

Medición de parámetros de componentes

Parte 1: AF y teoría RF

Carlos A. Zerbini

Cátedra Medidas Electrónicas 2

Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Córdoba

Año lectivo 2019

Agenda

- ❑ Mediciones en baja frecuencia
 - ❑ Trazadores de curvas
 - ❑ Parámetros del amplificador operacional (TP N° 1)
 - ❑ Parámetros de componentes digitales (TP N° 1)
- ❑ Mediciones en alta frecuencia
 - ❑ Conceptos importantes
 - ❑ Líneas de transmisión y ondas progresivas
 - ❑ Comportamientos lineal y no lineal
 - ❑ Parámetros S y diagrama de Smith
 - ❑ Voltímetro vectorial
 - ❑ Analizador vectorial de redes

Agenda

- ❑ Mediciones en baja frecuencia
 - ❑ Trazadores de curvas
 - ❑ Parámetros del amplificador operacional (TP N° 1)
 - ❑ Parámetros de componentes digitales (TP N° 1)
- ❑ Mediciones en alta frecuencia
 - ❑ Conceptos importantes
 - ❑ Líneas de transmisión y ondas progresivas
 - ❑ Comportamientos lineal y no lineal
 - ❑ Parámetros S y diagrama de Smith
 - ❑ Voltímetro vectorial
 - ❑ Analizador vectorial de redes

Parámetros de componentes en baja frecuencia:Trazadores de curvas

- **Aplica una tensión variable y mide la corriente resultante.** Se obtienen curvas **corriente vs. tensión** entre dos terminales.
- Se puede parametrizar respecto a una **corriente o tensión de entrada**, obteniendo **función de transferencia entrada-salida**
- **Instrumento muy versátil**, utilizado para obtener **curvas de hoja de datos, comparación de distintos componentes, o verificación de funcionamiento correcto/fugas, etc.**
- Se puede adquirir como un instrumento integrado con todos los controles, o utilizar como **un accesorio del osciloscopio (mucho menor costo, para aplicaciones comunes)**

https://www.changpuak.ch/electronics/Curve_Tracer_advanced.php

<http://www.techlib.com/electronics/curvetrace.html>

<https://www.instructables.com/id/Transistor-Curve-Tracer/>

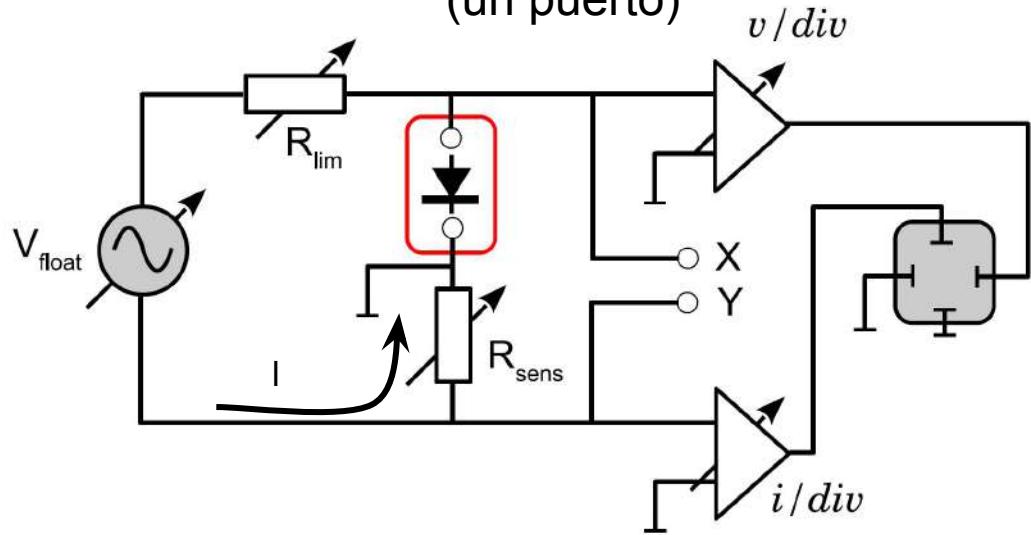
<http://www.jammarcade.net/simple-component-tester-a-k-a-octopus-curve-tracer/>

<http://www.electronics-lab.com/diy-generic-curve-tracer/>

<https://www.youtube.com/watch?v=Gwo3pEH7hUE>

<https://www.youtube.com/watch?v=c-y8UmoHbtw>

Trazador de curvas: componentes de dos terminales (un puerto)



- Corto / circuito abierto
- Resistencias, capacitores, inductores
- Diodos / zener / tunel
- Diacs

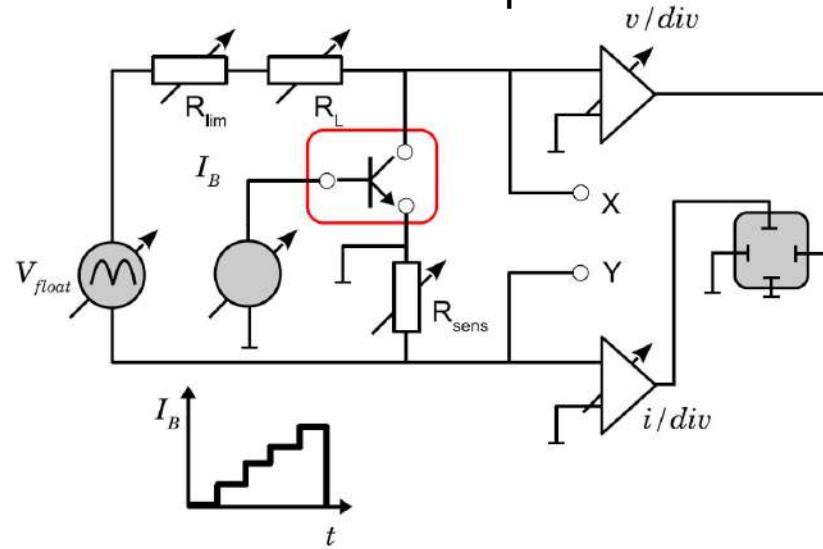
La fuente de tensión es flotante.

R_{lim} actúa como resistencia limitadora de corriente, a fin de controlar la máxima potencia en el dispositivo.

R_{sens} es una resistencia calibrada, cuya caída de tensión es directamente proporcional a la corriente en el dispositivo.

Los instrumentos específicos incluyen los amplificadores horizontal/vertical y la pantalla **ya calibrada en tensión/corriente**. En instrumentos de bajo costo, se lleva a un osciloscopio en modo X-Y.

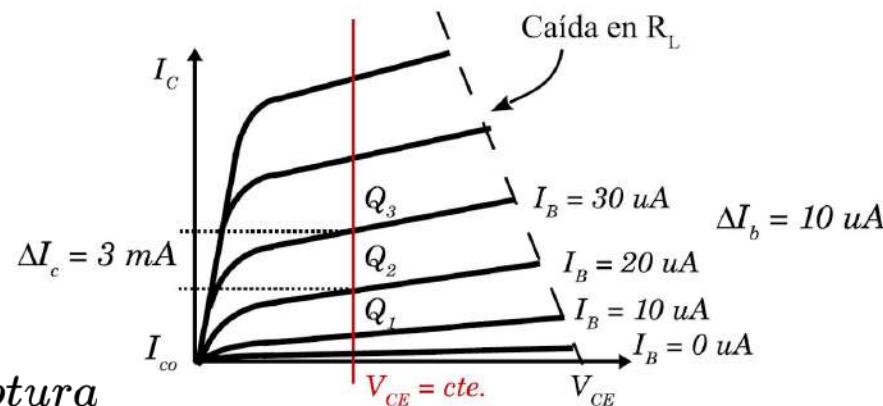
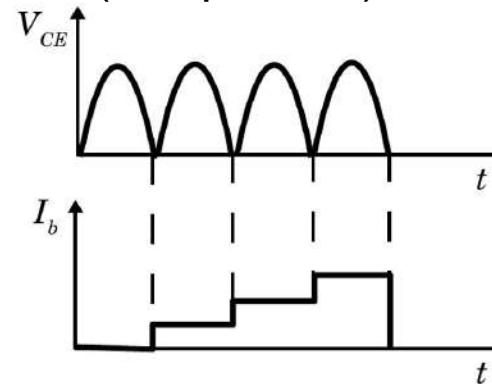
Trazador de curvas: componentes de tres terminales (dos puertos)



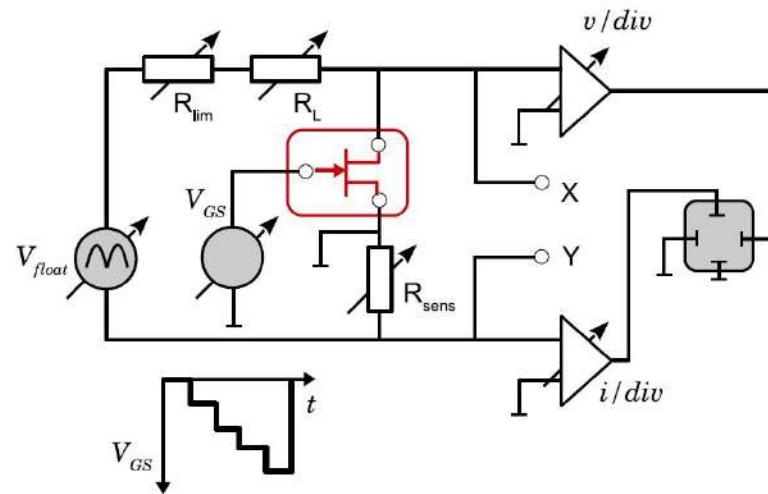
$$h_{fe} = \beta_{CA} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{V_{CE}=cte} = \frac{3mA}{10\mu A} = 300$$

$$r_d = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \Big|_{I_b=cte} = \frac{40V}{2mA} = 20K\Omega$$

$BV_{CE0}, BV_{CES}, BV_{CER}$ = tensiones de ruptura



Trazador de curvas: componentes de tres terminales (dos puertos)

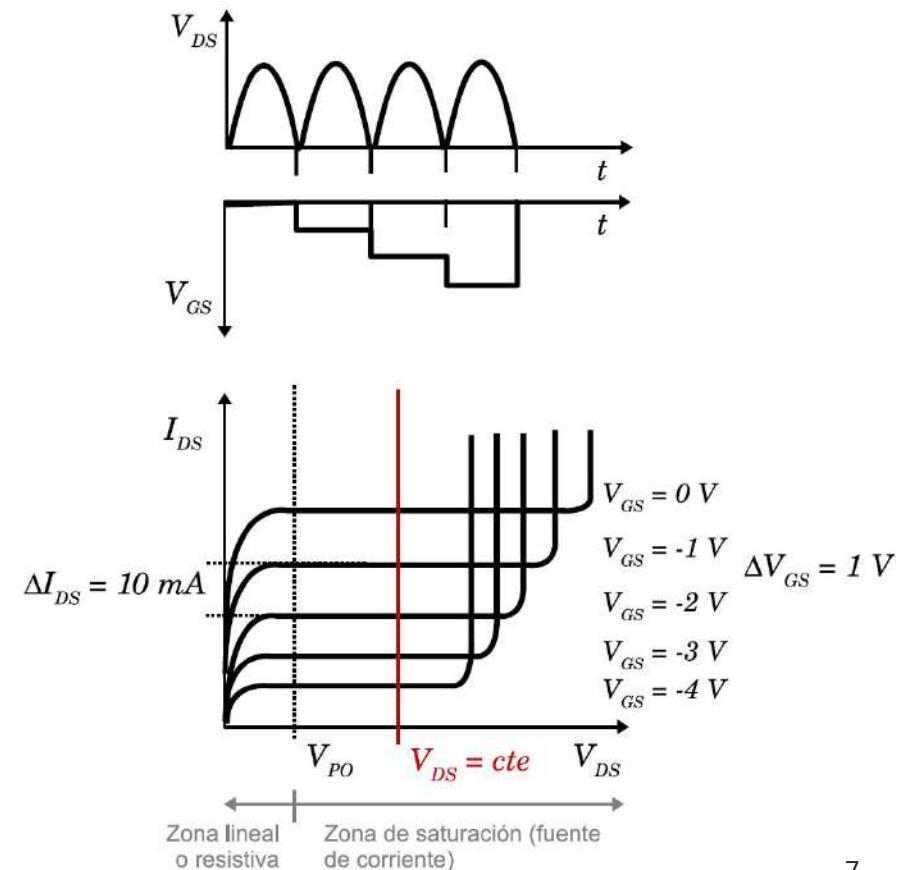


$$g_m = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \Big|_{V_{DS}=cte} = \frac{10mA}{1V} = 10mS$$

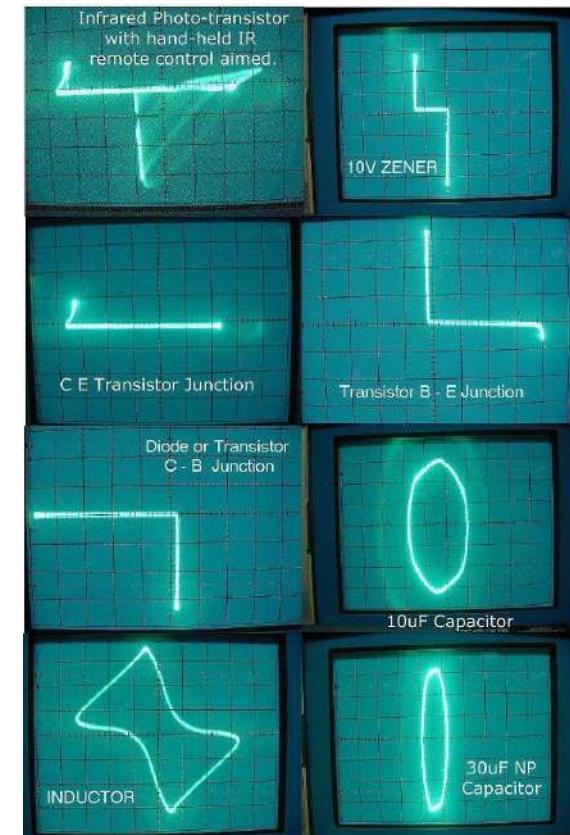
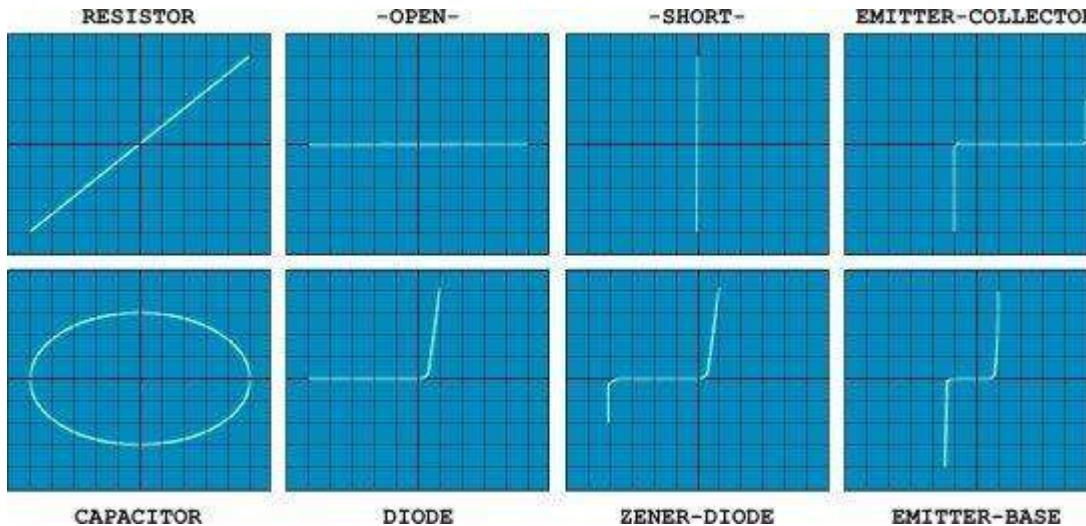
$$r_d = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}} \Big|_{V_{GS}=cte} = \frac{12V}{1mA} = 12K\Omega$$

$$\mu = g_m \cdot r_d = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} \Big|_{I_{DS}=cte} = 1,2$$

$$BV_{DS0}, BV_{DSX} = BV_{DS0} + V_{GS}$$



Trazador de curvas: otras curvas típicas



Trazador de curvas: ejemplos comerciales



Tektronix 370B

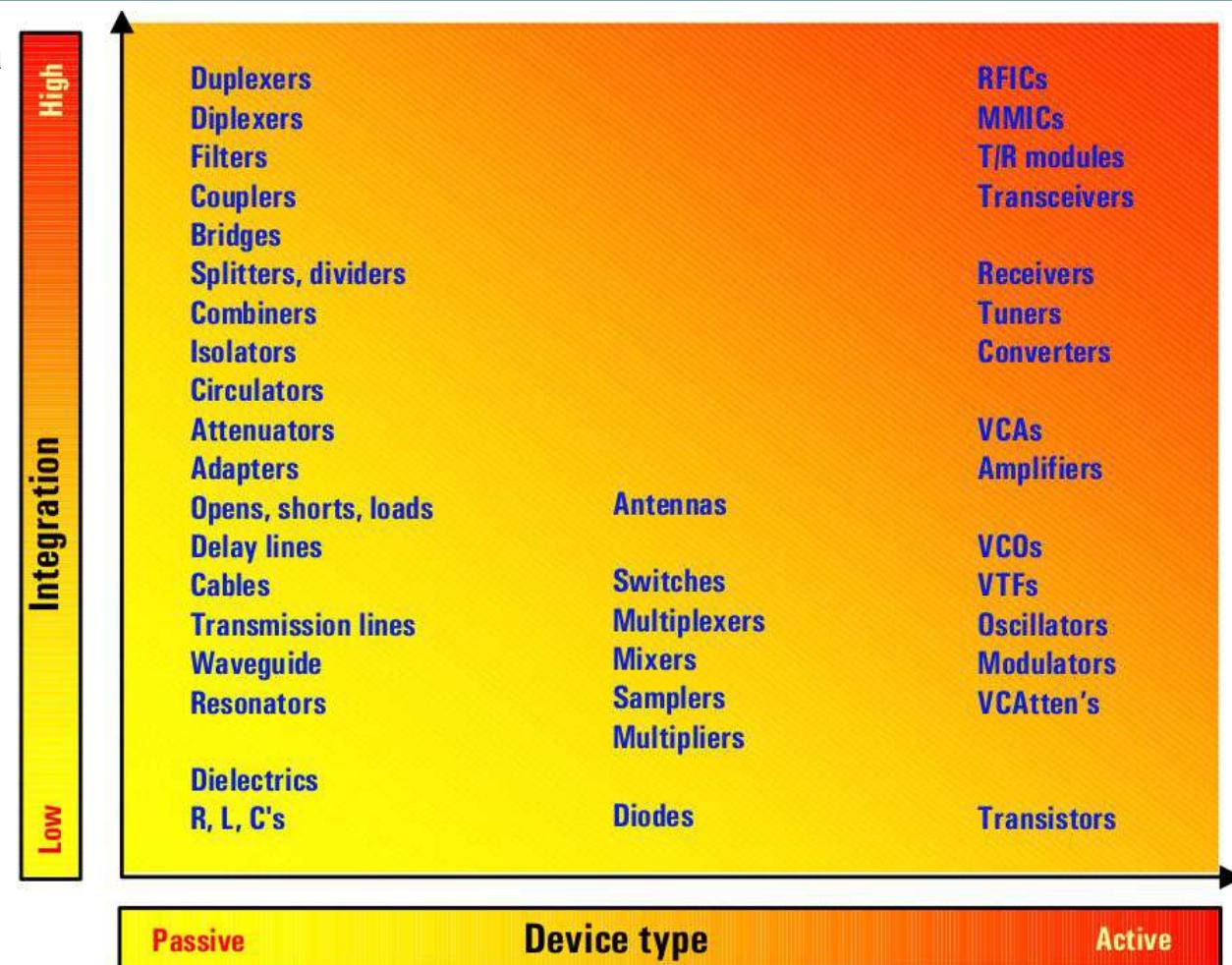


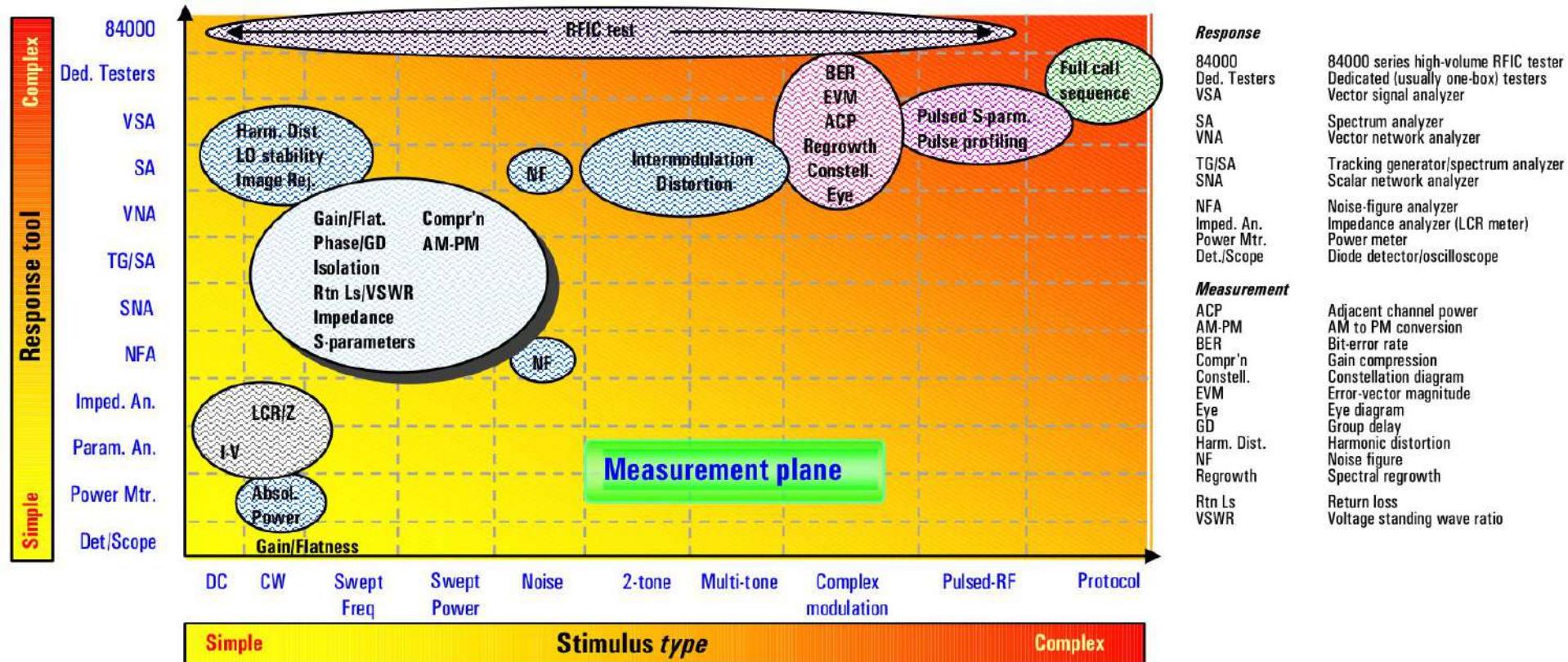
Plug-in para osciloscopio Tektronix

Agenda

- ❑ Mediciones en baja frecuencia
 - ❑ Trazadores de curvas
 - ❑ Parámetros del amplificador operacional (TP N° 1)
 - ❑ Parámetros de componentes digitales (TP N° 1)
- ❑ Mediciones en alta frecuencia
 - ❑ Conceptos importantes
 - ❑ Líneas de transmisión y ondas progresivas
 - ❑ Comportamientos lineal y no lineal
 - ❑ Parámetros S y diagrama de Smith
 - ❑ Voltímetro vectorial
 - ❑ Analizador vectorial de redes

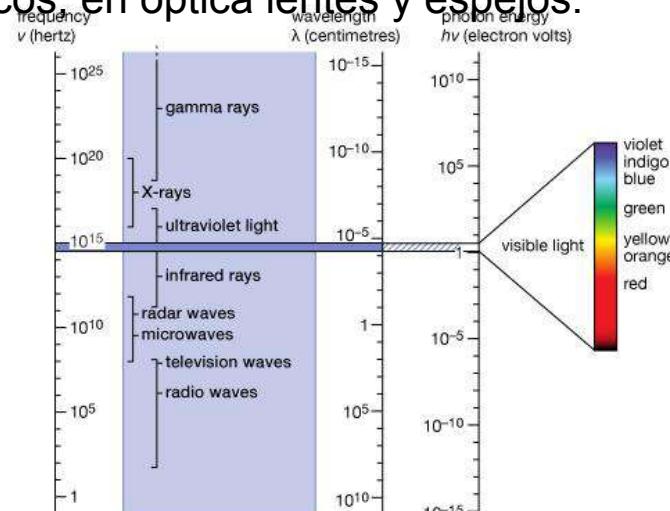
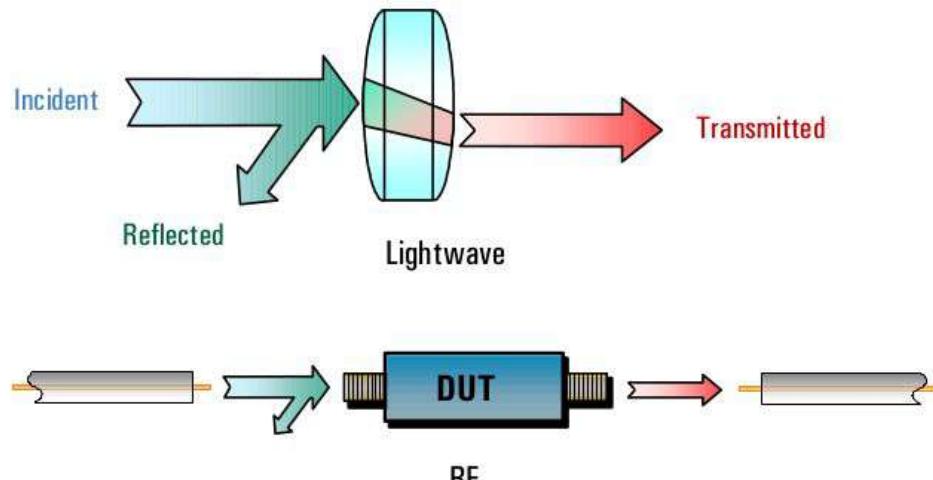
Mediciones en alta frecuencia





Mediciones en alta frecuencia

- Cuando se trabaja con longitudes de onda comparables con las dimensiones físicas de los componentes/conductores, resulta conveniente adoptar los conceptos de *ondas progresivas a lo largo de líneas de transmisión, reflexión y absorción*.
- Estos conceptos se asemejan a los utilizados en óptica
 - La energía de RF se encuentra en el rango de $\sim 10^3$ a 10^{-3} m, la energía óptica se encuentra en el rango de $\sim 10^{-3}$ a 10^{-8} m
 - En RF utilizamos componentes/circuitos electrónicos, en óptica lentes y espejos.



Mediciones en alta frecuencia

- Caracterización de componentes para definir valores de parámetros. Estos serán evaluados a la hora de utilizar estos componentes como bloques en sistemas más complejos (por ejemplo amplificar un LO antes de entrar a un mezclador, o filtrar una señal para limpiarla de armónicas).
- Comprobar que un componente o circuito no produzca **distorsión** en la señal. Esta distorsión puede ser **lineal (amplitud cte, fase lineal, retardo de grupo cte.)** o **no lineal (armónicas, inter-modulación, compresión, AM > PM)** (esto se verá más adelante).
- Definir **qué tan reflectivo** es un componente, es decir, **su aptitud para absorber la potencia que se le entrega** (por ejemplo una antena)

Importancia de Magnitud y fase

- En algunos casos puede ser suficiente contar con información de **magnitud** (ganancia de un amplificador, atenuación de un filtro, reflexión en una antena)
- Sin embargo, en muchos casos es necesario contar con información de **fase**:
 - Modelado de componentes para simulación
 - Caracterización en el dominio del tiempo mediante la DFT
 - Diseño de redes adaptadoras para asegurar máxima transferencia de potencia
 - **Corrección vectorial de errores** al realizar mediciones
 - Errores introducidos en sistemas de comunicaciones donde **la información se transporta en la fase de la señal (por ej. QPSK, 8/16/32/64 QAM)**: Error Vectorial Máximo (EVM)

Agenda

- ❑ Mediciones en baja frecuencia
 - ❑ Trazadores de curvas
 - ❑ Parámetros del amplificador operacional (TP N° 1)
 - ❑ Parámetros de componentes digitales (TP N° 1)
- ❑ Mediciones en alta frecuencia
 - ❑ Conceptos importantes
 - ❑ Líneas de transmisión y ondas progresivas
 - ❑ Comportamientos lineal y no lineal
 - ❑ Parámetros S y diagrama de Smith
 - ❑ Voltímetro vectorial
 - ❑ Analizador vectorial de redes

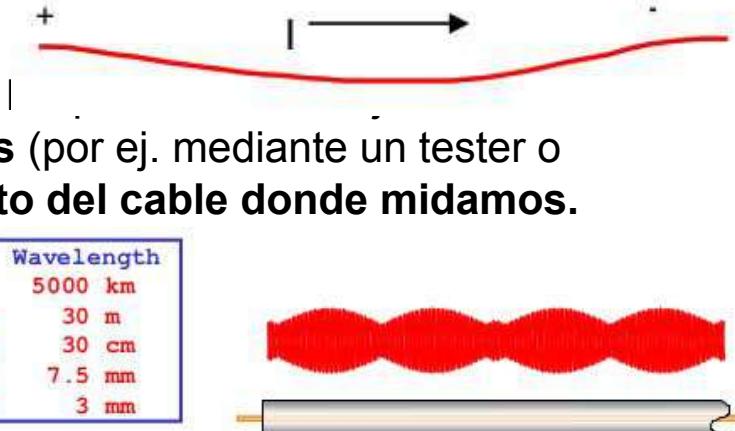
Líneas de transmisión y ondas progresivas

- **Bajas frecuencias: $\lambda \gg$ longitud física**

- Se utilizan cables comunes, de calibre acorde a λ
 - Medimos valores de **corriente y tensión totales** (por ej. mediante un tester o trazador de curvas), que **no dependen del punto del cable donde midamos.**

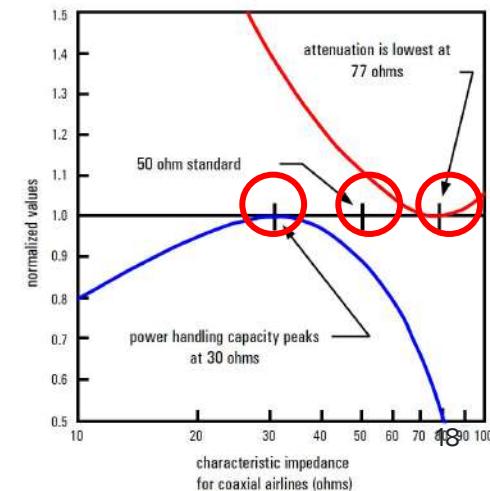
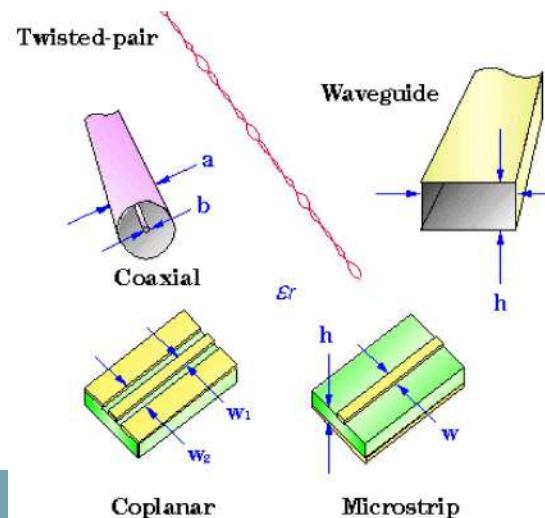
- **Alta frecuencia: $\lambda \leq$ longitud física**

- Los conductores se comportan **como líneas de transmisión**
 - **Se utiliza el concepto de ondas progresivas**
 - Es muy importante lograr **máxima transferencia de potencia** entre las etapas del circuito. Esto implica:
 - Conectar impedancias a sus valores conjugados (parte real igual, parte imaginaria opuesta) tanto en LDTs como entre componentes
 - Que la envolvente de voltaje a lo largo de una LDT es constante
 - Que la onda progresiva en dirección de señal es máxima
 - Que la onda progresiva en dirección opuesta (reflejada) es mínima



Impedancia característica de una LDT

- **Z_0** es el parámetro fundamental de una LDT y depende sólo de la LDT. Para lograr máxima transferencia de potencia, la carga conectada a una LDT debe ser Z_0^* .
- **Z_0 relaciona los valores de las ondas progresivas de tensión y corriente a lo largo de toda la línea**
- En general Z_0 es compleja. Para bajas pérdidas se suele asumir como real ($50/75/300 \Omega$)
- **Z_0 depende de las características físicas de la línea**
 - coaxil, guia de onda, par trenzado, coplanar, stripline, microstrip.
 - Dimensiones físicas de conductores/dieléctrico, constante dieléctrica ϵ_r ,
- **Para baja potencia:**
se optimiza para **baja pérdida por atenuación** (coaxial 75Ω)
- **Para alta potencia:**
se optimiza el **compromiso potencia/atenuación** (coaxial 50Ω)



Impedancia característica de una LDT

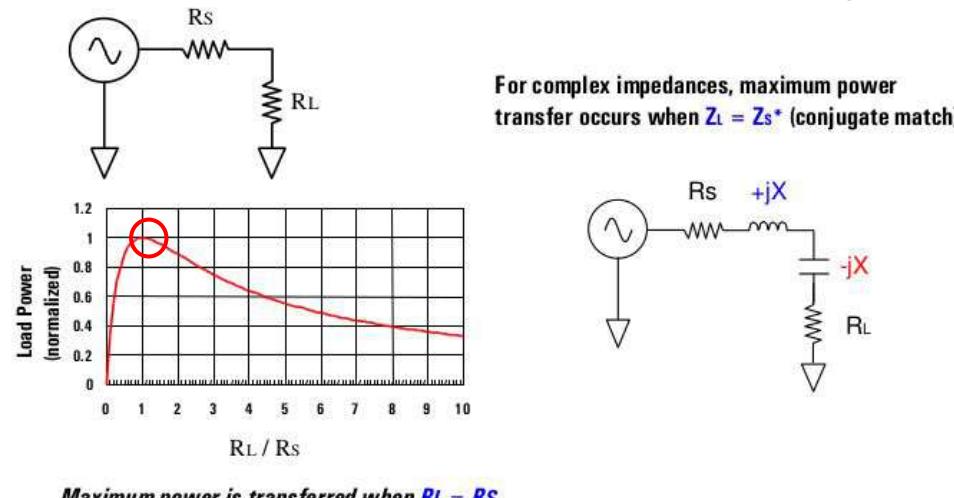
AGREGAR FILMINA SOBRE EL MODELADO DE l_{dt} CON COMPONENTES CONCENTRADOS (NOTAS MIAS)

Transferencia de potencia

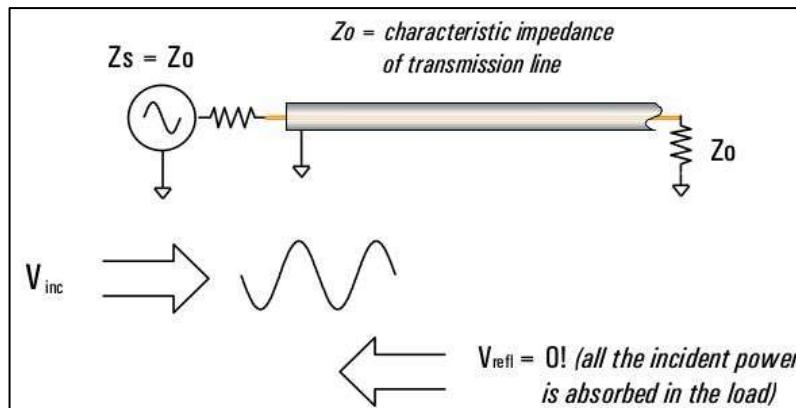
La máxima transferencia de potencia desde una fuente hacia una carga se produce cuando la impedancia de carga es la conjugada compleja de la impedancia de fuente ($Z_L = Z_S^*$). Esto se cumple tanto para fuentes de DC como de AC

En el caso de DC, la condición anterior se reduce a que sus partes reales sean iguales ($R_S = R_L$)

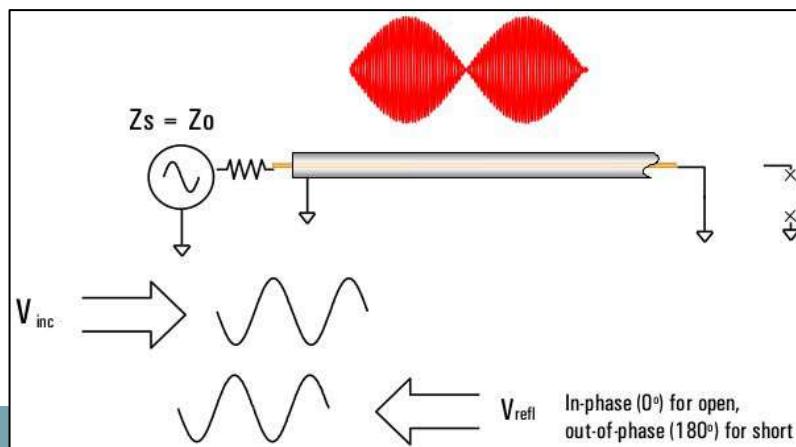
En general, la fuente puede ser un generador, un componente (transistor, filtro, etc) o una LDT. La carga puede ser otro componente, otra LDT, o un componente de interfaz tal como una resistencia (electricidad a calor), un motor (electricidad a movimiento) o una antena (electricidad a energía electromagnética)



Ondas progresivas en una LDT



Carga adaptada, la línea se comporta como de longitud infinita.

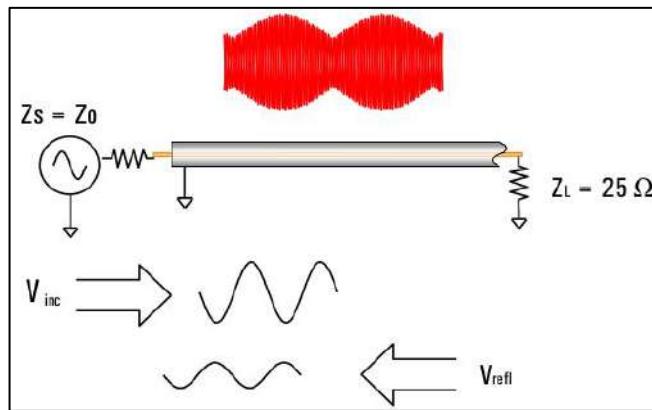


Circuito abierto: En el extremo de carga, $E_L = E_i + E_r = 2E_i$ e $I_L = (E_i - E_r)/Z_L = 0$. Se refleja toda la potencia en fase con la onda incidente (0°). **Las ondas en la carga son idénticas en magnitud, defasadas 0° , y viajan en sentidos opuestos.**

Cortocircuito: En el extremo de carga, $E_L = E_i + E_r = 0$ V e $I_L = (E_i - E_r)/Z_L = 2E_i / Z_L$. Se refleja toda la potencia en fase con la onda incidente (0°). Se refleja toda la potencia en contrafase con la onda incidente (180°). **Las ondas en la carga son idénticas en magnitud, defasadas 180° , y viajan en sentidos opuestos.**

Picos de tensión $2E_i$, valles de tensión $0V$

Ondas progresivas en una LDT



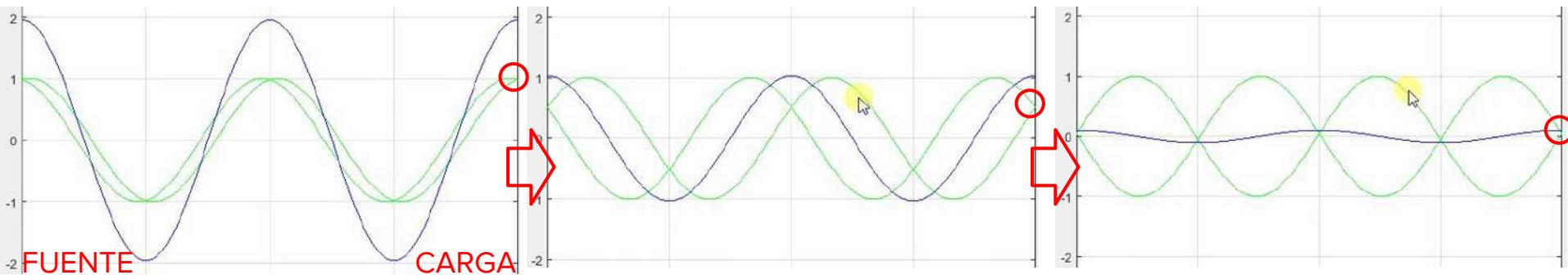
Cargas puramente **resistivas**:

$Z_L < Z_0$ (i.e., $R_L < R_0$) => **se refleja parte de la potencia, a 180° de la incidente**

$Z_L > Z_0$ (i.e., $R_L > R_0$) => **se refleja parte de la potencia, a 0° de la incidente**

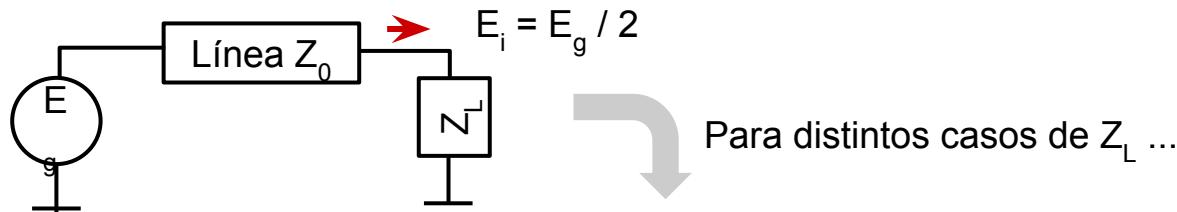
Los valles de la onda estacionaria no son cero, y los picos son menores a $2E_i$

Ejemplo: circuito abierto



Observaciones sobre las ondas progresivas y estacionarias

- 1) La suma de las ondas incidentes y reflejada en la carga debe satisfacer la ley de Ohm:



$$E_i + E_r = 0$$

$$\Rightarrow E_r = -E_i$$

$$E_i + E_r = 2 E_i / 3$$

$$\Rightarrow E_r = -E_i / 3$$

$$E_i + E_r = E_i$$

$$\Rightarrow E_r = 0$$

$$E_i + E_r = 4 E_i / 3$$

$$\Rightarrow E_r = +E_i / 3$$

$$E_i + E_r = 2E_i$$

$$\Rightarrow E_r = +E_i$$

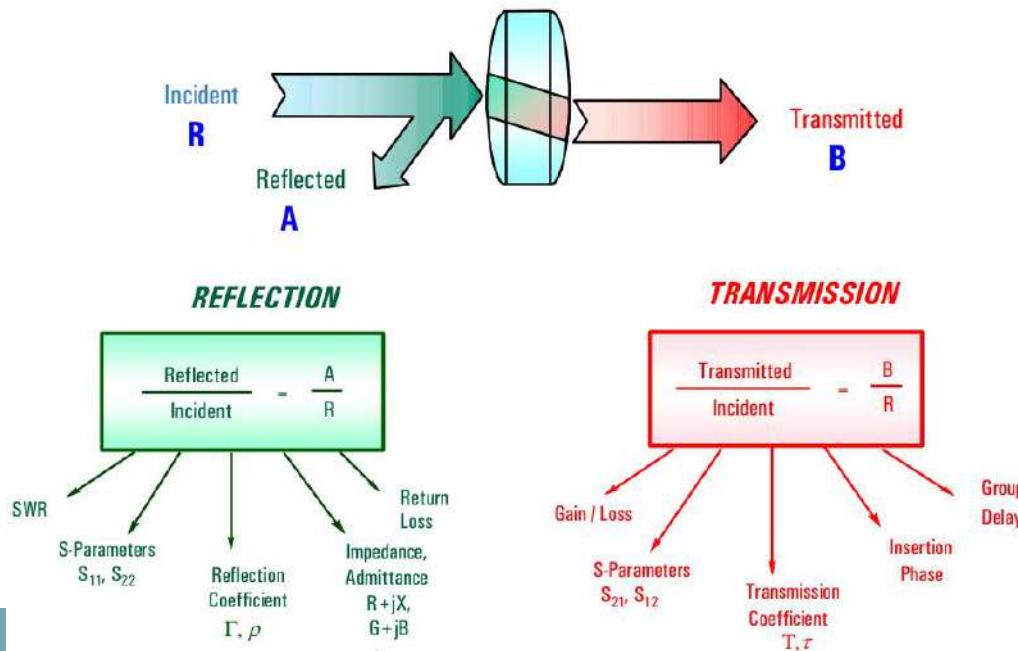
- 2) Al movernos por la línea hacia la fuente, la **fase entre incidente y reflejada varía**. La suma de ambas también varía, **produciendo la onda estacionaria**.

- 3) La **impedancia varía a lo largo de la línea**, ya que está determinada por la **tensión total y corriente totales (ondas estacionarias de V e I)**.

- Por ejemplo, a $\frac{1}{4}$ de onda de una carga de 25Ω , la impedancia aparente es 100Ω .
- El valor de onda estacionaria se **repite cada media longitud de onda, al igual que la impedancia aparente**.

Caracterización de componentes en RF

- Cuando se trabaja con dimensiones **físicas comparables a las longitudes de onda utilizadas**, se utilizan como variables las **ondas progresivas**.
- En particular, se usan las **ondas progresivas de potencia** ya que son constantes a lo largo de la **línea**
- Según el caso, puede interesar la relación de **módulo, fase, o ambas**.



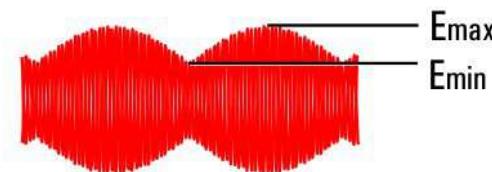
A) Parámetros de REFLEXIÓN (UN PUERTO)

Reflection Coefficient

$$\Gamma = \frac{V_{\text{reflected}}}{V_{\text{incident}}} = \rho \angle \Phi = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Return loss = $-20 \log(\rho)$,

$$\rho = |\Gamma|$$



Voltage Standing Wave Ratio

$$\text{VSWR} = \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{min}}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

No reflection

$$(Z_L = Z_0)$$



0

ρ

1

∞ dB

RL

0 dB

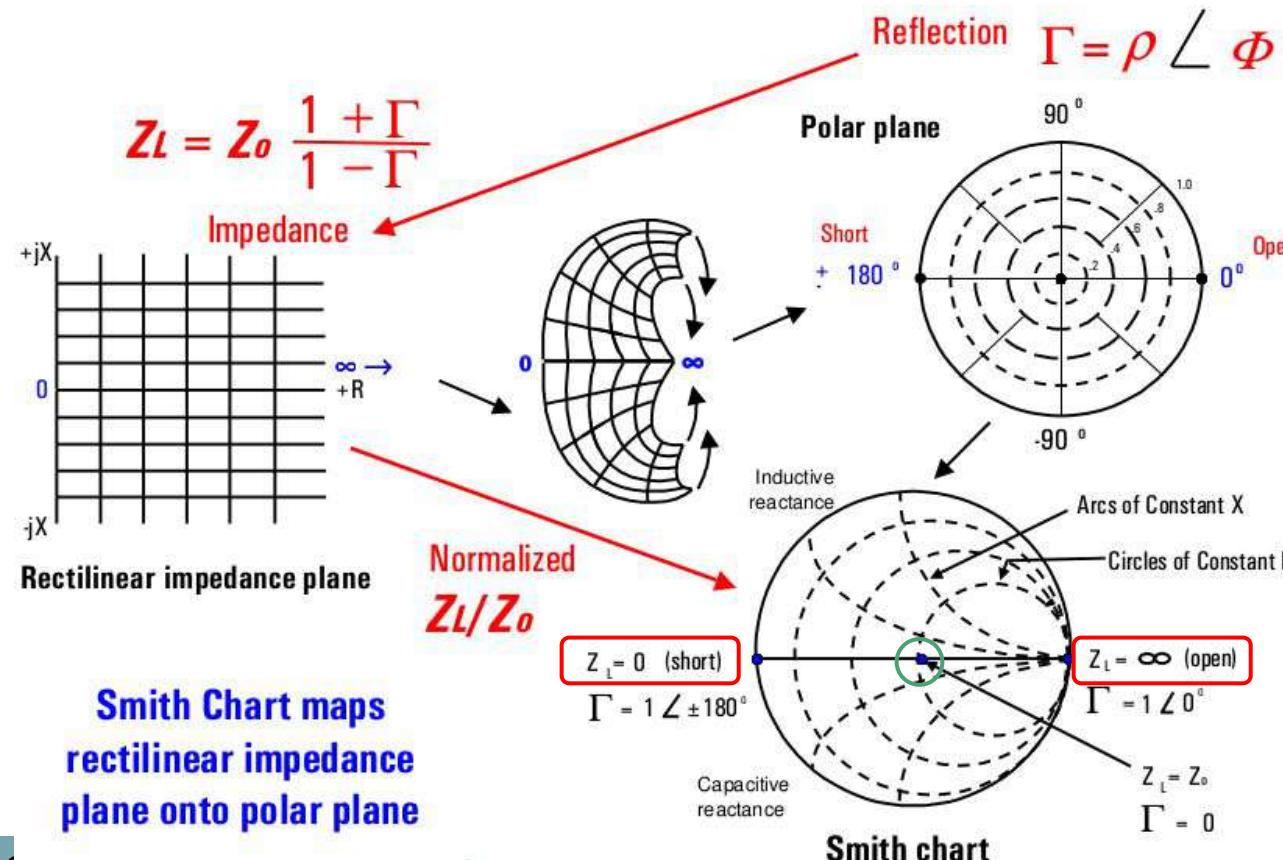
1

VSWR

∞

Full reflection
 $(Z_L = \text{open, short})$

A) Parámetros de REFLEXIÓN (UN PUERTO): Diagrama de Smith



B) Parámetros de TRANSMISIÓN (DOS PUERTOS)



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

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

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

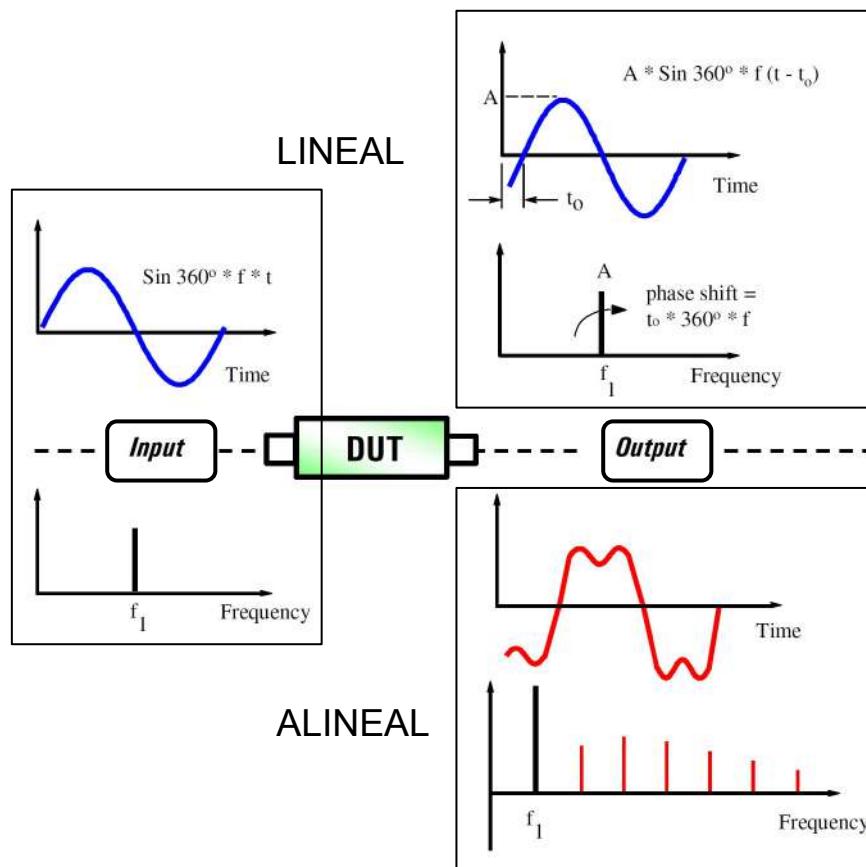
*En los sistemas de comunicaciones, las señales constan de una serie de componentes en frecuencia que ocupan un determinado **ancho de banda**. Es importante conocer cómo los componentes del sistema afectan cada una de estas componentes en **magnitud y en fase**, causando **distorsión**.*

*Tanto las redes **lineales** como las redes **alineales** pueden causar distorsión de distintos tipos. Esto se analizará a continuación.*

Agenda

- ❑ Mediciones en baja frecuencia
 - ❑ Trazadores de curvas
 - ❑ Parámetros del amplificador operacional (TP N° 1)
 - ❑ Parámetros de componentes digitales (TP N° 1)
- ❑ Mediciones en alta frecuencia
 - ❑ Conceptos importantes
 - ❑ Líneas de transmisión y ondas progresivas
 - ❑ Comportamientos lineal y no lineal
 - ❑ Parámetros S y diagrama de Smith
 - ❑ Voltímetro vectorial
 - ❑ Analizador vectorial de redes

Redes Lineales vs. redes Alineales



Redes lineales:

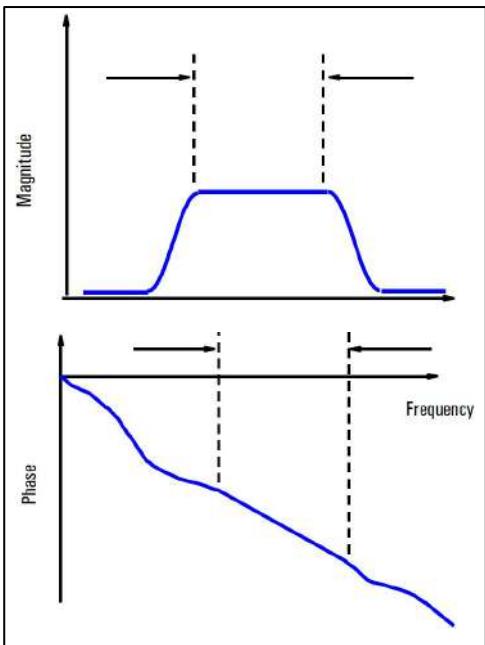
- El DUT no genera nuevas componentes en frecuencia.
- Pueden presentar distorsión en frecuencia. Las componentes en frecuencia sufren cambios en su **amplitud y en su fase relativas**.

