información adicional 4 - Cuidado del conector de precisión de micro-ondas y compatibilidad del conector

Los módulos TDR de Tektronix incorporan conectores de precisión para microondas. La siguiente tabla resume el tipo de conector del frontal del módulo y también los otros conectores que se pueden acoplar al módulo. Se debe tener en cuenta que al acoplar dos conectores, el ancho de banda de la conexión total está limitado por el ancho de banda más bajo de los dos.

El acoplamiento de tipos de conectores incompatibles causará daño al conector. Todos los módulos TDR de Tektronix vienen con una versión hembra del conector y un

adaptador macho-hembra de tamaño apropiado como protector del conector lo cual es una manera fácil de evitar costosos daños al módulo, particularmente en los entornos donde muchos diseñadores están utilizando el mismo instrumento TDR

Al acoplar dos conectores de microondas, hay que cerciorarse de que se acoplan sin forzarlos. Se debe rotar solamente la tuerca del conector - no el dispositivo al cual el conector se aplica o al cuerpo del conector. Se debe utilizar una llave de esfuerzo de torsión para hacer la conexión final. Los conectores se deben limpiar con alcohol isopropílico (IPA) regularmente. Se deben utilizar para la limpieza solo esponjas sin pelusa. Se debe usar siempre una correa anti-estática al limpiar o manejar los conectores

La calidad del conector se puede comprobar por la observación visual. Sin embargo, las galgas de conector son instrumentos de precisión para determinar calidad del conector o el posible deterioro del conector de precisión.

Los conectores SMA tienen un diseño fundamentalmente distinto de los conectores de precisión. Los conectores SMA tienen un diseño basado en dieléctrico, mientras que otros conectores son diseño con interfaz de aire. El diseño basado en interfaz de aire proporciona una conexión más repetitiva y mejora el funcionamiento eléctrico. Como podemos observar más arriba, aun cuando los conectores SMA son comunes y menos costosos, sus dimensiones y funcionamiento no se mantienen tan exactas como las de los otros conectores de precisión para microondas. El acoplamiento continuo de los conectores SMA con los conectores de precisión de microondas pueden aumentar el desgaste y la degradación del funcionamiento de los conectores de precisión.

Módulo	Tipo de Conector	Ancho de banda máximo del conector	Se acopla con
80E10	1.87mm (V) ¹	87 GHz	2.4mm
	1.4mm (S)	50 GHz	1.8mm
80E08	2.92mm (K)	40 GHz	1.5mm, SMA ²
80E04	1.5mm	26.5 GHz (algunos con valores acotados hasta 34 GHz)	2.92mm, SMA
	SMA	18 GHz (algunos con valores acotados hasta 26.5 GHz)	1.5mm, 2.92mm

¹El módulo 80E10 viene con adaptador de conector S-a-K para permitir solo la compensación (no para que ese conector V se acople directamente con el conector S y que el conector K se acople directamente con un conector de 3,5 mm o SMA). El uso de este adaptador para realizar medidas dará lugar a la degradación del funcionamiento del módulo.

²Los conectores SMA son comunes y menos costosos. Sin embargo, sus dimensiones y funcionamiento no se mantienen tan precisos como en el caso de los otros conectores de precisión de microondas. El acoplamiento continuo de conectores SMA

con conectores de precisión de microondas puede aumentar el desgaste y degradar el funcionamiento de los conectores de precisión.

Información adicional 5
- Precisión con respecto del rango dinámico por debajo del nivel de medida

Ver tabla al pie.

Bibliografía

[1] L.A. Hayden, V.K. Tripathi, "Calibration Methods for Time Domain Network Analysis," – IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, No. 3, March 1993, pp. 415-421

[2] T. Dhaene, L. Martens, D. De Zutter, "Calibration and Normalization of

Time Domain Network Analyzer Measurements," – IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, No. 4, April 1994, pp. 580-589

[3] T. Custer, "Dynamic Range Determination and S-Parameter Accuracy Validation For High Frequency Time Domain Network Analyzer (TDNA) Measurements," – Samtec, Inc. technical note, 2005

[4] Cherry Wakayama, Jeff Loyer, "Correlation between VNA and TDR/TDT Extracted S-Parameters up to 20 GHz," – Intel Corporation white paper, 2005

[5] "Effects of Measurement Fixtures of S-Parameters Compliance Testing of Infiniband Cable Assemblies," – Tektronix Application Note 85W-18993-0.

[6] "Precision Measurement Components," Wilttron Application note. o

Rango dinámico por debajo del nivel de medida, dB	Error máximo en % de la señal	Rizado máximo pico a pico, dB
10	31.6%	5.6884
11	28.2%	5.0322
12	25.1%	4.4590
13	22.4%	3.9581
14	20.0%	3.5133
15	17.8%	3.1224
16	15.8%	2.7766
17	14.1%	2.4703
18	12.6%	2.1986
19	11.2%	1.9574
20	10.0%	1.7430
21	8.9%	1.5524
22	7.9%	1.3828
23	7.1%	1.2319
24	6.3%	1.0975
25	5.6%	0.9779
26	5.0%	0.8714
27	4.5%	0.7765
28	4.0%	0.6919
29	3.5%	0.6166
30	3.2%	0.5495

Rango dinámico por debajo del nivel de medida, dB	Error máximo en % de la señal	Rizado máximo pico a pico, dB
30	3.2%	0.5495
31	2.8%	0.4897
32	2.5%	0.4365
33	2.2%	0.3890
34	2.0%	0.3467
35	1.8%	0.3090
36	1.6%	0.2753
37	1.4%	0.2454
38	1.3%	0.2187
39	1.1%	0.1949
40	1.0%	0.1737
41	0.9%	0.1548
42	0.8%	0.1380
43	0.7%	0.1230
44	0.6%	0.1096
45	0.6%	0.0977
46	0.5%	0.0871
47	0.4%	0.0776
48	0.4%	0.0692
49	0.4%	0.0616
50	0.3%	0.0549