Redes no-lineales o alineales:

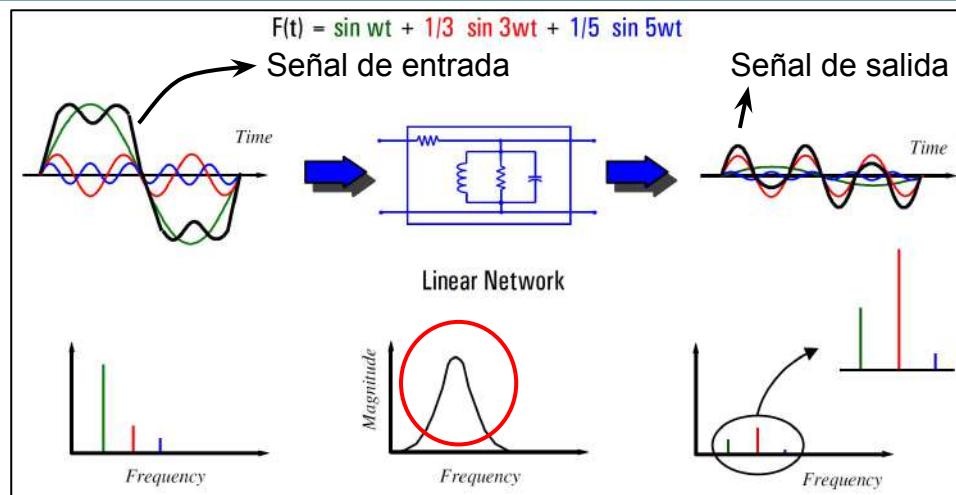
- El DUT crea nuevas componentes en frecuencia: armónicas, componentes de inter-modulación. Estas se deben a **distorsión en amplitud o no-lineal**: saturación, cross-over, etc..
- El DUT también puede introducir **desplazamientos en frecuencia**: mezcladores

Un componente puede variar su comportamiento de lineal a alineal según las condiciones de trabajo

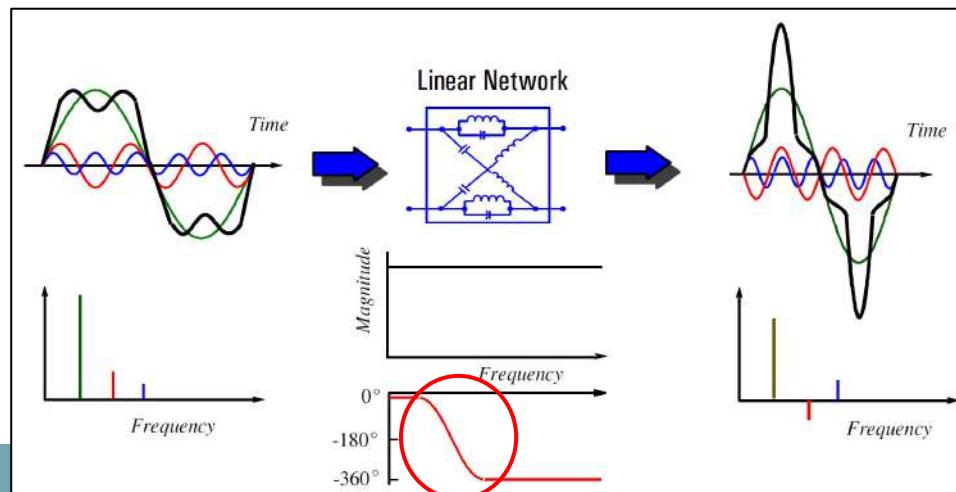
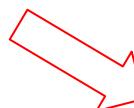
Distorsión en redes lineales



Distorsión lineal de magnitud



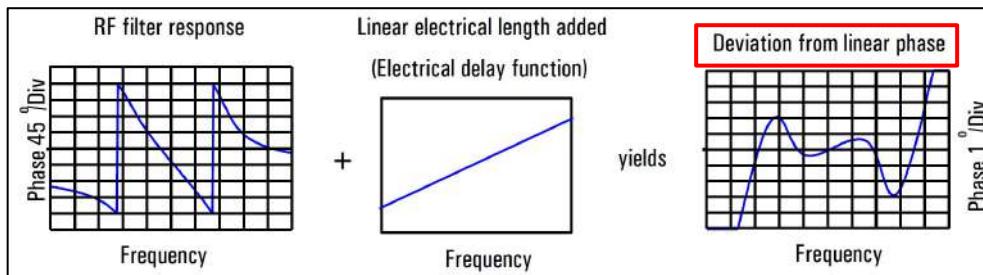
Distorsión lineal de fase



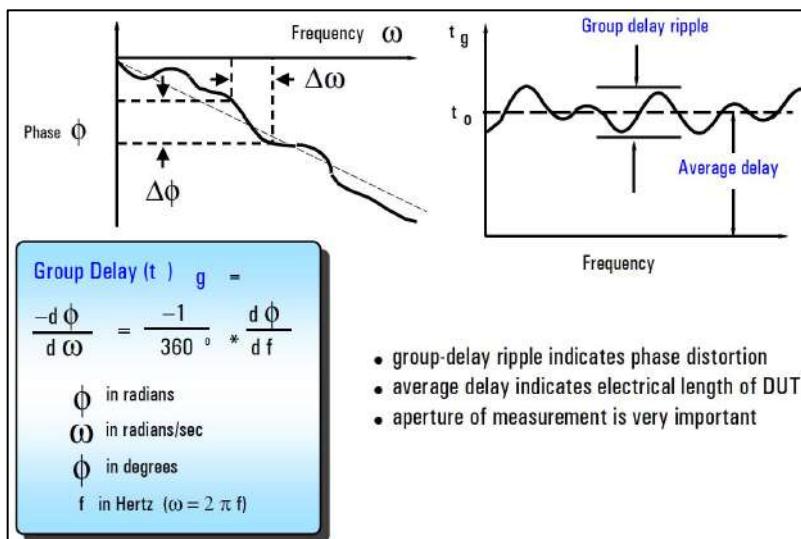
Transferencia lineal *sin distorsión*:

- **Amplitud plana** en la banda de interés
- **Fase lineal** en la banda de interés
- **Fase mínima:** en DC el defasaje es $0 \pm n \cdot 180^\circ$

Distorsión en redes **lineales**: distorsión de fase y retardo de grupo



1) Para destacar la **parte de fase lineal**, se suele introducir un **retardo constante** (defasaje lineal)

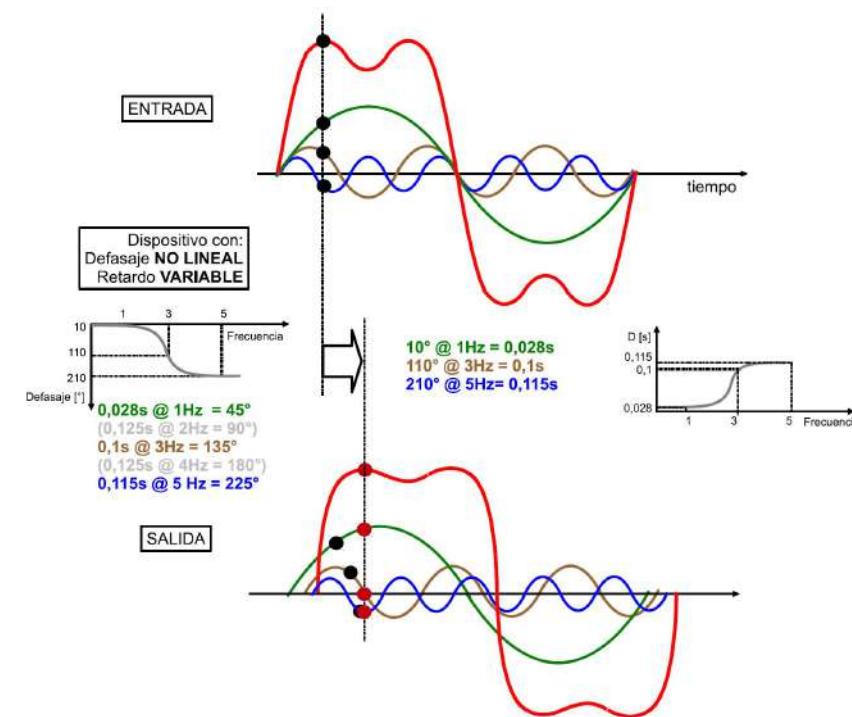
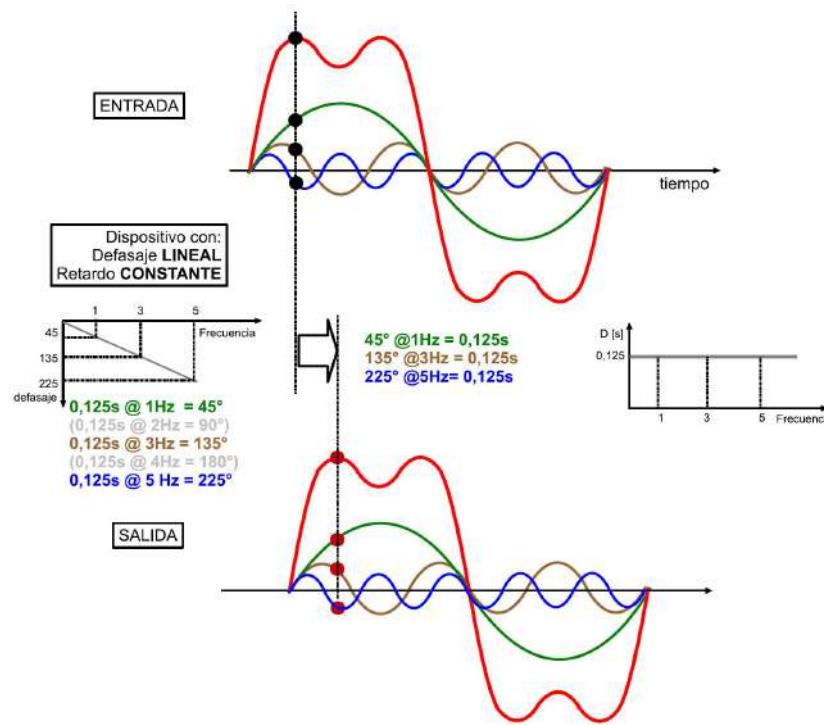


2) Se obtiene el parámetro **retardo de grupo (D)**, el cual **da una mejor idea de qué tan alineal es la fase**.

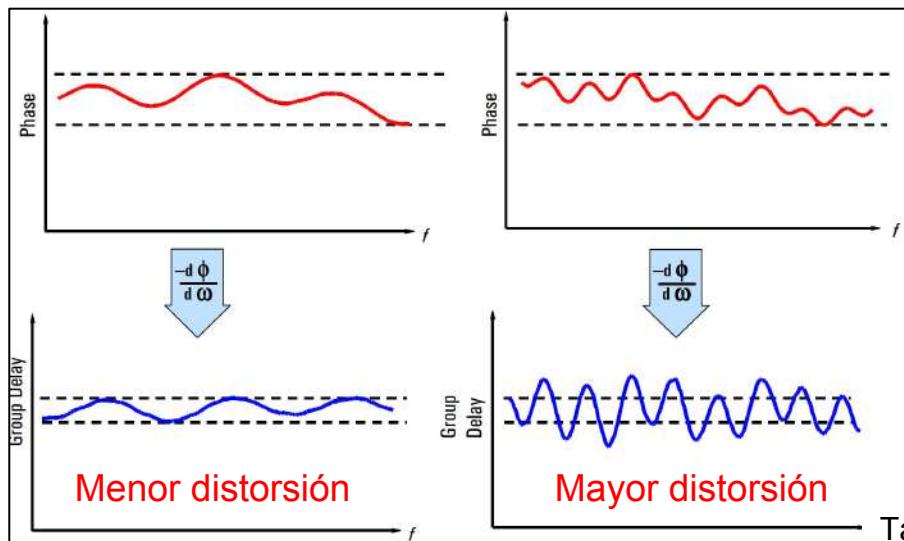
El retardo de grupo de la **derivada de la fase con la frecuencia**. También se interpreta como la **pendiente de la respuesta en fase del componente**.

La parte **lineal** es donde **D es constante**. Las **desviaciones de la fase lineal** se transforman en **desviaciones desde el valor D=cte**.

Distorsión en redes lineales: interpretación física del retardo de grupo



Distorsión en redes **lineales**: utilidad del retardo de grupo



Dos casos con el mismo ripple PAP de fase pero distinto ripple PAP de delay

Tanto la fase como el retardo de grupo D son útiles, pero D es más directo para evaluar la distorsión de fase.

El **ripple PAP de fase** no es una medida directa de la distorsión ya que depende del **número de ripples en el rango de frecuencias**.

El **ripple PAP de delay D** es una medida directa de la distorsión de fase, ya que la parte de pendiente de fase cte ya está eliminada.

Agenda

- ❑ Mediciones en baja frecuencia
 - ❑ Trazadores de curvas
 - ❑ Parámetros del amplificador operacional (TP N° 1)
 - ❑ Parámetros de componentes digitales (TP N° 1)
- ❑ Mediciones en alta frecuencia
 - ❑ Conceptos importantes
 - ❑ Líneas de transmisión y ondas progresivas
 - ❑ Comportamientos lineal y no lineal
 - ❑ Parámetros S y diagrama de Smith
 - ❑ Voltímetro vectorial
 - ❑ Analizador vectorial de redes

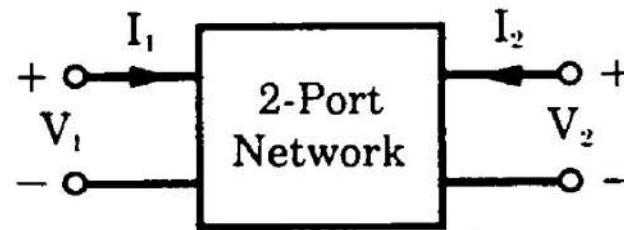
Conjuntos de parámetros

- El comportamiento eléctrico de una red o un componente **lineal** se puede representar mediante un conjunto de **parámetros** medidos bajo ciertas **condiciones de fuente/carga**.
- Estos parámetros permiten predecir el comportamiento eléctrico del componente **incluso en condiciones de fuente y carga distintas a aquéllas utilizadas en la medición de los parámetros**.
- Para bajas frecuencias, los tres conjuntos de parámetros más utilizados son los **z (impedancia), y (admitancia) y h (híbridos)**. Estos relacionan variables **independientes (estímulos)** con variables **dependientes (respuestas del componente)**.
- Todos estos parámetros requieren:
 - Medición de **tensiones y corrientes totales** en todos los puertos, en función de la frecuencia
 - Anular **tensiones (cortocircuito) o corrientes (circuito abierto)** en los puertos
 - Comportamiento **lineal e invariante en el tiempo/posición**

Lograr condiciones de cortocircuito o circuito abierto en los bornes del componente es difícil para altas frecuencias, ya que los conductores se comportan como líneas de transmisión. Esto se realiza mediante stubs que deben sintonizarse según la frecuencia medida.

Además, un elemento activo podría ser inestable en condiciones de corto o circuito abierto.

Conjuntos de parámetros

**H-parameters**

$$\begin{aligned}V_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}V_2\end{aligned}$$

**Y-parameters**

$$\begin{aligned}I_1 &= y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\I_2 &= y_{21}V_1 + y_{22}V_2\end{aligned}$$

Z-parameters

$$\begin{aligned}V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\V_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2\end{aligned}$$

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad (\text{requires short circuit})$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad (\text{requires open circuit})$$

Z

$$\begin{aligned}V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\V_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2\end{aligned}$$

Y

$$\begin{aligned}I_1 &= y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\I_2 &= y_{21}V_1 + y_{22}V_2\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}V_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}V_2\end{aligned}$$

h

$$\begin{aligned}V_1 &= AV_2 - BI_2 \\I_1 &= CV_2 - DI_2\end{aligned}$$

T (transfer)

Parámetros de dispersión o *Scattering (S)*

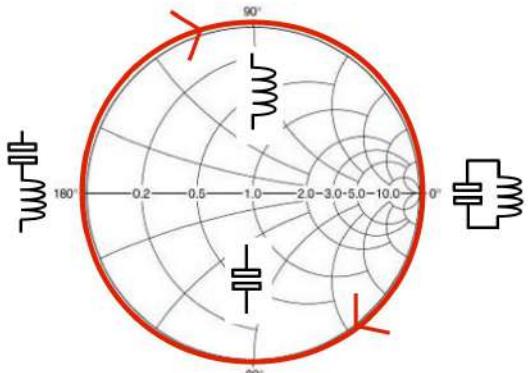
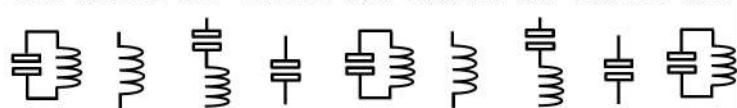
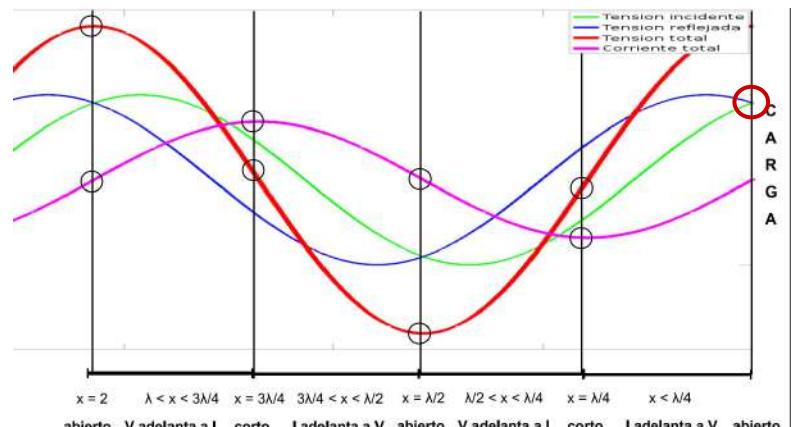
Resumen de lo visto hasta ahora:

- Suponemos comportamiento **lineal e invariante en el tiempo/posición**
 - En RF, un cable se comporta como una **línea de transmisión**.
 - Las señales $f(t)$ son ahora realidad **ondas progresivas $f(t, x)$** .
- Los parámetros z , y , o h requieren mediciones **a circuito abierto o cortocircuito**
 - “Cargar a circuito abierto” = en RF, se ve como **carga reactiva capacitiva (slide sig.)**
 - “Cargar en cortocircuito” = en RF, se ve como **carga reactiva inductiva (slide sig.)**
 - Medición de **tensiones y corrientes**: al existir **ondas viajeras** de V y I , incidentes y reflejadas, los valores de **V e I totales varían permanentemente a lo largo de la línea y se dificulta su medición.**

Parámetros de dispersión o Scattering (S)



Longitud de la linea	Con terminación en circuito abierto	Con terminación en cortocircuito	Resistencia de terminación menor de Z_0	Resistencia de terminación mayor que Z_0	Resistencia de terminación igual a Z_0
Menos de $\frac{1}{4} \lambda$					
Exactamente $\frac{1}{4} \lambda$					
De $\frac{1}{4}$ a $\frac{1}{2} \lambda$					
Exactamente $\frac{1}{2} \lambda$					



Parámetros de dispersión o *scattering* (S)

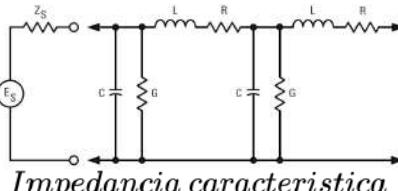
Los parámetros S se basan en la medición de **ondas progresivas, incidente y reflejada en los puertos del componente**, en lugar de **corrientes y tensiones totales**.

La amplitud pico de las ondas progresivas **no varía a lo largo de una línea sin pérdidas, mientras que la tensión/corriente totales sí lo hacen (onda estacionaria)**. Esto permite que **los parámetros S se puedan medir a cualquier distancia del componente, siempre que:**

- **La línea sea de bajas pérdidas** (\Rightarrow las ondas progresivas no varían en la línea)
- Las mediciones se realicen en el mismo **plano de referencia** (distancia eléctrica desde el componente, ver slide siguiente)
- **El sistema esté adaptado**, de modo que las ondas reflejadas provengan sólo del componente

K. Kurokawa (1965): introduce el concepto de “ondas complejas normalizadas de tensión en el puerto i ” para solucionar los problemas de medición en altas frecuencias.

Parámetros de dispersión o Scattering (S): razonamiento

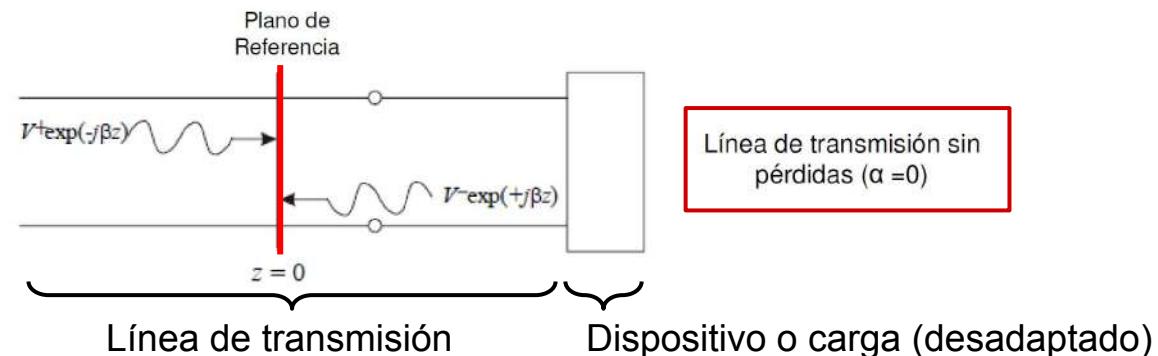


$$Z_0 = \sqrt{\frac{R+jwL}{G+jwC}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Constante de propagación :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + jwL)(G + jwC)}$$

$\alpha = \text{dB/metro}$; $\beta = \text{fase/metro}$



a) a lo largo de la línea (posición z arbitraria):

$$\text{Coeficiente de reflexión } \Gamma(z) = \frac{V^-}{V^+} \cdot e^{+j2\beta z}$$

$$\text{Impedancia en la linea } Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = Z_0 \cdot \frac{V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{+j\beta z}}{V^+ e^{-j\beta z} - V^- e^{+j\beta z}}$$

$$\text{Tensión en la linea } V(z) = V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{+j\beta z}$$

$$\text{Corriente en la linea } I(z) = V^+ e^{-j\beta z} - V^- e^{+j\beta z}$$

b) En el **plano de referencia ($z = 0$)**:

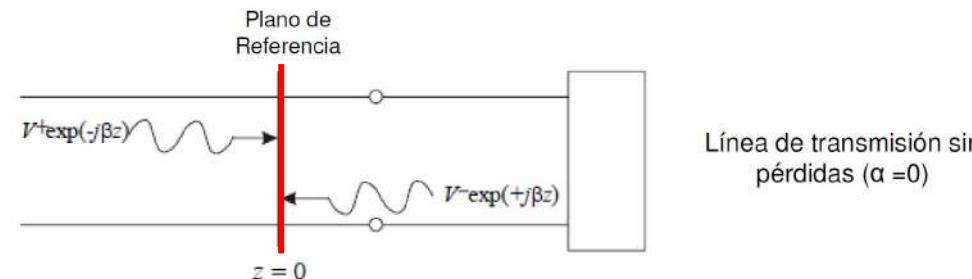
$$\text{Coef. reflexión } \Gamma = \frac{V^-}{V^+}$$

$$\text{Impedancia } Z = Z_0 \frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}; \quad \Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

$$\text{Potencia incidente } P_i = \frac{|V^+|^2}{Z_0}$$

$$\text{Potencia reflejada } P_r = \frac{|V^-|^2}{Z_0}$$

$$\text{Potencia total } P = \text{Re}\{V \cdot I^*\} = \frac{|V^+|^2}{Z_0} - \frac{|V^-|^2}{Z_0}$$

Parámetros de dispersión o *Scattering (S)*: razonamiento

K. Kurokawa (1965): “ondas complejas normalizadas de tensión en el puerto *i*”

$$a_{(x)} = \frac{V_i \cdot e^{-\gamma x}}{\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_o\}}}$$

$$b_{(x)} = \frac{V_r \cdot e^{\gamma x}}{\sqrt{\operatorname{Re}\{Z_o\}}} \quad \boxed{\gamma = \alpha + \beta}$$

A lo largo de la línea

Potencia Incidente

$$|a|^2 = \frac{V_i^2}{Z_o}$$

$$|b|^2 = \frac{V_r^2}{Z_o}$$

Potencia reflejada

En el plano de referencia

Parámetros de dispersión o *scattering (S)*: razonamiento

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2\sqrt{|Re Z_i|}} \quad (4)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2\sqrt{|Re Z_i|}} \quad (5)$$

$$a_1 = \frac{V_1 + I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave incident on port 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$a_2 = \frac{V_2 + I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave incident on port 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_1 = \frac{V_1 - I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave reflected from port 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_2 = \frac{V_2 - I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{voltage wave reflected from port 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

Los parámetros *a* y *b* se pueden expresar también en función de las **tensiones y corrientes totales en el puerto *i*** (V_i, I_i)

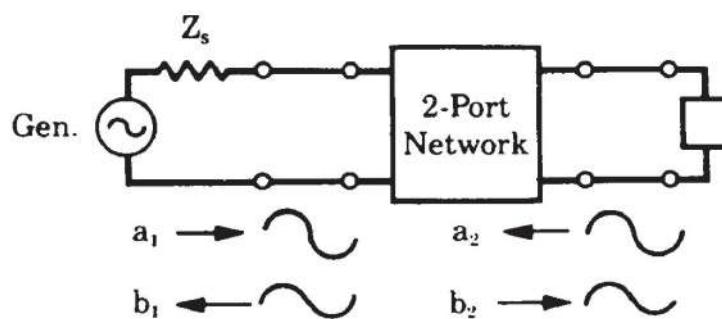
V_i = tensión **total** en el puerto *i*

I_i = corriente **total** en el puerto *i*

Z_i = impedancia de referencia, se suele tomar como **real y positiva** (“ Z_0 ”)

Variables “INDEPENDIENTES” a_i
(Ondas ENTRANTES O INCIDENTES)

Variables “DEPENDIENTES” b_i
(Ondas SALIENTES: REFLEJADAS O TRANSMITIDAS según el parámetro)

Parámetros de dispersión o *scattering* (*S*): concepto

$$\boxed{b_1 = s_{11} a_1 + s_{12} a_2}$$

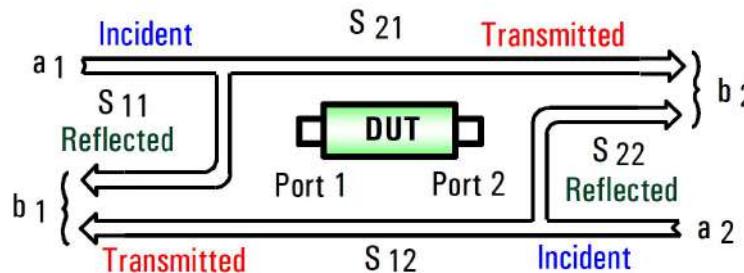
$$b_2 = s_{21} a_1 + s_{22} a_2$$

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \text{Coeficiente de reflexión de entrada, con la salida terminada en carga adaptada } (Z_L = Z_0, a_2 = 0)$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \text{Coeficiente de reflexión de salida, con la entrada terminada en carga adaptada } (Z_S = Z_0, a_1 = 0)$$

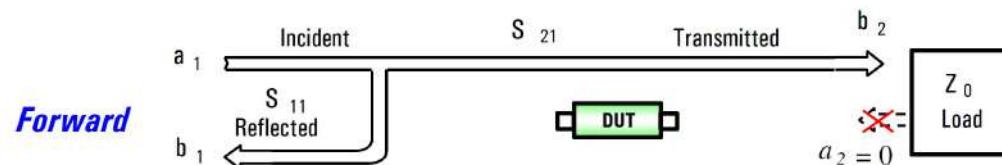
$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \text{Ganancia (o pérdida) de transmisión (inserción) directa, con la salida adaptada } (a_2 = 0).$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \text{Ganancia (o pérdida) de transmisión (inserción) reversa, con la entrada adaptada } (a_1 = 0).$$

Parámetros de dispersión o *scattering* (*S*): concepto

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

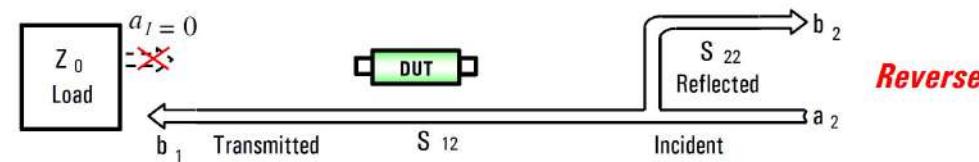


$$S_{11} = \frac{\text{Reflected}}{\text{Incident}} = \frac{b_1}{a_1} \Big| a_2 = 0$$

$$S_{21} = \frac{\text{Transmitted}}{\text{Incident}} = \frac{b_2}{a_1} \Big| a_2 = 0$$

$$S_{22} = \frac{\text{Reflected}}{\text{Incident}} = \frac{b_2}{a_2} \Big| a_1 = 0$$

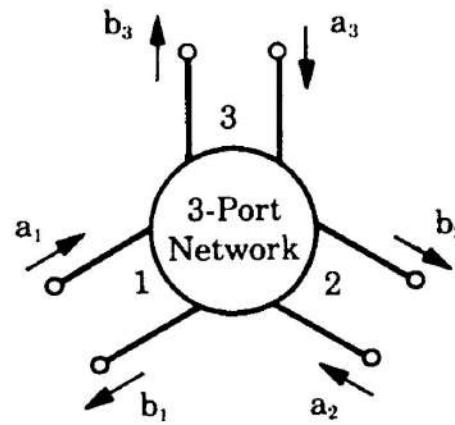
$$S_{12} = \frac{\text{Transmitted}}{\text{Incident}} = \frac{b_1}{a_2} \Big| a_1 = 0$$



Parámetros de dispersión o *scattering* (*S*)

Los parámetros *S* se pueden utilizar para caracterizar redes activas o pasivas de *n* puertos en general.

La matriz de *n* x *n* parámetros *S* crece con el **cuadrado del número de puertos**.



$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = a_3 = 0}$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \cdot & \cdot & \ddots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_N \end{bmatrix}$$

Parámetros S y Diagrama de Smith

Los parámetros **de reflexión** se relacionan directamente con sus **impedancias de puerto**

El diagrama de Smith permite ver este mapeo en forma directa.

Si divido MAM por I_1 :

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V_1}{I_1} - Z_0}{\frac{V_1}{I_1} + Z_0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

$$Z_1 = Z_0 \frac{(1 + s_{11})}{(1 - s_{11})}$$

$\therefore Z_1 = \frac{V_1}{I_1}$ is the input impedance at port 1.

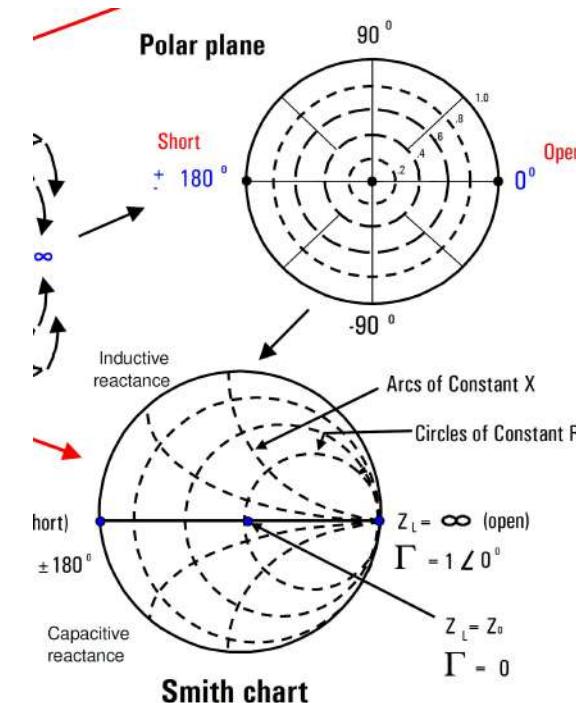
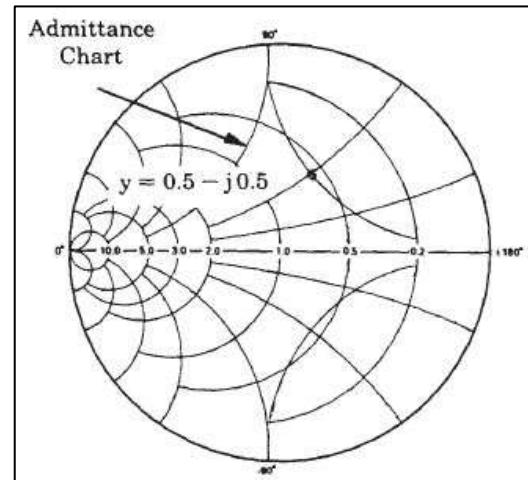
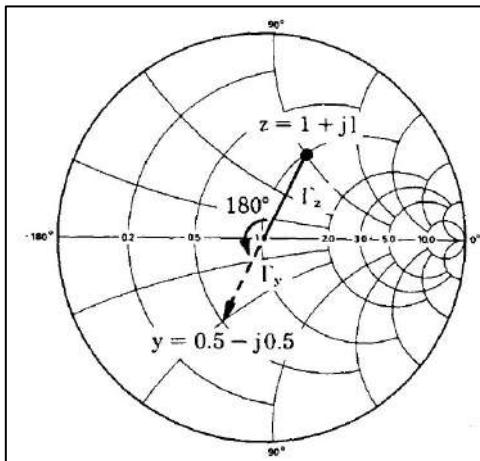
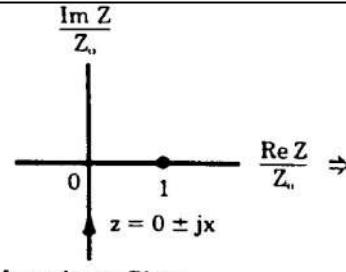
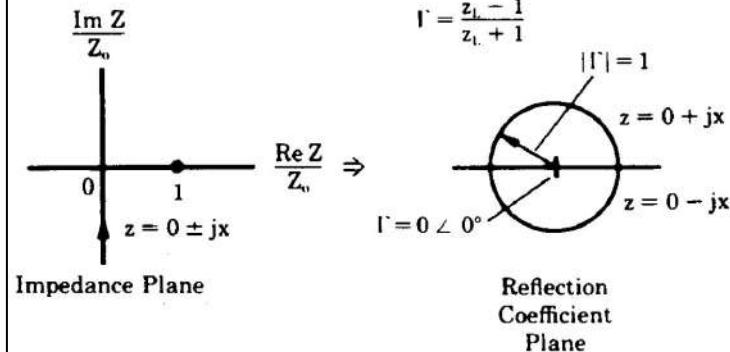


Diagrama de Smith: repaso



Conversión impedancia - admitancia



Mapeo planos de impedancia y coeficiente de reflexión

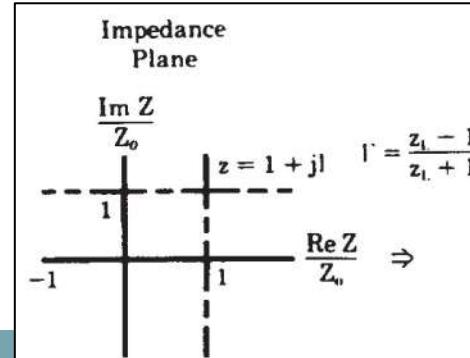
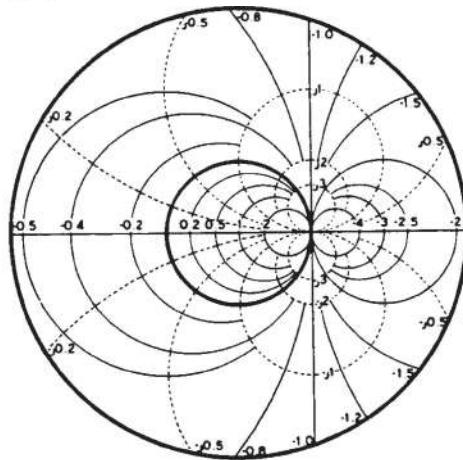
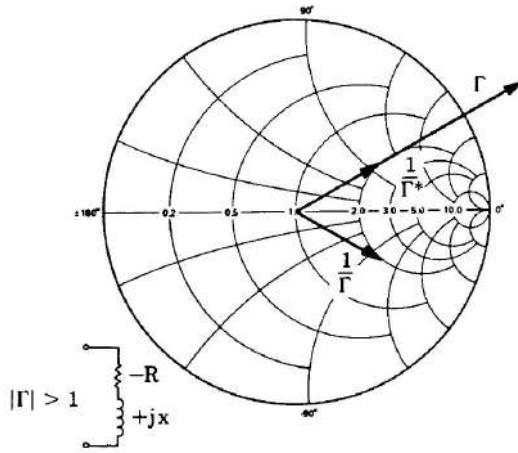
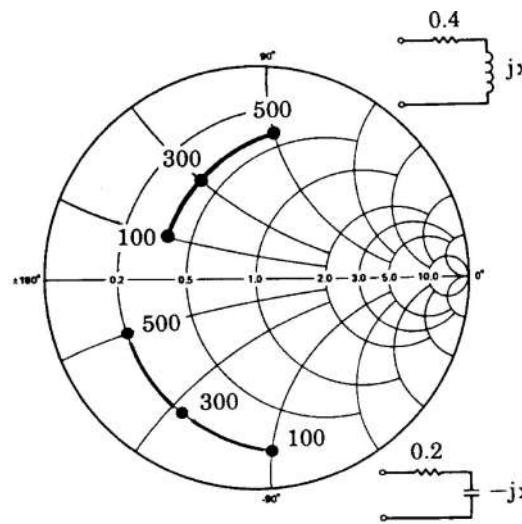


Diagrama de Smith: repaso [an154]

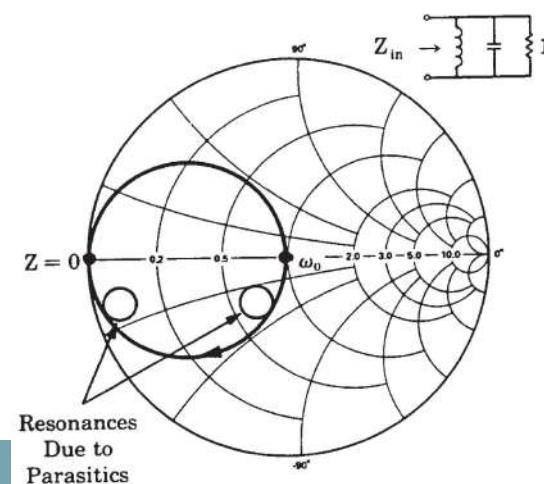


Puntos de parte real negativa



Variación de impedancias con la frecuencia

Efectos de resonancias parásitas



Resonances Due to Parasitics

Bibliografía

S-Parameter Techniques, HP Application Note 95-1, 1997

S-parameter design, Agilent application Note 154, 2000

Understanding the fundamental principles of vector network analysis, Agilent AN 1287-1, 2012

Network Analyzer Basics, Agilent Back to Basics Seminar, 2005

Vector Network analyzer Primer, Anritsu AN for MS4640A and 37000D VNAs, 2009

Antenas para radioaficionados, Harry D. Hooton W6TYO. Ed. Arbó, 1967

Medición de parámetros de componentes

Parte 2: instrumentos en RF

Carlos A. Zerbini

Cátedra Medidas Electrónicas 2

Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Córdoba

Año lectivo 2019

Agenda

- Mediciones en baja frecuencia
 - Trazadores de curvas
 - Parámetros del amplificador operacional (TP N° 1)
 - Parámetros de componentes digitales (TP N° 1)
- Mediciones en alta frecuencia
 - Conceptos importantes
 - Líneas de transmisión y ondas progresivas
 - Comportamientos lineal y no lineal
 - Parámetros S y diagrama de Smith
 - Voltímetro vectorial**
 - Analizador vectorial de redes
 - Ejemplos de aplicación

Voltímetro vectorial

- Las variables teóricas a y b se pueden obtener a partir de la medición de tensiones **incidentes y reflejadas**. Estas tensiones se deben medir en el **mismo plano de referencia!** (*¿por qué?*)

$$E_{r1} = s_{11} E_{i1} + s_{12} E_{i2}$$

$$E_{r2} = s_{21} E_{i1} + s_{22} E_{i2}$$

$$s_{11} = \left. \frac{E_{r1}}{E_{i1}} \right| \quad E_{i2} = 0$$

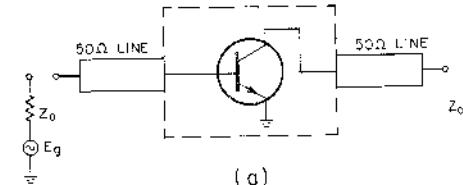
Achieved by connecting generator to port 1 and matching port 2 as shown in Figure 1(a)

$$s_{21} = \left. \frac{E_{r2}}{E_{i1}} \right| \quad E_{i2} = 0$$

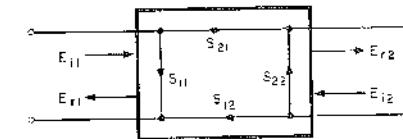
$$s_{22} = \left. \frac{E_{r2}}{E_{i2}} \right| \quad E_{i1} = 0$$

Achieved by connecting generator to port 2 and matching port 1.

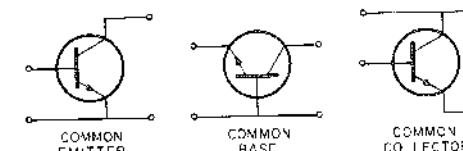
$$s_{12} = \left. \frac{E_{r1}}{E_{i2}} \right| \quad E_{i1} = 0$$



(a)



(b)

 $s_{11} = s_{ie}$ $s_{21} = s_{fe}$ $s_{22} = s_{oe}$ $s_{12} = s_{re}$ $s_{11} = s_{ib}$ $s_{21} = s_{fb}$ $s_{22} = s_{ob}$ $s_{12} = s_{rb}$ $s_{11} = s_{ic}$ $s_{21} = s_{fc}$ $s_{22} = s_{oc}$ $s_{12} = s_{rc}$

Voltímetro vectorial

- Las variables teóricas a y b se pueden obtener a partir de la medición de tensiones **incidentes** y **reflejadas**. Estas tensiones se deben medir en el **mismo plano de referencia!** (*¿por qué?*)
- El primer instrumento que posibilita estas mediciones es el **voltímetro vectorial**



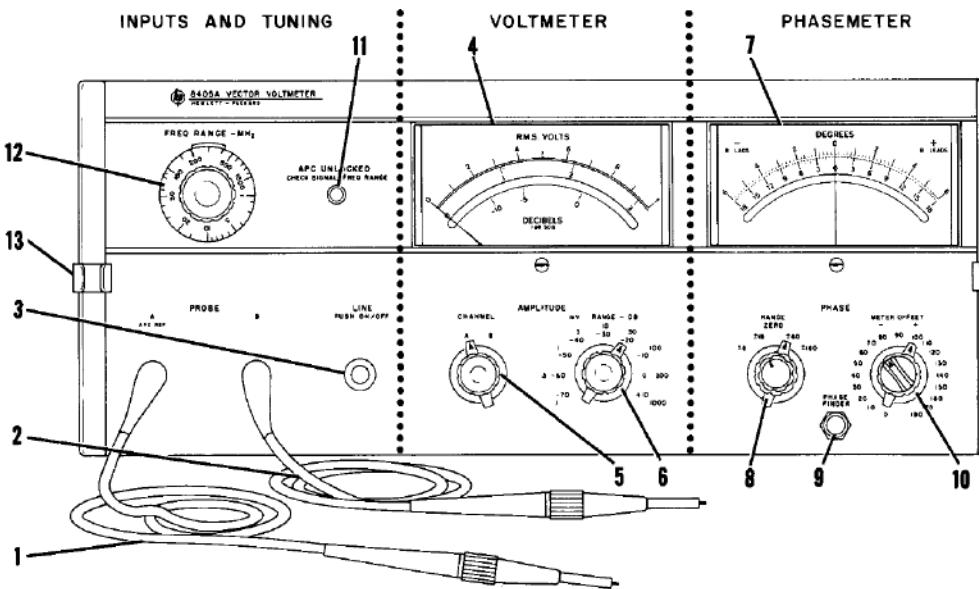
Voltímetro vectorial con punta de muestreo



Kit de accesorios

Voltímetro vectorial: características generales

- Milivoltímetro y fasímetro de dos canales (A y B). Mide:
 - Las tensiones en A y en B => ganancia o pérdida
 - La relación de fases entre A y B
- Rango de frecuencias 1 a 100 MHz (3 décadas) en 21 rangos solapados
- Voltímetro → 9 rangos (100uV a 1 V), 95 dB rango dinámico, divisor 10:1 para llegar a 10V
- Fasímetro → ángulos entre +180° a -180° en 4 rangos: ±180°, ±60°, ±18°, ±6°. Offset ±180° en pasos de 10° para llevar la escala de ±6° (precisión 0,1°) a cualquier posición del rango ±180°



1. Probe A. Input to channel A. The Voltmeter and Phasemeter tune to probe A input frequency.
2. Probe B. Input to channel B. A signal at probe A is required for phase measurement and for channel B amplitude measurement.
3. LINE. Depress to turn on 8405A; lamp lights. Pushbutton retainer unscrews for lamp replacement.
4. AMPLITUDE Meter. Reads amplitude of fundamental component of signal applied to probe A or probe B.
5. AMPLITUDE CHANNEL. Selects channel to be measured on voltmeter.
6. AMPLITUDE RANGE. Sets AMPLITUDE meter scale.
7. PHASE Meter. Reads phase angle between the fundamental components of signals applied to probes.
8. PHASE RANGE. Set phase meter scale. Red ZERO control has at least ±10° range.
9. PHASE FINDER. Overrides PHASE RANGE and PHASE METER OFFSET to select the ±180 phase range and zero offset. Used to find phase angle without changing settings of controls.
10. PHASE METER OFFSET. Used to reduce input phase angle and allow use of expanded PHASE RANGE scales. Not usable unless a definite input angle exists.
11. APC UNLOCKED. Lamp lights to indicate 8405A not tuned. Amplitude is too low and/or FREQ RANGE - MHZ selector is not set to the range which includes fundamental frequency of probe A input.
12. FREQ RANGE - MHZ. Coarse tuning control to put input signals within capture range of automatic fine tuning. Selected range must include fundamental frequency of signal applied to probe A.
13. Probe Holder.

Voltímetro vectorial: diagrama interno

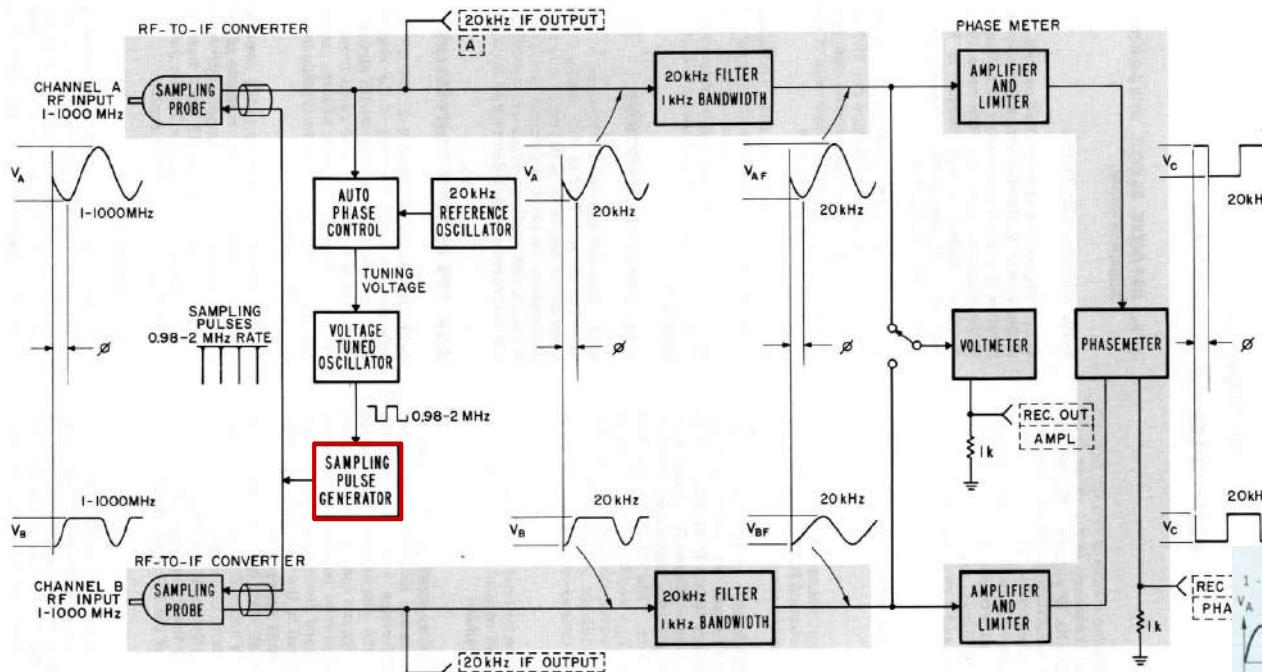
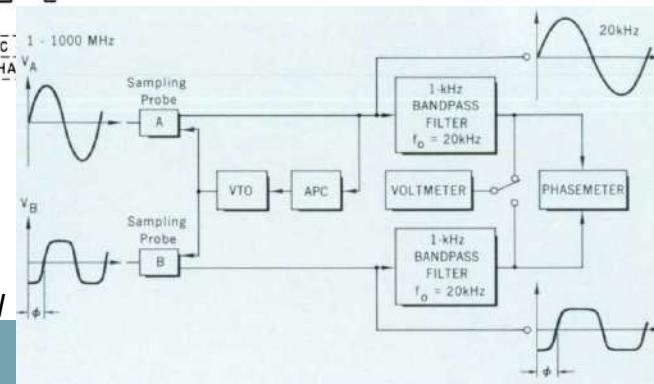


Diagrama según manual de usuario

4 etapas principales:

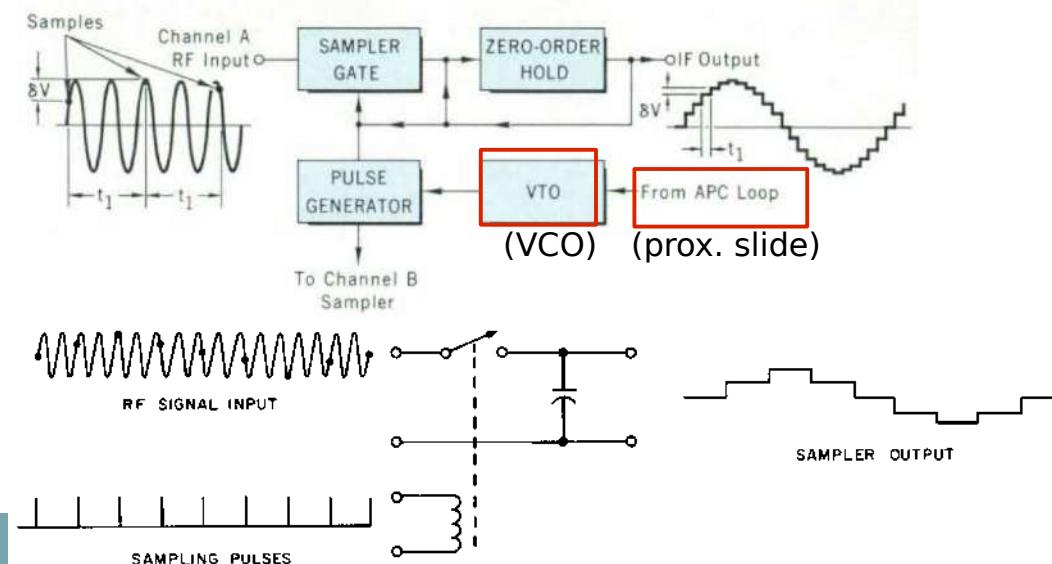
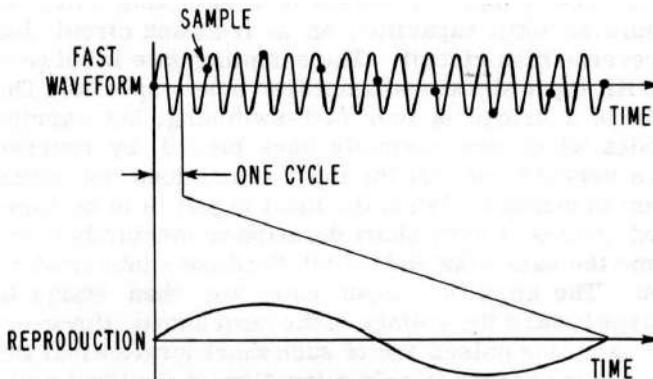
- Conversores por muestreo RF - IF en los canales A y B
- Control automático de fase (APC o PLL)
- Voltímetro
- Fasímetro

Diagrama simplificado, HP Journal



Conversores RF-IF (puntas de prueba muestreadoras)

- Los dos samplers reciben pulsos de la misma fuente sincronizada con A. Por lo tanto, las muestras se toman en ambos canales en los mismos instantes, preservando la relación de fase entre ambos canales.
- Utiliza “muestreo coherente” => las puntas de prueba son mezcladores por muestreo con LO enfasado con la señal A. Similar principio se utiliza en osciloscopios con “muestreo equivalente”.
- Las puntas utilizan sub-muestreo para convertir señales de RF en señales de IF=20 KHz y BW=1 KHz, donde se puede medir más fácilmente. El LO para ambos mixers proviene de una sola fuente, por lo que puedo medir Δ fase en IF.
- Los mezcladores son realimentados para alta Zin y pérdida de conversión ~ 0 dB.
- Las formas de onda se reproducen fielmente en la IF => las relaciones de amplitudes y frecuencias de sus componentes se mantienen.



Control automático de fase (APC aka PLL)

Sintoniza el instrumento a la frecuencia de la señal de entrada. (Qué sucede si tiene muchas componentes?)

- La **referencia** es el canal A. Un APC o PLL **sincroniza y engancha en fase el instrumento con la señal A**, en aprox. 10 ms. Si la señal tiene corrimientos moderados (≤ 15 MHz/sec) el PLL lo seguirá.
- El loop recibe señal desde el **ampli de entrada/limitador, que entrega amplitud cte.**
- Cuando aún no se sintonizó, la IF no es 20 KHz. El generador de búsqueda produce una rampa que ajusta la frecuencia del VCO, lo cual cambia el tiempo entre muestras y la IF producida. Cuando IF=20 KHz, el lazo se engancha; y a partir de allí el loop controla al VCO para adaptarse a eventuales cambios de f_{VCO} , $f_{señal}$, o modulaciones de fase en la entrada.

En estado de enganche, se cumple: $f_{señal} - n \cdot f_{VCO} = \pm 20$ KHz (modos invertido o no invertido). Un circuito de “sideband decision” se encarga de seleccionar **siempre la componente “no invertida” de + 20 KHz**.

- La **ganancia total del PLL** es función del **orden de la armónica (n) a la que se engancha**. Un **atenuador variable**, accesible desde el panel como “frequency range”, ajusta la ganancia para que sea **suficiente pero que no sea inestable**.

Control automático de fase (APC aka PLL)

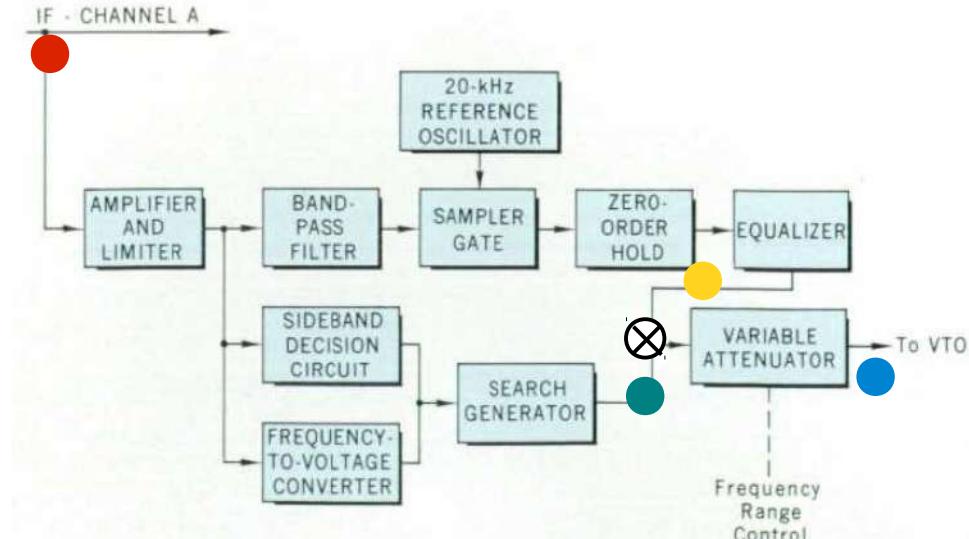
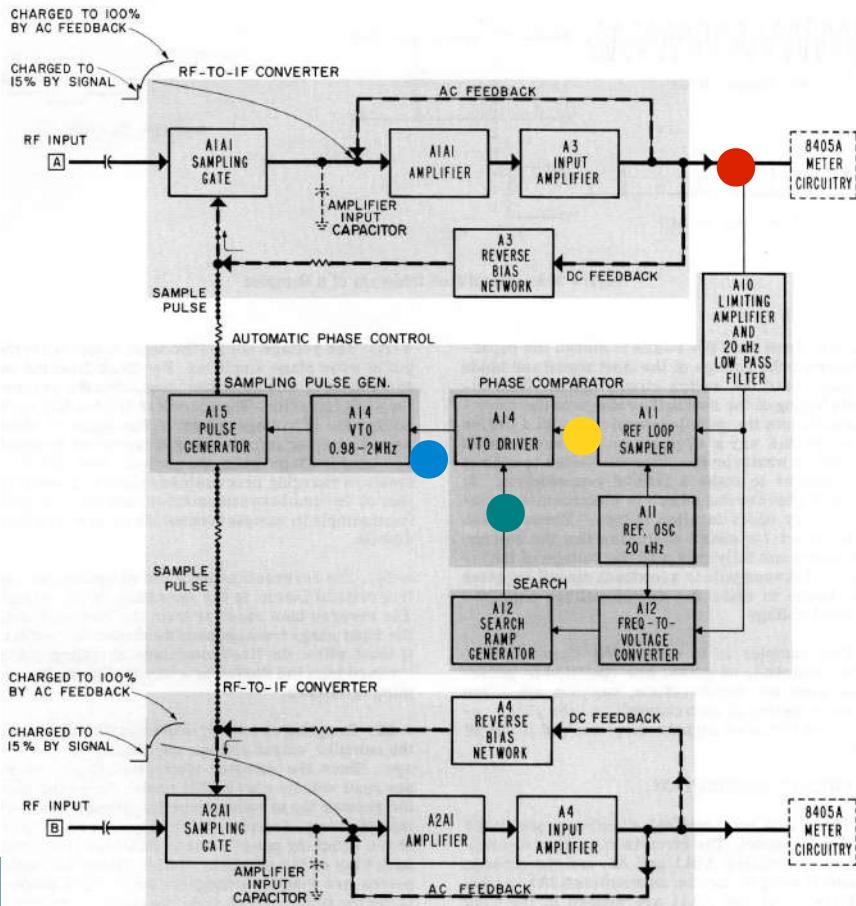
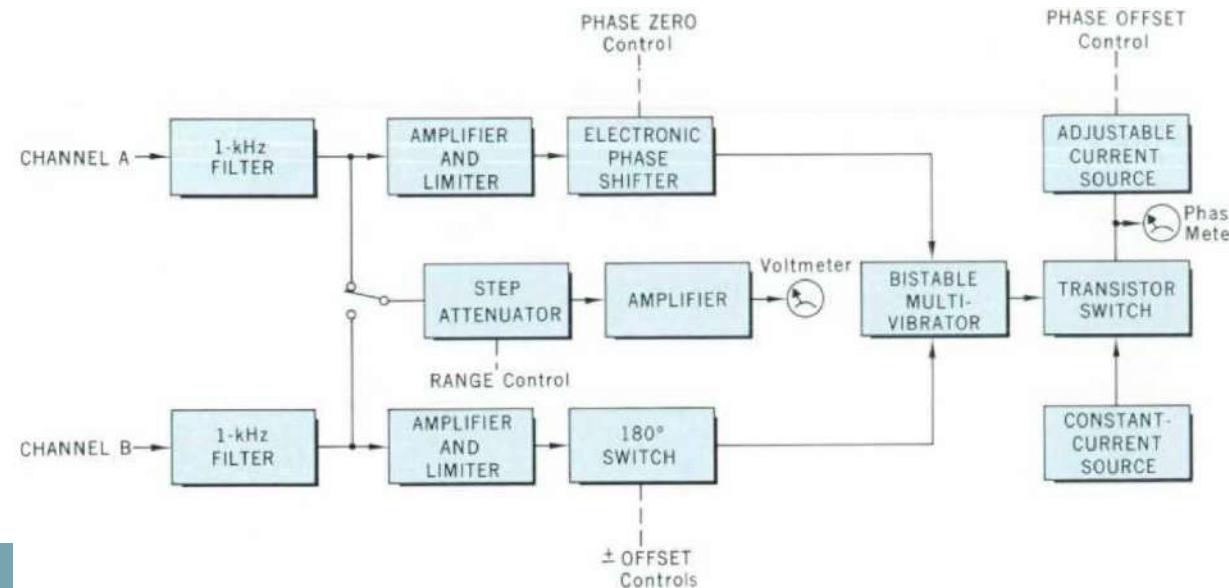


Diagrama simplificado, HP Journal

Diagrama según manual de usuario

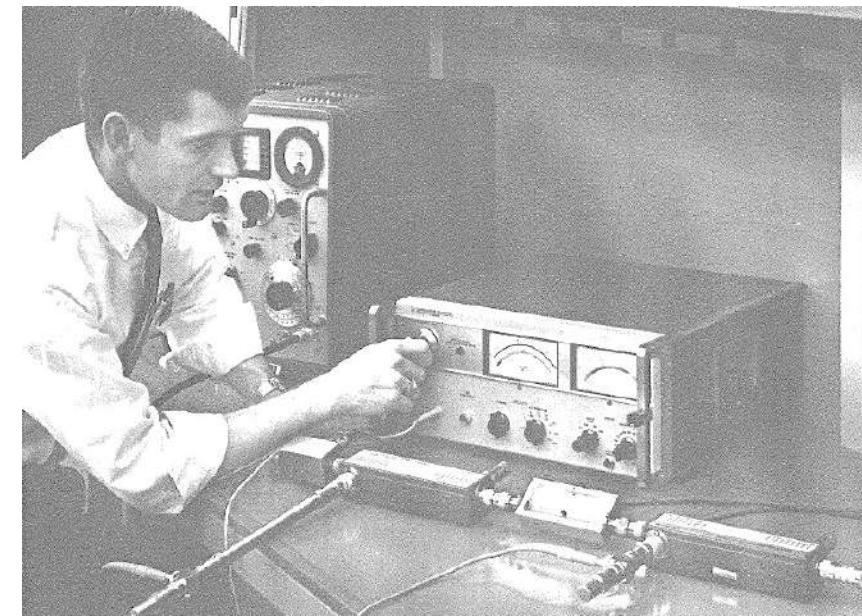
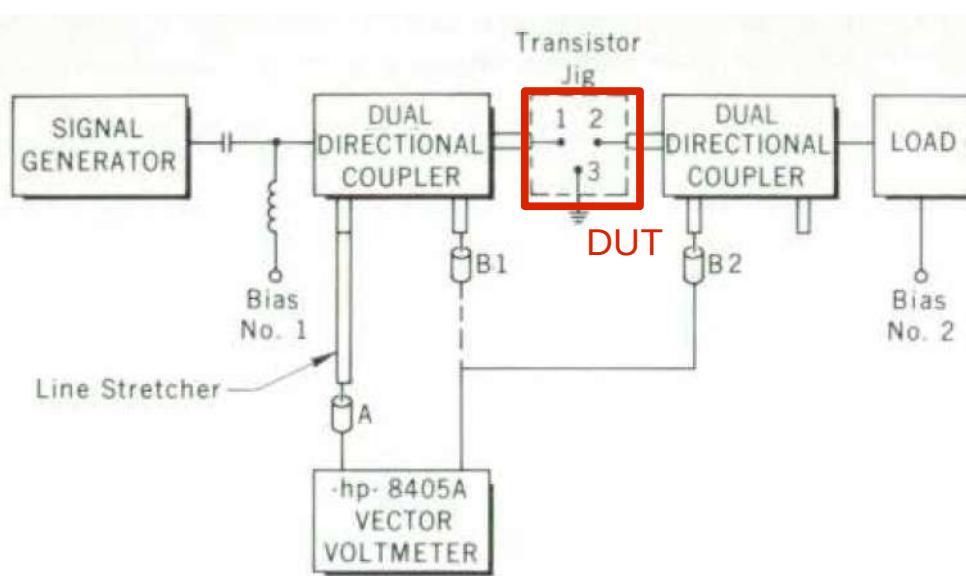
Voltímetro y fasímetro

- **Amplificadores y limitadores:** producen niveles idénticos en ambos canales, para que la lectura sea independiente de los niveles de entrada
- **Detector de fase:** Biestable, disparado a uno de sus estados por el canal A y al otro estado pro el canal B. Su salida va a un switch (transistor) que regula una fuente de corriente y entrega más o menos corriente al medidor.



Uso del VVM

- Existen dos montajes para utilizar el instrumento:
 - Mediante dos acopladores direccional (permite **mediciones de reflexión y transmisión**, veremos ésta)



Uso del VVM

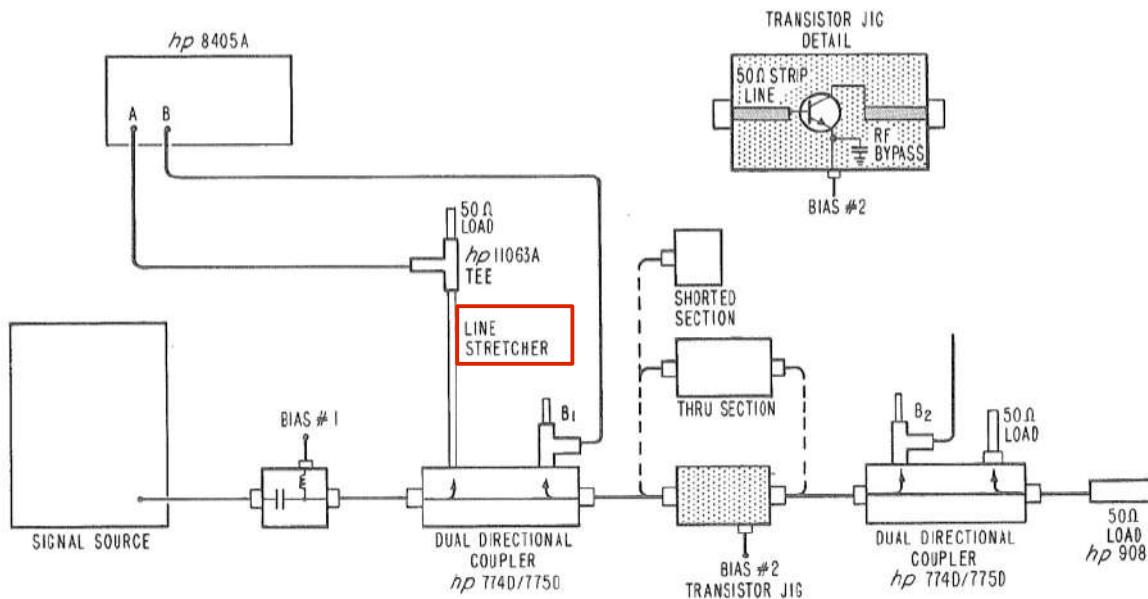
- Existen dos formas de utilizar el instrumento:
 - Mediante un divisor de potencia y dos TEs (**sólo mediciones de transmisión**, utilizado por su simplicidad si no se requieren medidas de reflexión)



https://www.youtube.com/watch?v=nypGmoJue_Q

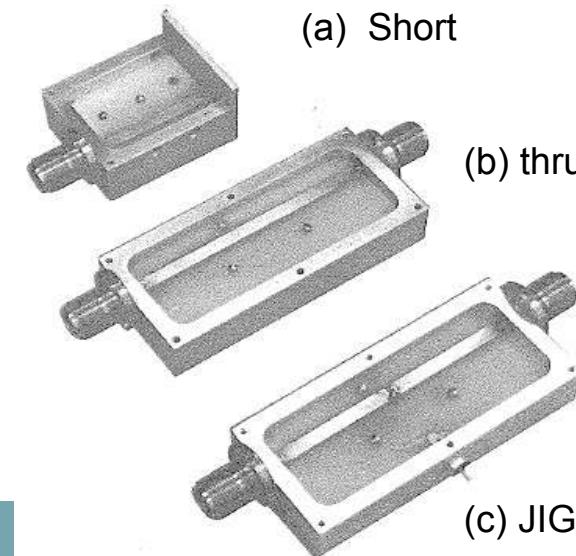
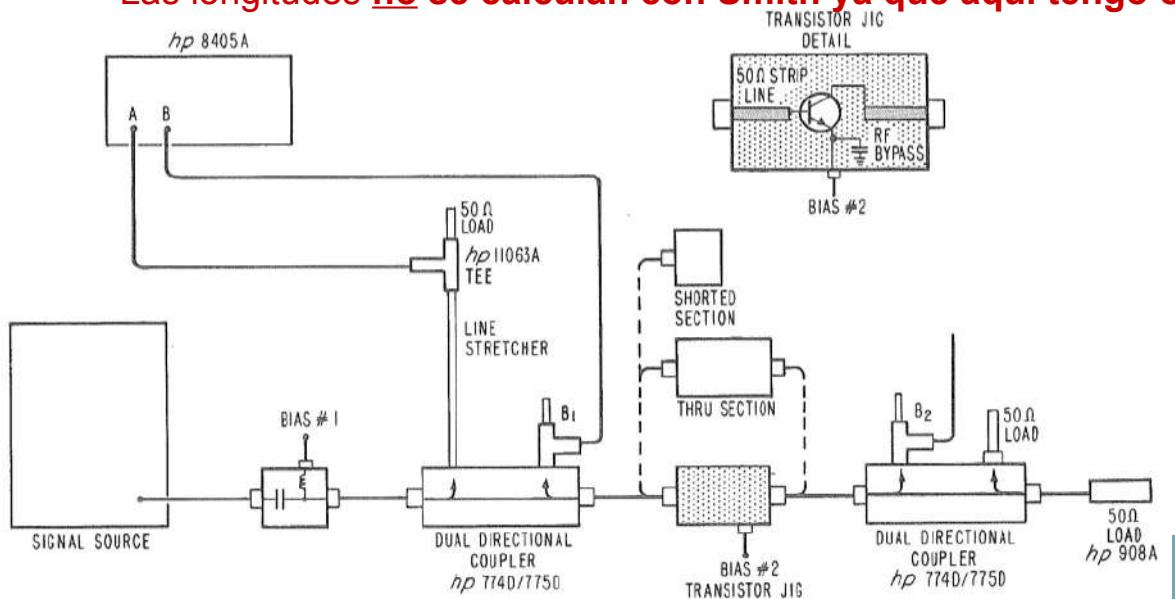
Uso del VVM

- El montaje que veremos permite medir parámetros de **un puerto o dos puertos**. Todo el sistema (fuera de nuestro componente) debe estar adaptado, según definición de params S.
- **Como primer paso, se deben igualar las longitudes eléctricas donde medimos, a fin de situar los canales A y B en el mismo plano de referencia (ver slides anteriores). Esto se realiza mediante dos tramos de línea variable llamados stretchers o phase shifters.**
 - *Los stretchers tienen la particularidad de conservar su Z_0 al variar su longitud*



Calibración del VVM

- Primero, se conecta un **cortocircuito standard** (a), se conectan A y B como en la figura, y se ajusta el stretcher a para lectura $1:1 \angle -180^\circ$. Esta calibración compensa errores en la medición de **un puerto (por ej. S_{11} o S_{22})**
- Luego, se conecta la **sección thru** (b) y se conecta B a B_2 . **Si $\text{long}_{\text{thru}} = 2 \cdot \text{long}_{\text{short}}$ y $\text{coupler1} = \text{coupler2}$, deberíamos obtener lectura $1:1 \angle 0^\circ$.** De lo contrario se coloca otro stretcher en B_2 y se re-calibra **sin tocar el stretcher anterior**. Con esto compensamos los errores para **dos puertos**.
- **Las longitudes no se calculan con Smith ya que aquí tengo ondas progresivas!**

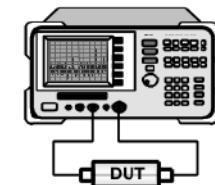
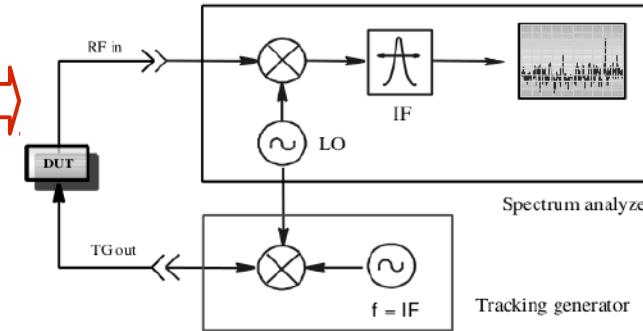


Agenda

- Mediciones en baja frecuencia
 - Trazadores de curvas
 - Parámetros del amplificador operacional (TP N° 1)
 - Parámetros de componentes digitales (TP N° 1)
- Mediciones en alta frecuencia
 - Conceptos importantes
 - Líneas de transmisión y ondas progresivas
 - Comportamientos lineal y no lineal
 - Parámetros S y diagrama de Smith
 - Voltímetro vectorial (VVM)
 - Analizador vectorial de redes (VNA)**
 - Ejemplos de aplicación

Soluciones para análisis de redes (repaso)

- Analizador de espectro + generador de tracking
- Analizador escalar de redes (SNA)
- Analizador dinámico de señales (FFT)
- Analizador de antenas
- **Voltímetro vectorial (VVM)**
- **Analizador vectorial de redes (VNA)**

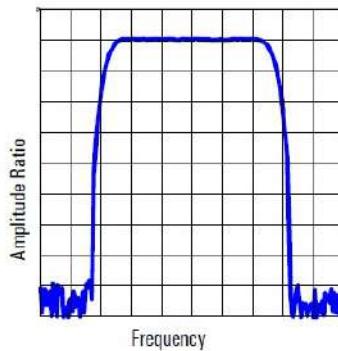


Key differences from network analyzer:

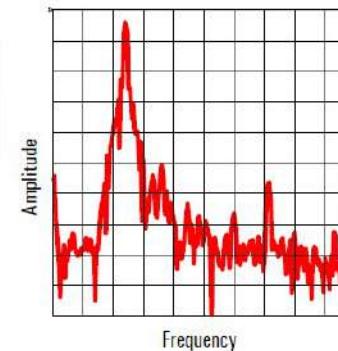
- one channel -- no ratioed or phase measurements
- More expensive than scalar NA
- Only error correction available is normalization
(and possibly open-short averaging)
- Poorer accuracy
- Small incremental cost if SA is required for other measurements

Analizador vectorial de redes (VNA)

- Se genera un barrido de una fuente conocida, y se observa la respuesta del componente en **magnitud y fase**.
- Brinda **visualización directa de los resultados** (por ej. En diagrama de Smith, Bode, etc.) pero su calibración y ajuste son críticos para obtener resultados correctos.



Measures
known signal



Measures
unknown
signals

Network analyzers:

- measure components, devices, circuits, sub-assemblies
- contain source and receiver
- display ratioed amplitude and phase (frequency or power sweeps)
- offer advanced error correction

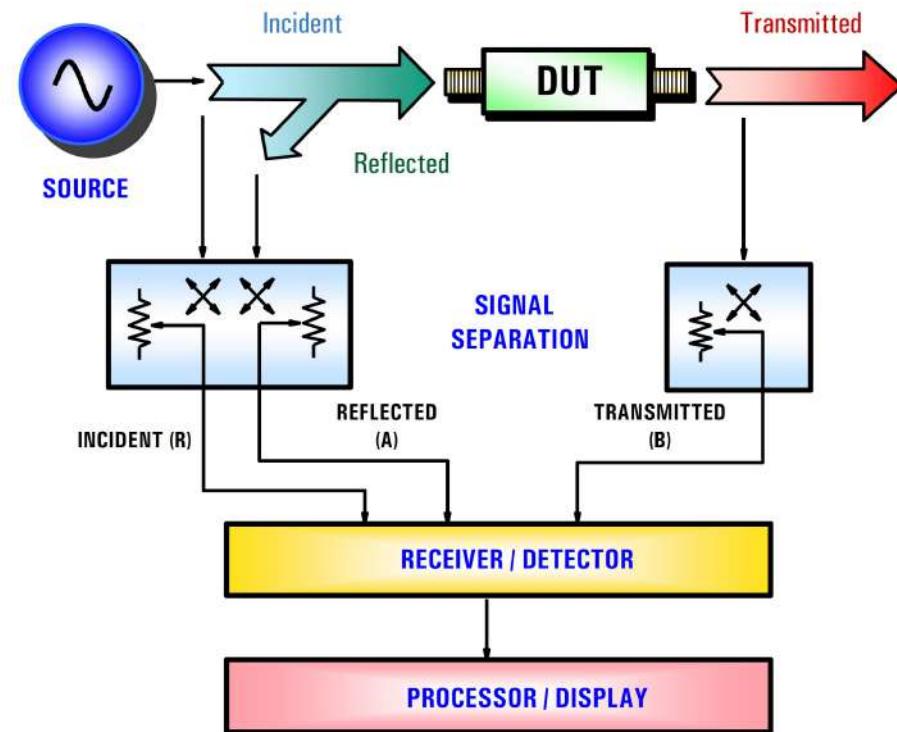
Spectrum analyzers:

- measure signal amplitude characteristics (carrier level, sidebands, harmonics...)
- can demodulate (& measure) complex signals
- are receivers only (single channel)
- can be used for scalar component test (*no phase*) with tracking gen. or ext. source(s)

Analizador vectorial de redes (VNA): bloques

Cuatro secciones principales:

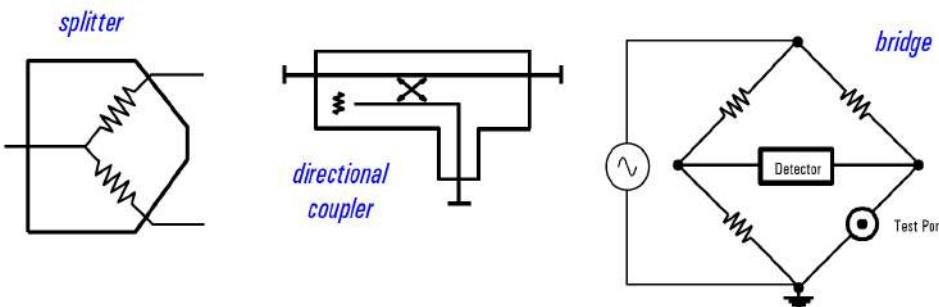
1. Fuente de estímulos
2. Dispositivos de **separación de señales**
3. Receptores para mezcla (down-conversion) y detección de señales
4. Procesador y display para cálculo y análisis de los resultados



VNA: bloques

1. Fuente de señal

- Provee un estímulo calibrado al sistema
- Puede barrer en **frecuencia o potencia**
- Tradicionalmente, era una fuente separada
- Actualmente es **integrada y sintetizada**

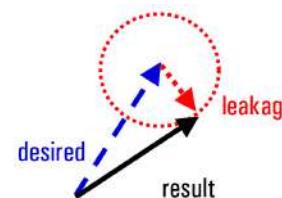
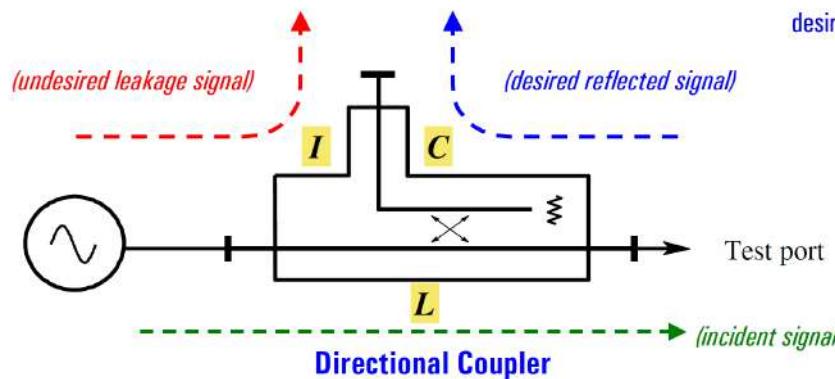


2. Separación de señales

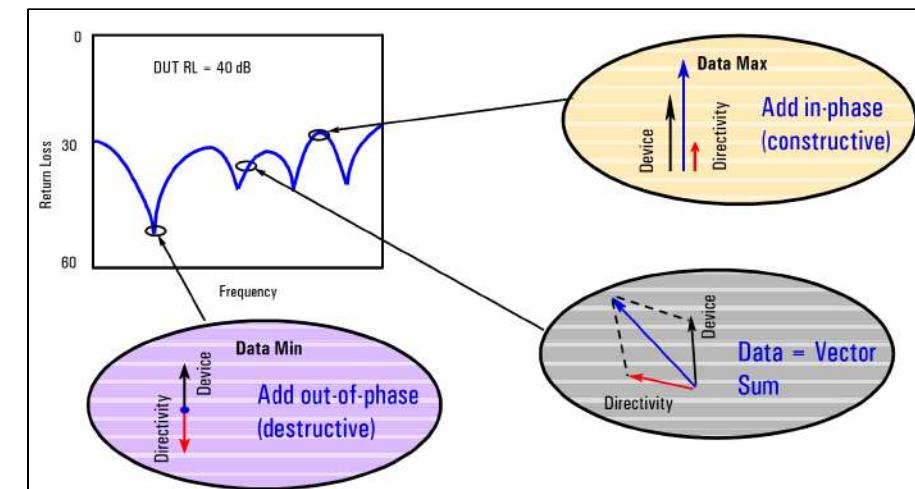
- Muestreo de la fuente para medirla como referencia: **Splitter (divisor)**
- Separación de ondas progresivas: **acoplador direccional ($>$ DC), puente de SWR (\geq DC)**
- **Splitters**: no-direccionales, banda ancha, resistivos, $IL=-6\text{dB}$ ($1/2$) en cada rama
- **Acoplador direccional**: baja IL , sensible sólo a la fuente. **No son prácticos debajo de 10MHz, se usan en microondas.**
- **Puentes de SWR**: son direccionales y funcionan hasta DC. Tienen mayor pérdida.

Directividad del acoplador

La directividad representa *cuánto puede separar el acoplador dos señales que se propagan en direcciones opuestas*



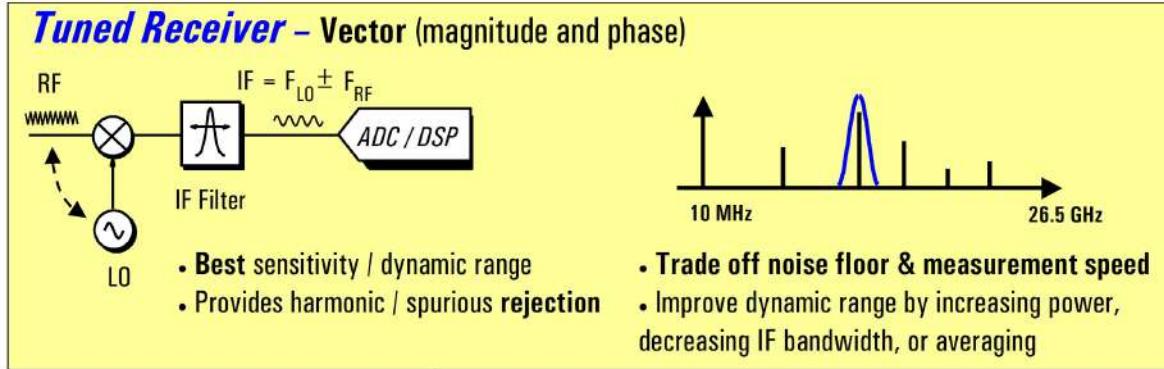
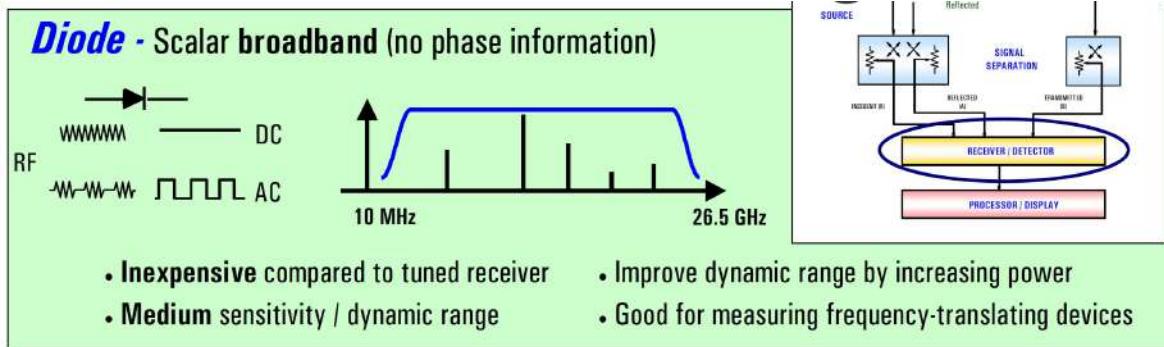
La directividad ocasiona un patrón de ripple en la medición de la pérdida de retorno (*i.e.*, $-20 \cdot \log|s_{11}|$), según las fases de las señales deseada (vector negro) y de fuga (vector rojo).



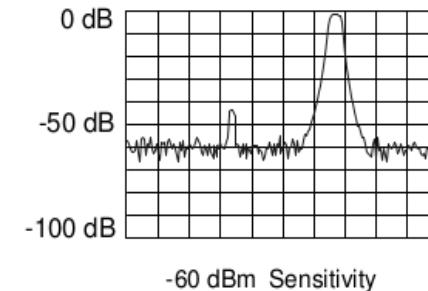
VNA: bloques

3. Mezcla / detección de la respuesta del DUT:

- la mezcla permite trabajar en frecuencias menores
- Medición mediante diodo (sin fase) o receptor sintonizado

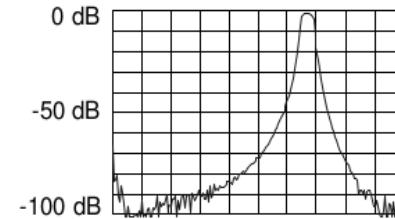


Broadband (diode) detection



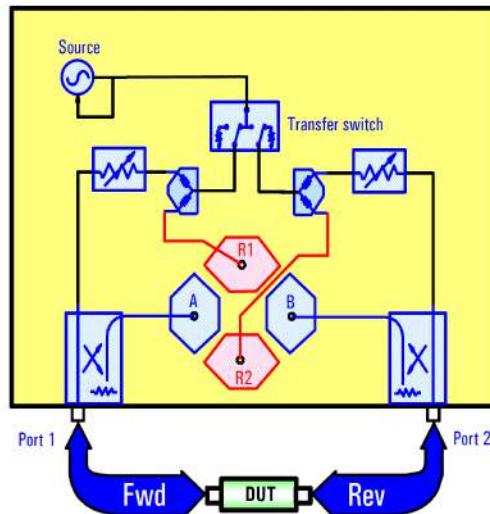
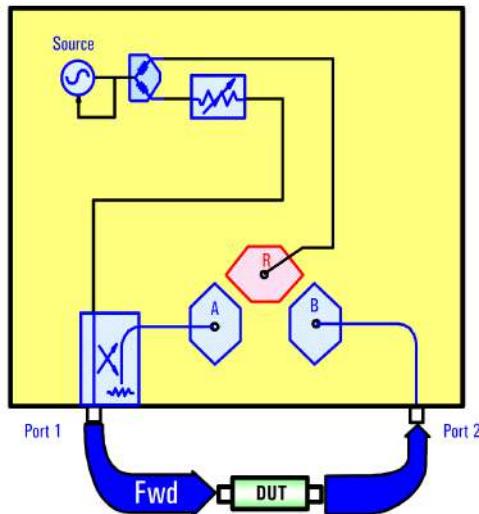
- higher noise floor
- false responses

Narrowband (tuned-receiver) detection



- high dynamic range
- harmonic immunity

VNA: montajes de test



Montaje de transmision/reflexion:

- Sólo el puerto 1 (A) genera señal
- El puerto 2 (B) siempre recibe
- Se **invierte manualmente** el DUT
- Calibracion de **1 puerto y respuesta**

Montaje de Parámetros S:

- El puerto 1 o el 2 pueden generar señal
- Mediciones en **directa e inversa automáticas**
- Se **adosa un dispositivo de switching**
- Calibración de **dos puertos full (12 términos)**

VNA: errores de medición

Son errores que se interponen entre el valor verdadero del parámetro y lo que se mide. Este es el factor crítico para medir con el VNA, como era el ajuste de stretchers en el VVM. Estos errores son propios del hardware, no importa qué tan bueno sea este hardware.

- **Errores sistemáticos (CALIBRABLES)**
- Debidos a **imperfecciones del analizador y el setup**
- Se asumen **invariantes en el tiempo (predecibles)**

Errores aleatorios (NO CALIBRABLES)

- Debidos a **ruido en el instrumento, y repetibilidad de switches/conectores**
- Varían en el tiempo en forma aleatoria (**no predecibles**)

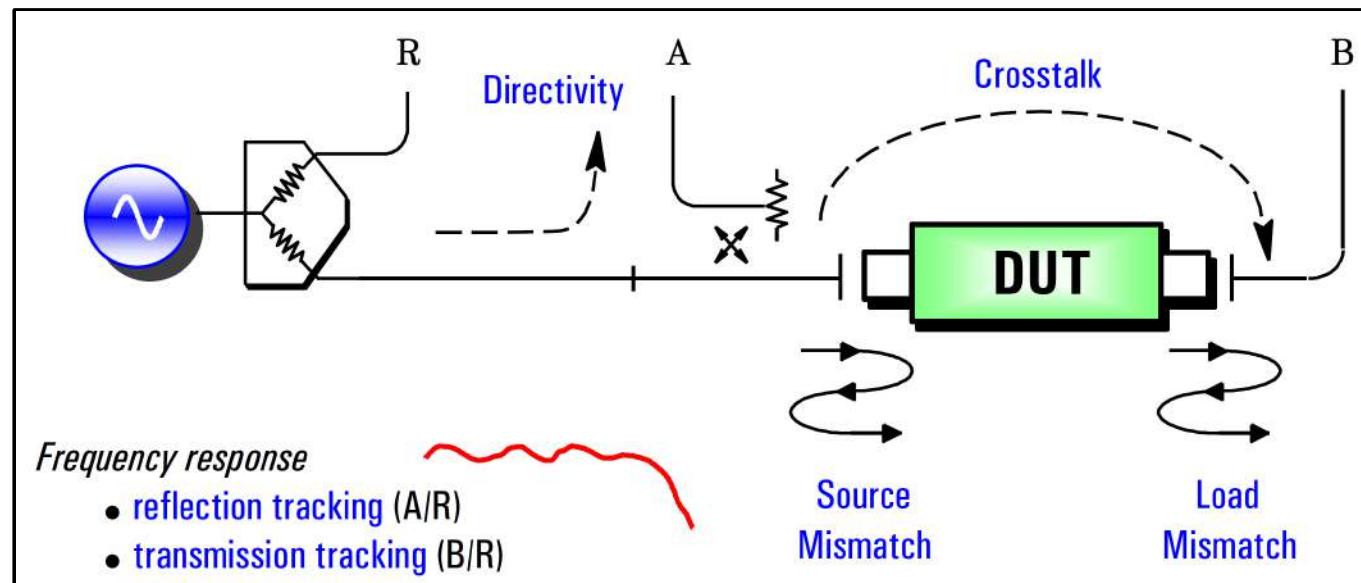
Errores de deriva o corrimiento (RE-CALIBRABLES)

- Debidos a cambios en el comportamiento **luego de que se lo calibró**
- Principalmente causados por **variación de temperatura**

VNA: errores sistemáticos

6 errores en directa + 6 errores en reversa =

12 fuentes de error sistemático para dispositivos de dos puertos



VNA: errores sistemáticos

Para compensar el efecto de los errores, se realiza una **calibración previa a la medición**. Existen dos **opciones de calibración**, según las mediciones a realizar y la precisión deseada:

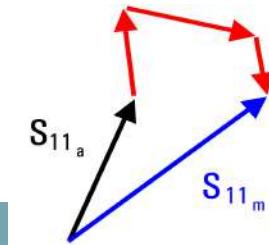
- **Corrección de respuesta (“normalización”)**

- Sólo corrige los errores de tracking
- Simple de realizar. Se utiliza en analizadores **escalares y vectoriales**.
- Almacena un *trazo de referencia* en memoria, que es el valor “1”. Luego, **divide los valores medidos por los valores de referencia**.



- **Corrección vectorial** de un puerto de dos puertos

- Tiene en cuenta todas las fuentes de error sistemático.
- Requiere cuatro tipos de dispositivos standard
- Se utiliza sólo en analizadores vectoriales (VNA)
- **TODAS las cargas se conectan en el PLANO DE REFERENCIA!**



VNA: corrección vectorial de errores sistemáticos

Se miden **dispositivos standard conocidos**, a fin de remover los efectos de error en las mediciones a realizar.

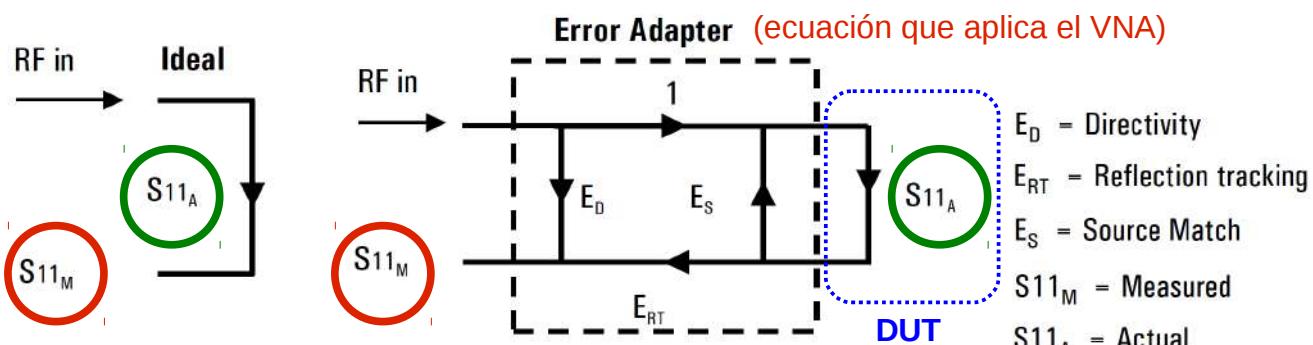
- **Calibración vectorial de un puerto (para mediciones de reflexión)**
 - Sólo se consideran 3 términos de error: directividad, source match, y reflection tracking
- **Calibración vectorial full de dos puertos (para mediciones de reflexion y transferencia)**
 - Se consideran los 12 términos de error sistemático
 - Requiere 12 mediciones utilizando 4 standards conocidos (“ShortOpenLoadThrough”)

Los standards se caracterizan y estas características se incluyen en un **archivo de definición de standards**.
Se debe elegir el archivo correspondiente a los standards utilizados.

Existen kits de elementos individuales, y otros que conmutan en forma automática.

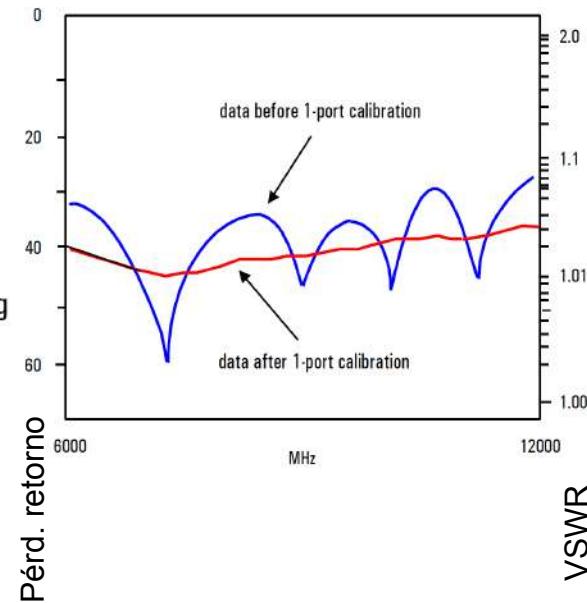


VNA: corrección vectorial de un puerto



To solve for error terms, we measure 3 standards to generate 3 equations and 3 unknowns

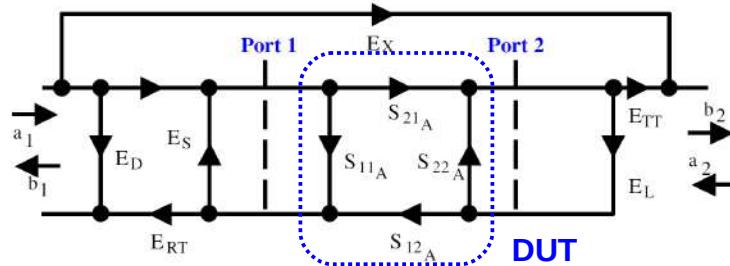
$$S_{11M} = E_D + E_{RT} \quad \begin{bmatrix} S_{11A} \\ 1 - E_S \cdot S_{11A} \end{bmatrix}$$



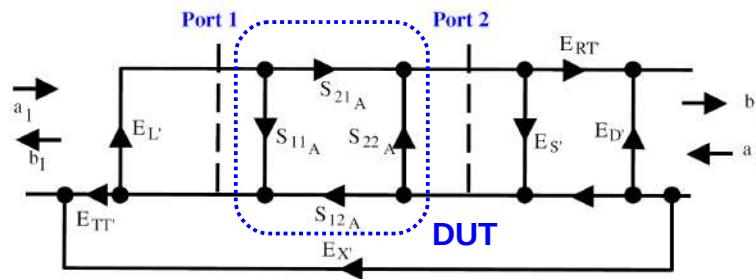
Si estamos midiendo un dispositivo de dos puertos, este modelo **asume que el puerto 2 está bien adaptado** (i.e., $Z_{INB} \approx S_{22}$, entonces el puerto 2 no influencia al puerto 1). Sin embargo, **si la aislación inversa es baja** (S_{12} alto, por ejemplo en filtros pasivos), pequeñas desadaptaciones de salida se hacen notar y se debería calibrar en dos puertos.

VNA: corrección vectorial de dos puertos

Forward model

 E_D = fwd directivity E_S = fwd source match E_{RT} = fwd reflection tracking E_D' = rev directivity E_S' = rev source match E_{RT}' = rev reflection tracking E_L = fwd load match E_{TT} = fwd transmission tracking E_X = fwd isolation E_L' = rev load match E_{TT}' = rev transmission tracking E_X' = rev isolation

Reverse model



$$S_{11a} = \frac{\left(\frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}}\right)\left(1 + \frac{S_{22m} - E_D'}{E_{RT}'}\right)E_S' - E_L\left(\frac{S_{21m} - E_X}{E_{TT}}\right)\left(\frac{S_{12m} - E_X'}{E_{TT}'}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}}\right)E_S\left(1 + \frac{S_{22m} - E_D'}{E_{RT}'}\right)E_S' - E_L'E_L\left(\frac{S_{21m} - E_X}{E_{TT}}\right)\left(\frac{S_{12m} - E_X'}{E_{TT}'}\right)}$$

Ejemplo de cálculo del S_{11a} real en función de los parámetros medidos.

Similares ecuaciones se aplican para los demás tres parámetros S.

Cada parámetro S real (“a”) es función de todos los parámetros S medidos (“m”).

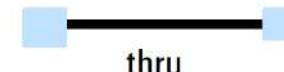
Para medir cualquiera de los parámetros, debería medir la influencia de todos los demás.

El VNA tiene en cuenta todos estos factores automáticamente a través de la calibración completa de 12 términos.

VNA: corrección de errores (resumen)

UNCORRECTED

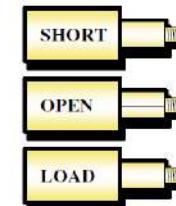
- Convenient
- Generally not accurate
- No errors removed

RESPONSE

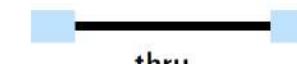
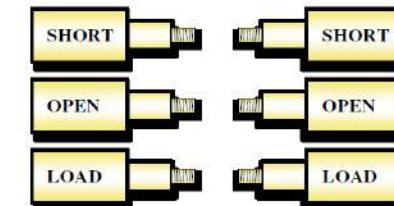
thru



- Easy to perform
- Use when highest accuracy is not required
- Removes frequency response error

1-PORT

- For reflection measurements
- Need good termination for high accuracy with two-port devices
- Removes these errors:
Directivity
Source match
Reflection tracking

FULL 2-PORT

thru



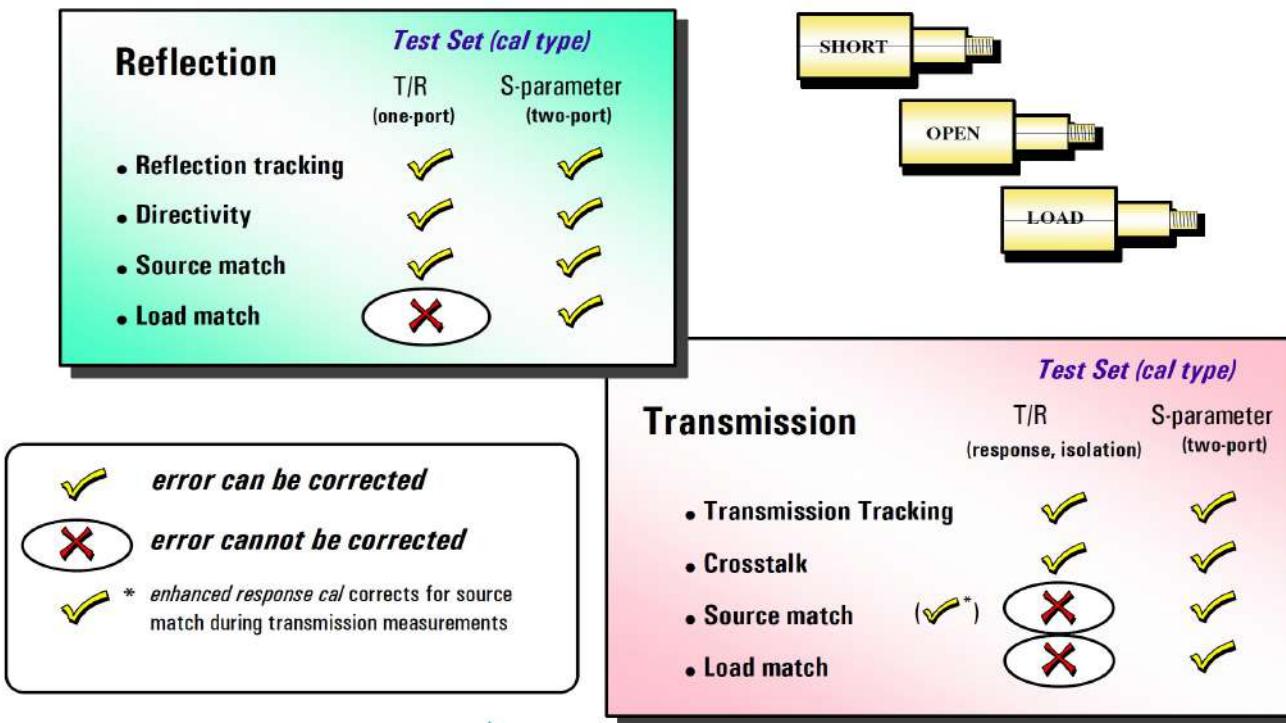
- Highest accuracy
- Removes these errors:
Directivity
Source, load match
Reflection tracking
Transmission tracking
Crosstalk

ENHANCED-RESPONSE

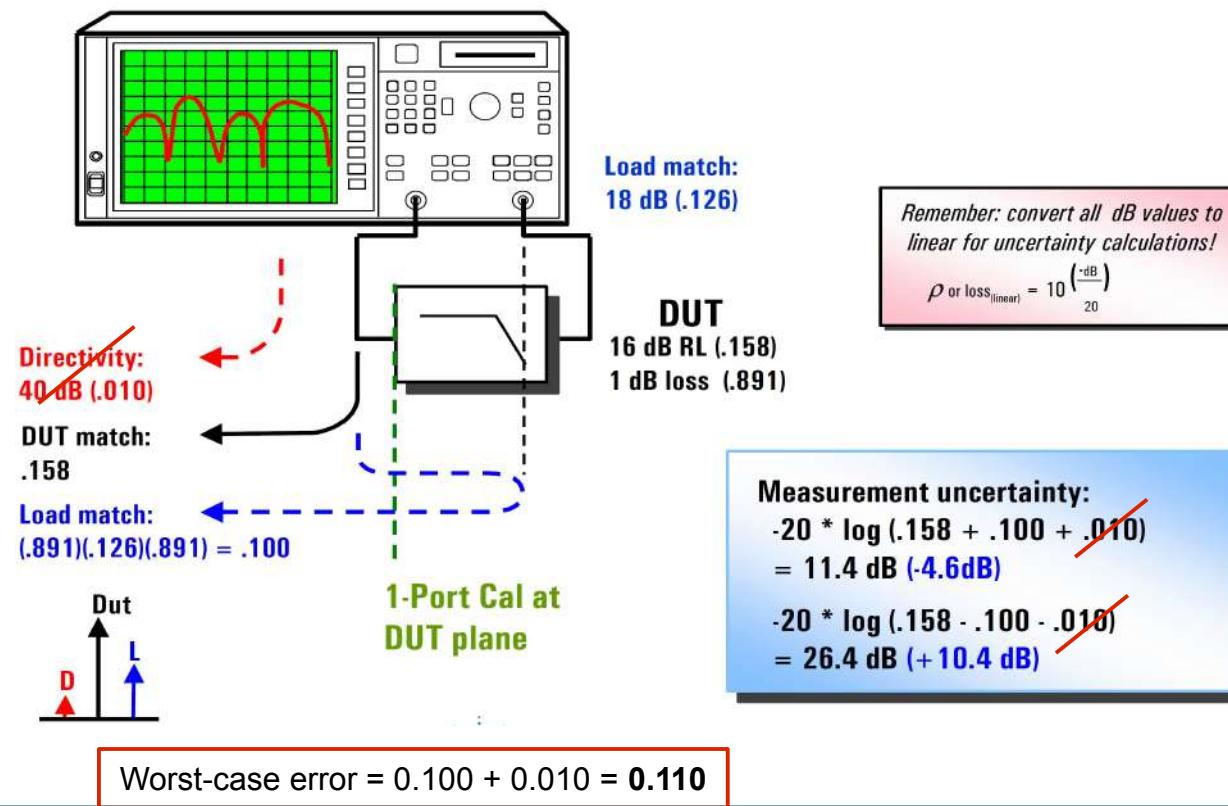
- Combines response and 1-port
- Corrects source match for transmission measurements

1-puerto

VNA: corrección de errores (resumen)



Ejemplos de error: medición de S_{11} con calibración de un puerto



En este caso, el DUT tiene **baja pérdida de inserción**, tanto en directa como en reversa => no podemos despreciar el efecto de load match.

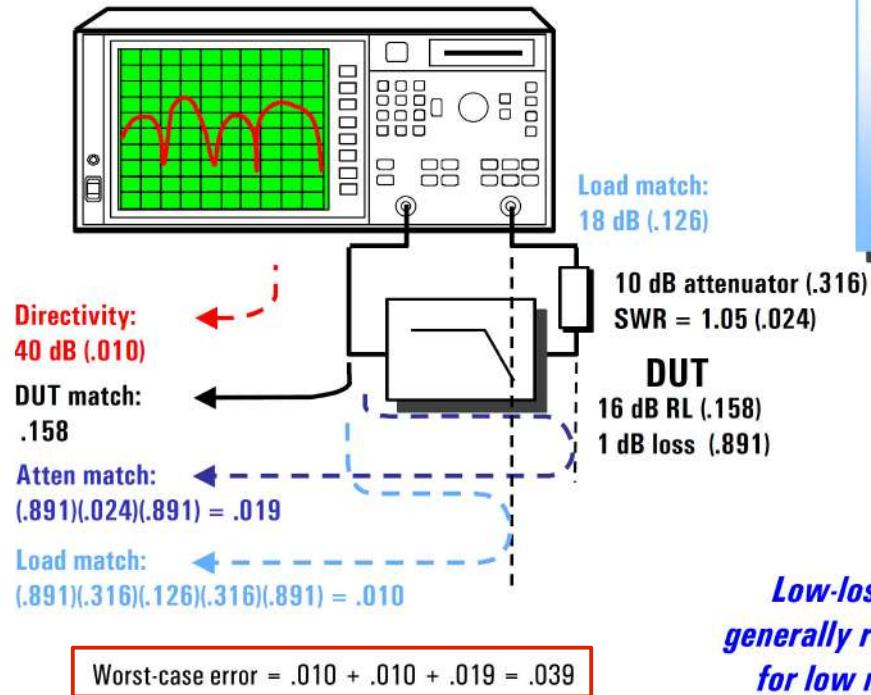
El error total está dado por:

- **Directividad** (podría descartarse si está calibrado)
- **Load match** (ya que la calibración no la considera)

El error es:

+10,4 / -4,6 dB en el peor caso
(considerando directividad, lo cual es *objetable*).

Ejemplos de error: medición de S_{11} con calibración de un puerto y atenuador



Measurement uncertainty:

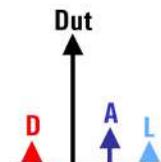
$$\begin{aligned} -20 * \log (.158 + .039) \\ = 14.1 \text{ dB } (-1.9 \text{ dB}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} -20 * \log (.158 \cdot .039) \\ = 18.5 \text{ dB } (+2.5 \text{ dB}) \end{aligned}$$

El agregado de un atenuador disminuye el efecto de la reflexión en la carga (load match).

Sin embargo, el atenuador tiene su propia VSWR, lo que suma un término extra al error (camino azul)

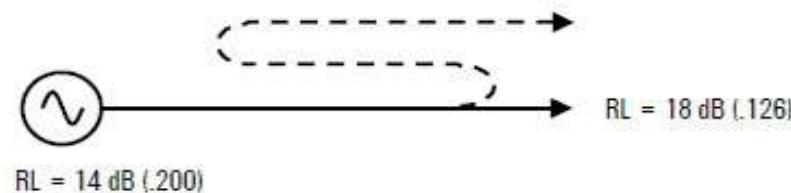
Aun así, el error de medición baja sustancialmente. El nuevo valor es +2,5 dB / -1,9 dB.



Low-loss bi-directional devices generally require two-port calibration for low measurement uncertainty

Para medir un DUT de dos puertos con calibración de un puerto, es conveniente usar un atenuador. De lo contrario, hay que utilizar calibración de dos puertos.

Ejemplos de error: medición de transferencia con calibración de respuesta (norm.)



Thru calibration (normalization) builds error into measurement due to source and load match interaction

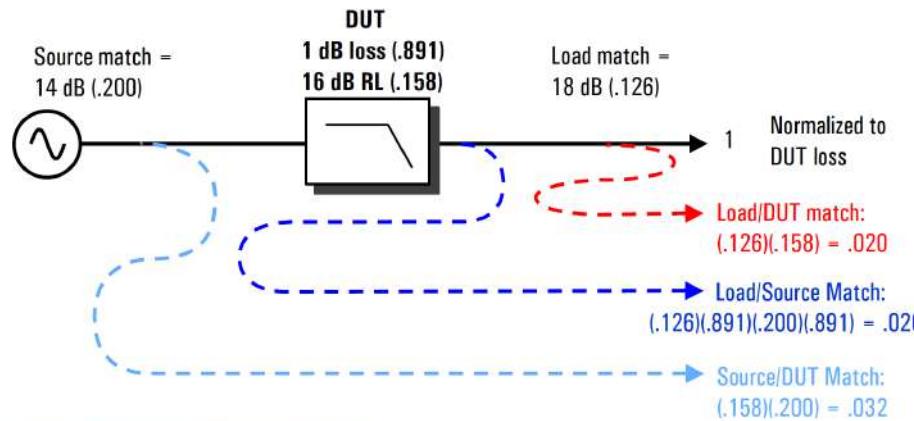
Calibration Uncertainty

$$\begin{aligned}
 &= (1 \pm \rho_s \rho_L) \\
 &= (1 \pm (.200)(.126)) \\
 &= \pm 0.22 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

Mismatch error
due to source and
load matches
during calibration

- Si calibro solo en respuesta (normalización), el error estará dado por **las desadaptaciones de fuente y de carga que no tiene en cuenta esta calibración.**
- Veremos dos ejemplos, para un DUT con baja aislación (filtro) y otro con alta aislación (amplificador)

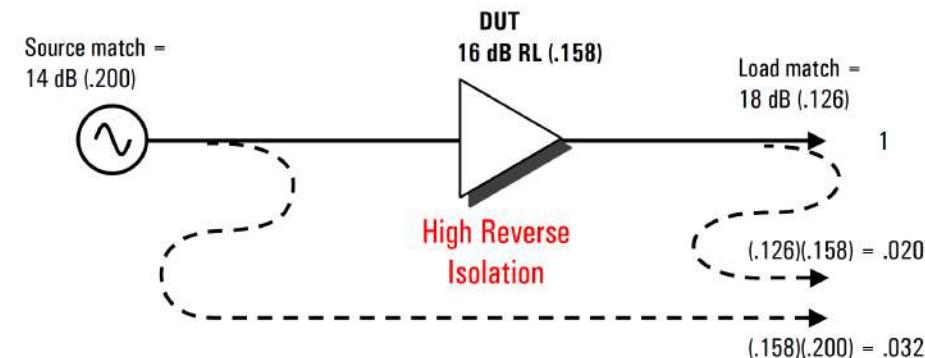
Ejemplos de error: medición de transferencia con calibración de respuesta



Total measurement uncertainty:
 $+0.60 + 0.22 = + 0.82 \text{ dB}$
 $-0.65 - 0.22 = - 0.87 \text{ dB}$

(a) DUT con poca aislación inversa (alto S_{12})

Measurement uncertainty
 $= 1 \pm (.020 + .020 + .032)$
 $= 1 \pm .072$
 $= + 0.60 \text{ dB}$
 $- 0.65 \text{ dB}$



Total measurement uncertainty:
 $+0.44 + 0.22 = + 0.66 \text{ dB}$
 $-0.46 - 0.22 = - 0.68 \text{ dB}$

(b) DUT con mucha aislación inversa (bajo S_{12})

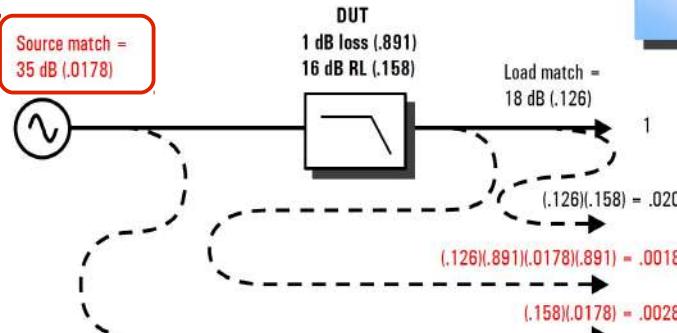
Measurement uncertainty
 $= 1 \pm (.020 + .032)$
 $= 1 \pm .052$
 $= + 0.44 \text{ dB}$
 $- 0.46 \text{ dB}$

- Para un dispositivo de **baja aislación (filtro)**, el término **load/source match (azul)** tiene mucha influencia.
- Para DUTs de **alta aislación (amplificador)**, este término se elimina y quedan sólo los errores **source/DUT match y load/DUT match (rojo y celeste)**, bajando el error.

Ejemplos de error: enhanced response (respuesta + one-port)

Effective source match = 35 dB!

(MEJORA porque hice ONE-PORT)



$$\begin{aligned} \text{Calibration Uncertainty} &= (1 \pm \rho_s \rho_l) \\ &= (1 \pm (.0178)(.126)) \\ &= \pm .02 \text{ dB} \end{aligned}$$

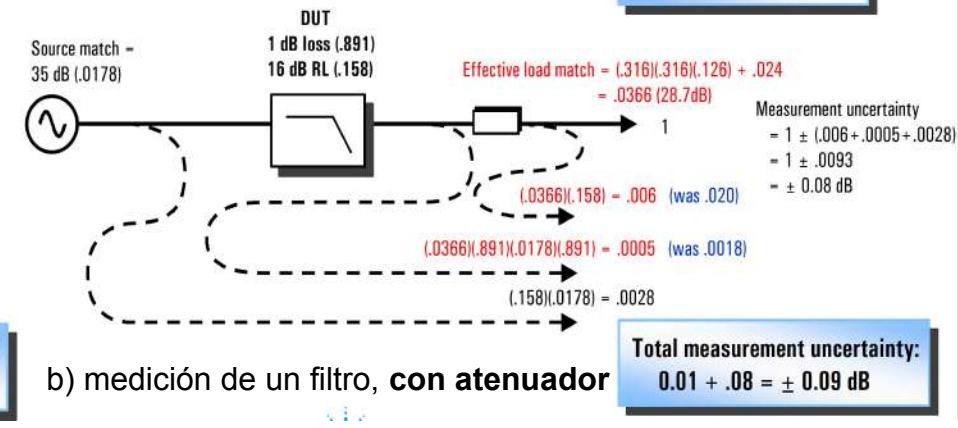
$$\begin{aligned} \text{Measurement uncertainty} &= 1 \pm (.020 + .0018 + .0028) \\ &= 1 \pm .0246 \\ &= +.0211 \text{ dB} \\ &- .0216 \text{ dB} \end{aligned}$$

Total measurement uncertainty:
 $0.22 + .02 = \pm 0.24 \text{ dB}$

a) medición de un filtro, sin atenuador

10 dB attenuator (.316)
 SWR = 1.05 (.024 linear or 32.4 dB)
 Analyzer load match = 18 dB (.126)

$$\begin{aligned} \text{Calibration Uncertainty} &= (1 \pm \rho_s \rho_l) \\ &= (1 \pm (.0178)(.0366)) \\ &= \pm .01 \text{ dB} \end{aligned}$$



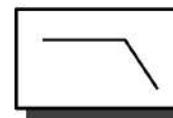
Total measurement uncertainty:
 $0.01 + .08 = \pm 0.09 \text{ dB}$

b) medición de un filtro, con atenuador

- Mediante la calibración de un puerto, se disminuye mucho el efecto del **source match (35 dB contra 14 dB de antes)**, bajando la incertidumbre **de $\pm 0.22 \text{ dB}$ a $\pm 0.02 \text{ dB}$**
- El error total se ve reducido de **$\pm 0.85 \text{ dB}$** (slide anterior) a **$\pm 0.24 \text{ dB}$**
- **El agregado de un atenuador mejora la adaptación en la carga**, bajando la incertidumbre total de **$\pm 0.24 \text{ dB}$ a $\pm 0.09 \text{ dB}$** , que es comparable a una calibración de dos puertos.

Ejemplos de error: calibración de dos puertos completa (full 2-port)

Corrected error terms: <i>(B753ES 1.3-3 GHz Type-N)</i>	
Directivity	= 47 dB
Source match	= 36 dB
Load match	= 47 dB
Refl. tracking	= .019 dB
Trans. tracking	= .026 dB
Isolation	= 100 dB



DUT
1 dB loss (.891)
16 dB RL (.158)

Reflection uncertainty

$$\begin{aligned}
 S_{11m} &= S_{11a} \pm (E_D + S_{11a}^2 E_S + S_{21a} S_{12a} E_L + S_{11a} (1 - E_{RT})) \\
 &= 0.158 \pm (.0045 + 0.158^2 * 0.158 + 0.891^2 * 0.0045 + 0.158 * 0.0022) \\
 &= 0.158 \pm .0088 = 16 \text{ dB } \mathbf{+0.53 \text{ dB, -0.44 dB (worst-case)}}
 \end{aligned}$$

Transmission uncertainty

$$\begin{aligned}
 S_{21m} &= S_{21a} \pm S_{21a} (E_I / S_{21a} + S_{11a} E_S + S_{21a} S_{12a} E_S E_L + S_{22a} E_L + (1 - E_{TT})) \\
 &= 0.891 \pm 0.891(10^{-6} / 0.891 + 0.158 * 0.158 + 0.891^2 * 0.158 * 0.0045 + 0.158 * 0.0045 + 0.003) \\
 &= 0.891 \pm .0056 = 1 \text{ dB } \mathbf{\pm0.05 \text{ dB (worst-case)}}
 \end{aligned}$$

- Mediante esta calibración se logra la mejor precisión tanto en mediciones de reflexión como de transmisión, si bien es más compleja de realizar.

Ejemplos de error: comparación de técnicas

Reflection

Calibration type	Measurement uncertainty
One-port	-4.6/10.4 dB
One-port + attenuator	-1.9/2.5 dB
Two-port	-0.44/0.53 dB

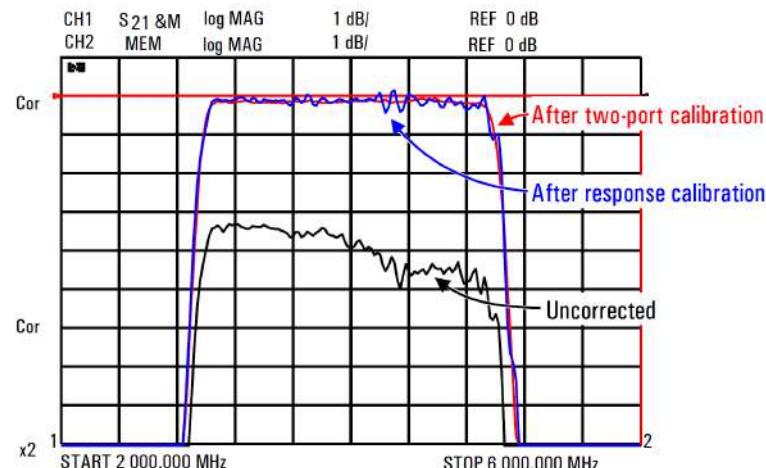
Transmission

Calibration type	Calibration uncertainty	Measurement uncertainty	Total uncertainty
Response	± 0.22 dB	0.60/-0.65 dB	0.82/-0.87
Enhanced response	± 0.02 dB	± 0.22 dB	± 0.24
Enh. response + attenuator	± 0.01 dB	± 0.08 dB	± 0.09
Two port	-----		± 0.05

En resumen:

- **Un puerto:** se puede utilizar **calibración de un puerto**. La **desadaptación de carga** introduce error, que se puede reducir mediante un atenuador.
- **Dos puertos:**
 - **Response calibration:** simple, pero no tiene en cuenta las desadaptaciones de fuente/carga ni xtalk
 - **Enhanced calibration (response+1-port):** mejora el error por **desadaptación de fuente**
 - **Full 2-port:** es la más precisa, en ambos sentidos, pero demanda más trabajo de calibración

Measuring filter insertion loss

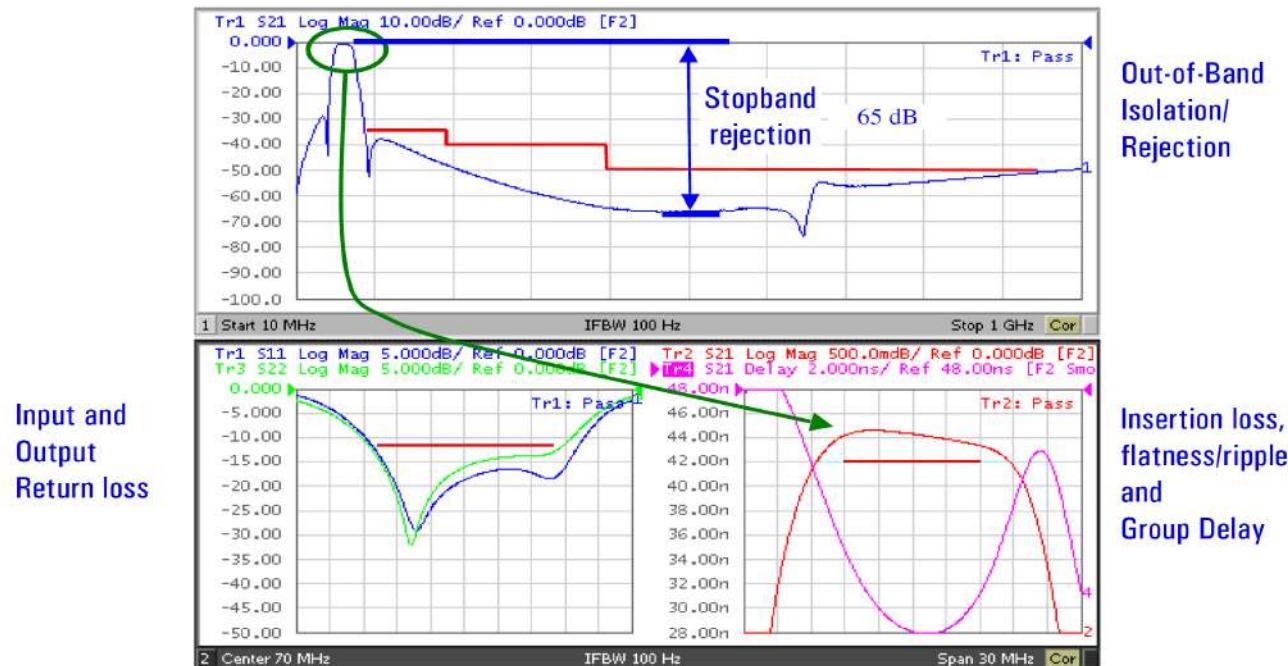


En general, los DUTs de baja aislación (p.e. filtros) son más sensibles a los errores que los DUTs de alta aislación (p.e. Amplificadores). La desadaptación de carga se *mitiga* mediante atenuador.

Agenda

- Mediciones en baja frecuencia
 - Trazadores de curvas
 - Parámetros del amplificador operacional (TP N° 1)
 - Parámetros de componentes digitales (TP N° 1)
- Mediciones en alta frecuencia
 - Conceptos importantes
 - Líneas de transmisión y ondas progresivas
 - Comportamientos lineal y no lineal
 - Parámetros S y diagrama de Smith
 - Voltímetro vectorial (VVM)
 - Analizador vectorial de redes (VNA)
 - Ejemplos de aplicación

Ejemplos de aplicación: medición de filtros



Para filtros muy angostos, se debe barrer lento para darle tiempo a estabilizarse. Lo mismo sucede en DUTs muy largos eléctricamente

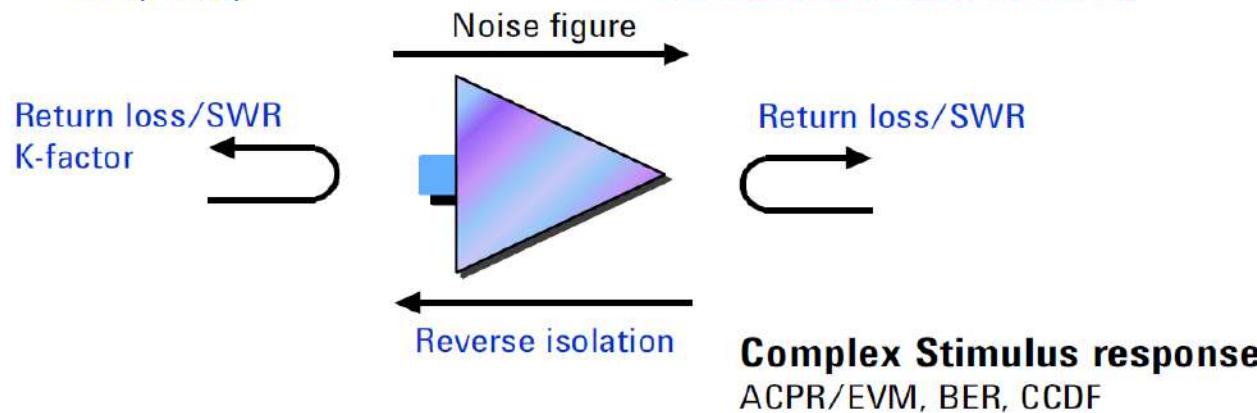
Ejemplos de aplicación: medición de amplificadores

Linear measurements

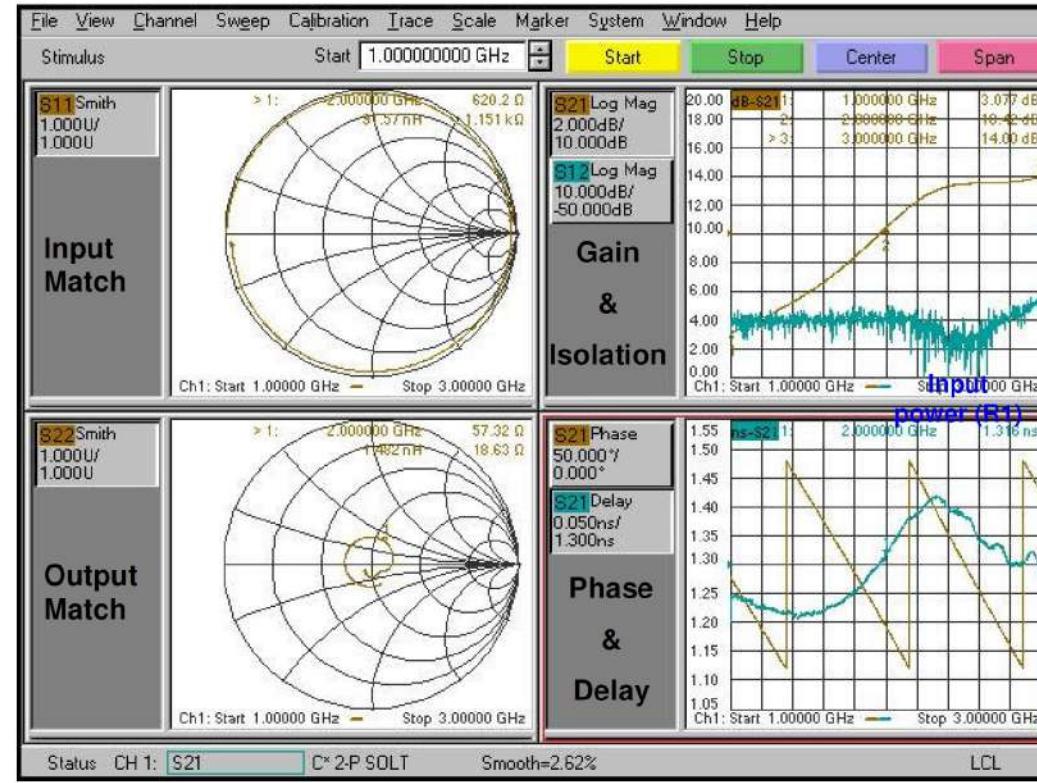
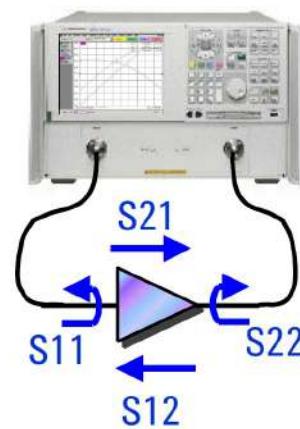
Gain, gain flatness
Deviation from linear phase
Group delay

Non-linear measurements

Compression, AM/PM ; AM/AM conversion, Harmonic distortion, Intermodulation distortion (TOI)

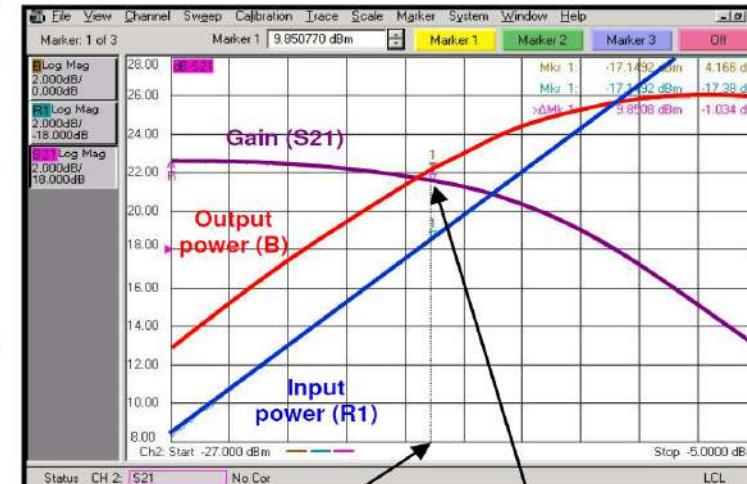
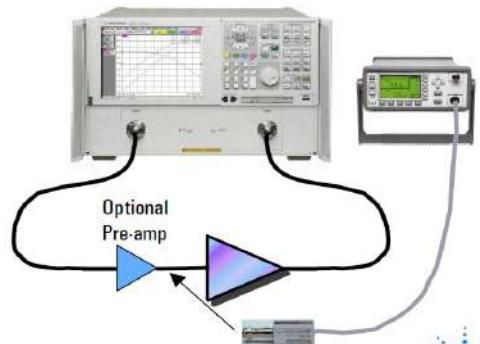
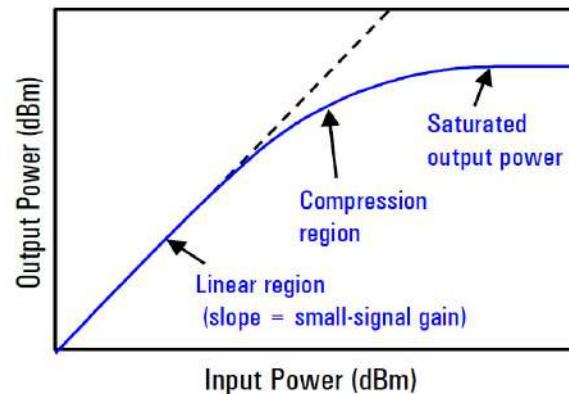


Ejemplos de aplicación: medición de amplificadores



Medición de parámetros S

Ejemplos de aplicación: medición de amplificadores

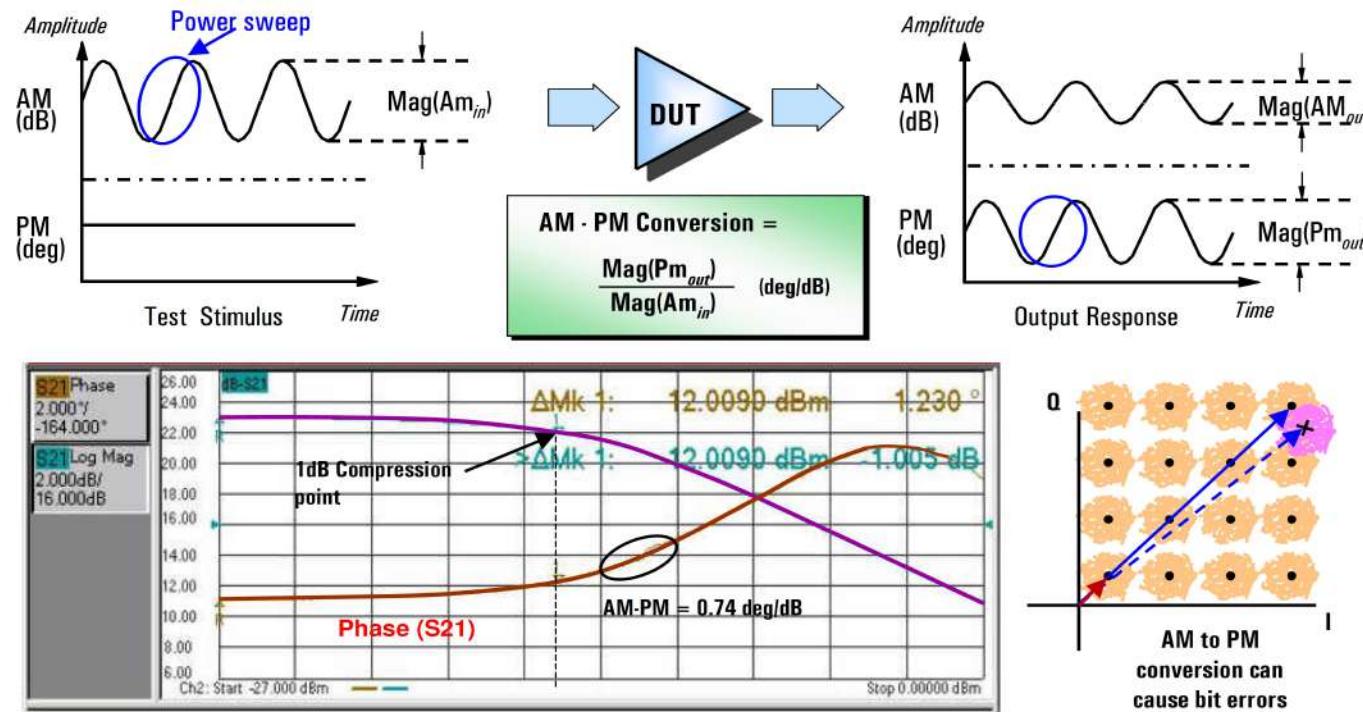


Input power at 1 dB compression point (-17.15 dBm)

1 dB compression:
input power resulting in
1 dB drop in gain

Barrido en potencia para observar alinealidades

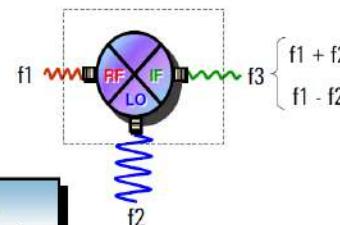
Ejemplos de aplicación: medición de amplificadores



Modulación residual de fase en una modulación AM

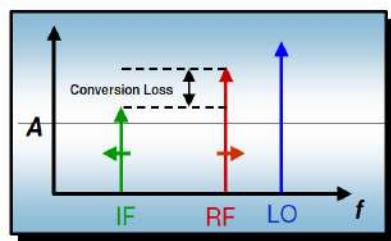
Ejemplos de aplicación: medición de mezcladores

Mixer Component Measuring Conversion Loss

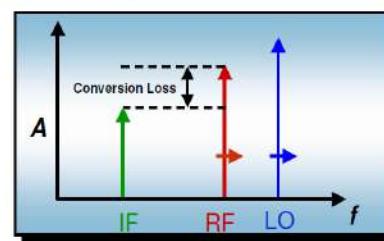


$$\text{Conversion loss}_{\text{dB}} = 10 \log \frac{\text{mag}(f_{\text{in}})_{\text{mW}}}{\text{mag}(f_{\text{out}})_{\text{mW}}}$$

Function of LO power

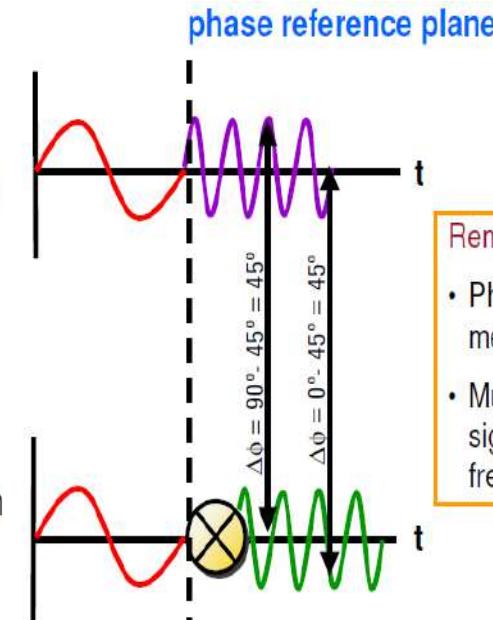


Swept IF



Fixed IF

Theoretical
reference signal



Fase de conversión

Remember:

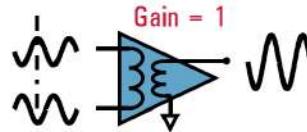
- Phase is a relative measurement
- Must be made on two signals with the same frequency

Pérdida de conversión: para IF fija, o barriendo la IF

Ejemplos de aplicación: dispositivos balanceados

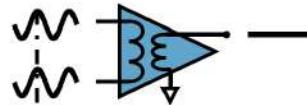
Ideally, respond to differential and reject common-mode signals

Differential-mode signal

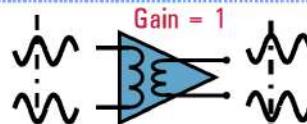


Balanced to single-ended

Common-mode signal
(EMI or ground noise)

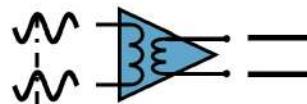


Differential-mode signal



Fully balanced

Common-mode signal
(EMI or ground noise)

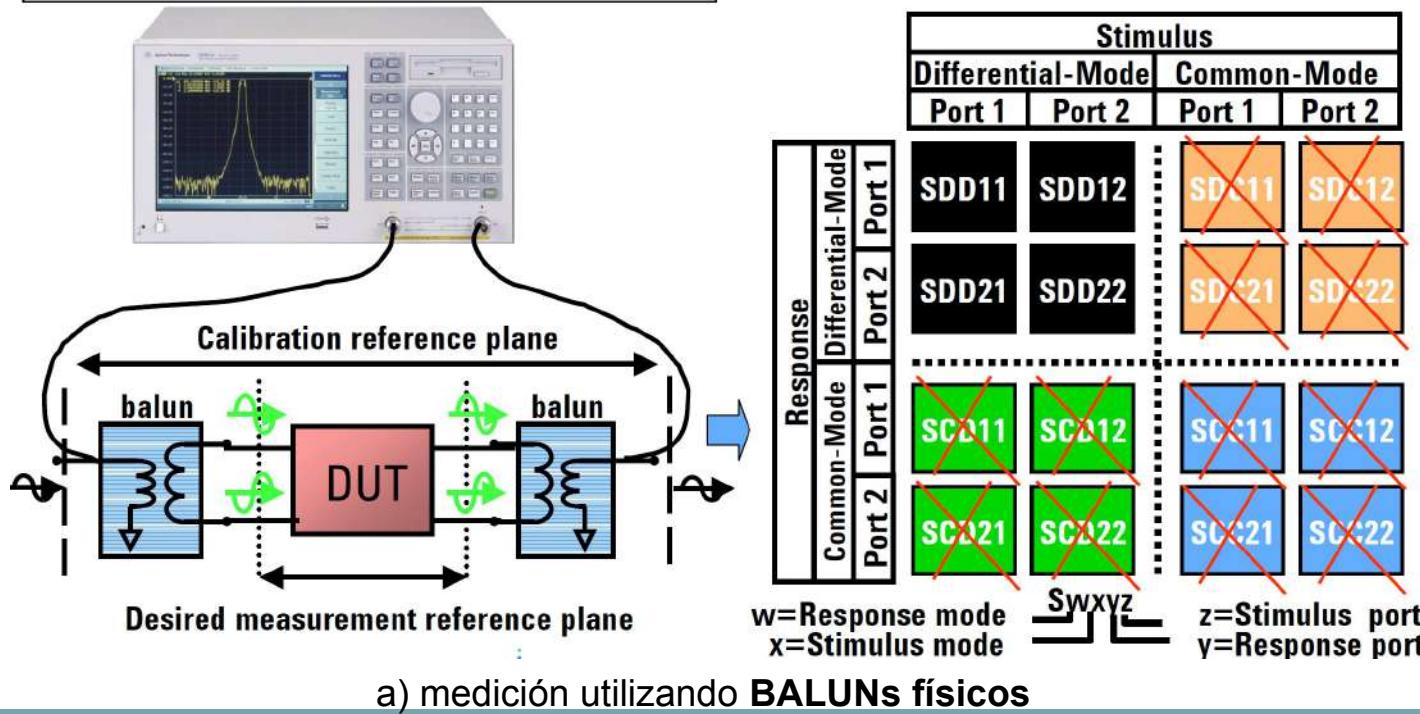


- Útil para rechazar señales de RF externas, que se acoplan en modo común. Muy utilizado en circuitos digitales de alta velocidad
- Estas señales pueden ser, por ej., armónicos de clocks digitales, o ruido que entra por masa
- En la realidad, una parte de al señal diferencial se convierte en salida de modo común, produciendo EMI
- Asimismo, una parte de la entrada de modo común se convierte en salida en modo diferencial, contaminando la señal deseada

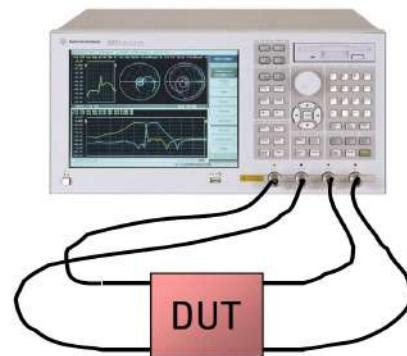
Ejemplos de aplicación: dispositivos balanceados

- Difficult to make accurate calibration for balun
- Balun's freq. range is not wide
- Actual Balun has imbalance

- Mixed-mode S-parameters can be defined as follows:



Ejemplos de aplicación: dispositivos balanceados

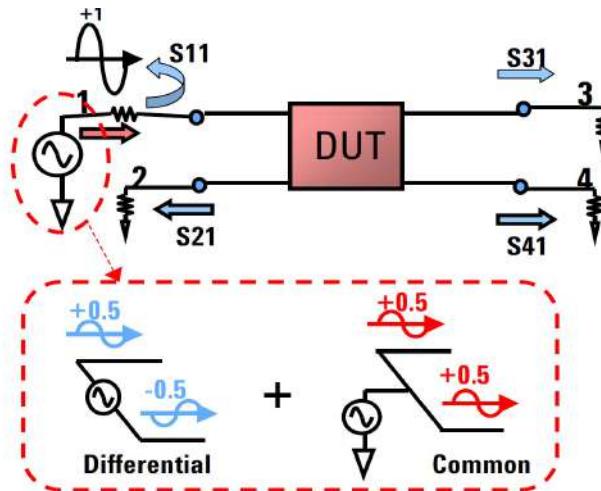


Connect balanced DUT directly to 4-port ENA without baluns.

Single-ended S-parameters

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

b) medición utilizando **BALUNs matemáticos** (o mixed-mode)



- En algunos equipos existe un **fixture simulator**, que permite simular los BALUNs y evitar sus inconvenientes.
- El VNA mide al DUT como un dispositivo de **cuatro puertos**, usando señales single-ended.
- Esto es matemáticamente equivalente a aplicar señales de modo común y diferencial suprpuestas a cada uno de los dos puertos diferenciales, **asumiendo que el DUT es lineal**.
- Conociendo V_1 , V_2 , y los parámetros medidos, se generan **cuatro variables [A, B, C, D]** para simular V_{diff} y V_{comm}

Ejemplos de aplicación: dispositivos balanceados

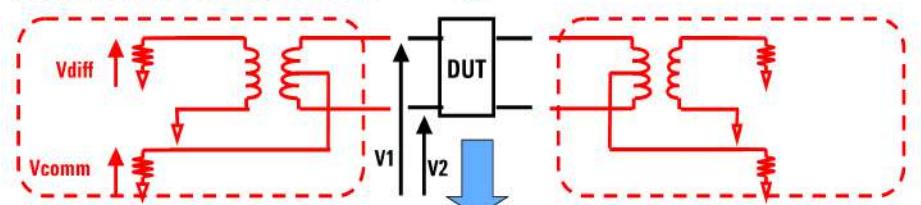
Measure

Single-ended S-parameters

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_{diff} \\ V_{comm} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A, B \\ C, D \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

Mathematically simulate Hybrid Balun
to extract differential and common



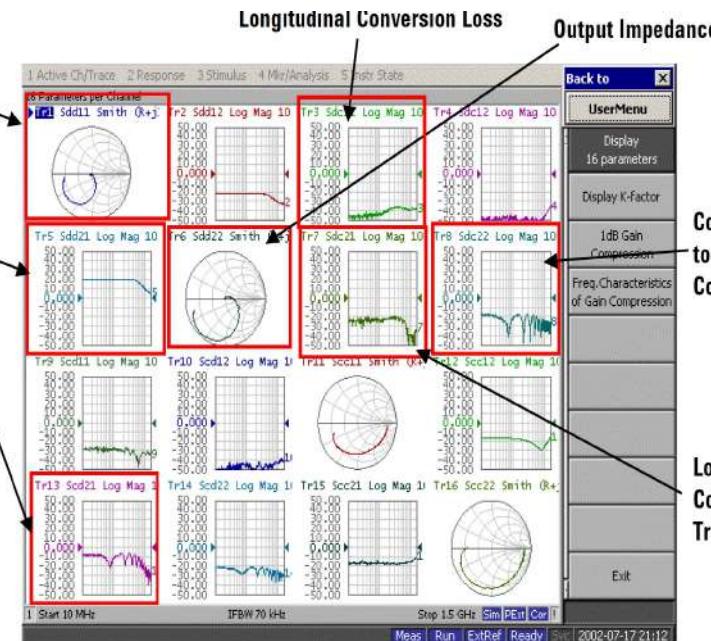
Obtain
Mixed-mode S-parameters

SDD11	SDD12	SCD11	SDC12
SDD21	SDD22	SCD21	SDC22
SCD11	SCD12	SCC11	SCC12
SCD21	SCD22	SCC21	SCC22

Input
Impedance

Differential
Gain

Differential to
Common Mode
Conversion



Ejemplos de aplicación: otros [HPJournal, AN91]

- **Generales:** Ganancia / pérdida de inserción compleja, coef de reflexión complejo, impedancia/admitancia compleja, parámetros de dos puertos
- **Dispositivos:** Ganancia y fase de amplificadores, retardo de grupo y distorsión de fase, coefs de transmisión complejos, ganancia de lazo abierto, márgenes de ganancia y fase. FdT de filtros. Atenuadores, circuladores, mezcladores, acopladores direccionales, divisores/combinadores de potencia (splitters)
- **Antenas:** impedancia / coef. reflexión, patrones de radiación en campo cercano
- **Ajuste de líneas enfocadas:** longitud eléctrica de líneas, ajuste de defasaje entre dos líneas

Bibliografía

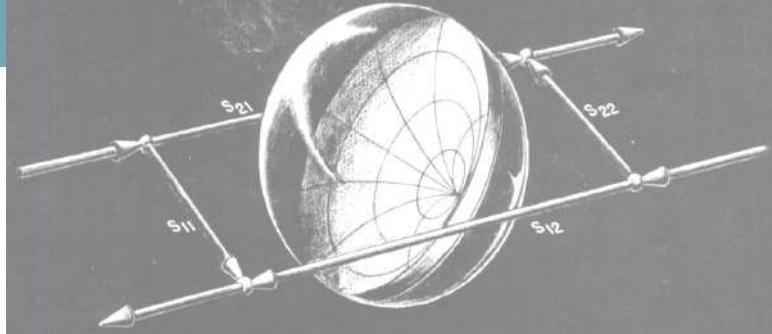
Voltímetro Vectorial:

How vector analysis expands design capabilities, HP AN 91, Jan. 1968

The RF Vector Voltmeter – and important new instrument for amplitude and phase measurements from 1 MHz to 1000 MHz, HP Journal, 1998

Transistor parameter measurement, HP AN 77-1

HP8405A Vector Voltmeter Operating and Service Manual, Hewlett-Packard



VNA:

Network Analyzer Basics, Agilent Back to Basics Seminar, 2005

Applying error correction to vector analyzer measurements, Keysight AN5965-7709E, 2018

Vector Network Analyzer Primer, Anritsu, 2009

Understanding Vector Network Analysis, Anritsu, 2013

Mediciones de componentes:

RF Component Measurements: Amplifier Measurements Using the Agilent 8753 Network Analyzer, Agilent PN 8753-1

RF Component Measurements - Mixer Measurements Using the 8753B Network Analyzer, Agilent PN 8753-2

Osciloscopio de almacenamiento digital

Carlos A. Zerbini

Cátedra Medidas Electrónicas 2

Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Córdoba

Año lectivo 2019

1. Señales

Propiedades de las señales

- Amplitud
 - Valor pico → magnitud del máximo desplazamiento de una perturbación
 - Valor RMS → elevar la señal al cuadrado, encontrar el promedio en un ciclo y tomar la raíz 2
- Fase
 - Corrimiento horizontal entre dos ondas IDENTICAS o de una onda respecto a una REFERENCIA [rad, °]
- Periodo
 - Tiempo que le toma a la onda REPETIRSE A SÍ MISMA
- Frecuencia
 - # de veces que la onda periodica se repite a sí misma. Inversa del periodo. En 1 s: [Herz]

1. Señales

Formas de onda

- **Senoidal:** $y = \text{sen}(w.t) = \text{sen}(2.\pi.f.t)$. Pueden representar cualquier señal según Fourier
- **Cuadrada / Rectangular:** dos niveles con IGUAL O DISTINTA DURACIÓN
- **Triangular/diente de sierra (sawtooth):** dos rampas / una rampa + un flanco abrupto
- **Escalón/Pulso:** un disturbio ÚNICO en una tensión CONSTANTE (glitches, errores)
- **Tren de pulsos:** serie periódica de pulsos
- **“Complejas”:** COMBINACIÓN de las anteriores. NO NECESARIAMENTE periódica
- **Diagramas de ojo:** resultantes de superponer múltiples ciclos de una señal periódica
- **Diagramas de constelación:** señales con componentes en cuadratura

Tipos de señales

- **Analógicas:** toman CUALQUIER VALOR dentro de un cierto rango
- **Digitales:** DISCRETAS (tiempo) y CUANTIZADAS (AMPLITUD)

2. Propósito del osciloscopio

El osciloscopio muestra una variable en función de otra

- Tensión vs. tiempo (lo más común)
- Tensión vs. tensión (Lissajous)
- Múltiples entradas: múltiples variables en función de otra



INTEGRIDAD de la señal obtenida

- Habilidad del osciloscopio para RECONSTRUIR la forma de onda de modo que sea una REPRESENTACION PRECISA DE LA SEÑAL ORIGINAL
- NUNCA es una representación exacta, ya que al conectar el osciloscopio éste se vuelve PARTE DEL CIRCUITO (efectos de carga)

2. Propósito del osciloscopio

TIPOS de osciloscopios

a) Analógico

- Procesa la señal de entrada mediante etapas analógicas.
- Requiere señal de TRIGGER para tener visualización estable
- Visualiza mediante tubo de rayos catódicos (o podría hacerlo mediante pantalla digital)

Ventajas

- La intensidad del punto depende naturalmente de su repetibilidad en múltiples barridos, brindando un efecto tri-dimensional
- Mediante persistencia, se identifican fácilmente glitches o irregularidades debido a su menor brillo

Desventajas

- No se puede congelar la señal por mucho tiempo (la “memoria” es la persistencia)
- No puede hacer mediciones automáticas sobre la señal
- Dificultad para capturar eventos de disparo único
- Limitado por la máxima velocidad de barrido

2. Propósito del osciloscopio

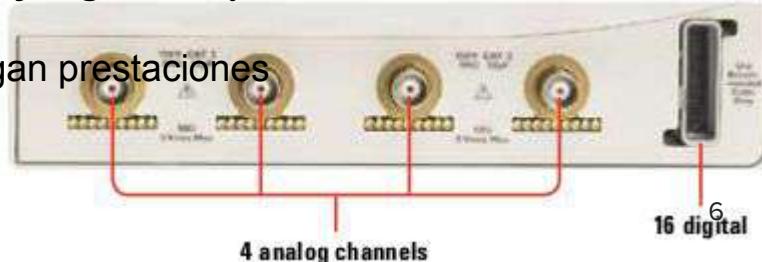
TIPOS de osciloscopios

b) De almacenamiento digital (Digital-Storage Oscilloscope, DSO)

- **Digitaliza y almacena la señal de entrada**
- La visualización puede ser mediante CRT (previa conversión D/A) o mediante pantallas digitales (puntos en memoria)
- **Hoy pueden emular el efecto tri-dimensional que no posee naturalmente**

c) De señal mixta (Mixed-Signal Oscilloscope, MSO)

- Disparan y visualizan independientemente señales **analógicas y digitales**. Por ejemplo, 4 canales analógicos + 16 canales digitales
- Pueden **disparar con combinación de valores analógicos y digitales**, y mostrar ambas señales sobre una misma base de tiempos
- Muy difundidos, mantienen las propiedades del DSO y agregan prestaciones



2. Propósito del osciloscopio

TIPOS de osciloscopios

d) Según aplicación:

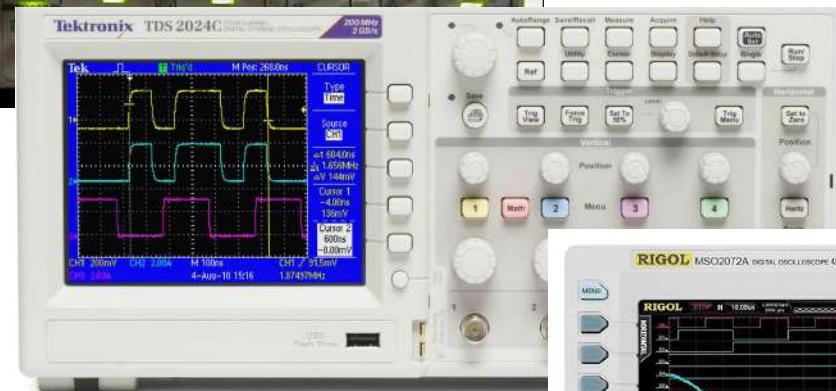
- **Economy:** bajo costo. Muy utilizados en pequeños laboratorios o como equipo de uso ocasional.
- **Portables:** chicos, robustos, costo moderado, sencillo de usar. Performance promedio y opciones básicas
- **De alto desempeño:** ofrecen las mejores prestaciones posibles según su campo de aplicación: gran ancho de banda, alta tasa de muestreo y actualización, gran profundidad de memoria, gran variedad de mediciones automatizadas, interfaz de usuario basada en SO Windows

e) Con prestaciones especiales, según fabricante

- **Digital Phosphor Oscilloscope (DPO, Tek)**
- **Digital Sampling Oscilloscope (Tek)**

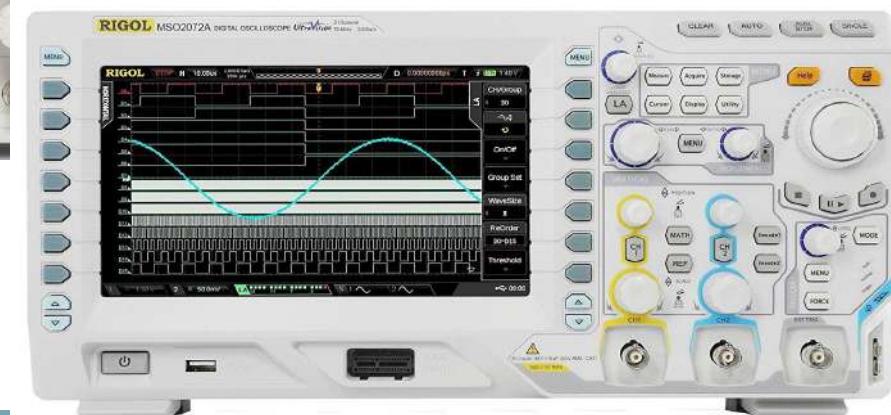


DSO

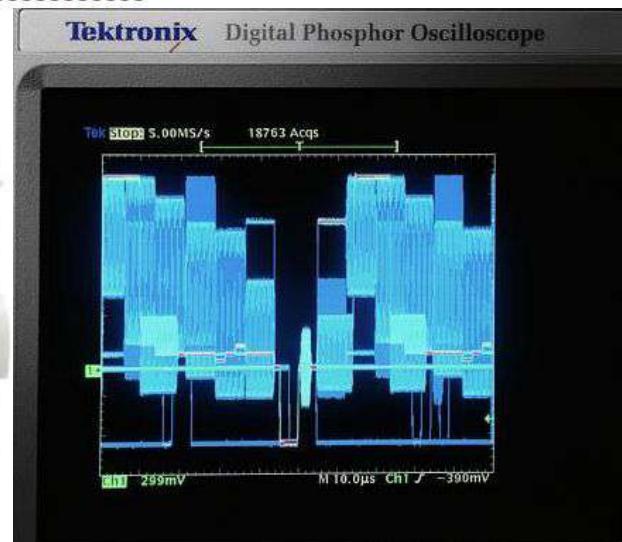
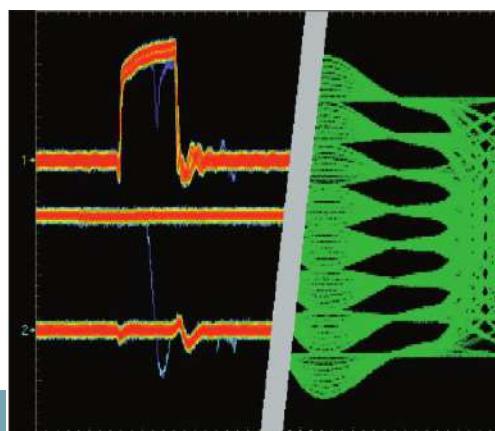
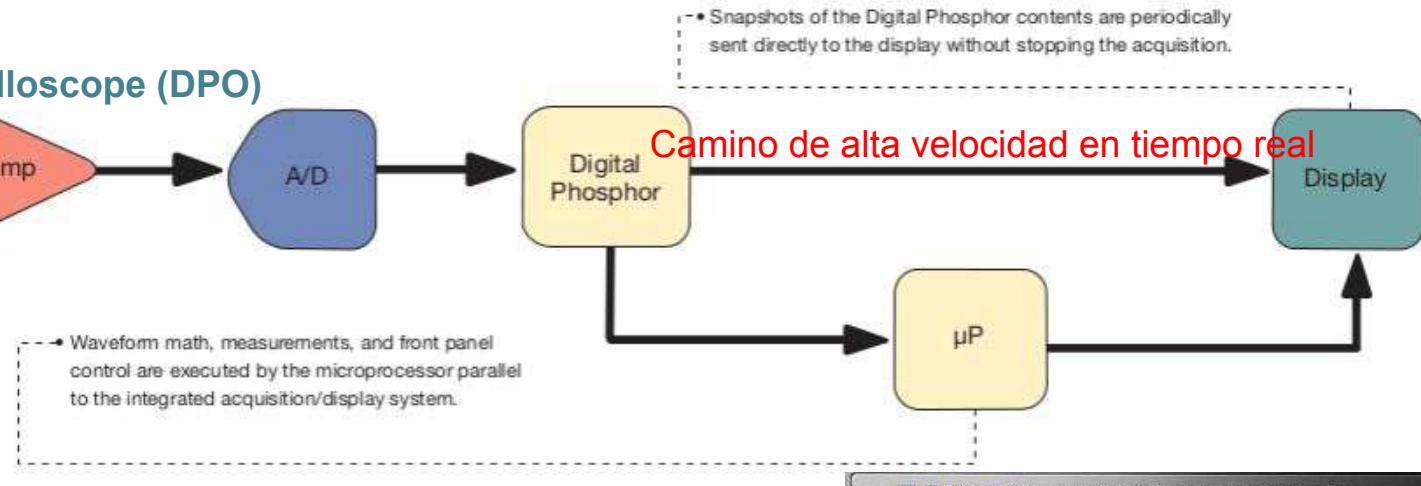


All-digital Oscilloscope

MSO



Digital Phosphor Oscilloscope (DPO)

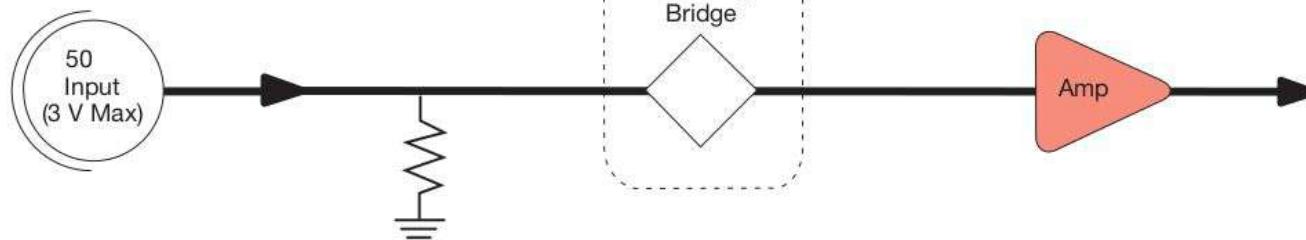


Digital Sampling Oscilloscope

Utiliza el concepto de **punta muestreadora**. El amplificador, al estar luego del muestreador, puede ser de menor ancho de banda

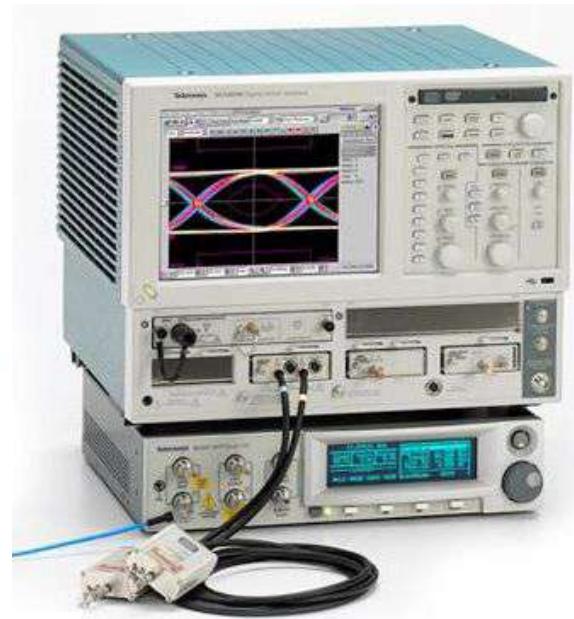
Como contraparte, tiene limitado rango dinámico al no tener muchas posibilidades de ajuste de señal en la entrada

Se usan en mediciones de muy alta velocidad



DSA8300 Digital Sampling Oscilloscope

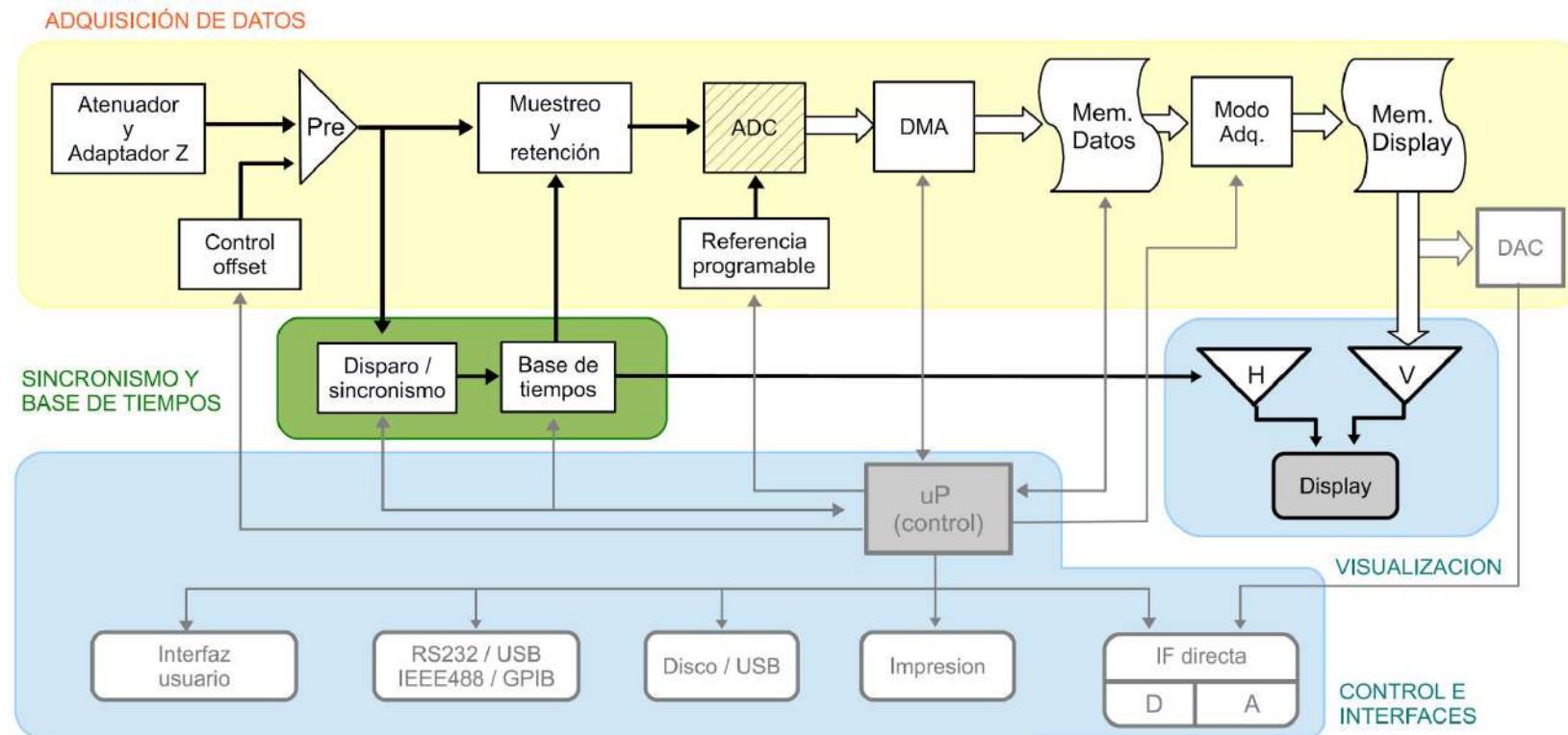
With intrinsic jitter of less than 100 femtoseconds for extremely accurate device characterization, the DSA8300 Series provides comprehensive support for [Optical Communications Standards](#), Time Domain Reflectometry and S-parameters. The DSA8300 Digital Sampling Oscilloscope is a complete high-speed PHY Layer testing platform for data communications from 155 Mb/sec to 400G PAM4.



3. Osciloscopio de Almacenamiento Digital (OAD)

- Instrumento destinado a **capturar, visualizar forma y medir unas ondas de tensión en función de otras ondas de tensión**
- Una de estas formas de onda **puede ser** proveniente de un generador de barrido **interno**, que representa el **tiempo**
- Un osciloscopio de almacenamiento digital difiere del que no lo es por el hecho de que **muestrea y almacena las señales (ADC+memorias)**. De este modo, **facilita la medición de señales de disparo único, transitorios, o de conformación compleja**. Permite realizar post-procesamiento de la información (análisis **off-line**). Asimismo la **repetibilidad, precisión y estabilidad** son mejores que en los osciloscopios de adquisición analógica, **orientados fundamentalmente a señales periódicas**.
- El OAD **introduce nuevas especificaciones y amplía las ya existentes: velocidad de muestreo, resolución, longitud o profundidad de registro, #canales de entrada, tipos de disparo, opciones de programación, interfaces**

3. Osciloscopio de Almacenamiento Digital (OAD)



3. Osciloscopio de Almacenamiento Digital (OAD)

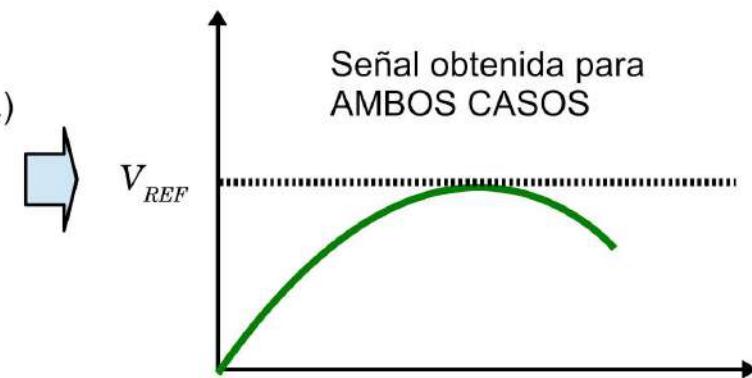
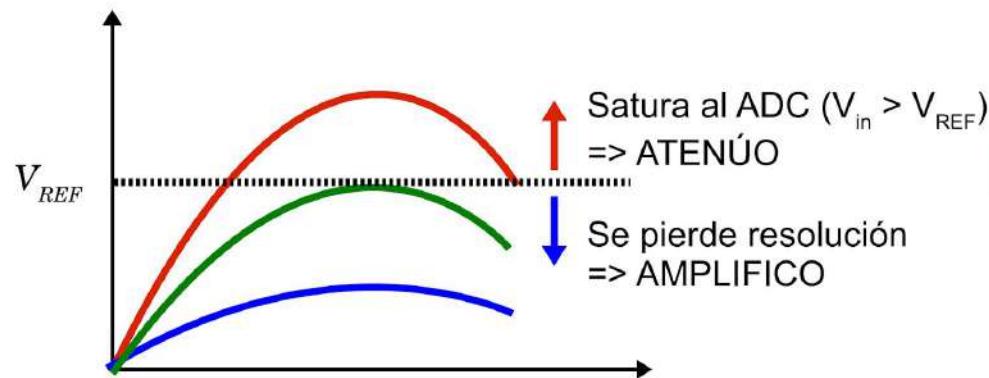
Etapas

-
- Adquisición de datos** → muestreo, conversión AD, almacenamiento
 - Sincronismo y base de tiempos** → cadencia de eventos en el tiempo
 - Presentación de datos** → relevamiento de formas y medidas
 - Control e interfaces** → comunicación con el entorno

Adquisición de datos

1) Atenuador y pre-amplificador

- Al ADC utiliza un valor de V_{REF} , que **debe ser muy estable ya que determina la exactitud en amplitud del OAD**. Esto significa que no tiene muchas posibilidades de variarse.
- Las señales de entrada se encuentran **dentro de alguna zona del rango dinámico** del OAD. De este modo, se puede optimizar para aprovechar el rango $[0, V_{REF}]$ mediante **atenuación o amplificación**, según la amplitud de señal.



Adquisición de datos

1a) Atenuador

- **Adapta impedancias** con el sistema a medir: acoplamiento CC/CA, $Z_{IN} = 1M\Omega // 20-50 \text{ pF} (< 50 \text{ MHz})$ o $Z_{IN} = 50 \Omega (> 50 \text{ MHz})$
- **Variación por pasos y continuo**, en rango 40 mV - 40 V a fondo de escala. Factores de atenuación 1/2/5 y sus décadas, junto a **ajuste continuo de sensibilidad dentro de cada uno de esos rangos**

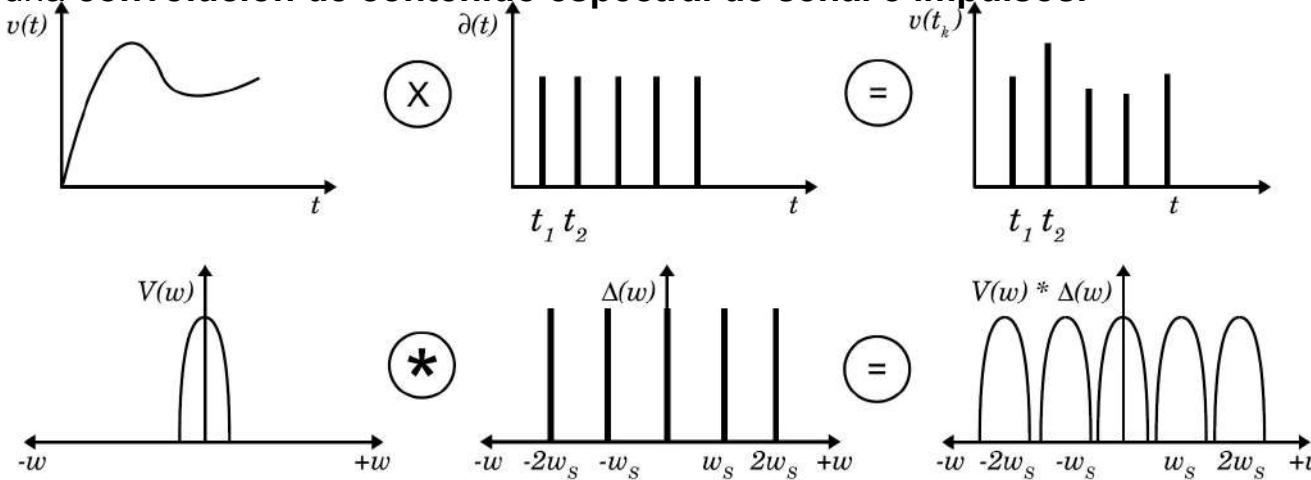
1b) Pre-amplificador

- **Su ancho de banda determina el ancho de banda del OAD para señales repetitivas (que es mayor al fijado por Nyquist)**
- Sensibilidad variable (2,5:1 con variación continua). Ruido menor al 0,2% del fondo de escala
- **Factor de ruido: DETERMINA LA RESOLUCIÓN DEL OAD.** Por ejemplo, si en un OAD de 12 bits el ruido equivale a “8 (2^3) niveles de cuantificación”, entonces la RESOLUCIÓN REAL será de $12-3=9$ bits. Es decir, se resuelven sólo 8 partes en 4096, o $4096/8=512=2^9$ niveles.

Adquisición de datos

Para **digitalizar** la señal, en primer lugar llevamos una señal que es variable **continuamente** en el tiempo a una señal que varía en forma **discreta** en el tiempo (muestreo+retención). Luego, llevamos las muestras discretas en el tiempo a **palabras digitales** que se puedan almacenar en **memoria** para su procesamiento (digitalización).

2) Muestreo: captura de **valores instantáneos** de tensión “ V_k ” de señal a **intervalos regulares** “ T ”. Se realiza una **multiplicación de la señal con un tren de impulsos unitarios**. En la frecuencia, esto equivale a realizar una **convolución de contenido espectral de señal e impulsos**.



Adquisición de datos

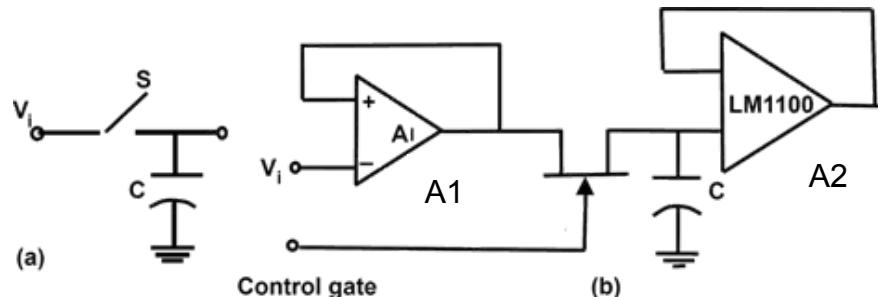
- Al realizar el muestreo, se obtiene una **repetición periódica del espectro de la señal**.
- Para **mantener la información relevante** de la señal, se requiere que $\omega_s \geq 2\omega_m$ (Nyquist)
- A fin de **limitar el contenido espectral** de la señal y **evitar el efecto de aliasing**, se coloca un **filtro antialias** antes de realizar el muestreo. Este filtro tiene una **pendiente**, que debe **tenerse en cuenta** a la hora de evaluar la atenuación de componentes
- Para el caso del OAD, esto es especialmente necesario para el caso de **señales no repetitivas** (**muestreo en tiempo real, ver slides siguientes**)
- En un OAD, el requerimiento es tener la mejor fidelidad posible a la señal (**conservar su FORMA**), que no es conocida de antemano
- Consideramos una señal **cuadrada**, que sería el peor caso de contenido espectral con ∞ componentes. En la práctica, la máxima componente por encima del ruido se toma como **10.f_{fund.}**, por lo que el ancho de banda para señales generales no senoidales (cuadrada → peor caso): **BW = f_s / (2.10)**. Por ejemplo:

$$\text{Si } f_s = 1\text{ Gsps} \rightarrow \text{BW} = 1 \text{ Gsps} / 20 = 50 \text{ MHz}$$

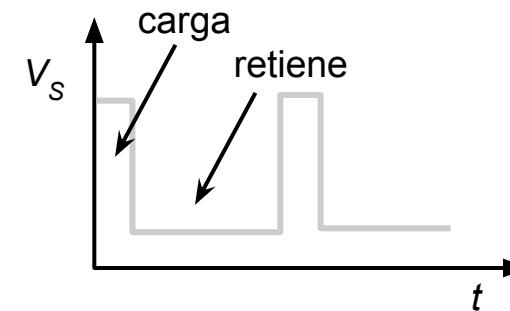
Adquisición de datos

3) Retención (hold): es necesaria ya que el conversor AD requiere un tiempo mínimo t_c para digitalizar la señal, durante el cual el nivel analógico debe conservarse estable.

- El circuito de hold es un **retenedor de orden cero**, es decir que **captura un valor y asume durante un tiempo t_H que la derivada de la señal es cero (valor cte)**. Naturalmente, $t_H \geq t_c$
- La frecuencia de muestreo f_s controla tanto al muestreador, el retenedor, y al ADC, En consecuencia, **la tasa de muestreo f_s está determinada por los tiempos de conversión t_c** (excepción: ADC time-interleaved, http://www.fundacionfulgor.org.ar/sitio/images/archivos/reyes_an_8-bit_2018.pdf)

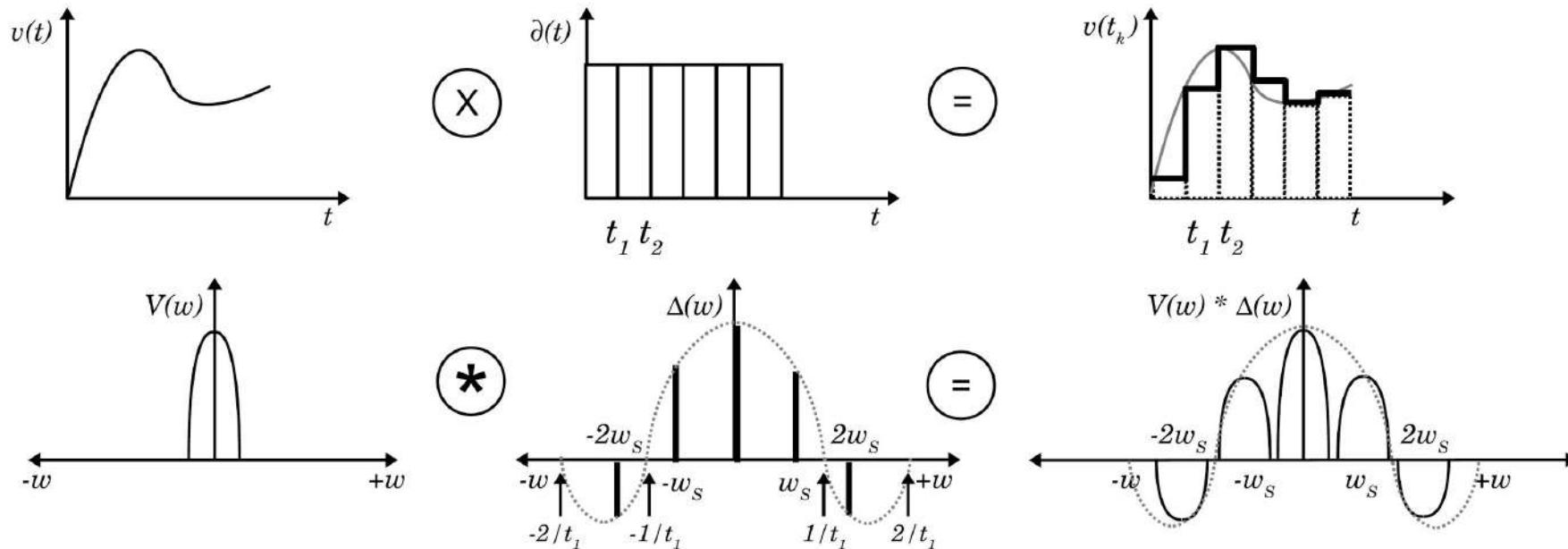


A1: alta velocidad, buen fanout, bajos offsets
A2: alta Z_{IN} , bajo ruido



$$T_s = t_s + t_H; t_s = 10-30 \% t_H$$

Adquisición de datos



Formas de onda y sus espectros, considerando tiempo de conversión finito

Adquisición de datos

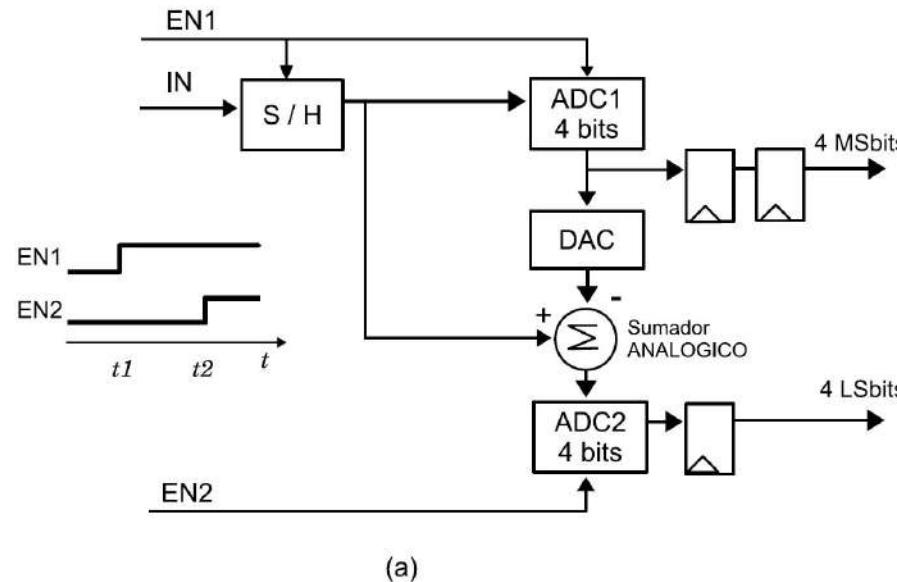
4a) Cuantización: los niveles analógicos capturados por el S/H, que pueden tener **infinitos valores entre 0 y V_{ref}** , se asignan a un grupo de **valores discretos, finitos, y fijos**. Es decir, se **asocia un cierto número de niveles de cuantificación a la señal analógica**. Ejemplo: 1024 valores.

4b) Codificación: asigna una **palabra digital de n bits a cada nivel de cuantización**. Esta palabra puede ser binaria natural o seguir cualquier código.

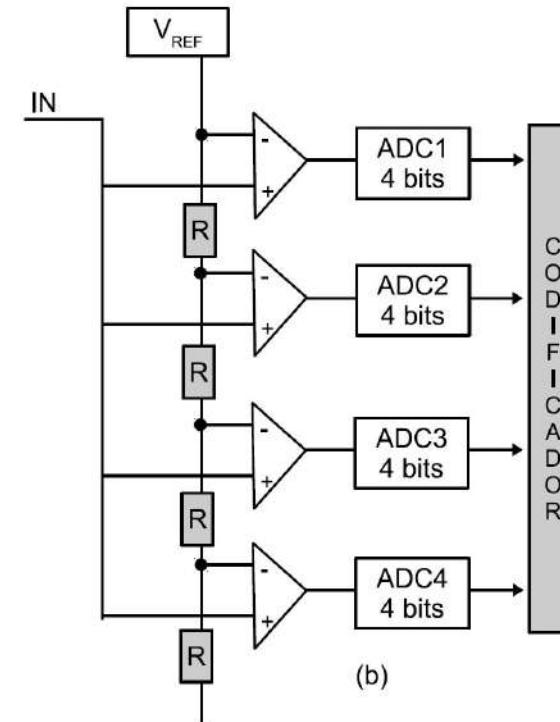
Ambos procesos, a menudo también junto con el S/H, se realizan hoy en el ADC:

- **Cuantifica la entrada respecto a V_{ref} . Los pasos de cuantización están determinados por el #bits, que a su vez determina la resolución en amplitud (ej: 8 bits → 256 niveles → resolución $V_{ref} / 256$)**
- **Codifica** en un # de veces la resolución (Ej. código “m” de 8 bits → tensión $m \times V_{ref} / 256$)
- **El tiempo de conversión limita directamente el max contenido espectral** de la señal de entrada
- **El tiempo de conversión limita indirectamente la resolución:** < paso → > t_c
- Se utilizan conversores FLASH: V_{ref} estabilizada + cadena de 2^n resistencias + $2^n - 1$ comparadores + combinacional de salida que realiza la codificación. Esta arquitectura limita su **cantidad de bits (4-8)**
- Para escalar **resolución/velocidad en los ADCs FLASH** → **2 variantes:**
 - **Simple rango:** múltiples ADCs de 4 bits en //
 - **Doble (sub-) rango:** combina flash y aprox. sucesivas. Reduce el #comparadores y complejidad lógica, pero es algo más lento. 2 ADCs de 4 bits + DAC + suma analógica

Adquisición de datos

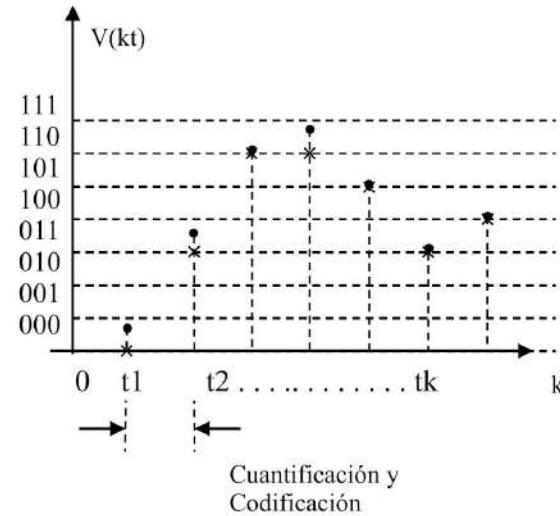
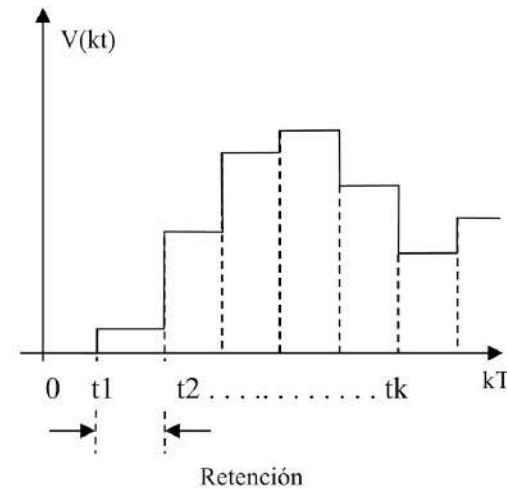
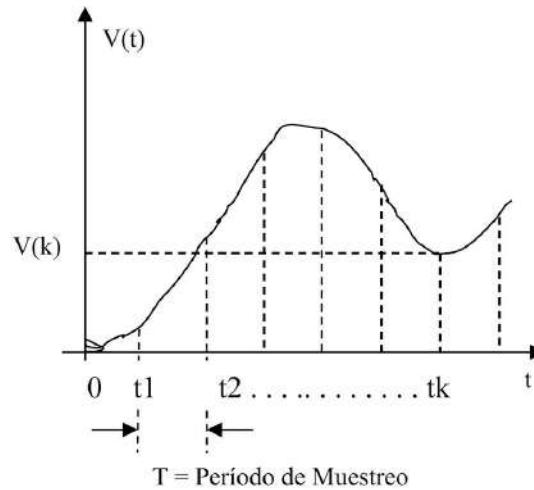


Opciones en ADCs FLASH: (a) doble rango, (b) conexión en cascada



http://ario.webs.uvigo.es/docencia/sad/SADGRADO_3.pdf

Adquisición de datos



Proceso completo de digitalización de datos

Adquisición de datos

5) Almacenamiento de datos

Desde la etapa de digitalización, se obtiene un **flujo de palabras de n bits a alta velocidad**. Sin embargo, el display puede representar sólo 300 a 1000 palabras por barrido donde debemos capturar la información de interés. Para ello, el almacenamiento **se divide en dos memorias, cada una con “páginas” por canal**

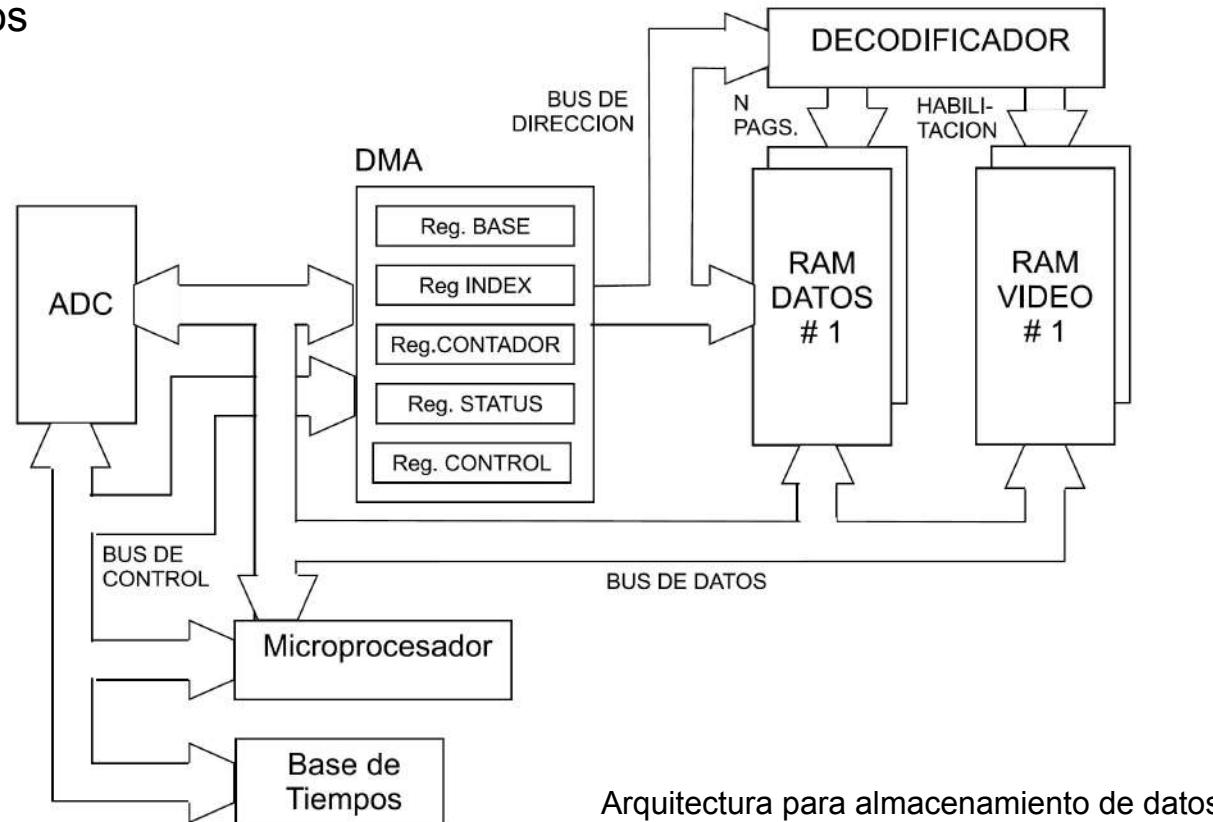
5a) Memoria de DATOS

- Posee una **longitud o profundidad**, comúnmente configurable, por ej 1Kbit, 2, 4, ..., 1Mbit
- Tecnología ECL de alta velocidad
- Los datos se almacenan mediante un DMA:
 - Buses de **data, address y control**
 - Registros: base por canal (página), índice de almacenamiento/página, contador de espacio disponible/página

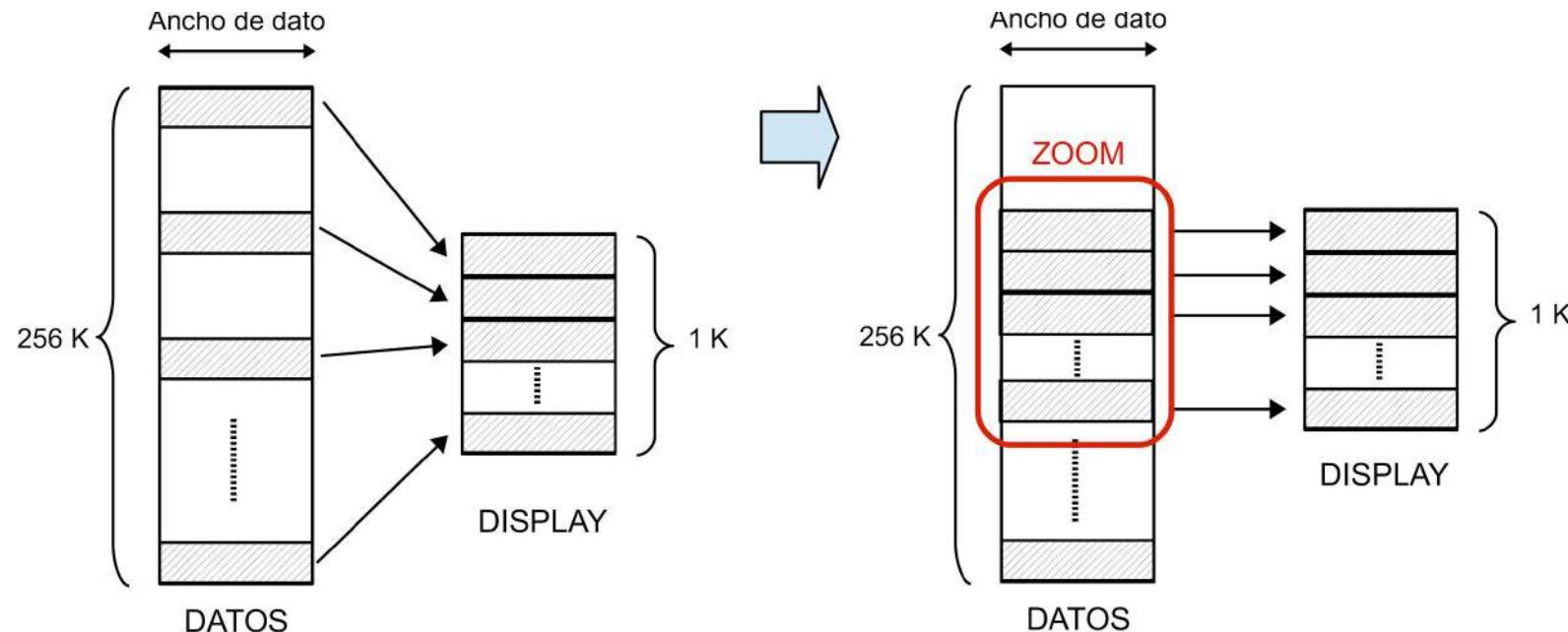
5b) Memoria de VIDEO

- Recibe los valores desde la memoria de datos, previo procesamiento para distintos fines:
 - Cálculo de valores **promedio, máximo, mínimo, etc**
 - Protección de zonas para **congelamiento de frames y comparación con otras señales**
 - **Zoom:** el usuario indica mediante cursores la zona y ancho de interés. Luego el OAD vuelve a la mem. De datos, busca la nueva zona, y la envía a la mem. De display

Adquisición de datos



Adquisición de datos



Caso de zoom entre memorias de datos y display

Adquisición de datos

Implementación de múltiples canales: existen 2 OPCIONES:

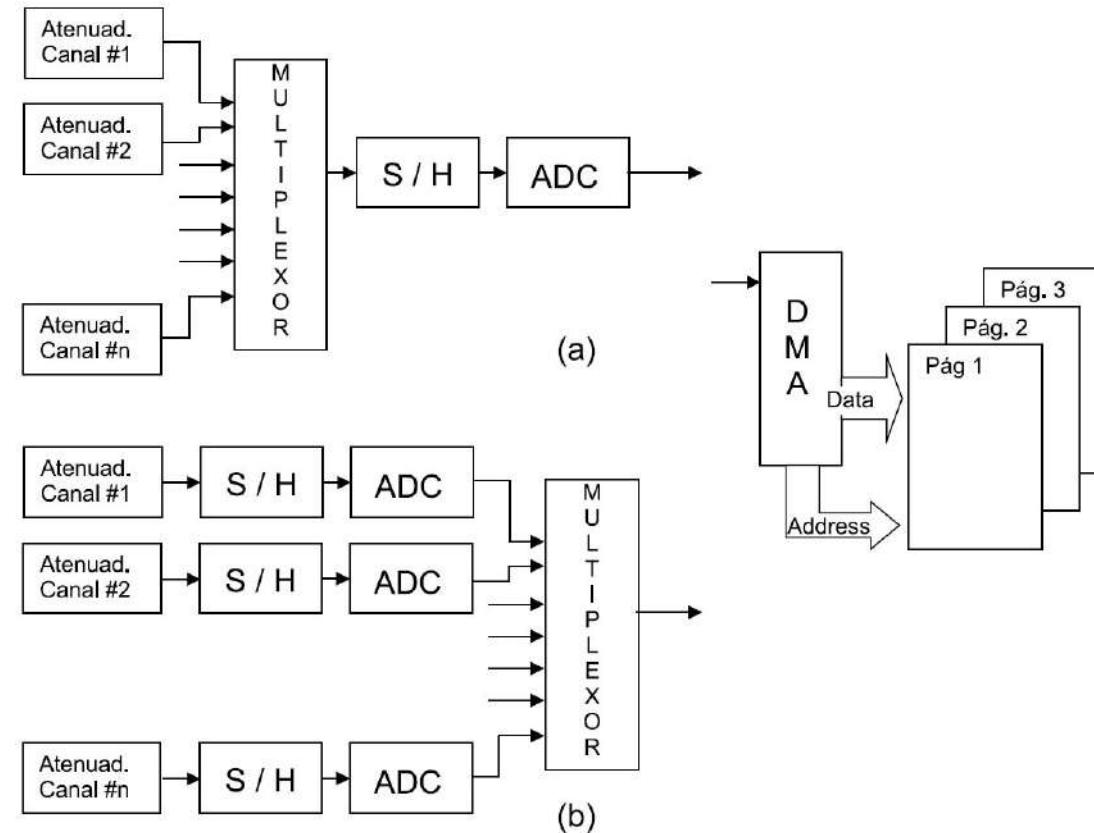
1. Duplicar **todos los bloques de entrada y conversión**

- Multiplex digital
- Mayor costo
- Aptos para aplicaciones de **alta frecuencia**

2. Duplicar **sólo los atenuadores/amplificadores**, compartiendo desde al ADC en adelante

- Multiplex analógico
- Costo reducido
- Apto para **frecuencias bajas y medias**

Adquisición de datos



Multiplex de canales: (a) analógico, (b) digital

Sincronismo y base de tiempos

- Ajuste de captura de eventos (**muestreo**), según **entradas de reloj internas o externas**
- Adecúa el **intervalo de muestreo óptimo para cada aplicación**
- Puede utilizarse en modo **coherente (real)** o **no coherente (equivalente)**, como se verá luego
- **Sincronismo interno:** frecuencias de muestreo óptimas para cada señal (“**base de tiempo**”). Intervalos de muestreo desde 1 ns a 100 ms/muestra en secuencias de 1, 2, 4, pudiendo variarse continuamente con resolución de 1 ns por muestra mediante PLLs
- **Sincronismo externo:** puede programarse por **pendiente, nivel o variaciones aleatorias** de una señal externa
- Actualmente se cuenta con un **control adaptativo** de velocidad de muestreo. La exploración de la base de tiempos se inicia en frecuencias bajas o medias según el rango de la señal de entrada, comutando a frecuencias elevadas de muestreo cuando se detectan componentes de alta frecuencia en la señal, permitiendo ahorrar espacio de la memoria de adquisición
- **Inicio de la adquisición:** depende la **señal de disparo**, con opciones específicas (nivel, pendiente, y muchas nuevas) que se verán más adelante.

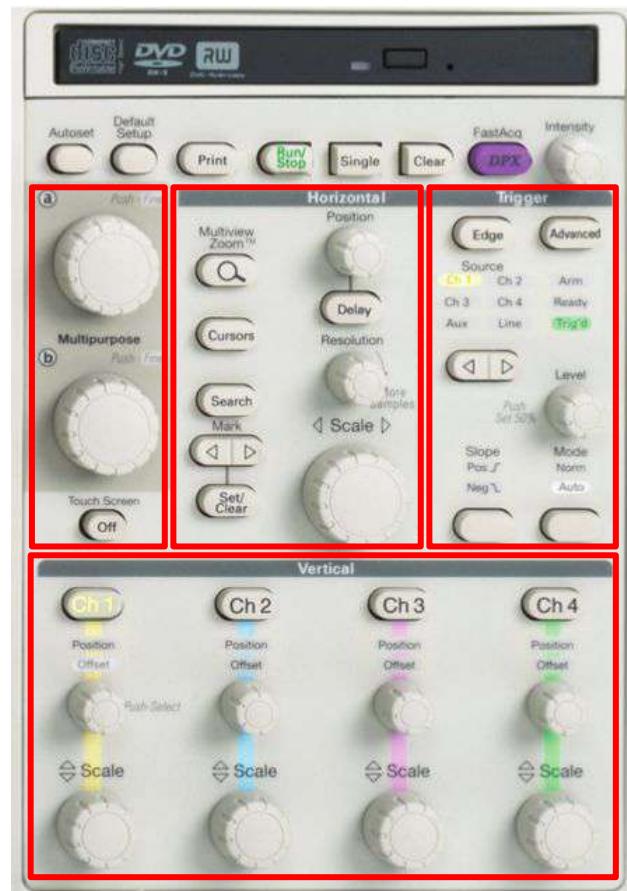
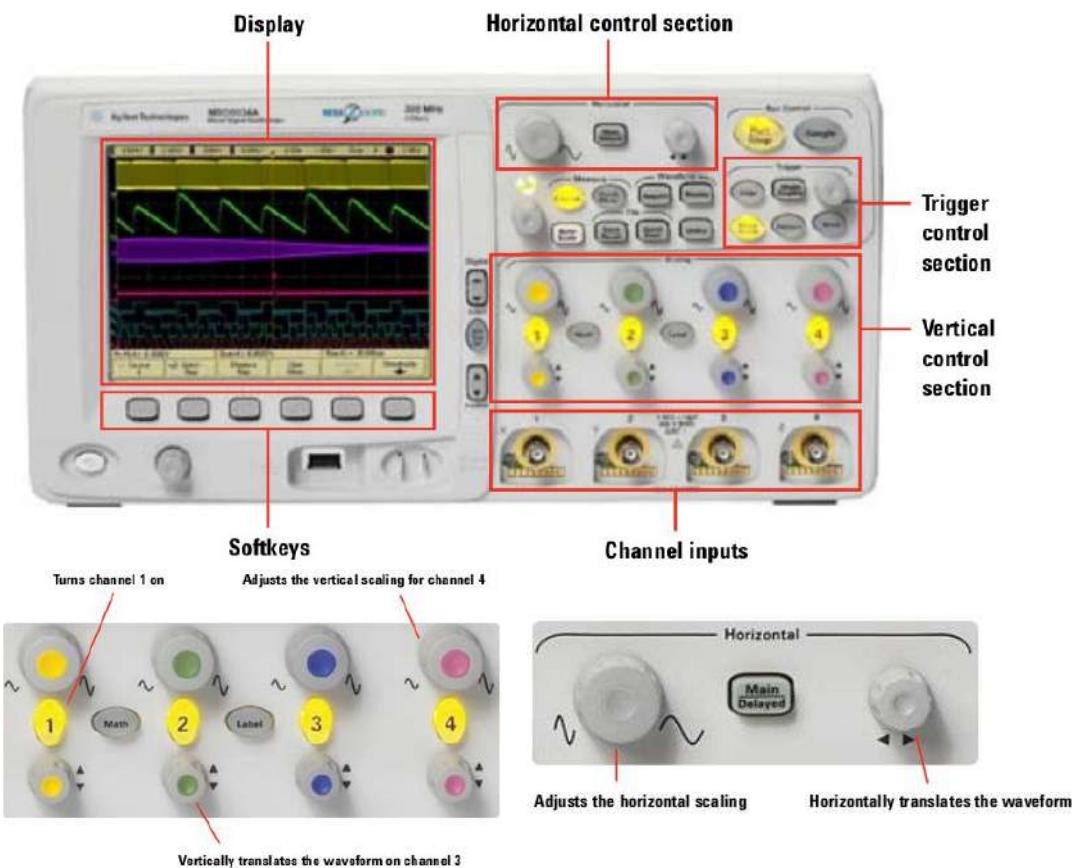
4. Sistemas y controles del OAD

Controles

- **De entrada:** asociados a la ADQUISICIÓN de la señal, 1/2/4 entradas analógicas. Acoplamiento DC/AC/GND, canal ON/OFF, Zin, tipo de muestreo (real/equivalente)
- **Vertical:** atenuación/amplificación, offset
- **Horizontal:** base de tiempo (NO modo XY!)
- **Disparo (Trigger):** repetitivo / single
- **Display:** relativos a presentación
- **Soft-keys:** navegación por menús, múltiple propósito

a) De entrada

- **Terminación:** $50\ \Omega$ / $1m\Omega$
- **Acoplamiento:** interfaz circuito/instrumento. DC (señal completa), AC (centrada en 0V, cuando cuando la relación AC/DC es muy pequeña), GND (ajuste, **con auto-trigger**)
- **Límite AB:** reduce RUIDO, mostrando señal más limpia. **PUEDE ELIMINAR COMPONENTES!**
- **Mejora de AB:** ecualización mediante DSP. Aumenta AB, aplana respuesta en frec., mejora linealidad de fase, y apareamiento de canales. **Empeora tr y respuesta al escalón**



3. Sistemas y controles del OAD

b) Control vertical

- **Amplificación y offset verticales:** V/div, y unidades de offset referidas a la escala anterior

c) Controles horizontales

- Base de tiempo y posición, modo XY, tasa de muestreo, resolución, posición del trigger, zoom

- **Adquisición:** “cómo se producen los puntos del display a partir de los puntos muestreados”

Puntos de muestra: directos del ADC, cada T_s tiempo (*periodo o intervalo de muestra*)

Puntos de onda: almacenados en la **memoria de pantalla**, cada *periodo o intervalo de onda*

El periodo de muestra puede ó no ser igual al periodo de onda → MODOS DE ADQUISICIÓN

- **Longitud (o profundidad) del registro de tiempo (Time Register, TR)**

Modos de Adquisición en el OAD - relación entre memorias de datos y de pantalla

- **Sample mode:** el más simple, guarda un punto de muestra por cada intervalo de onda
- **Peak-detect mode:** guarda los puntos de muestra MIN y MAX en dos periodos de onda, y los muestra en pantalla. El ADC muestrea SIEMPRE a velocidad máxima, aunque la base de tiempo sea lenta. **Útil para capturar GLITCHES/cambios rápidos, pulsos cortos muy espaciados**
- **Hi-res mode:** se PROMEDIAN todas las muestras tomadas en un intervalo de onda para producir un punto de onda. **Disminuye ruido y mejora resolución en señales lentas, y se puede utilizar aún en eventos de disparo único**
- **Modo de envolvente:** similar a peak-detect, pero **combina los max/min de múltiples barridos**
- **Modo promedio:** se obtiene el promedio de **múltiples barridos en sample mode**. Así, se reduce el ruido sin perder ancho de banda
- **Modo waveform database:** el OAD acumula una base de datos en 3D con **amplitud, tiempo y cuentas (DPO)**

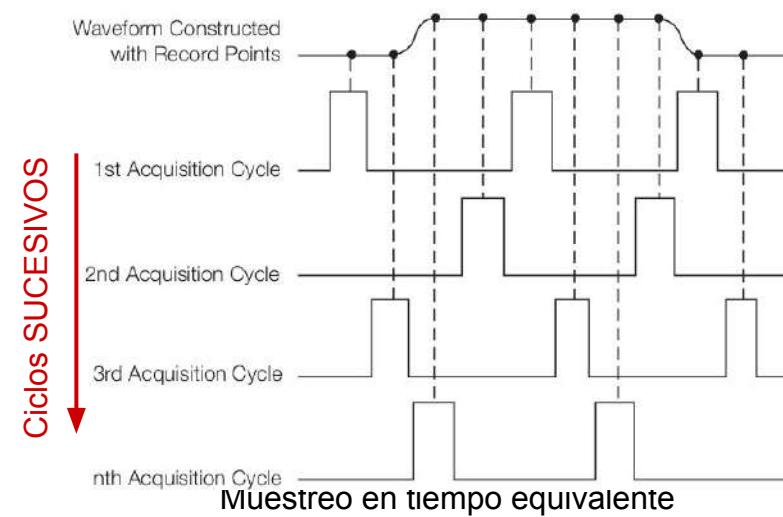
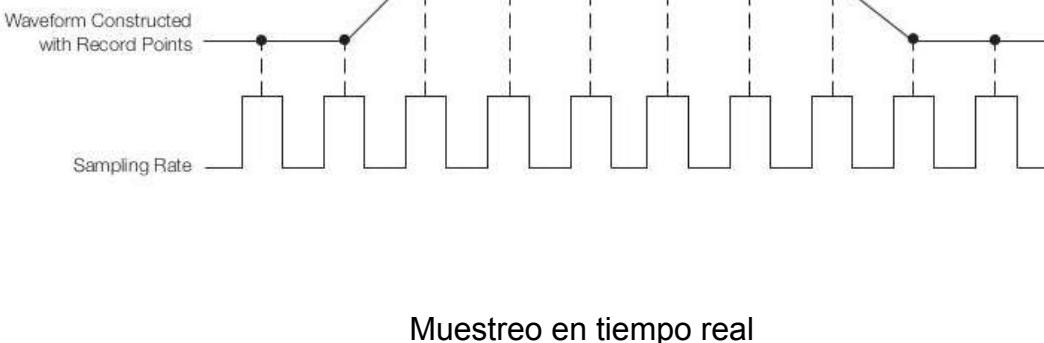
Modos de adquisición - Tipos de muestreo en el OAD

Inicio/fin de adquisición

A fin de acumular formas de onda para luego obtener envolvente/promedio, etc, podemos:

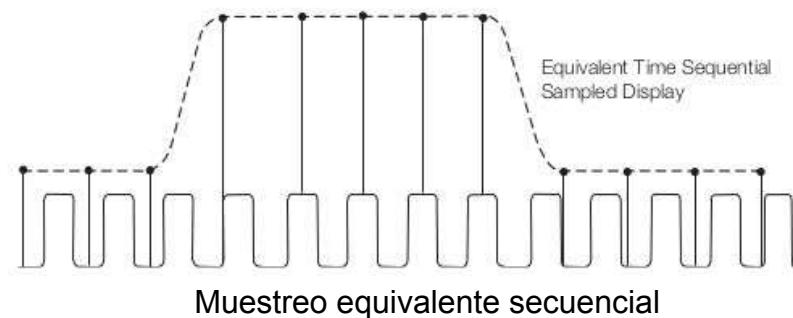
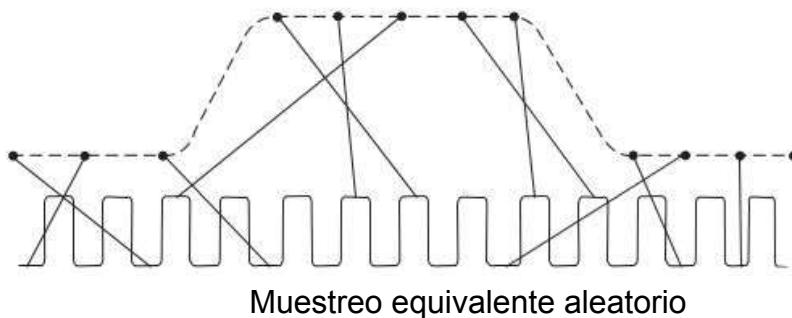
- Iniciar/finalizar la adquisición manualmente
- Programar el fin luego de un # de barridos

Muestreos en tiempo real (coherente) y en tiempo equivalente (no coherente)



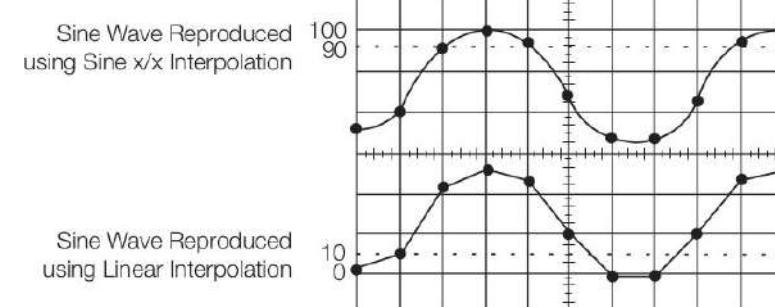
Tipos de muestreo en el OAD

Muestreo en tiempo equivalente (no coherente): secuencial y aleatorio



Tipos de INTERPOLACION entre puntos

- $\sin(x)/x$: para señales de variación continua, tales como las sinusoidales
- **Lineal**: señales con flancos abruptos, tales como las cuadradas/rectangulares/pulsos



Tipos de Muestreo en el OAD

Muestreo en tiempo real

- Es el único modo de capturar **señales muy rápidas, de disparo único, o transitorias** con un OAD
- Las especificaciones fundamentales son *sample rate* (para evitar alias), y el tamaño de la memoria de datos (*record length*)

Muestreo en tiempo equivalente

- **Construye una imagen de una señal repetitiva capturando una parte de información en cada repetición**
- Existen dos tipos: **aleatorio y secuencial**.

Muestreo equivalente aleatorio

- Utiliza un clock interno, asíncrono a la señal y el trigger. Si bien las muestras son secuenciales en el tiempo, son **aleatorias respecto al trigger**, por lo que se deben ordenar previamente
- **Su principal ventaja es poder mostrar la señal antes del punto de trigger**
- Se puede lograr más BW que en el secuencial, pero se puede dar el caso de que capture menos de una vez por trigger

Muestreo equivalente secuencial

- **Adquiere siempre una muestra por disparo**, luego de un retardo Δt que se va incrementando hasta cumplir un periodo completo de la señal.
- **Su principal ventaja es poder medir tiempos muy precisos**

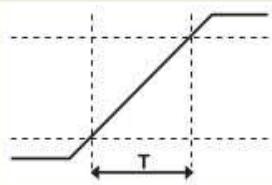
Sistema y controles de disparo (trigger)

El disparo permite observar estáticamente señales repetitivas, o capturar eventos únicos

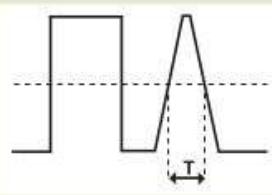
- **Disparo por flanco:** el más común en osciloscopios analógicos y digitales
- **Calificado por amplitud (nivel)**
- **Calificado por tiempo:** ancho de pulso, glitches, slew rate, setup+hold, time-out
 - “Glitch triggering”: eventos o pulsos **mayores o menores que cierto tiempo**
- **Según un patrón lógico** (en MSOs)
- **Pattern lock trigger:** detecta ciertas secuencias seriales de estados
- **Serial pattern trigger:** provee recuperación de clock, identifica transiciones, y busca un patrón serial
- **A&B trigger:** permite combinar dos eventos de trigger A y B, y la condición de *reset* (tiempo, estado, transición)
- **Search&scan:** permite buscar *múltiples* eventos, por ej. buscar violaciones de tiempo de hold en múltiples canales
- **Trigger correction:** permite compensar retardos entre los caminos de trigger y de datos, eliminando el jitter de disparo en la pantalla

Actividad: relacione estos tipos de trigger con el diagrama de la filmña 12.

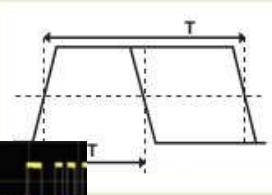
Osciloscopo de



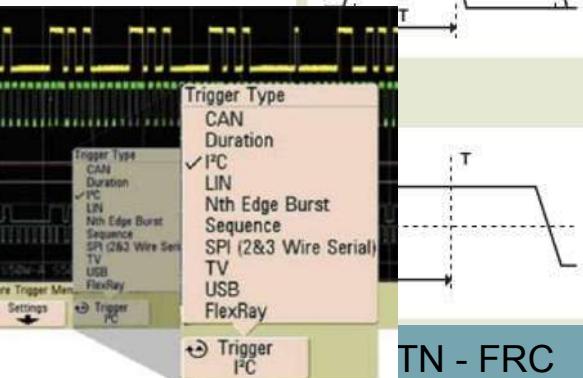
Slew Rate Triggering. High frequency signals with slew rates faster than expected or needed can radiate troublesome energy. Slew rate triggering surpasses conventional edge triggering by adding the element of time and allowing you to selectively trigger on fast or slow edges.



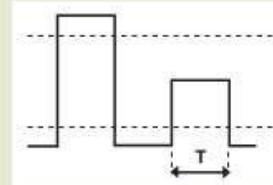
Glitch Triggering. Glitch triggering allows you to trigger on digital pulses when they are shorter or longer than a user-defined time limit. This trigger control enables you to examine the causes of even rare glitches and their effects on other signals.



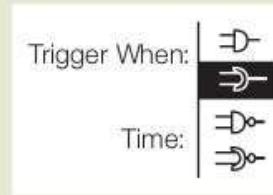
Pulse Width Triggering. Using pulse width triggering, you can monitor a signal indefinitely and trigger on the first occurrence of a pulse whose duration (pulse width) is outside the allowable limits.



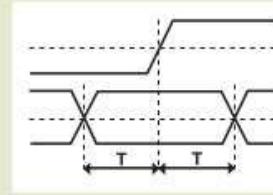
Time-out Triggering. Time-out triggering lets you trigger on an event without waiting for the trigger pulse to end, by triggering based on a specified time lapse.



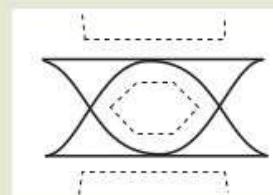
Runt Pulse Triggering. Runt triggering allows you to capture and examine pulses that cross one logic threshold, but not both.



Logic Triggering. Logic triggering allows you to trigger on any logical combination of available input channels – especially useful in verifying the operation of digital logic.



Setup-and-Hold Triggering. Only setup-andhold triggering lets you deterministically trap a single violation of setup-and-hold time that would almost certainly be missed by using other trigger modes. This trigger mode makes it easy to capture specific signal quality and timing details when a synchronous data signal fails to meet setup-and-hold specifications.



Communication Triggering. Optionally available on certain oscilloscope models, these trigger modes address the need to acquire a wide variety of Alternate-Mark Inversion (AMI), Code-Mark Inversion (CMI), and Non-Return to Zero (NRZ) communication signals.

Sistema y controles de disparo (trigger)

Posición del disparo

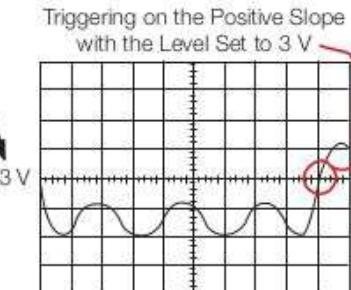
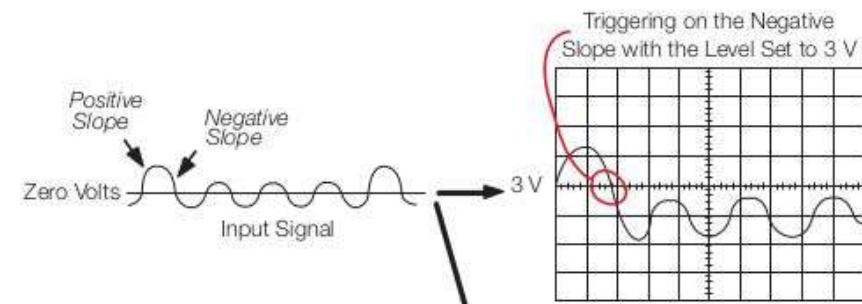
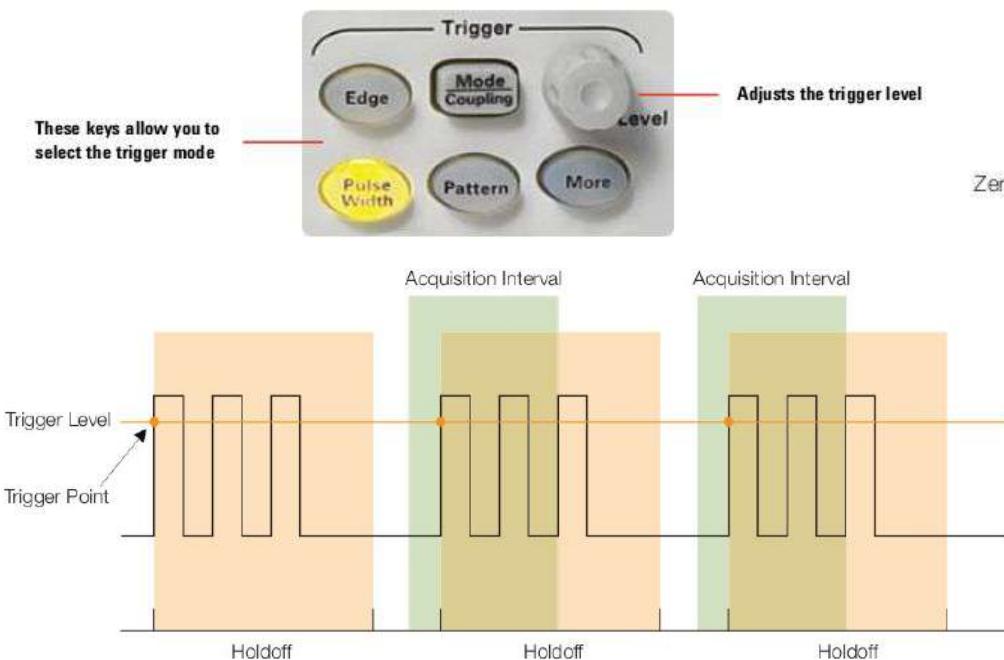
- **Sólo disponible en OADs (en forma directa).** Suele encontrarse en el menú horizontal. Permite realizar *pre-trigger* y *post-trigger*, pro ej, para encontrar la causa de un evento
- **Los OAD pueden hacer pre-trigger ya que la señal de entrada se adquiere constantemente, ya sea que se haya recibido un trigger o no.** El osciloscopio recibe así una corriente continua de datos, mientras que el trigger simplemente le dice al OAD si muestra esta información o no y cómo lo hace. Los osciloscopios analógicos, en tanto, sólo adquieren la señal si se encuentra un trigger, por lo que sólo se puede hacer pre-trigger en forma limitada mediante *líneas de retardo*

Nivel, pendiente, fuente, modo, acoplamiento

- *Nivel* y *pendiente* son los ajustes básicos que definen el punto específico de trigger. La **señal de trigger** puede ser la misma señal mostrada u otras fuentes:
 - Otro canal de entrada
 - Otra fuente externa
 - La señal de línea de CA
 - Una señal definida internamente en base a uno o más canales
- Los *modos* comunes son **normal y auto**
 - **Normal:** sólo se barre si se detecta el trigger. Caso contrario, en el OA **no se muestra nada** y en el OAD **se congela la última imagen**. Puede ser algo confuso de interpretar
 - **Auto:** el OAD **barre aún sin trigger**. Requiere menor ajuste y es más intuitivo

Sistema y controles de disparo (trigger)

- **Acoplamiento:** AC/DC (al igual que el sistema vertical). HF REJ, LF REJ, NOISE REJ
- **Trigger Holdoff:** permite posicionarse en distintas zonas de una señal compleja, **ajustando un periodo de tiempo** luego de un trigger durante el cual no se detectan nuevos triggers



Especificaciones del OAD

Ancho de banda BW : determina la capacidad del OAD para mostrar la señal en forma precisa al aumentar la frecuencia. **Se determina como la frecuencia a la cual una señal senoidal de entrada se muestra atenuada al 70.7% o -3 dB.** Los efectos concretos son: **distorsión de amplitud, mala calidad de flancos, pérdida de los cambios rápidos y detalles.** La regla es: $BW_{OAD} = 5 \times f_{MAX \text{ señal}}$. Esto se puede mejorar en algunos casos mediante DSP que aplana la respuesta en amplitud, mejora la linealidad de fase, y aparea mejor los canales.

Tiempo de subida tr : especialmente importante para señales digitales. Se relaciona con el BW como $BW = K / tr$ ($0,35 < K < 0,45$. $K=0,35$ para $BW < 1GHz$, $K=0,45$ para $BW > 1 GHz$)

Tasa de muestreo (Sample Rate) f_s : la máxima tasa determina la mejor resolución horizontal de la señal, y su capacidad de detectar eventos cortos. La mínima tasa puede limitar la mínima frecuencia de señal observada. Típicamente, la tasa varía automáticamente al cambiar la base de tiempo para obtener un # de puntos cte en la pantalla.

Según Nyquist, para señales continuas y memoria infinita, $f_s \geq 2.f_{max}$. En la práctica, esto se ve afectado por el método de interpolación:

- Interpolación $\sin(x)/x$: $f_s \geq 2,4 f_{max}$
- Interpolación lineal: $f_s \geq 10 f_{max}$



Efectos del BW



Efectos del rise time

Efectos de f_s

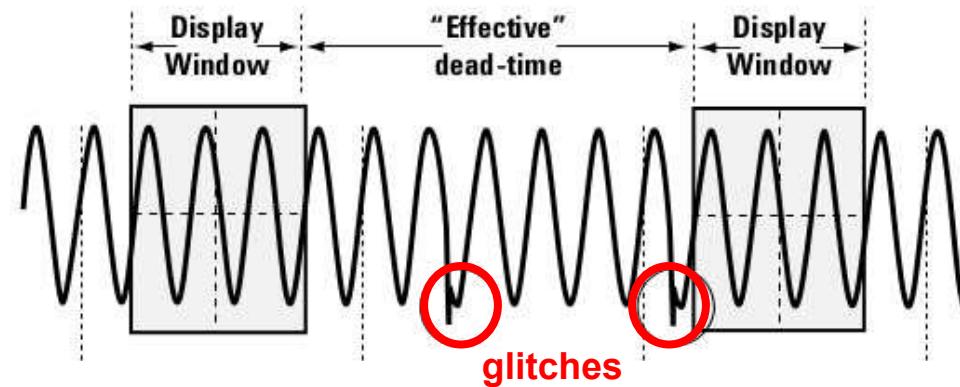
t_r y anchos de banda típicos de familias lógicas

Logic Family	Typical Signal Rise Time	Calculated Signal Bandwidth
TTL	2 ns	175 MHz
CMOS	1.5 ns	230 MHz
GTL	1 ns	350 MHz
LVDS	400 ps	875 MHz
ECL	100 ps	3.5 GHz
GaAs	40 ps	8.75 GHz

Especificaciones del OAD

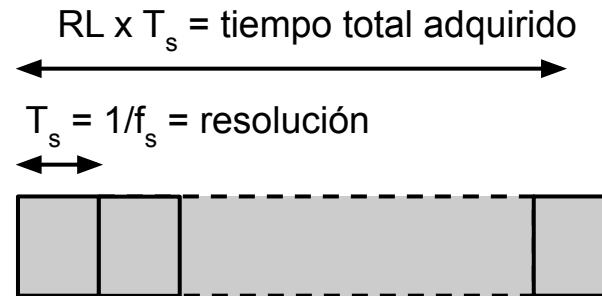
Waveform capture rate o update rate: indica la tasa de actualización de la “forma de onda” (display). Va entre 10-5000 wfms/s para DSOs (mejor aún con modo “memoria profunda”) a millones de wfms/s en DPOs.

En realidad, existe un **tiempo muerto** entre adquisiciones de formas de onda, durante el cual no se muestra la forma de onda, **que se reduce al aumentar el update rate**.



Especificaciones del OAD

Profundidad de memoria (memory depth o record length RL): representa el #puntos que se puede disponer de cada canal en una captura. **Para $RL=cte$, la duración en tiempo de la forma de onda es inversamente proporcional a la tasa de muestreo.** En muchos OADs es un parámetro ajustable.



Otras especificaciones: opciones disponibles de trigger, #bits efectivos (#bits ADC - efectos de ruido y distorsión), respuesta en frecuencia (fidelidad al pulso con mínimo sobreimpulso y oscilación), sensibilidad vertical (~1mV/div, depende del amplif. de entrada), velocidad de barrido (sec/div), exactitud % de ganancia, exactitud % horizontal, resolución vertical (ADC), timing resolution (MSO), opciones de conectividad (GPIB, RS-232, USB, Ethernet), SO utilizado y post-procesamiento/documentación (OADs de alto desempeño)

Bibliografía

Notas de clase Profs. J. Fernández, S. Rabinovich y J.Zozaya

Oscilloscope Fundamentals, Agilent Application Note 1606, 2008

XYZs of Oscilloscopes, Tektronix Primer, 2016

Analizador de espectro de barrido: aplicaciones

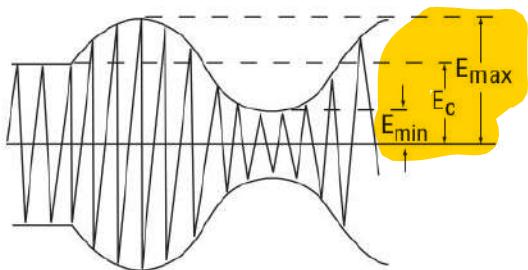
Carlos A. Zerbini

Cátedra Medidas Electrónicas 2

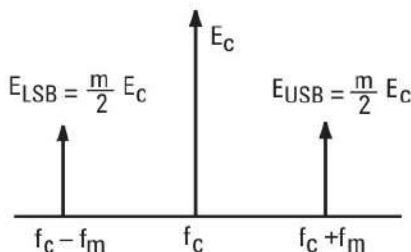
Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Córdoba

Año lectivo 2018

Mediciones de modulación en AM



(a)



(b)

and, since $E_{\text{USB}} = E_{\text{LSB}} = E_{\text{SB}}$, then:

$$m = \frac{2E_{\text{SB}}}{E_c}$$

Calculo en el dominio de la frecuencia

$$m = \frac{E_{\max} - E_c}{E_c}$$

Since the modulation is symmetrical,

$$E_{\max} - E_c = E_c - E_{\min}$$

and

$$\frac{E_{\max} + E_{\min}}{2} = E_c$$

From this, it is easy to show that:

$$m = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}}$$

Calculo en el dominio del tiempo

$$E_{\max} = E_c + E_{\text{USB}} + E_{\text{LSB}}$$

Relacion tiempo-Frecuencia

$$m = \frac{E_{\max} - E_c}{E_c} = \frac{E_{\text{USB}} + E_{\text{LSB}}}{E_c}$$

Si $m=100\%$:

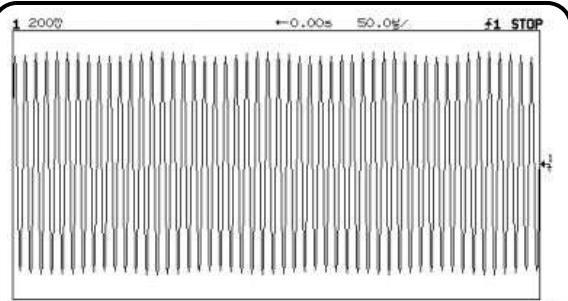
$$\frac{E_{\text{USB}}}{E_c} = \frac{E_{\text{LSB}}}{E_c} = 0,5$$

0,5 E_c = -6 dB

- Each sideband will be 6 dB less than the carrier, or one-fourth the power of the carrier.

- Since the carrier component does not change with amplitude modulation, the total power in the 100% modulated wave is 50% higher than in the unmodulated carrier

Presentaciones en tiempo y frecuencia, según índice de modulación

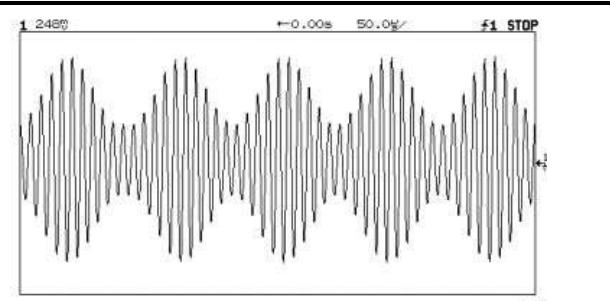


(a)

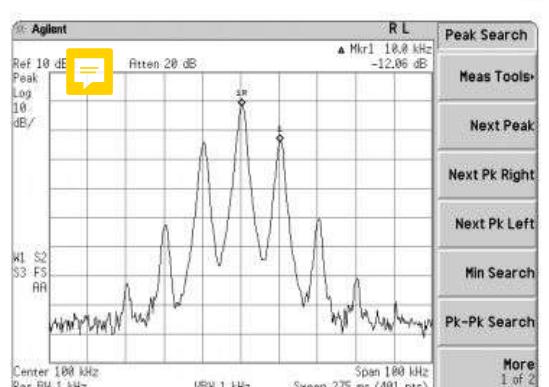


(b)

Figure 3. Time (a) and frequency (b) domain views of low level (2%) AM.

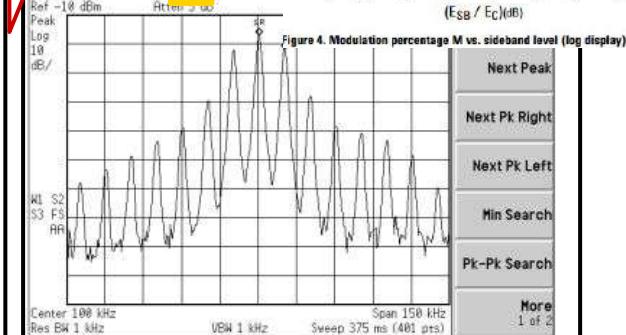
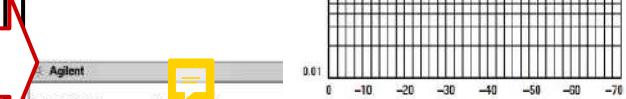
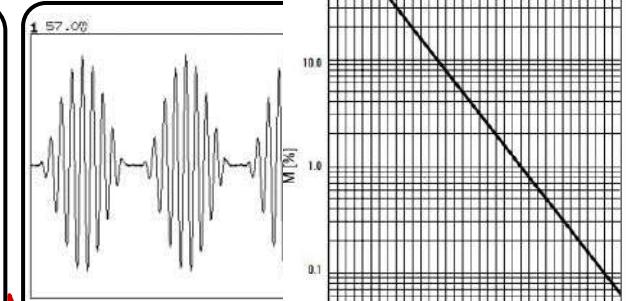


(a)



(b)

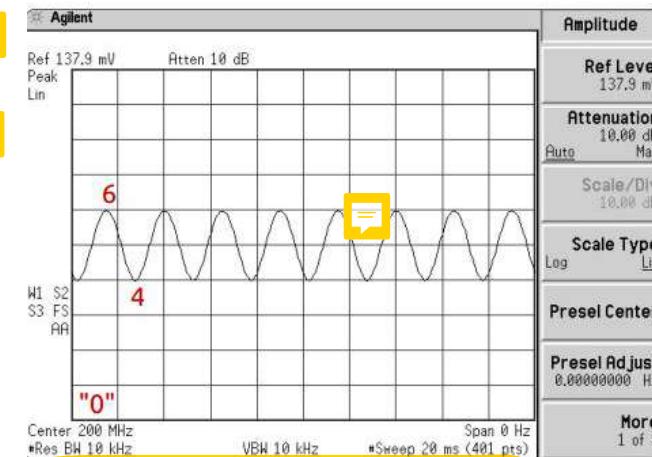
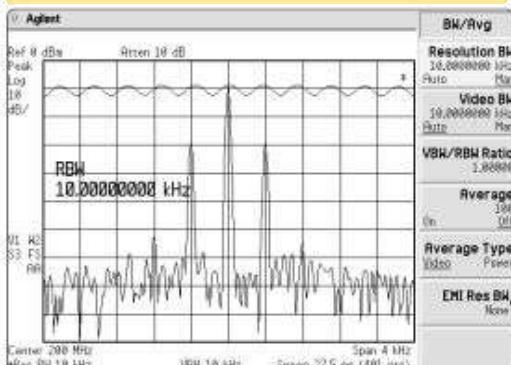
The minimum peak-to-peak value is one third the maximum peak-to-peak value, so $m = 0.5$ and $m = 50\%$. Figure 5b shows the same waveform measured in the frequency domain. Since the carrier and sidebands differ by 12 dB, $m = 50\%$



(b)

Figure 6. (a) An overmodulated 60 MHz signal in the time domain,
(b) The frequency domain display of the signal

Mediciones con SPAN = 0



The frequency of the modulating signal can be determined from the calibrated sweep time of the analyzer. In figure 9 we see that 4 cycles cover exactly 5 divisions of the display. With a total sweep time of 20 msec, the four cycles occur over an interval of 10 msec. The period of the signal is then 2.5 msec, and the frequency is 400 Hz.

Figure 8. Moving the signal up and down on the screen does not change the absolute difference between E_{max} and E_{min} , only the number of display divisions between them due to the change of display scaling

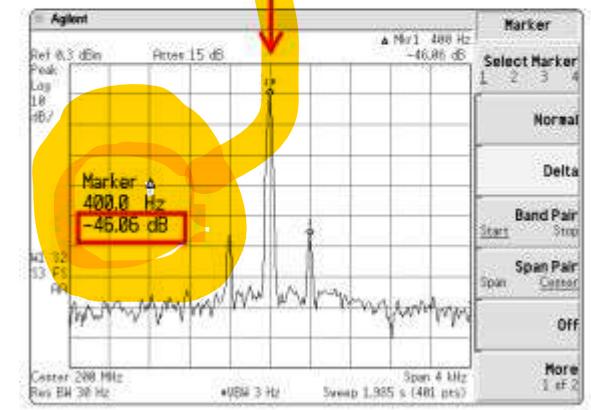
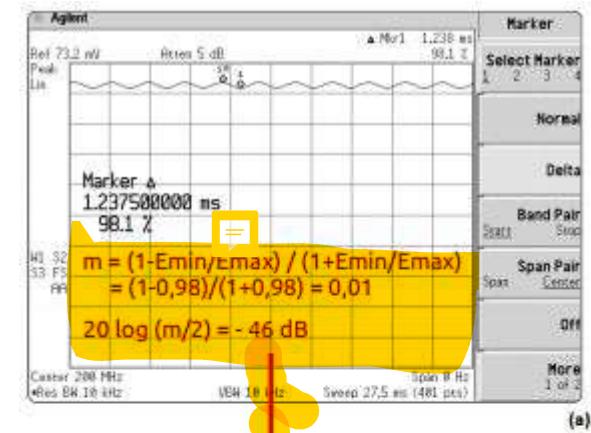
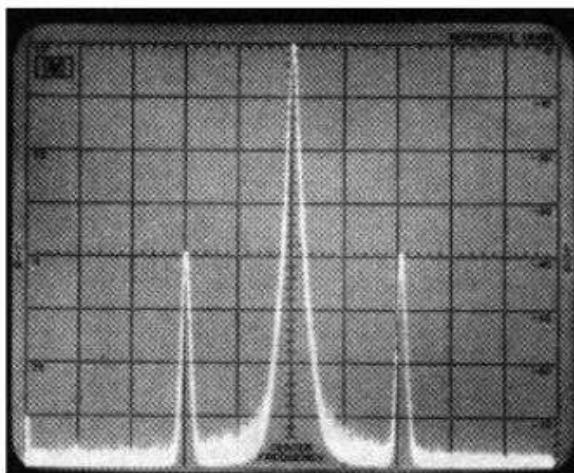


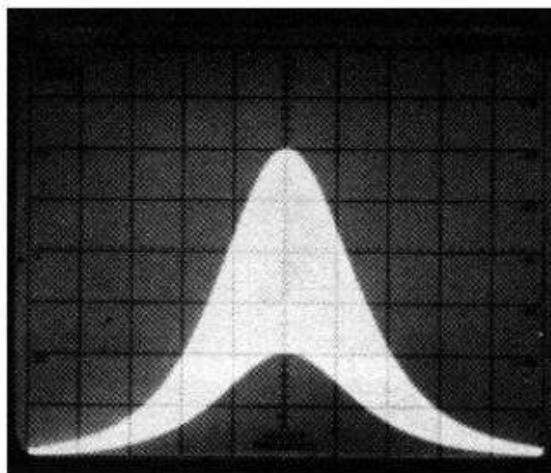
Figure 11. (a) Using markers to measure percent AM works well even at low modulation levels. Percent AM computed from ratio in A agrees with values determined from carrier/sideband ratio in (b)

Mediciones de AM, desde el dominio de la frecuencia al dominio del tiempo



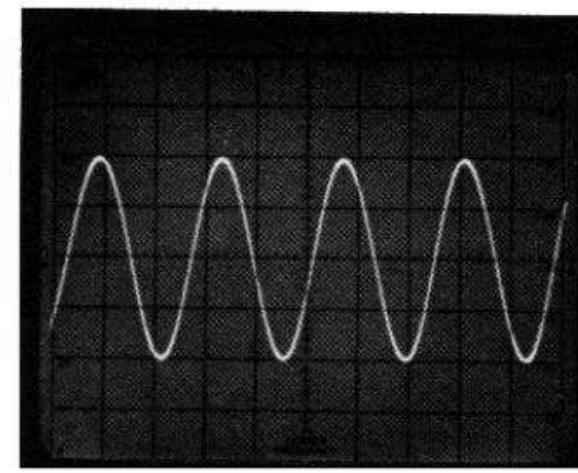
RES BW 3 kHz
LOG SCALE 10 dB/
FREQUENCY 1.067 GHz,
FREQ SPAN/DIV 50 kHz

frecuencia



RES BW 1 MHz,
LOG SCALE 10 dB/
FREQUENCY 1.067 GHz,
FREQ SPAN/DIV 50 kHz

tiempo y frecuencia



RES BW 1 MHz,
LOG SCALE 10 dB/
FREQUENCY 0.550, GHz
FREQ SPAN/DIV 0 kHz

tiempo

Mediciones de modulación en FM

$$e = A \cos(\omega t + \phi)$$



Frequency modulation. The instantaneous frequency deviation of the modulated carrier with respect to the frequency of the unmodulated carrier is directly proportional to the instantaneous amplitude of the modulating signal.

Phase modulation. The instantaneous phase deviation of the modulated carrier with respect to the phase of the unmodulated carrier is directly proportional to the instantaneous amplitude of the modulating signal.

For angle modulation, there is no specific limit to the degree of modulation; there is no equivalent of 100% in AM. Modulation index is expressed as:

$$\beta = \Delta f_p / f_m = \Delta \phi_p$$



where

β = modulation index,

Δf_p = peak frequency deviation, (Proporcional a Am)

f_m = frequency of the modulating signal, and

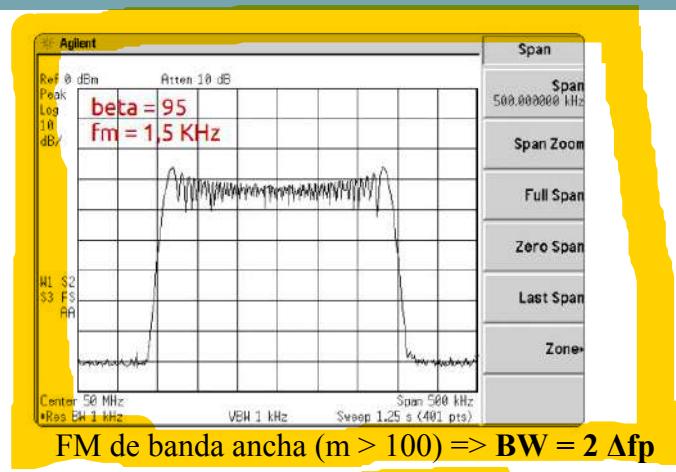
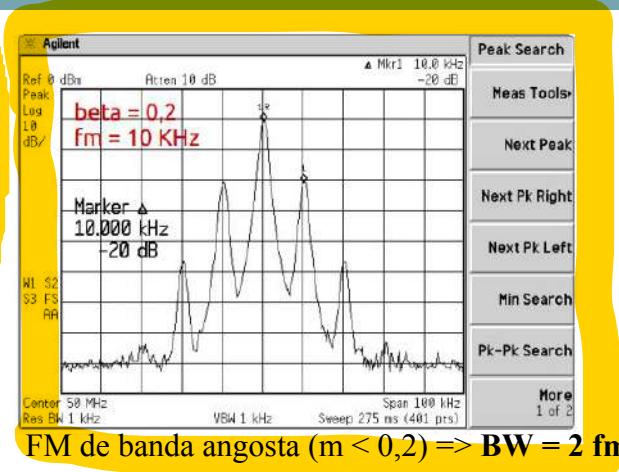
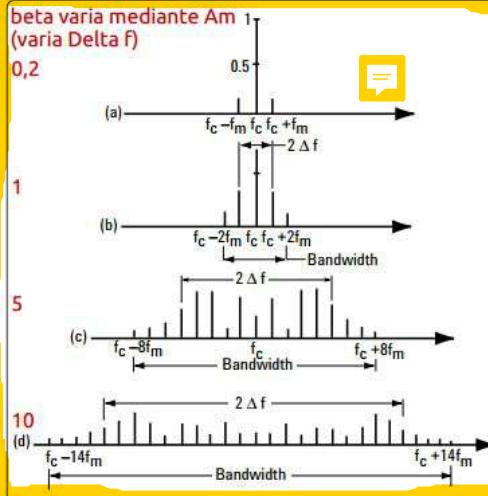
$\Delta \phi_p$ = peak phase deviation in radians.

- the angle modulation index is really a function of phase deviation, even in the FM case.

- In each case, the modulated property of the carrier, frequency or phase, deviates in proportion to the instantaneous amplitude of the modulating signal, regardless of the rate at which the amplitude changes. However, the frequency of the modulating signal is important in FM and is included in the expression for the modulating index

- The spectral components (including the carrier component) change their amplitudes when β is varied

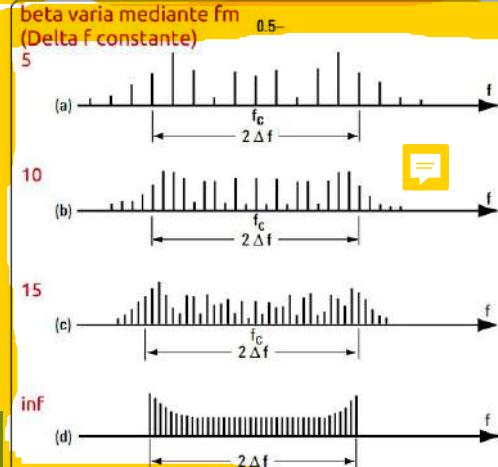
- In practice, the spectrum of an FM signal is not infinite. Significant sidebands are those sidebands that have a voltage at least 1 percent (-40 dB) of the voltage of the unmodulated carrier for any β between 0 and maximum.



We can calculate the necessary bandwidth B using the approximation:

$$B = 2 \Delta f_{peak} + 2 f_m$$

$$B = 2 f_m (1 + \beta)$$



An FM broadcast station has a maximum frequency deviation (determined by the maximum amplitude of the modulating signal) of $\Delta f_{peak} = 75$ kHz. The highest modulation frequency f_m is 15 kHz. This combination yields a modulation index of $\beta = 5$, and the resulting signal has eight significant sideband pairs. Thus the required bandwidth can be calculated as $2 \times 8 \times 15$ kHz = 240 kHz. For modulation frequencies below 15 kHz (with the same amplitude assumed), the modulation index increases above 5 and the bandwidth eventually approaches $2 \Delta f_{peak} = 150$ kHz for very low modulation frequencies.

Calibración de Δf_{pico}

The spectrum analyzer is a very useful tool for measuring Δf_{peak} and β and for making fast and accurate adjustments of FM transmitters. It is also frequently used for calibrating frequency deviation Meters.

Method 1: A signal generator or transmitter is adjusted to a precise frequency deviation with the aid of a spectrum analyzer using one of the carrier zeros and selecting the appropriate modulating frequency.

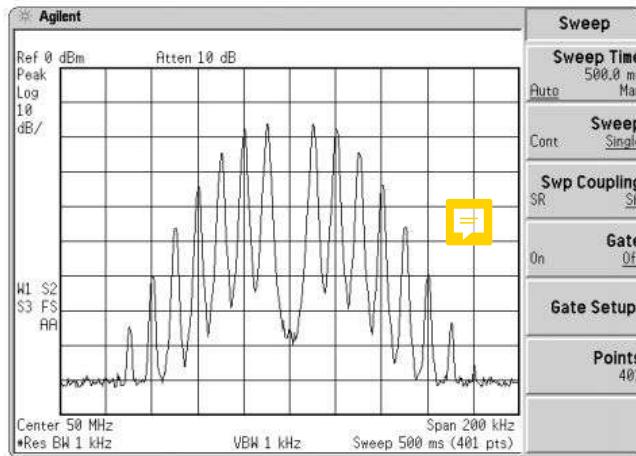
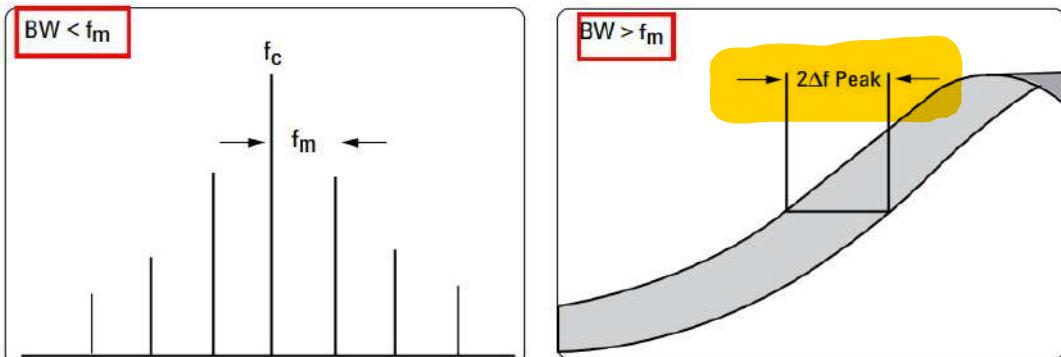


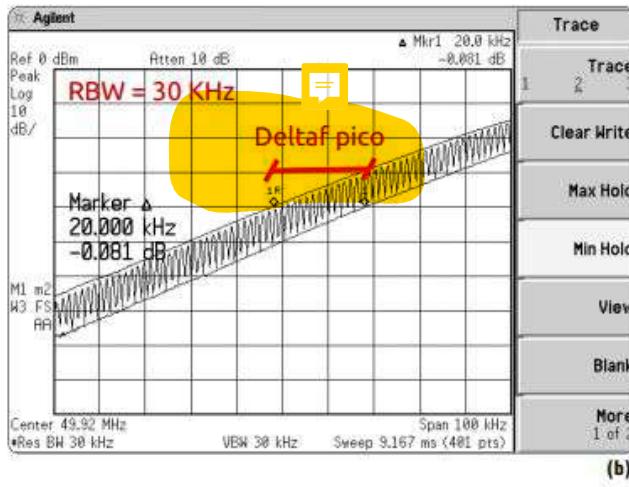
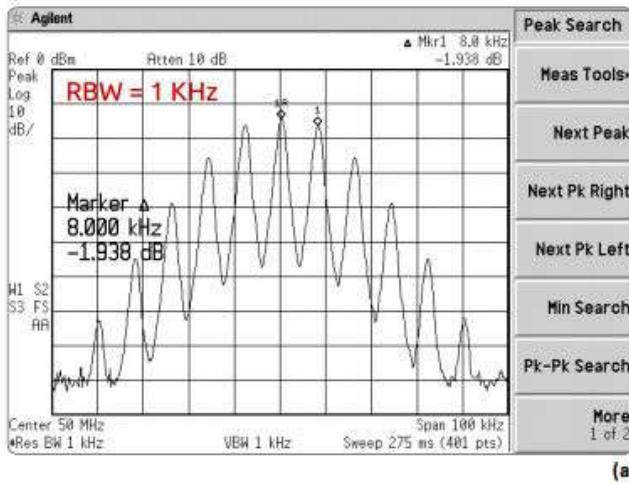
Figure 27. This spectrum of an FM signal at 50 MHz. The deviation has been adjusted for the first carrier null. The f_m is 10 kHz; therefore, $\Delta f_{\text{peak}} = 2.4 \times 10 \text{ kHz} = 24 \text{ kHz}$

If it is not possible or desirable to alter the modulation frequency to get a carrier or sideband null, there are other ways to obtain usable information about frequency deviation and modulation index:

Method 2: First, the sideband spacing of the modulated carrier is measured by using a sufficiently small RBW, to give the modulation frequency f_m .

Second, the peak frequency deviation Δf_{peak} is measured by selecting a convenient scan width and an **RBW wide enough to cover all significant sidebands**. Modulation index β can then be calculated easily.





Medición práctica siguiendo el método 2 de la filmina anterior

SPAN CERO

Metodo de detección de FM por flanco

It is possible to recover the modulating signal, even with analyzers that do not have a built-in FM demodulator. The analyzer is used as a manually tuned receiver (zero span) with a wide IF bandwidth. However, in contrast to AM, the signal is not tuned into the passband center but to one slope of the filter curve as illustrated in figure 32.

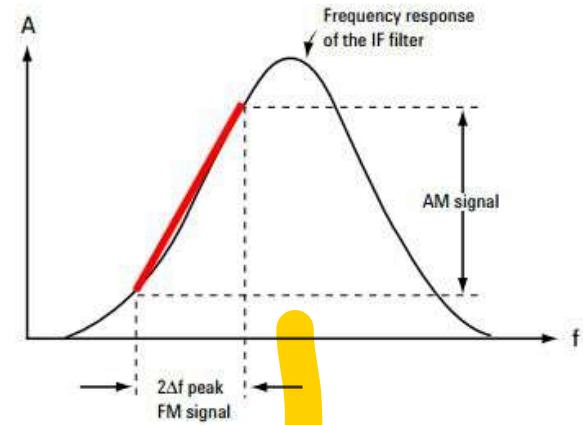
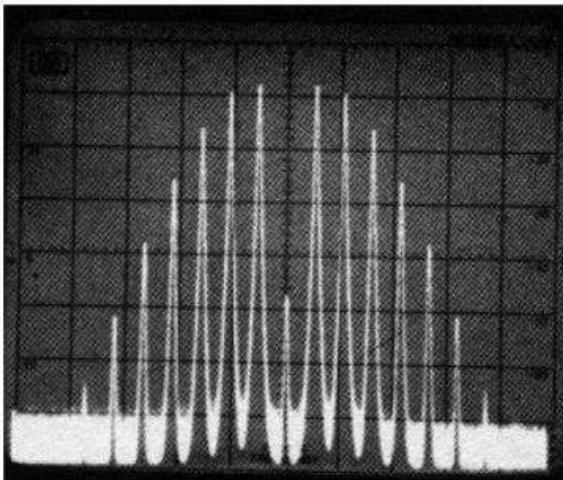


Figure 32. Slope detection of an FM signal

Here the frequency variations of the FM signal are converted into amplitude variations (FM to AM conversion). The resultant AM signal is then detected with the envelope detector. The detector output is



Mediciones de modulación en FM



RES BW 3 kHz

FREQUENCY 0.098 GHz,

FREQ SPAN/DIV 100 kHz

RES BW 300 kHz,

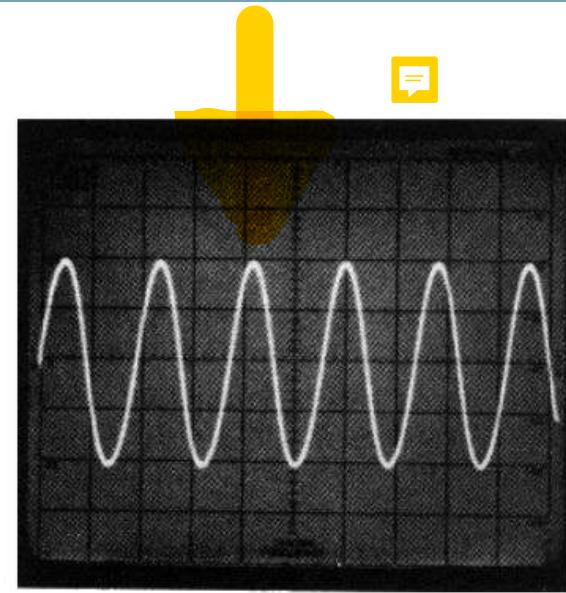
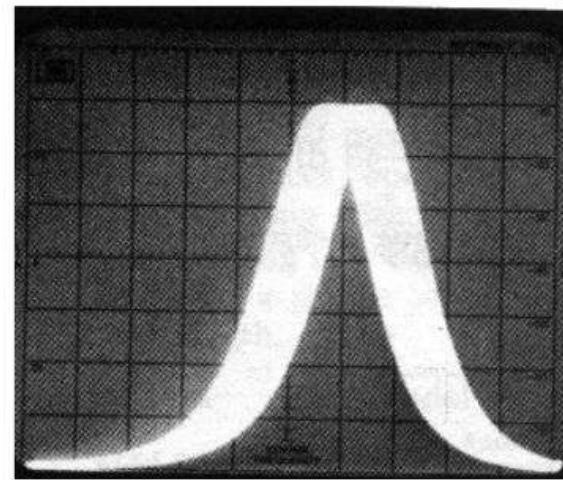
FREQUENCY 0.098 GHz,

FREQ SPAN/DIV 200 kHz

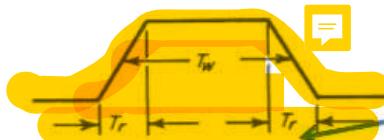
RES BW 300 kHz,

FREQUENCY 0.098 GHz,

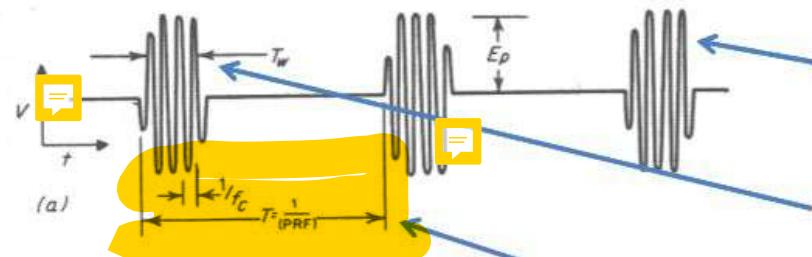
FREQ SPAN/DIV 0 kHz

Primer nulo => $m=2,4$ $F_m = 50 \text{ KHz} \Rightarrow \Delta f = 140 \text{ KHz}$ 

Mediciones de modulación en PRF



- SI EL T_r DISMINUYE Y NO LO HACE T_w LA FORMA DE LA ENVOLVENTE VARAIARA SIN VARIAR LA AMPLITUD O LA POSICIÓN DE LOS NULOS

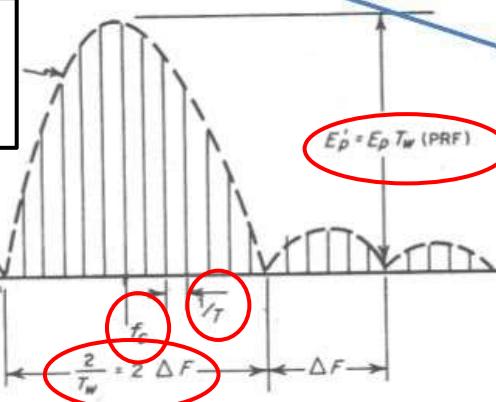


- SI f_c VARIA EL ESCPECTRO SE MANTIENE INVARIABLE PERO CON OTRA FRECUENCIA CENTRAL

- SI T_w AUMENTA LA AMPLITUD DE LA ENVOLVENTE AUMENTARA ACHICANDOSE LA DIMENSIONES EN FRECUENCIA

- SI T DISMINUYE (AUMENTA LA f_r DE PULSOS) LA FRECUENCIA DE ENVOLVENTE PERMANECERA INVARIABLE AUMENTANDO LA AMPLITUD Y ESPACIANDOSE LAS LINEAS ESPECTRALES

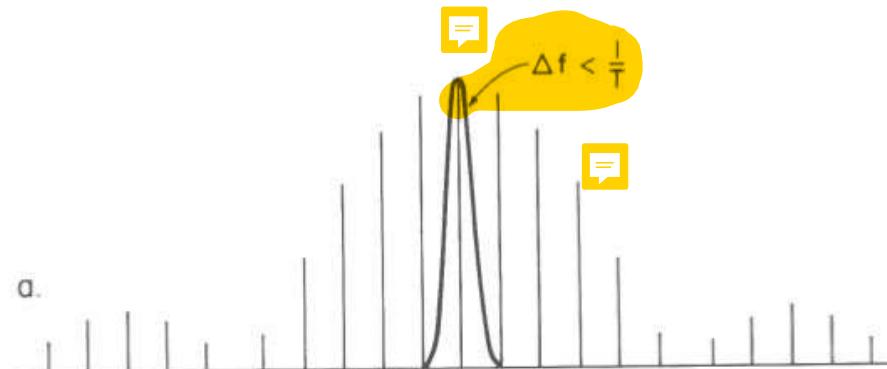
$$\frac{\sin(2\pi f T_w / 2) \cdot \sin(2\pi f T_r / 2)}{2\pi f T_w / 2 \quad 2\pi f T_r / 2}$$



Mediciones de modulación en PRF: línea espectral

En la pantalla se obtiene la verdadera característica de un espectro en el dominio de las frecuencias cuando:

1. El espacio entre líneas en la pantalla no varía cuando se altera el tiempo de barrido del analizador, en Div/seg. o ST.
2. La amplitud de cada línea en la pantalla no varía cuando varía el RBW. Por supuesto, que debe permanecer por debajo de la frecuencia de repetición de los pulsos para permanecer en el modo de línea espectral. Su altura puede variar si al variar RBW varia la ganancia del analizador, pero no lo hará la amplitud medida.



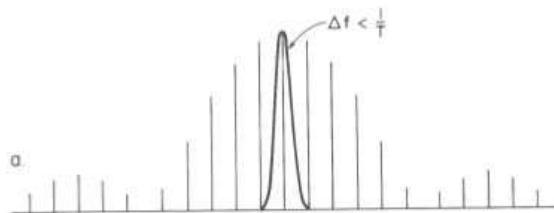
Mediciones de modulación en PRF: pulso o *intensidad espectral*

Es una presentación en el dominio del tiempo para los pulsos espectrales ya que cada pulso se produce cuando se produce un pulso de RF, y para la envolvente es una presentación en el dominio de las frecuencias.

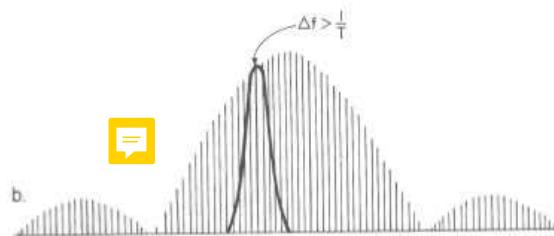
1. El espacio entre líneas de pulsos incrementa linealmente con la velocidad de barrido. Los pulsos espectrales se producen a la frecuencia de repetición de los pulsos (PRF) y se encuentran espaciados en tiempo real por $1/\text{PRF}$. La forma del espectro de la envolvente no varía con la velocidad de barrido.
2. El espacio entre las líneas impulsivas en la pantalla no varía cuando se modifica el ancho de la presentación (SPAN o Hz/Div). Tal como es de esperar varía horizontalmente el espectro de la envolvente.
3. Como la respuesta es exactamente como el ruido impulsivo, la amplitud de la envolvente, como se ha medido por sustitución de una onda continua, incrementa linealmente con una pendiente de 6 dB por octava a medida que el BWR incrementa. Este incremento de B persiste hasta que B se hace aproximadamente igual a la mitad del lóbulo principal, y de ahí en adelante no se producen más incrementos. En este punto, B ha recogido casi toda las componentes espectrales. La pantalla se encuentra ahora en el dominio del tiempo.



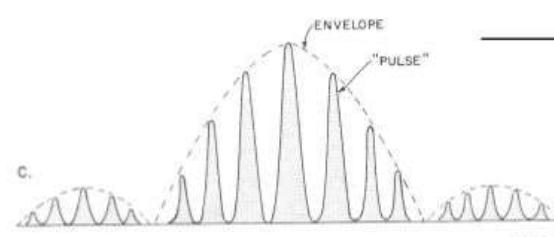
Mediciones de modulación en PRF: pulso o *intensidad espectral*



a). Espectro de líneas



b). Ancho de banda que contiene varias líneas espectrales



c). A) y b) son promediados cuando se hace presente el pulso graficando la “intensidad espectral”

$$BWR = \frac{prf}{10}$$

Criterio límite para línea espectral

Line Spectrum Desensitization Factor

$$\alpha_L = 20 \log_{10}(\tau/T) = 20 \log_{10}(\text{duty cycle})$$

Pulse spectrum Desensitization Factor

$$\alpha_p = 20 \log(\tau \cdot B_{imp}) = 20 \log(\tau \cdot K \cdot RBW)$$

$$\frac{\text{respuesta espectral por pulsos}}{\text{respuesta espectral por líneas}} = \frac{IB}{prf}$$

Bibliografía

Spectrum analysis: Amplitude and frequency modulation. Agilent Technologies AN 150-1, 2001.

Spectrum and signal analysis... Pulsed RF. Agilent Technologies AN 150-2, 2012.

Fundamentals of RF pulse analysis using spectrum analyzers. Agilent Technologies, 2004.

Electronic Measurements and Instrumentation. B. M. Oliver y J. M. Cage. McGRAW-HILL, 1971.

Analizador de Espectro de barrido. Apuntes de clase Prof. Jorge Zozaya. 

Análisis espectral. Apuntes de clase Prof. Salomon Rabinovich.

Analizador de Fourier / Analizador Dinámico de Señales

Carlos A. Zerbini

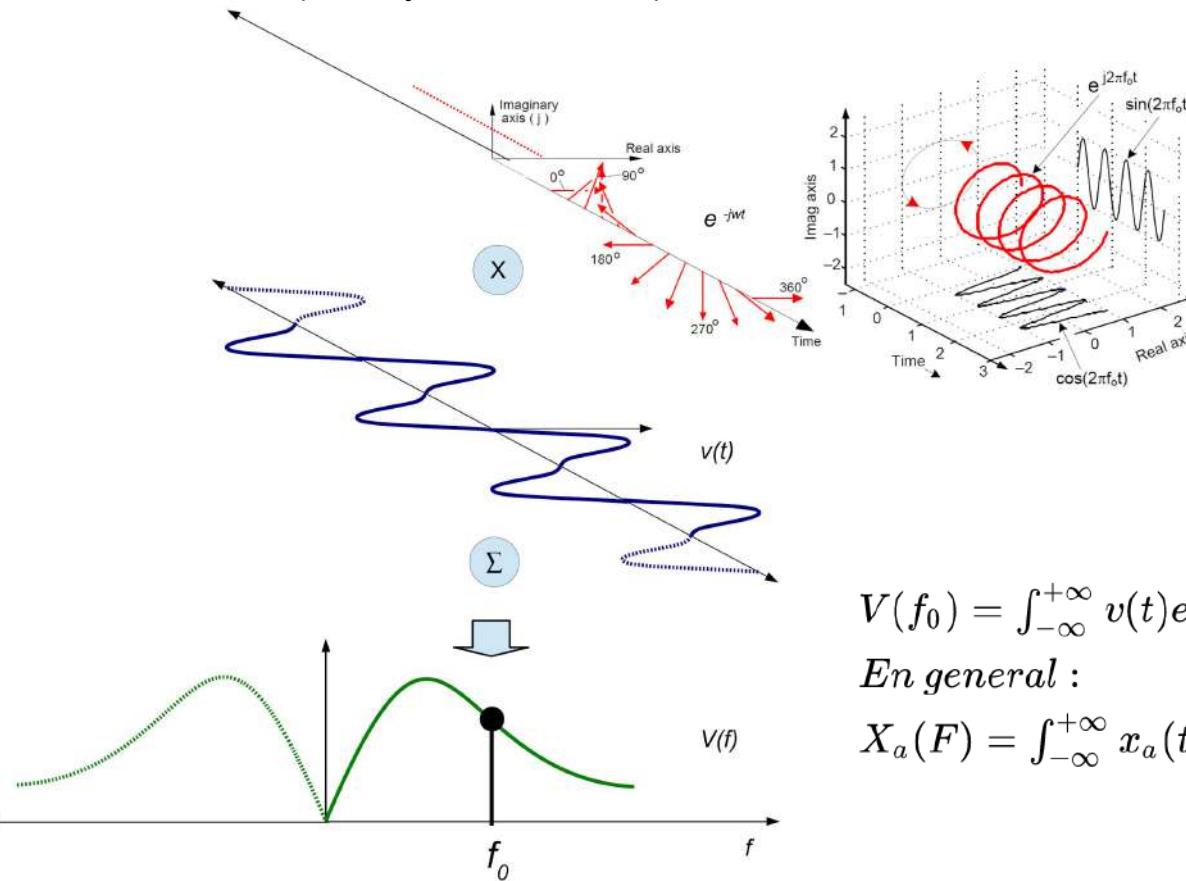
Cátedra Medidas Electrónicas 2

Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Córdoba

Año lectivo 2019

Transformación de Fourier al dominio de las frecuencias

La teoría de Fourier (Serie y transformada) relaciona *matemáticamente* los dominios de tiempo y frecuencia



$$V(f_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} v(t) e^{-j2\pi f_0 t} dt \text{ Transformacion continua}$$

En general :

$$X_a(F) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_a(t) e^{-j2\pi F t} dt$$

Transformación de Fourier al dominio de las frecuencias

Para una **secuencia puramente digital de longitud finita** $x(nT)$, su DFT es está dada por:

$$X(kF) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) e^{-j2\pi k F n t}, \text{ donde } F = \text{resolucion} = \frac{1}{NT} = \frac{F_s}{N}$$

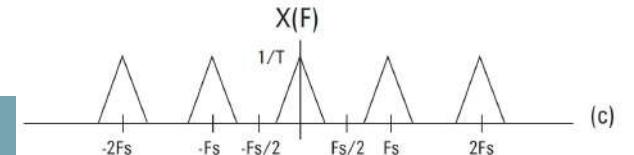
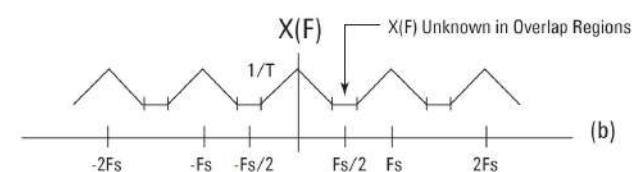
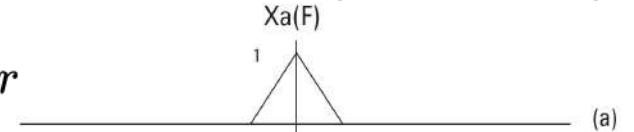
N = # de muestras , F = espaciamiento de los bines en la frecuencia, T = espaciamiento de las “muestras” en el tiempo

Ahora, si tenemos una señal digital obtenida a partir de una señal analógica muestreada $v(n) = v(t)|_{t=nT}$, la DFT presenta **múltiples instancias** debido al **efecto del muestreo**. Este es el origen del **aliasing**:

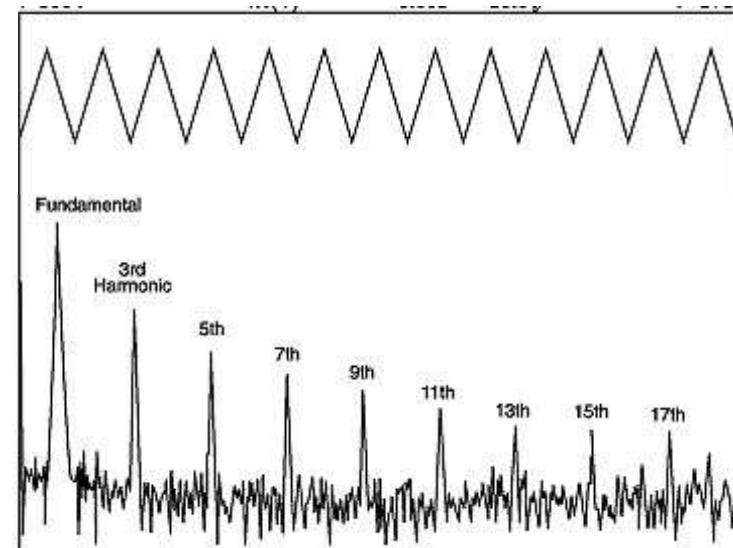
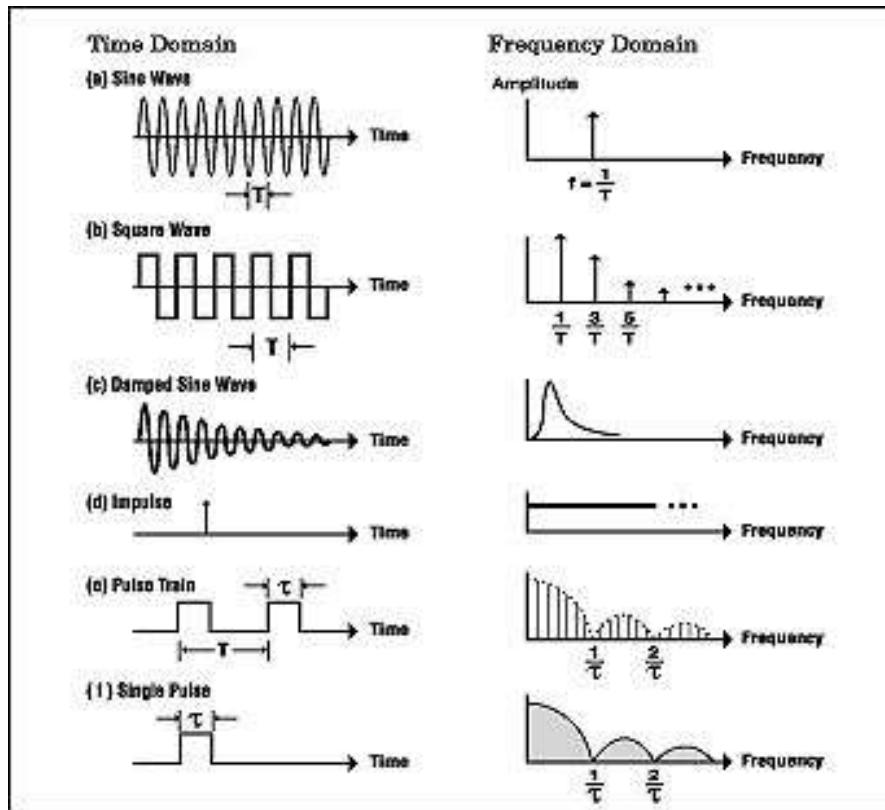
$$X_a(F) = \int_{-\infty}^{\infty} x_a(t) e^{-j2\pi F t} dt \text{ Componentes Fourier}$$

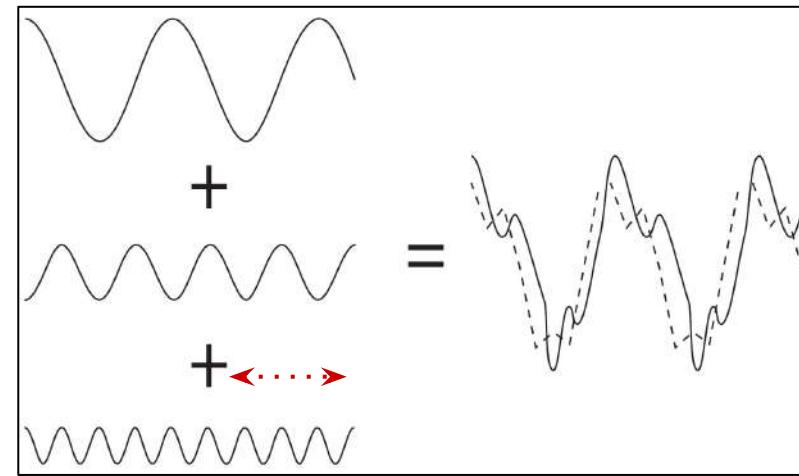
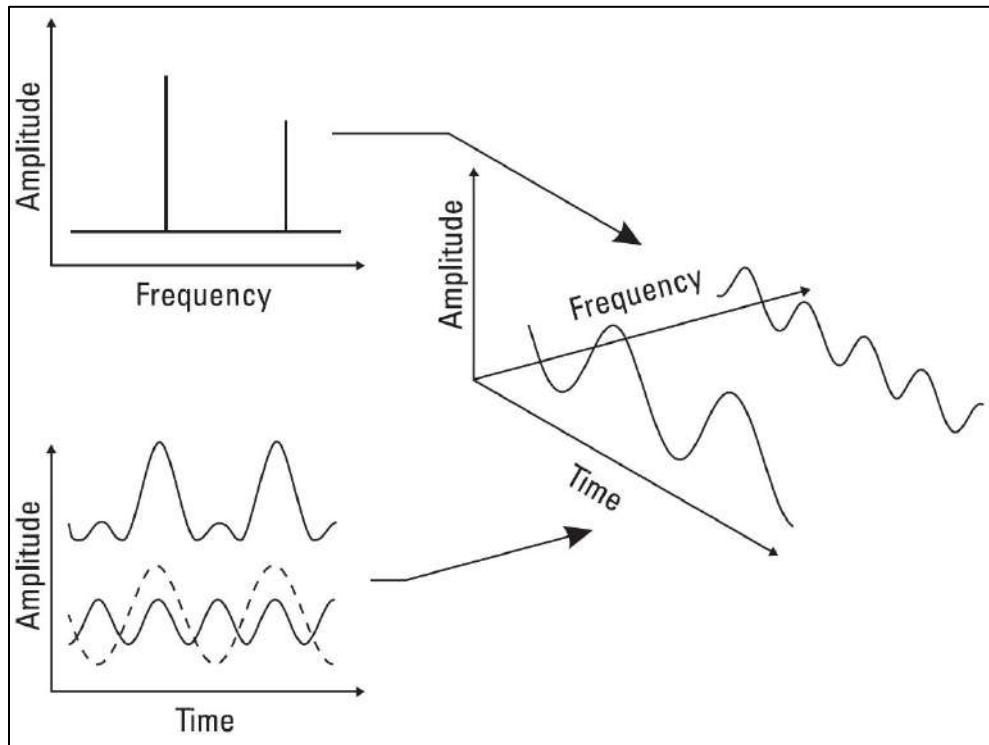
$$x(n) = x_a(t)|_{t=n.T} \text{ Senal digitalizada}$$

$$X(F) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} X_a[(1/T)(FT + k)] \text{ DFT}$$



Algunos ejemplos de señales y su contenido espectral





Modificar las relaciones de **fase** puede distorsionar severamente la señal original

Expresión de cualquier señal como sumatoria de senoidales
De **amplitudes y fases bien determinadas**

Transformada rápida de Fourier (FFT)

- La FFT es una implementación eficiente de la DFT
- Concepto de la transformada discreta de Fourier y sus limitaciones como aproximación a la transformada continua de Fourier
 - La teoría de la DFT asume que la onda es periódica, sea éste el caso real o no → drenaje o fuga espectral
 - Comparación con los analizadores de filtros paralelos, analizador de barrido y analizador de redes por barrido
- Transformada rápida de Fourier (FFT) → EFICIENCIA DE CÁLCULO

cálculos DFT → $O(N^2)$ N : # de muestras en el registro de tiempo (Time Record, TR)
cálculos DFT → $O(\log_2 N)$

#cálculos → **tiempo**, por ej. si TR = $2^{10} = 1024$ muestras:

- DFT → > 10^6 cálculos
- FFT → 10240 cálculos

Aspectos prácticos respecto a la teoría de Fourier

- La FFT repite simétricamente el espectro de la señal
- Por tratarse de **muestras discretas**, la FFT es válida sólo a ciertas frecuencias → **resolución en frecuencia**. Idealmente, las líneas son infinitamente finas, pero en la práctica presentan ancho y forma dependientes del RBW y fuga spectral respectivamente
- El analizador presenta **distorsión y ruido generados internamente**.
- Los valores de **amplitud** difieren de los que se observados en otros analizadores
 - Multiplicar por 2 (simetría)
 - Multiplicar por 0,707 para obtener valor **eficaz**, comparable a los de un AEB
- **Tiempo de medición finito y acotado** → se considera **señal estacionaria**, es decir, se asume que el contenido del TR se repite entre $t = -\infty$ y $t = +\infty$

Comparación con otras técnicas espectrales

- **Analizador de banco de filtros**
 - Es el instrumento **más aproximado al funcionamiento de un AEF**
 - Requiere N filtros pasabanda, cada uno con factor Q muy bueno y repetible. Esto es muy difícil en la práctica, en especial a frecuencias elevadas
 - $RBW = f_{max} / N$ (*banco de filtros*), $RBW = f_s / N = 1 / TR$ (*AEF*)
- **Analizador de espectro de barrido (AEB)**
 - Es mucho más económico que el banco de filtros, al utilizar sólo un filtro de frecuencia fija y baja, y lograr el efecto de múltiples filtros mediante el barrido en el tiempo
 - Presenta el problema de que **requiere un cierto tiempo para obtener el espectro de la señal**, lo cual es inconveniente para señales de naturaleza estadística (espectro) muy variable
 - Al **detectar la señal, pierde la información de fase**
- **Analizador de Espectro de Fourier (AEF) o analizador dinámico de señales**
 - **Emula exactamente el funcionamiento del analizador de filtros paralelos**, en este caso los filtros son implementados **matemáticamente mediante la FFT**
 - Lo que en AEB era el tiempo de establecimiento, en AEF es el tiempo de cálculo/filtro
 - **Especialmente adecuado para señales con espectro muy variable**
 - **Conserva la información de fase de cada componente espectral**
 - **Ya que no utiliza filtros físicos, los niveles de ruido son bastante superiores!**

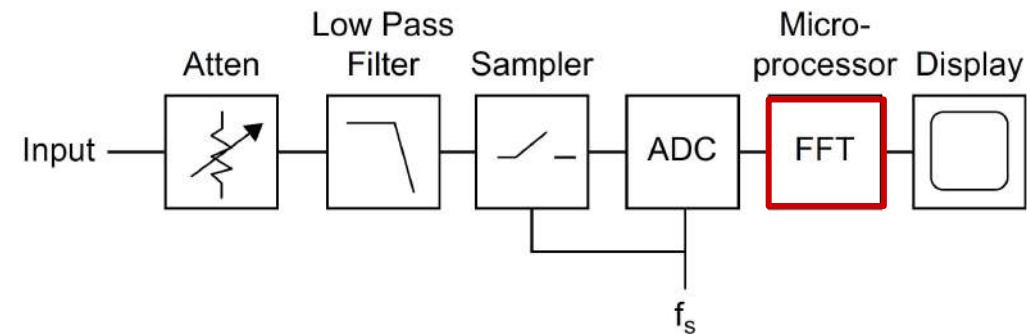
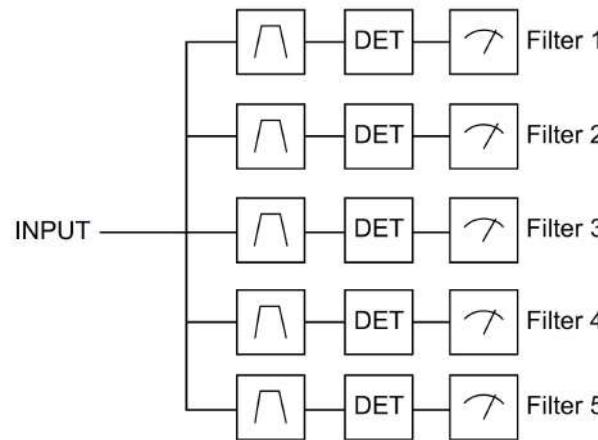
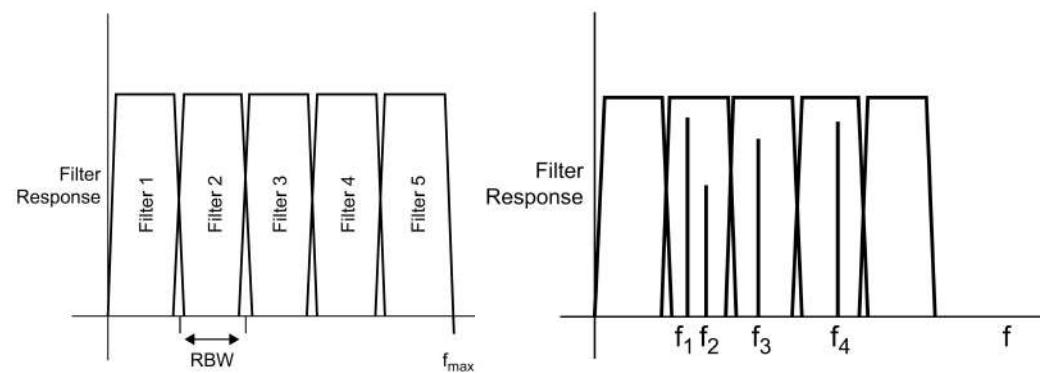
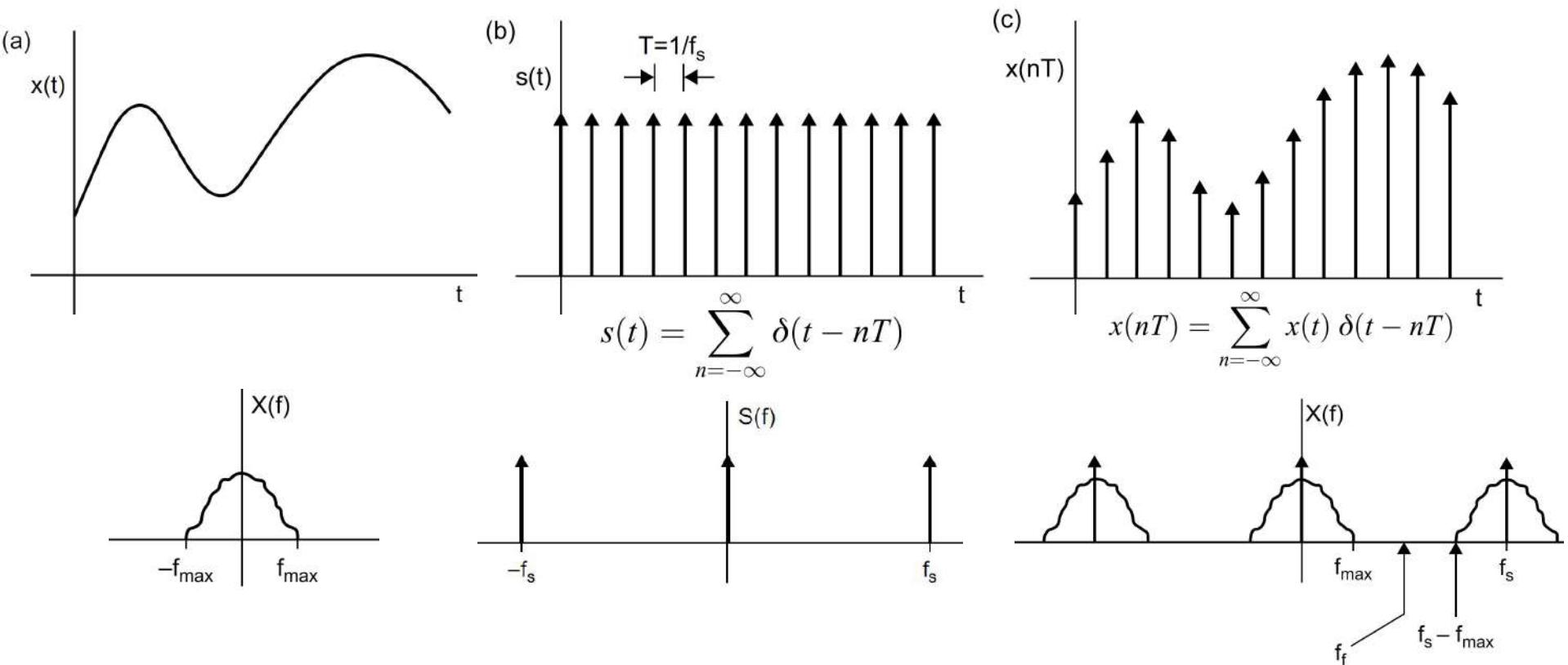


Diagrama simplificado del Analizador de espectro de Fourier



Analizador de filtros paralelos y el problema de la resolución

Muestreo y digitalización y su efecto en el espectro



Muestreo y digitalización y su efecto en el espectro

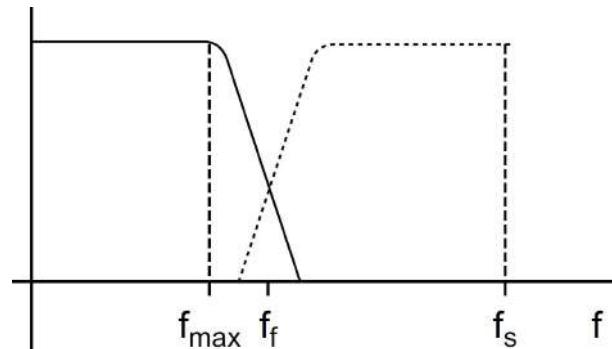
Por teorema de muestreo:

$$f_s - f_{\max} > f_f$$

$$f_s - f_{\max} > f_s/2$$

$$f_s/2 > f_{\max}$$

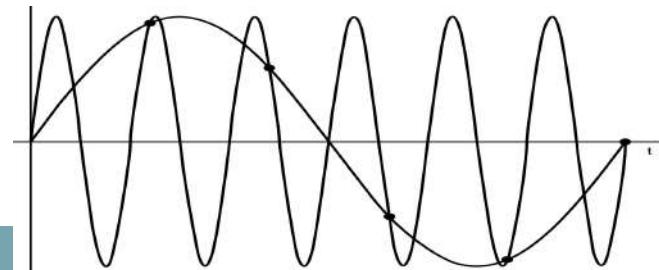
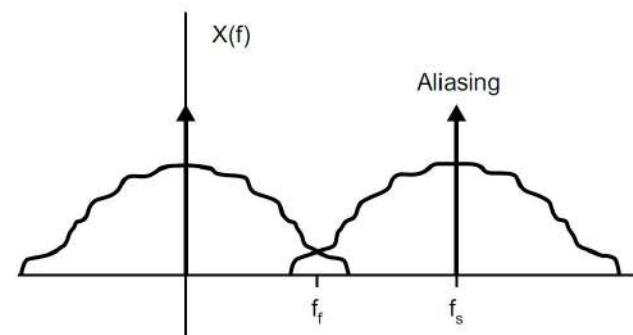
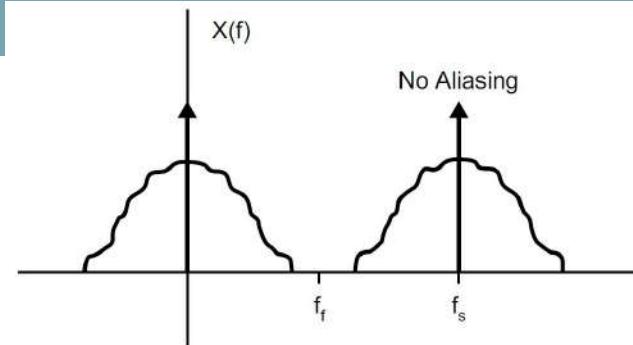
$$f_s > 2f_{\max}$$

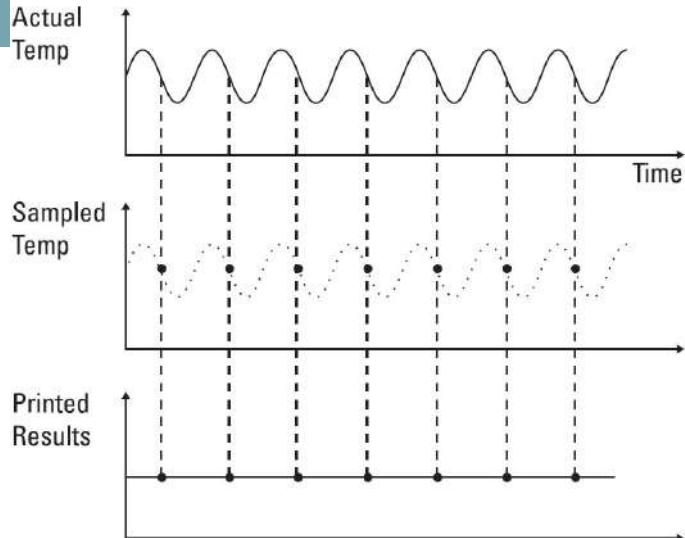


Debido al FPb, en la práctica se toma $f_f = 2,5 - 4f_{\max}$

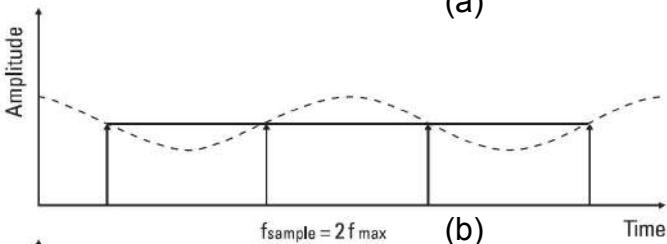
Condiciones para evitar aliasing:

- Señal de entrada limitada en ancho de banda
- Muestreo a un régimen que cumpla con el teorema del muestreo

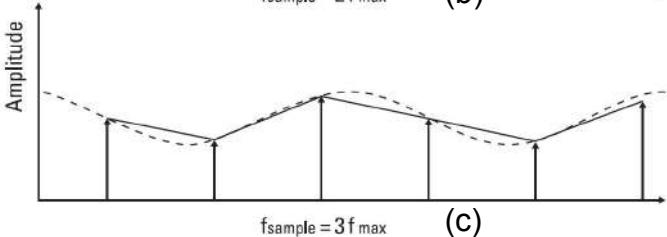




(a)



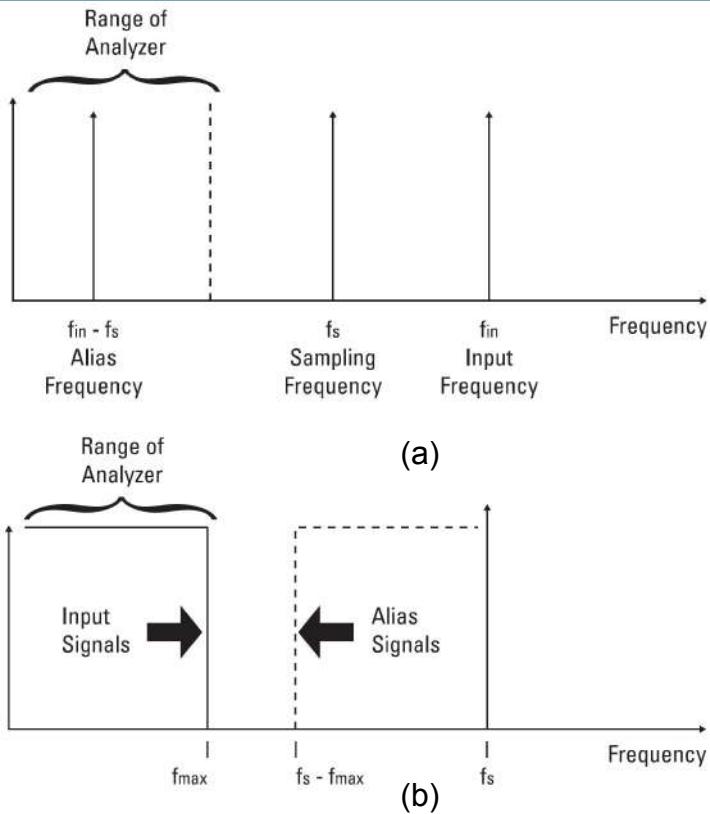
(b)



(c)

Efecto del alias en el tiempo:

- (a) $f_s < f_{NYQ}$
- (b) $f_s = f_{NYQ}$
- (c) $f_s > f_{NYQ}$



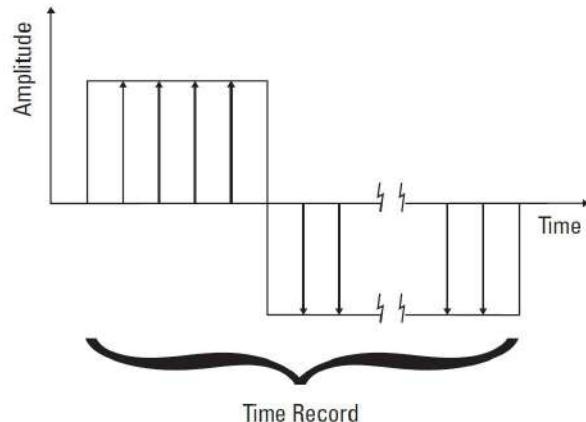
Efecto del alias en la frecuencia:

- (a) Alias de una componente fuera de banda
- (b) ZONAS de señal deseada y de alias

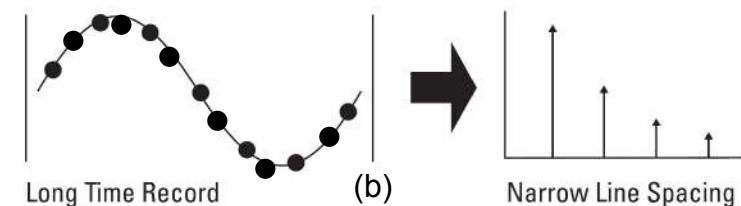
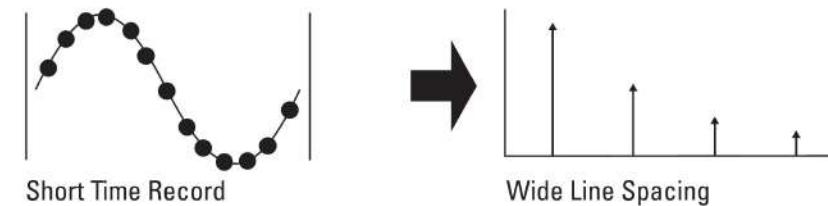
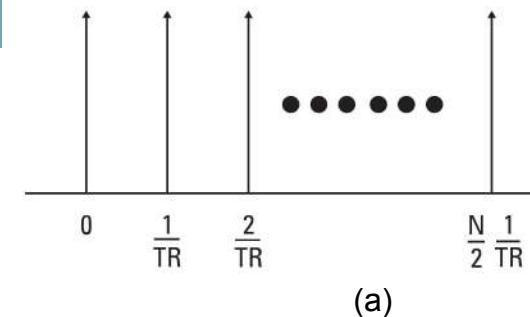
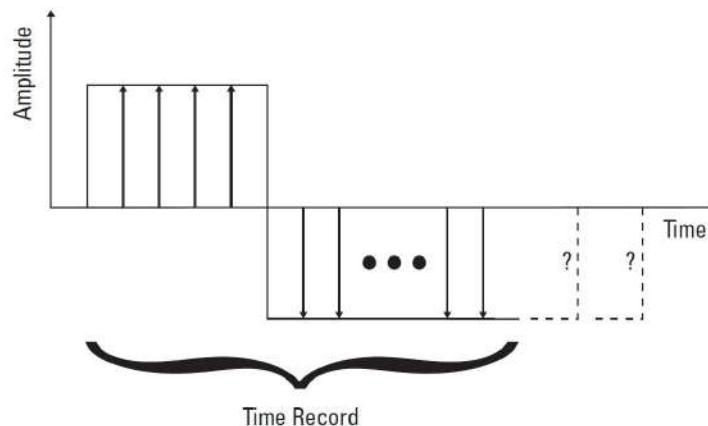
Registro de tiempo (Time Register, TR)

- El registro de tiempo almacena N muestras, que suelen ser potencia de 2 por simplicidad de cómputo. Visto cómo tiempo, este registro representa $T_s \cdot N$ [unidades de tiempo].
- Luego de la FFT, se obtiene un registro de salida de N bines, *cada uno con información de magnitud y fase*. $N/2$ de ellos son **simétricos** respecto a los $N/2$ restantes, por lo que se pueden descartar. **Tenemos así $N/2 + 1$ (DC) bines efectivos de información.**
- **Los $N/2 + 1$ bines efectivos de la FFT mapean el rango de frecuencias $[0, f_f]$.**
Por ejemplo, si $N = 1024 = 2^{10}$ y $f_f = 128$ KHz, entonces la FFT producirá **513 bines efectivos, que mapean el rango $\sim [0$ Hz, 128 KHz]**.
- Si las muestras se tomaron a frecuencia $f_s = 1/T_s$, entonces el total de los N bines estarán espaciados en frecuencia $f_s/N = 1/(N \cdot T_s) = 1/\text{longitud del TR}$. Asimismo, la **frecuencia asociada a cada bin será $f_n = n \cdot f_s/N$ ($n = \text{número de bin}$)**.
- El primer bin es la **componente de DC**, mientras que el último bin efectivo representa la **frecuencia de folding $f_f = f_s/2$**

a) Period of input signal equals time record.
Lowest resolvable frequency.



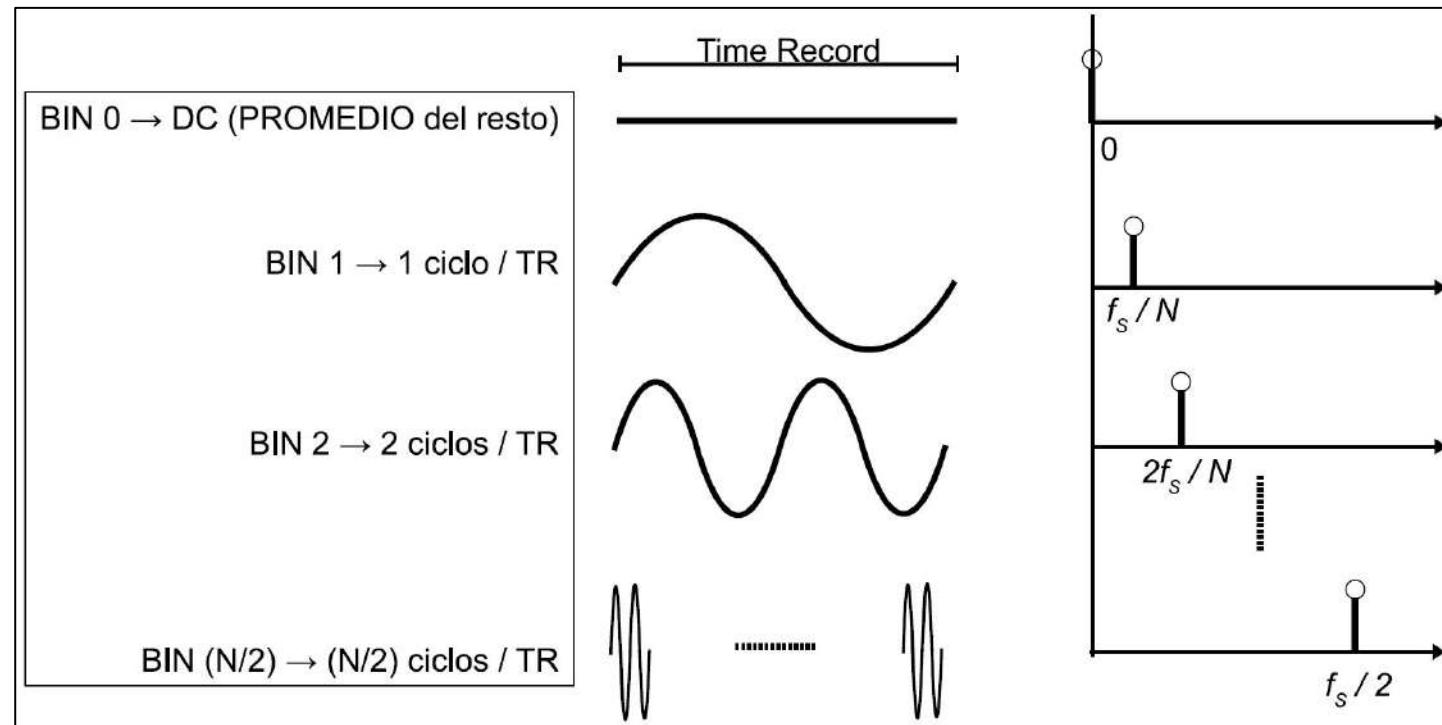
b) Period of input signal longer than the time record.
Frequency of the input signal is unknown..



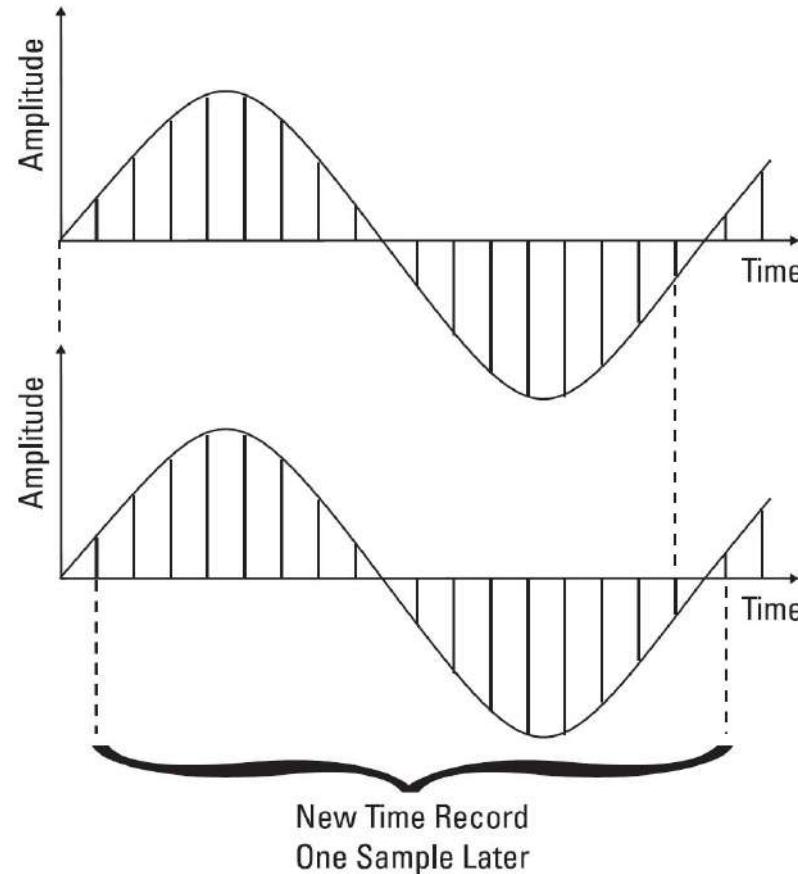
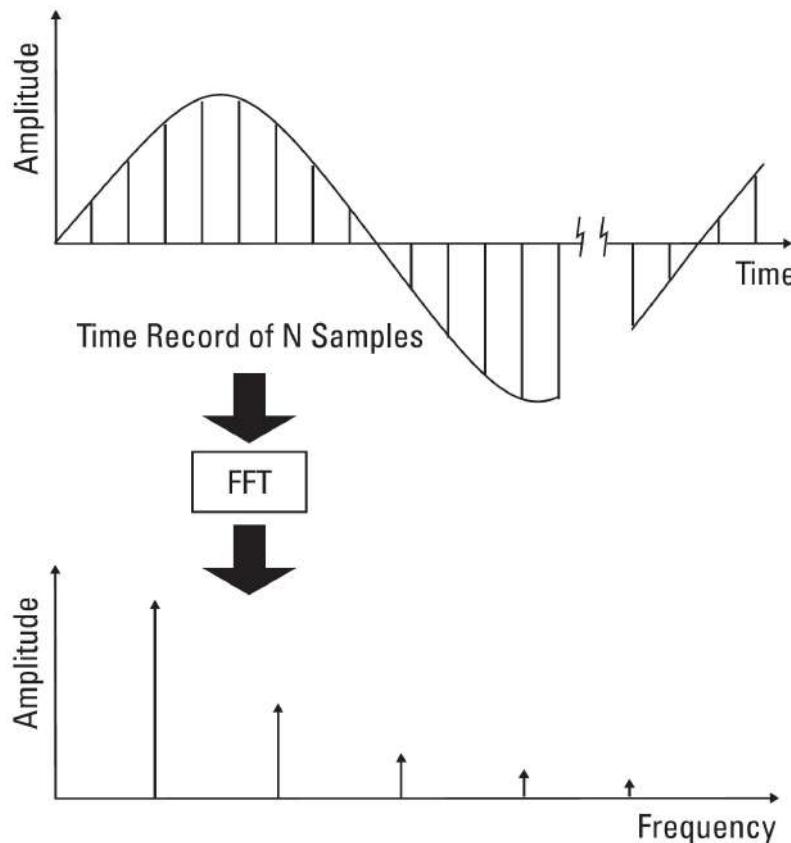
(a) Líneas espectrales de la FFT

(b) Mejoramiento de resolución al disminuir f_s con N constante (TR mayor)

Registro de tiempo (Time Register, TR)



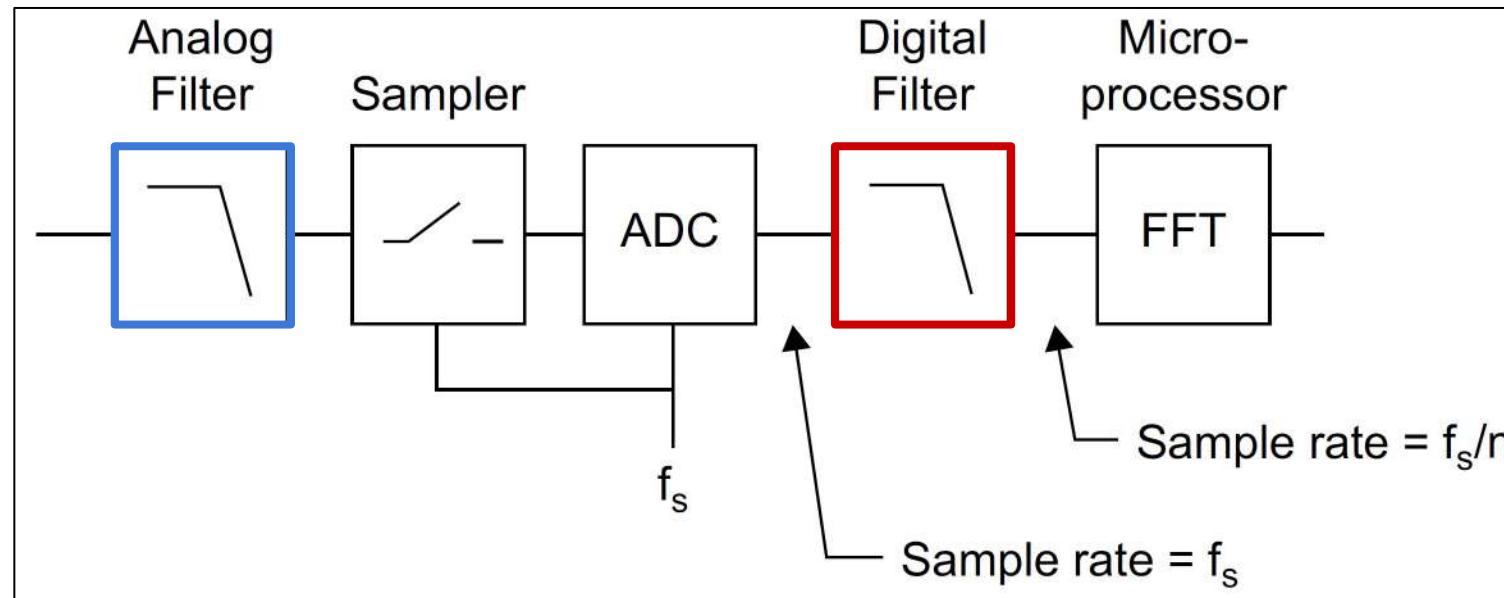
Relación de las componentes en frecuencia con el tamaño del registro de tiempo



Control de rango de frecuencia (SPAN)

- La FFT transforma inherentemente señales **pasabajo o de banda base**. Es decir, su rango **comienza siempre en 0 Hz**.
- La tasa de muestreo, en conjunto con el tamaño de registro N , **determinan la resolución del instrumento** (luego veremos que también influye **la ventana utilizada**). Por ejemplo, en el caso anterior, $f_s = 256 \text{ KHz}$ y $N = 1024$. Entonces, la **resolución** será $f_s / N = 250 \text{ Hz}$, y **no se podrán resolver componentes que se encuentren más cercanas**.
- Una opción para mejorar la resolución sería **incrementar N**, pero esto afectará el **tiempo de cálculo**, y no es deseable.
- La otra opción es **disminuir la tasa de muestreo f_s** . Esto es lo que se aplica, NO reduciendo la frecuencia del ADC sino introduciendo **diezmado o sub-muestreo**.
- Al realizar sub-muestreo, estaríamos re-introduciendo aliases, pro lo que debemos también **bajar la frecuencia del FBb**. Nuevamente, esto no se realiza en el filtro anti-alien sino mediante un **filtro digital**.
- En la práctica, se utiliza un **filtro digital diezmador** que cumple las dos funciones. A la entrada, **aún es necesario un filtro anti-alien, pero fijo al span máximo del instrumento**.

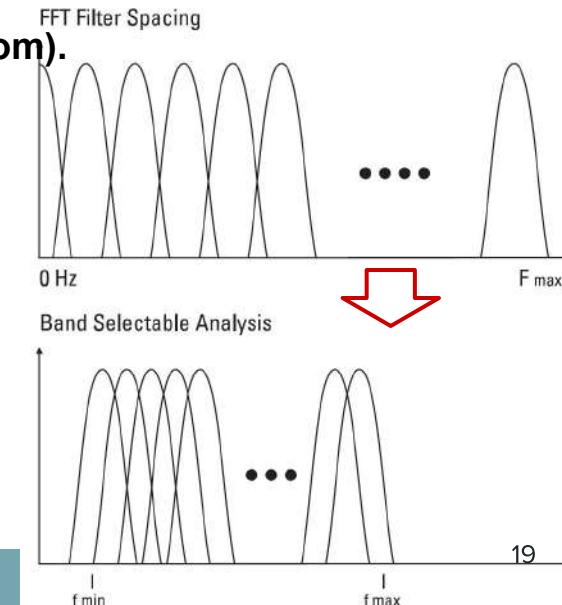
Control de rango de frecuencia (SPAN)



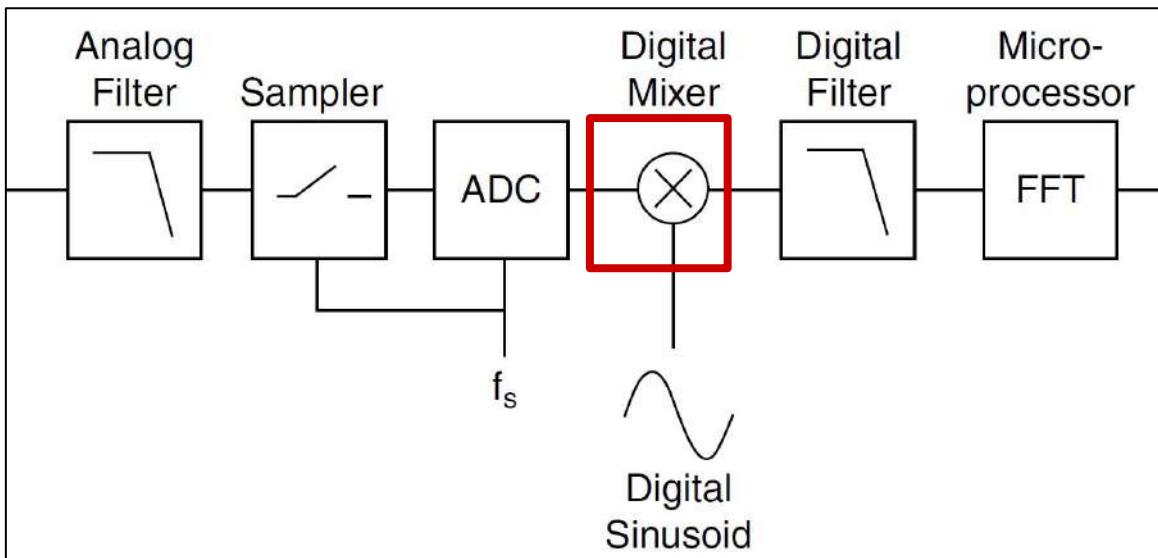
Esquema de filtrado para implementación del control de SPAN

Análisis seleccionable en banda (zoom)

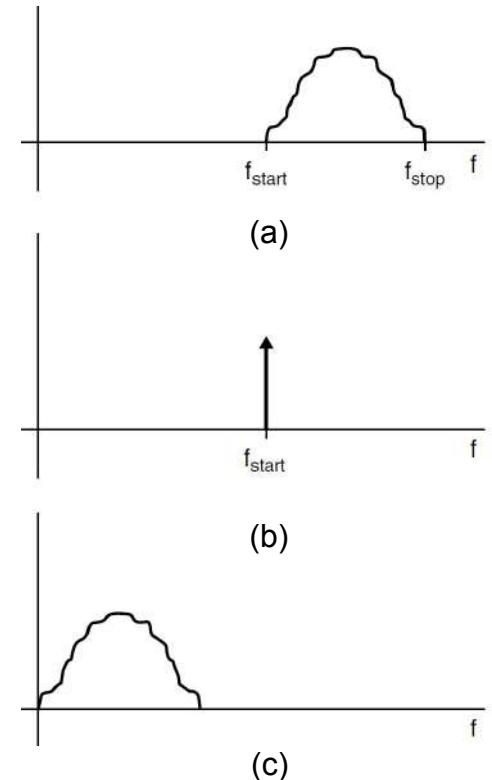
- Aún modificando el SPAN, la FFT **comienza siempre en 0 Hz**. La resolución puede mejorarse **pero a expensas de menor f_{max}**
- Una situación común es desear medir un rango $[f_{min}, f_{max}]$. Estas son **señales pasabanda**, un caso típico es una portadora modulada. A fin de no sacrificar resolución para llegar a f_{max} , sería deseable **cambiar el límite inferior de frecuencia y llevarlo a f_{min} en lugar de 0**.
- Para este caso, se implementa el **análisis seleccionable en banda (zoom)**. Para ello, la salida del ADC se **mezcla con una senoide compleja, llevando f_{min} a CERO**. Luego, el rango resultante $[0, (f_{max} - f_{min})]$ se envía a la FFT como la señal pasabajo que ella espera.
- Esta técnica de **heterodinaje digital se combina** con el filtro diezmador para ajustar la pantalla al rango de frecuencias deseado.



Control de rango de frecuencia (SPAN)



Análisis en banda seleccionable en el AEF, mediante un mezclador digital



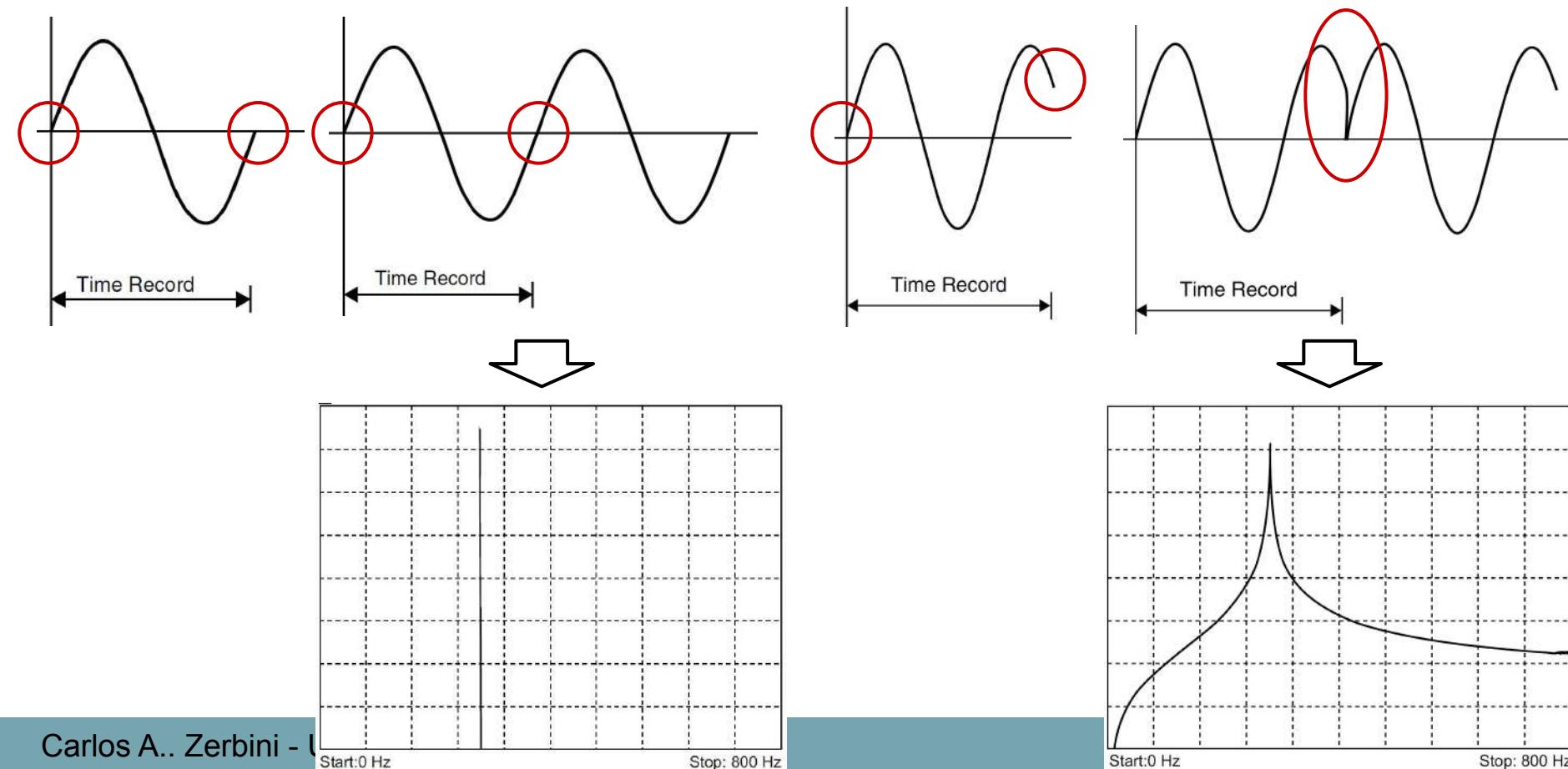
- (a) Espectro de señal a medir
- (b) Espectro del oscilador digital
- (c) Espectro original trasladado

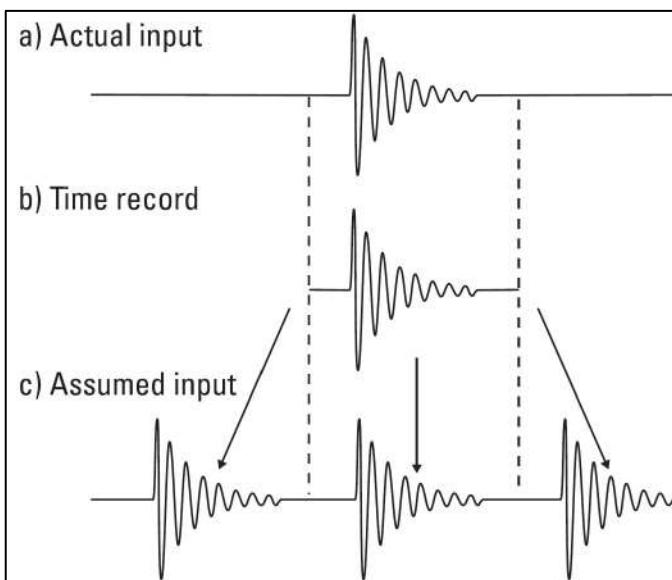
Fuga espectral (spectral leakage)

- La FFT se basa en las **muestras finitas del registro de tiempo, y supone** que este registro se **repite** desde $t = -\infty$ hasta $t = +\infty$ para **aproximar** la transformada de Fourier continua. A partir de esta suposición, se pueden producir dos casos:
 - El TR es un **#ENTERO** de ciclos → FFT aproxima muy bien a la serie de Fourier, 1 línea en frecuencia.
 - El TR no es un **# entero** de ciclos → al “concatenar” TRs, se producen **DISCONTINUIDADES**. Si en estas discontinuidades la señal posee potencia, se producen **TRANSITORIOS** considerables que en la frecuencia ocasionan **FUGA ESPECTRAL** alrededor de la línea espectral original. **La FFT no aproxima satisfactoriamente a la serie de Fourier.**
- Ya que en la entrada existe en general un **rango de frecuencias, se producirá una combinación de casos sobre lo que el operador no tiene control!**
- La única opción es **mitigar el efecto de la fuga** forzando a que la señal posea **mínima energía en los extremos del TR (“valor 0”)** → se **multiplica** por una “**función ventana**” **en el dominio del tiempo!** Existen muchas funciones ventana, cada una adecuada para ciertos tipos de señal.

SIEMPRE tener en cuenta las formas en el TIEMPO y en la FRECUENCIA! (no son iguales)

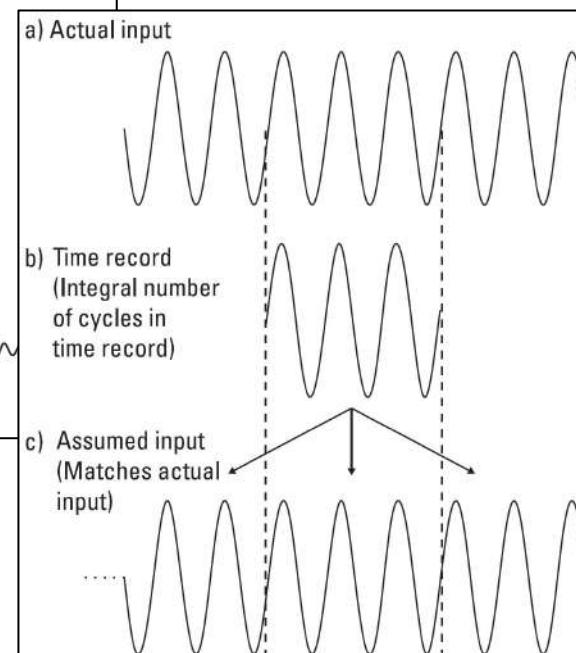
Fuga espectral (spectral leakage)



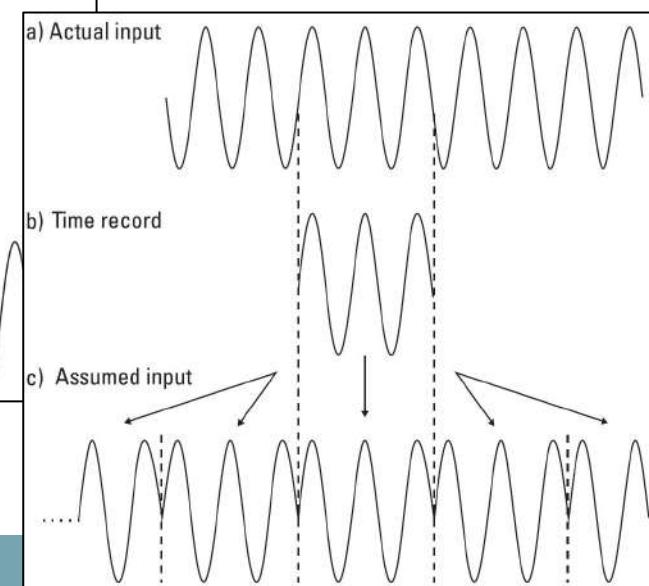


Señal *auto-ventana* - no hay fuga espectral

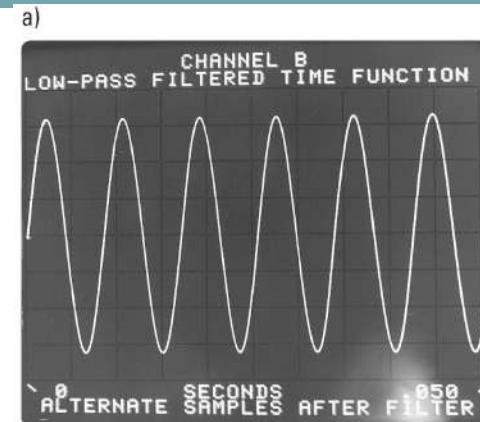
Señal con # períodos entero en el TR - no hay fuga espectral



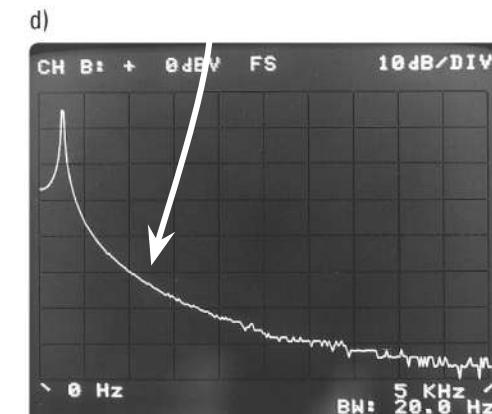
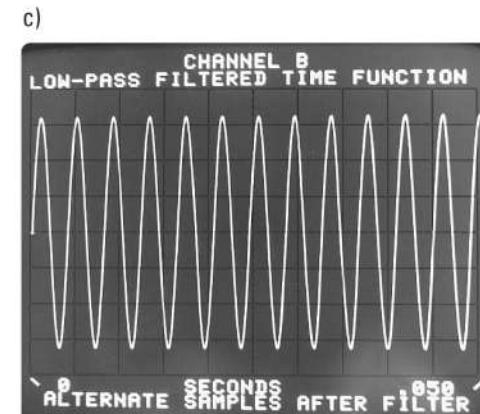
Señal con # períodos no entero en el TR - existen discontinuidades y fuga espectral



Fuga espectral (spectral leakage)



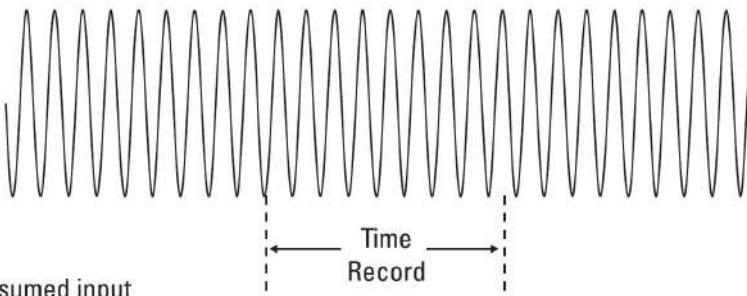
a) & b) Sine wave periodic in time record



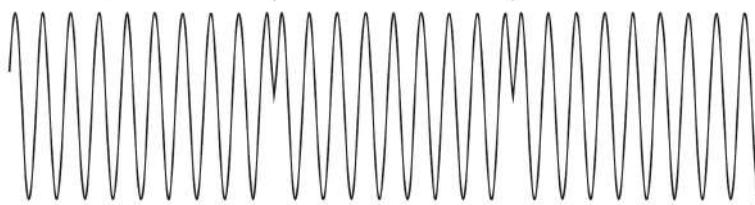
c) & d) Sine wave not periodic in time record

Analizador dinámico de señales

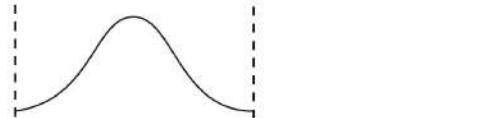
a) Actual input



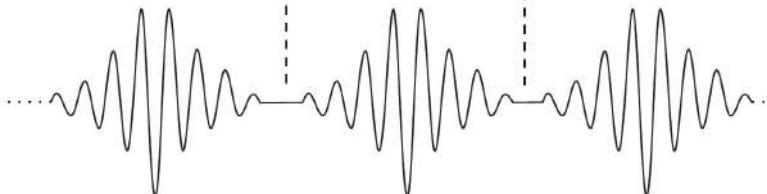
b) Assumed input



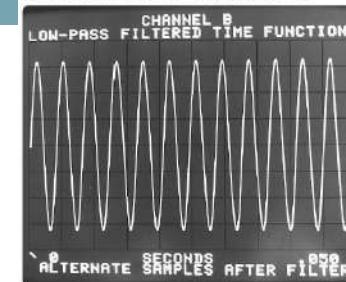
c) Windowed function



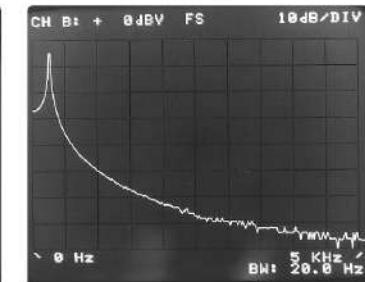
d) Windowed input



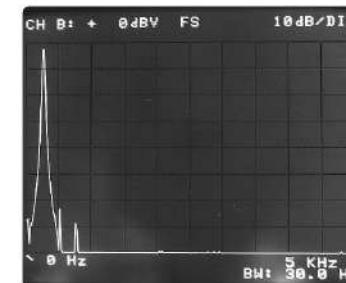
a) Sine wave not periodic in time record



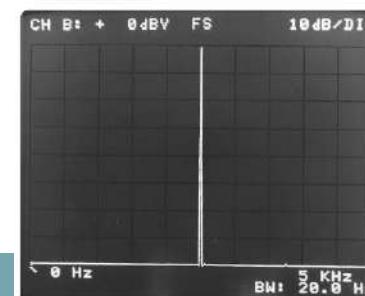
b) FFT results with no window function



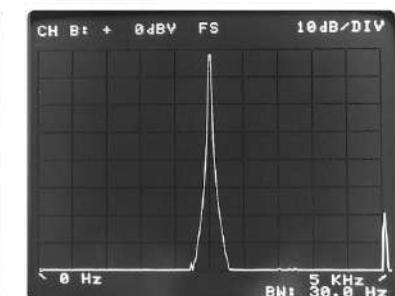
c) FFT results with a window function



a) Leakage-free measurement - input periodic in time record



b) Windowed measurement - input not periodic in time record



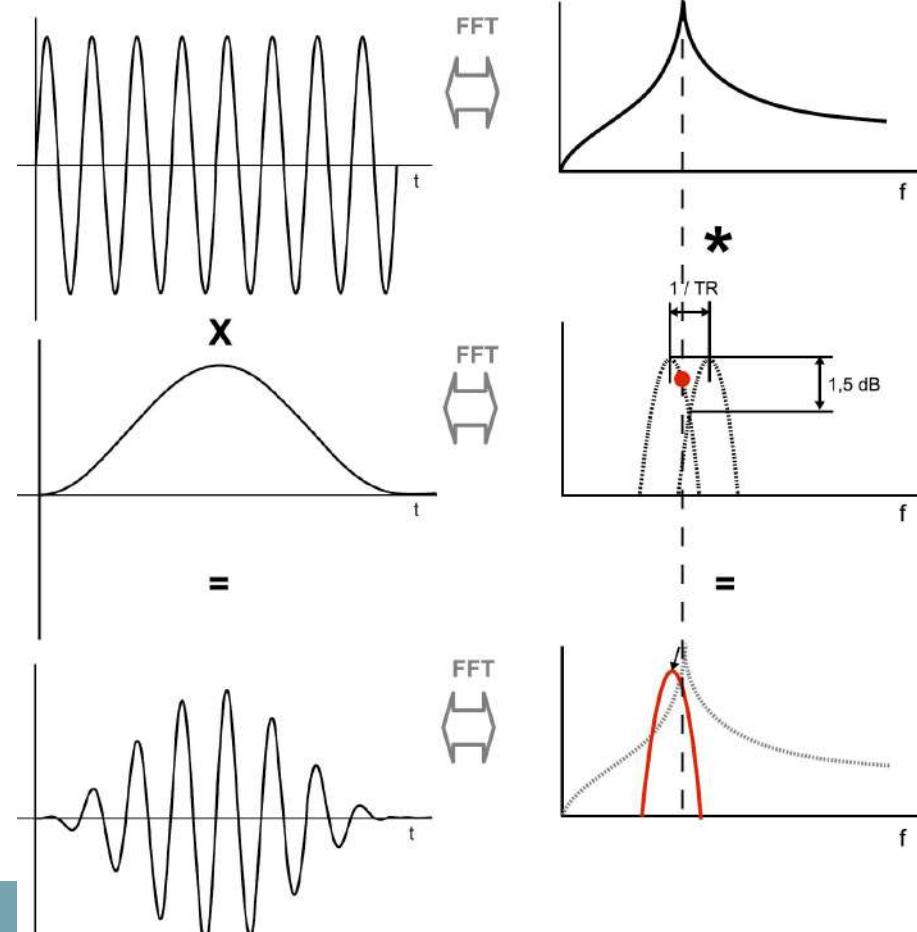
Funciones ventana

- **Ventana Hanning**

- Es una ventana **de uso general**
- Transición suave en los extremos del TR
- Buena resolución en frecuencia
- Mediocre exactitud en amplitud, ya que el error de aproximación puede llegar hasta **1,5 dB**

$$w_n = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \cos \left[2\pi n / (N - 1) \right] \right\}$$

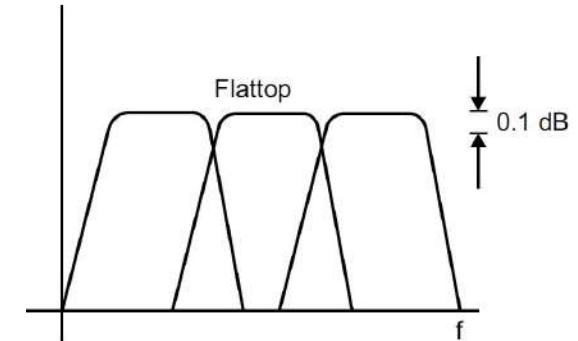
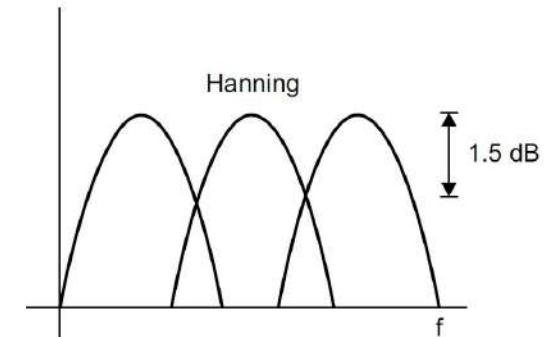
Ejercicio: simular todas las ventanas en octave y comparar sus formas en los dominios t y f



Funciones ventana

- **Ventana Flat-top**

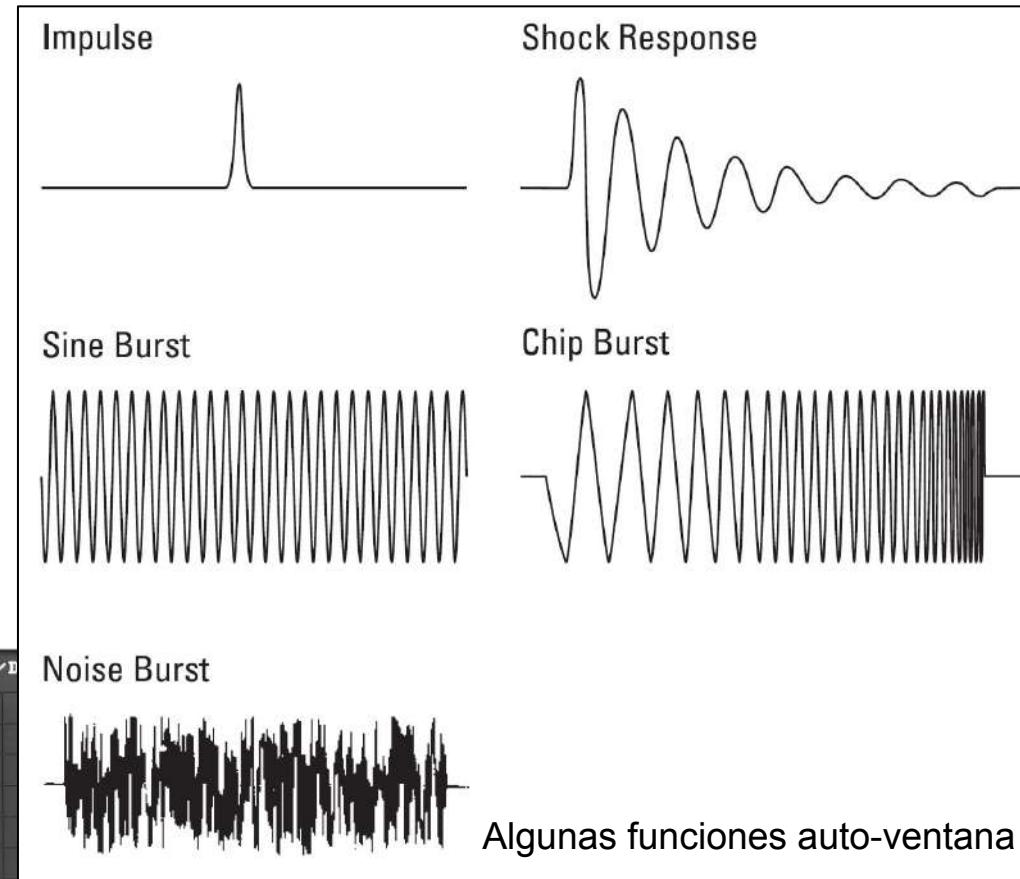
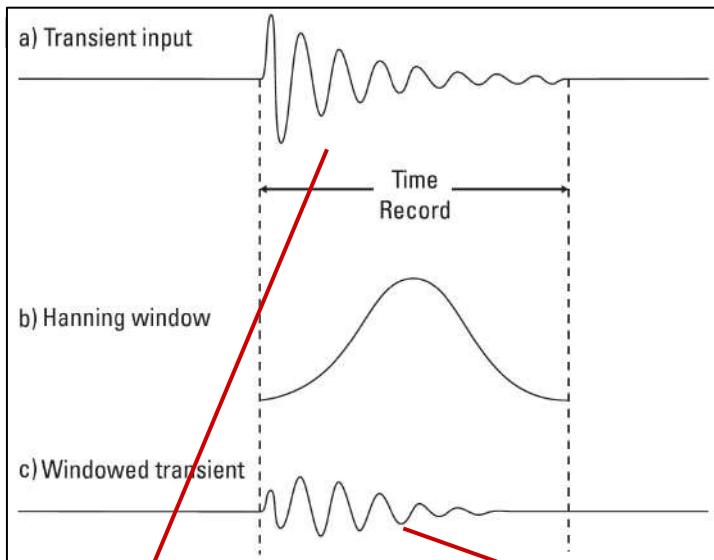
- Reduce el máximo error en la zona entre bins, mejorando la exactitud en amplitud
- Sin embargo, los bins **se solapan más entre sí**, reduciendo la **resolución en frecuencia** (respecto a la teórica $1/TR$ que se vio en la filmina 10)
- **Ejemplo de Aplicación: distorsión armónica (no es crítica la resolución en frecuencia, por lo que se la puede sacrificar por exactitud en amplitud)**



Funciones ventana

- **Ventana Uniforme**

- Es equivalente a la **ausencia de ventana**
- Se utiliza cuando la señal tiene **de por sí misma valor cero en los extremos del TR**. Estas señales se denominan **señales auto-ventana**
- **Ejemplos de aplicación:** PSEUDO ruido aleatorio (PRN), ráfagas senoidales (bursts), impulsos, senoidales amortiguadas dentro del TR.
- En particular, se utiliza cuando se realizan **mediciones de redes** mediante el AEF. En este caso, el propio AEF genera un PRN **sincronizado y periódico con el TR**, por lo que se asegura la ausencia de fuga espectral



Funciones ventana

- **Ventana Exponencial (“Response Window”)**

- Utilizada para aprovechar la capacidad del AEF para capturar **transitorios breves**, debido a sus características de captura rápida (no barre)
- Uno transitorio **puede ser auto-ventana o no** (según se disipe o no dentro del TR). Si no lo es, no se pueden utilizar ventanas tales como Hann o Flat-top, ya que al atenuar ambos lados **cambiarían totalmente el contenido espectral de la señal**. La ventana exponencial respeta la forma original de la señal
- **Aplicaciones:** caracterización de respuesta al impulso o escalón de mallas eléctricas o estructuras mecánicas

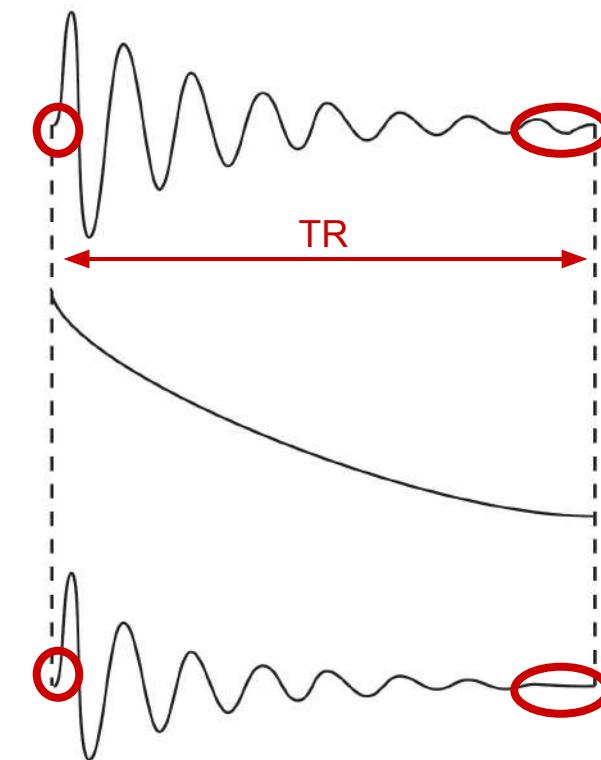
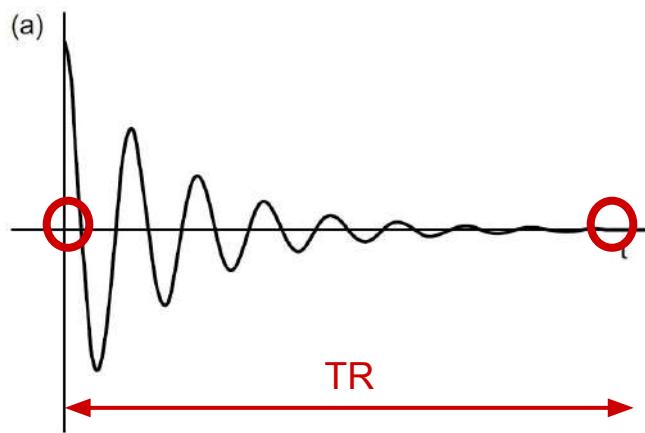
$$w_n = e^{-n/((N-1)k)}$$

n = número de bin (dentro del TR)

N = número total de bines en el TR

K = constante de tiempo de al exponencial

Funciones ventana



- (a) Exponencial auto-ventana en el TR
- (b) Exponencial no auto-ventana en el TR
- (c) Función exponencial o *response* en el **dominio del tiempo**
- (d) Señal exponencial no auto-ventana, luego de aplicar la ventana exponencial o response

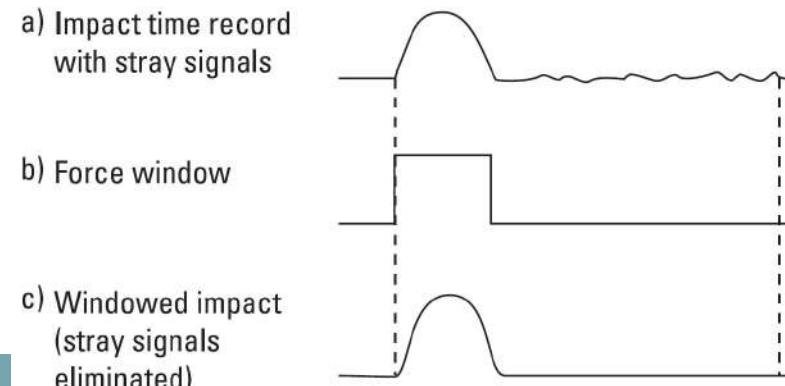
Funciones ventana

- **Force window o ventana de transitorios**

- Tiene un valor de 1 sólo durante determinado tiempo, y 0 fuera de él.
- Se utiliza, por ejemplo, en **mediciones de respuesta de redes mecánicas** para eliminar estímulos producidos por pequeños movimientos mecánicos antes y luego del estímulo principal.

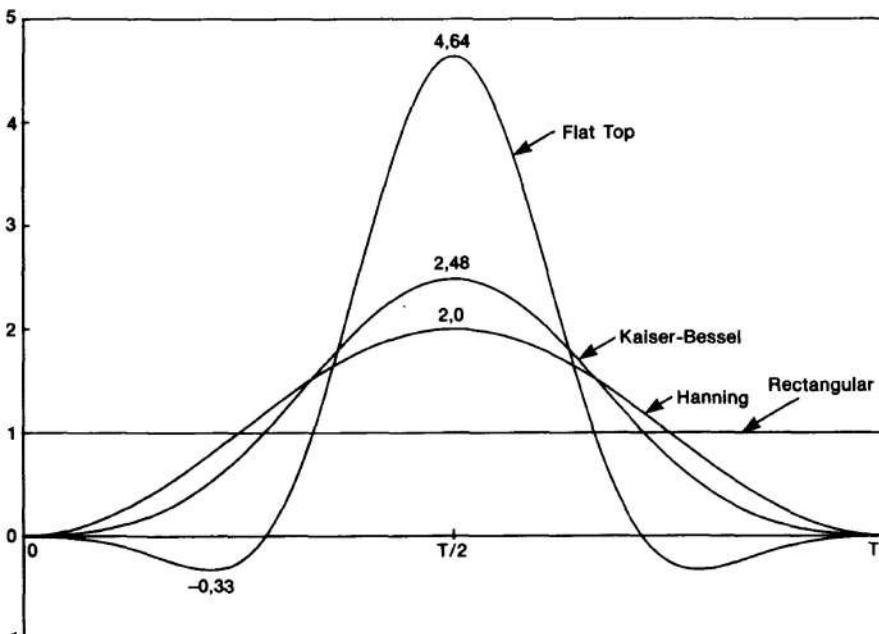
- **Ventana Kaiser-Bessel**

- Posee **muy buena selectividad en frecuencia**
- Se utiliza para **separación de señales armónicas cuando éstas posee amplitudes muy diferentes**



Uso de la ventana force window

Criterios generales de selección de ventanas

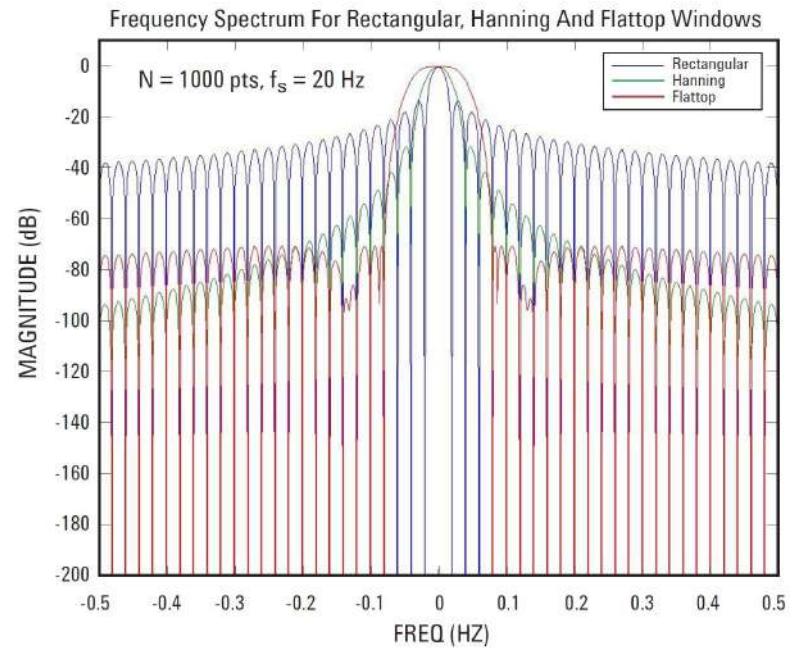
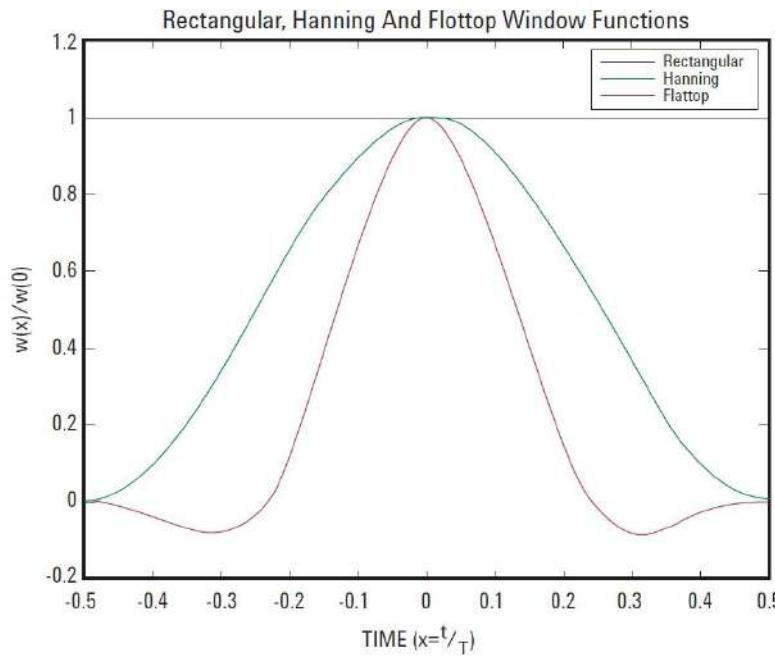


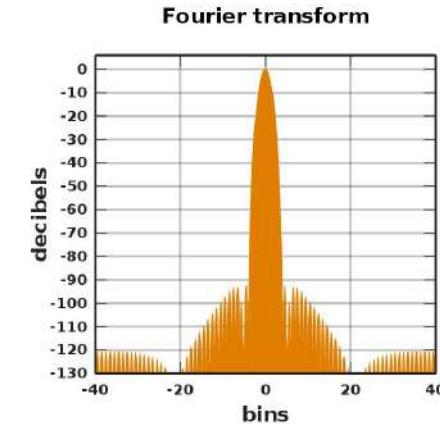
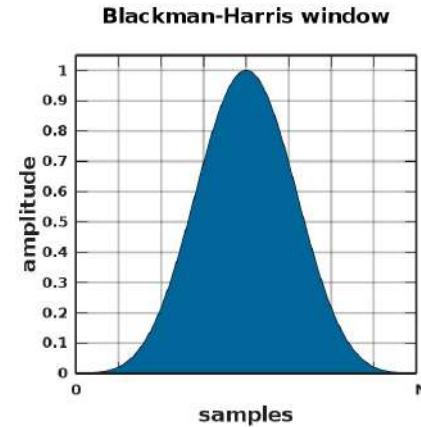
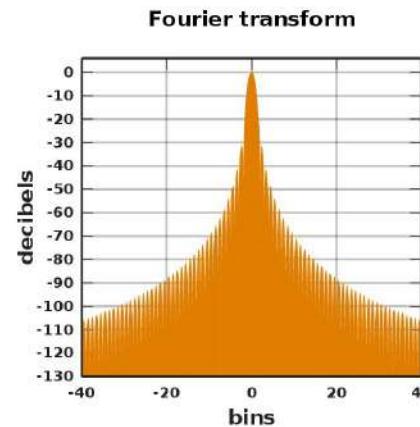
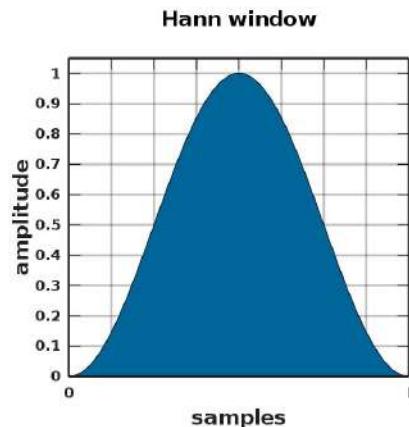
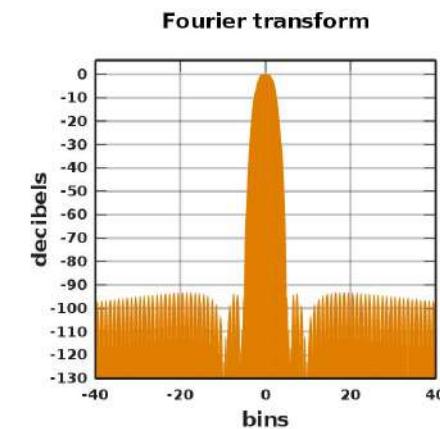
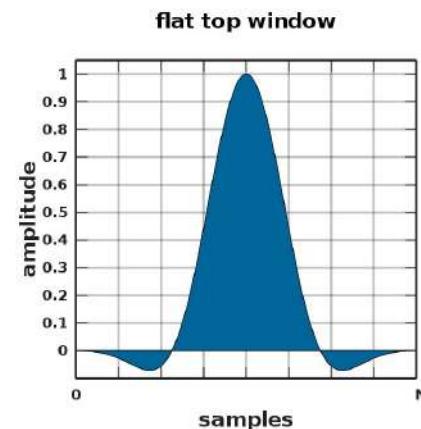
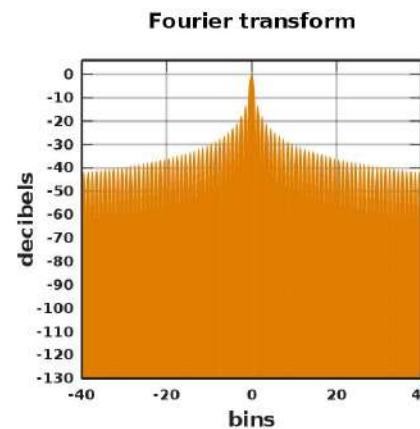
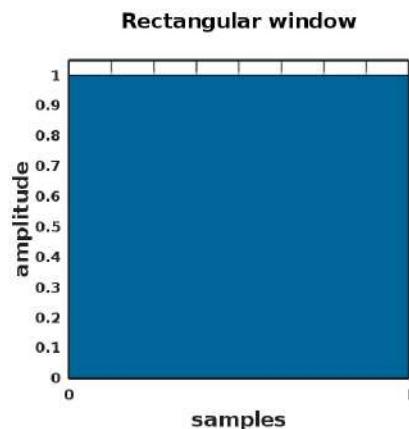
	Max. Amplitude	Min. Amplitude	Effective Duration
Rectangular	1	1	$1 \cdot T$
Hanning	2	0	$0,375 \cdot T$
Kaiser-Bessel	2,48	0	$0,291 T$
Flat Top	4,64	-0,33	$0,175 \cdot T$

Window	Noise Band-width	3 dB Band-width	Ripple	Highest Sidelobe	Sidelobe Fall-Off rate per Decade	60 dB Band-width	Shape Factor
Rectangular	Δf	$0,89 A f$	3,92 dB	-13,3 dB	20 dB	$665 \Delta f$	750
Hanning	$1,5 \Delta f$	$1,44 \Delta f$	1,42 dB	-31,5 dB	60 dB	$13,3 \Delta f$	9,2
Kaiser-Bessel	$1,80 \Delta f$	$1,71 \Delta f$	1,02 dB	-66,6 dB	20 dB	$6,1 \Delta f$	3,6
Flat Top	$3,77 \Delta f$	$3,72 \Delta f$	0,01 dB	-93,6 dB	0 dB	$9,1 \Delta f$	2,5

UNITY AMPLITUDE WINDOW	SHAPE EQUATION	FREQUENCY DOMAIN MAGNITUDE	MAJOR LOBE HEIGHT	HIGHEST SIDE LOBES (dB)	BAND-WIDTH (3dB)	THEORETICAL ROLL-OFF
Rectangle	$A = 1$ for $t = 0$ to T		T	-13.2	0.86β	6
Extended Cosine Bell	$A = 0.5(1-\cos(2\pi 5t/T))$ for $t = 0$ to $T/10$ and $t = 9T/10$ to T $A = 1$ for $t = T/10$ to $9T/10$		$0.9T$	-13.5	0.95β	18 Beyond 5B
Half Cycle Sine	$A = \sin(2\pi 0.5t/T)$ for $t = 0$ to T		$0.64T$	-22.4	1.15β	12
Triangle	$A = 2t/T$ for $t = 0$ to $T/2$ $A = -2t/T + 2$ for $t = T/2$ to T		$0.5T$	-26.7	1.27β	12

UNITY AMPLITUDE WINDOW	SHAPE EQUATION	FREQUENCY DOMAIN MAGNITUDE	MAJOR LOBE HEIGHT	HIGHEST SIDE LOBES (dB)	BAND-WIDTH (3dB)	THEORETICAL ROLL-OFF
Cosine ² (Hanning)	$A = 0.5(1-\cos(2\pi t/T))$ for $t = 0$ to T		$0.5T$	-31.6	1.39β	18
Half Cycle Sine ³	$A = \sin^3(2\pi 0.5t/T)$ for $t = 0$ to T		$0.42T$	-39.5	1.61β	24
Hamming	$A = 0.08 + 0.46(1-\cos(2\pi t/T))$ for $t = 0$ to T		$0.54T$	-41.9	1.26β	6 Beyond 5B
Cosine ⁴	$A = (0.5(1-\cos(2\pi t/T)))^2$ for $t = 0$ to T		$0.36T$	-46.9	1.79β	30
Parzen	$A = 1 - (2t/T-1)^2 + 6 2t/T-1 ^3$ for $t = T/4$ to $3T/4$ $A = 2(1-2(t/T-1))^3$ for $t = 0$ to $T/4$ and $t = 3T/4$ to T		$0.37T$	-53.2	1.81β	24





Ancho de banda en tiempo real

- Idealmente, sería deseable obtener una nueva FFT por cada nueva muestra. Esto requiere tiempo de procesamiento T_s , lo cual es muy exigente
- Si la FFT demora múltiples T_s se debería detener al adquisición perdiendo datos
- Una alternativa es utilizar dos buffers, y así almacenar un TR mientras se procesa el anterior. Esto fija **un tiempo máximo de procesamiento TR para poder trabajar en tiempo real.**
- Hay que tener en cuenta que **el TR varía según el span seleccionado (span ancho -> TR menor -> tiempo más exigente)**. Así, **si vamos aumentando el span habrá un span máximo para el que se mantiene el funcionamiento de tiempo real. Para spans mayores, el AEF puede comenzar a funcionar en modo de tiempo no-real**

Ancho de banda en tiempo real

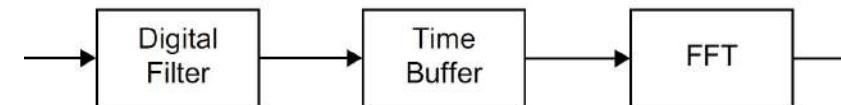
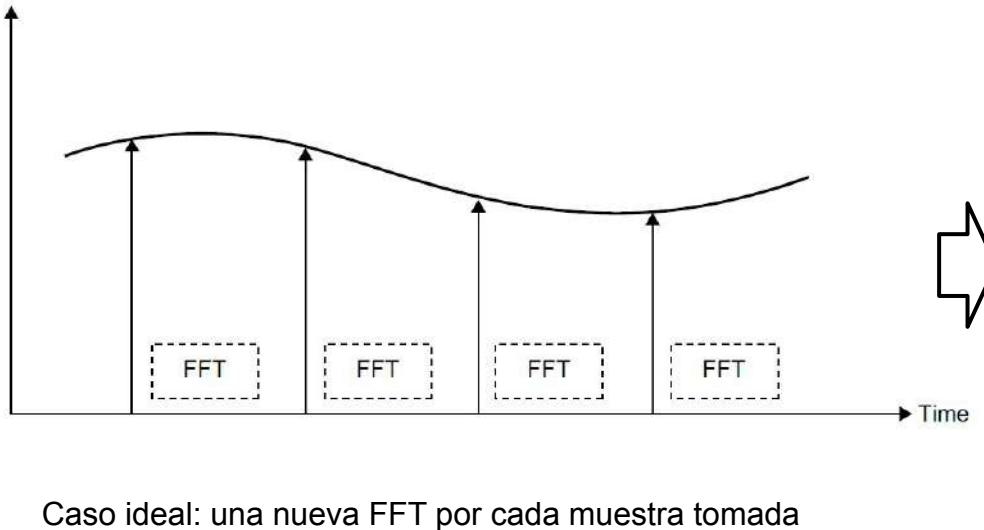


Figure 4-40 Time buffer added to block diagram.

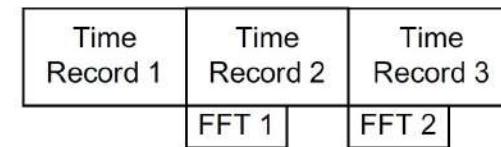


Figure 4-41 Real-time operation.

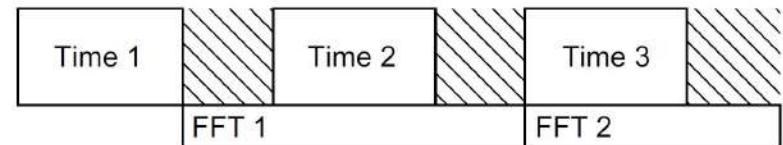


Figure 4-42 Non-real-time operation.

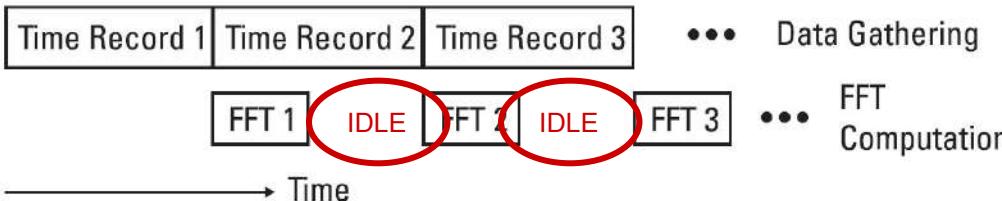
Operación en tiempo real mediante un buffer auxiliar

Procesamiento solapado (overlapped processing)

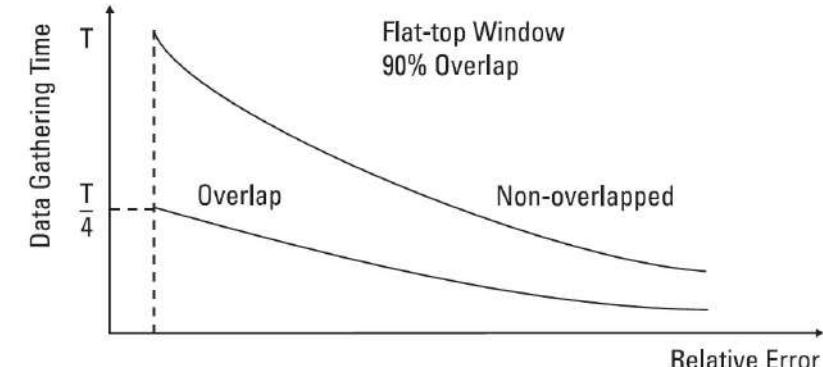
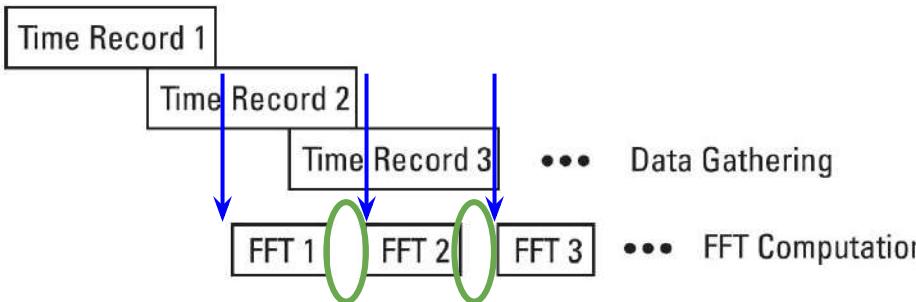
- Cuando la FFT toma menos tiempo que el necesario para llenar un TR, por ejemplo en señales de muy baja frecuencia, el procesador tiene **mucho tiempo ocioso** y la pantalla b. El procesamiento se puede optimizar para aumentar la velocidad de actualización del espectro.
- **Procesamiento “solapado”:** cuando la FFT termina de procesar, se toma una “foto” del TR como esté en ese momento y se comienza a procesar (ver siguiente slide). Es decir, **se procesa una mezcla de datos antiguos con datos nuevos**. De este modo, **el ancho de banda en tiempo real está únicamente limitado por el tiempo de procesamiento de la FFT, aprovechando al máximo la característica dinámica del analizador y mejorando su resolución en frecuencia**
- El procesamiento solapado tiene además el efecto de “descartar” la mayor parte de las muestras **atenuadas por la ventana y que no aportan al espectro**, mejorando su eficiencia
- Este procesamiento mejora también drásticamente el tiempo de cálculo de los promedios RMS, **introduciendo cierta varianza que debe minimizarse tomando promedio sobre más barridos**
- **Sin embargo, el procesamiento solapado tiene una desventaja por utilizar datos “mezclados”.** El espectro obtenido es muy bueno en su utilidad de ver las **tendencias de la señal**, pero **no es exacto hasta que no se procesa un TR “fresco” completo**. Además, **no es útil para transitorios con duración menor a un TR**.

Procesamiento en pipeline (overlapped processing)

- a) Non-overlapped processing is performed only on completely new data (time records).



- b) Overlapped processing is performed on data that combines old and new. The time between FFT's represents display processing.



El tiempo de cálculo de promedios RMS baja mucho utilizando procesamiento solapado

Diagrama de tiempos con y sin solapamiento

Promediados

- Las señales a medir se presentan comúnmente **acompañadas de ruido, o lucen ellas mismas como ruido (voz, música, datos digitales, datos sísmicos, vibraciones mecánicas)**
- Para caracterizarlas, existen técnicas para medir señales en presencia de ruido, o para medir el propio ruido. Una de estas técnicas es el **promediado, que puede ser (a) RMS (de potencia), o (b) lineal**

a) Promediado RMS o de potencia

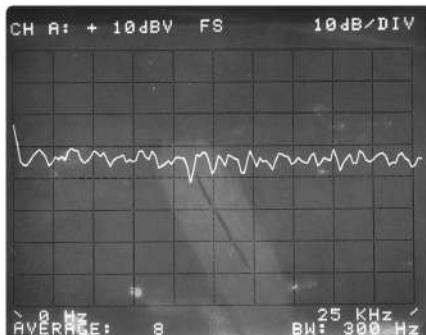
- Es el que realizaríamos intuitivamente **sobre el espectro de una señal** para determinar su promedio, pero ejecutado mediante DSP.
- **No mejora la SNR de la señal**, sólo obtiene una estimación más precisa de **la potencia total de señal más ruido**

b) Promediado lineal

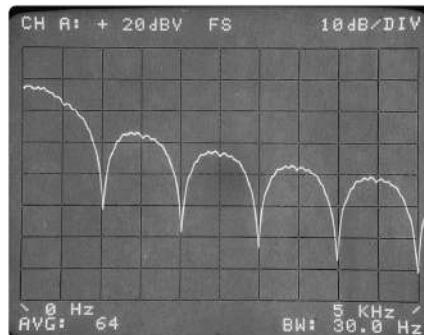
- **Mejora la SNR de una señal mediante DSP**
- **Requiere una señal de disparo que sea síncrona con la parte periódica de la señal**
- **Se suele aplicar en el dominio del tiempo**, y muestra sus efectos en la frecuencia **bajando el piso de ruido**

Promediados

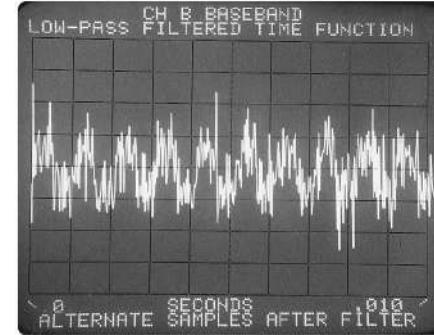
a) Random noise



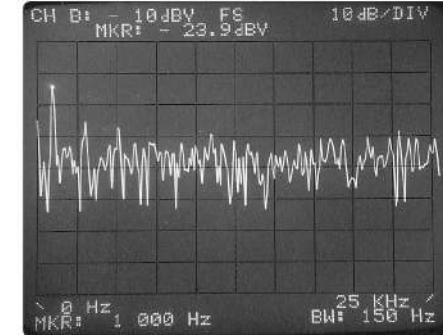
b) Digital data



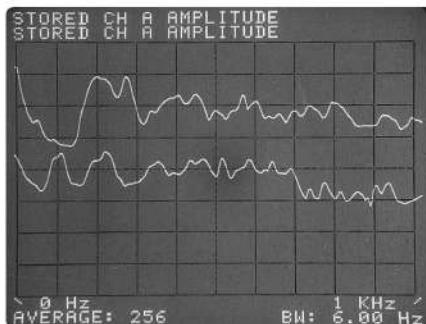
a) Single record, no averaging



b) Single record, no averaging



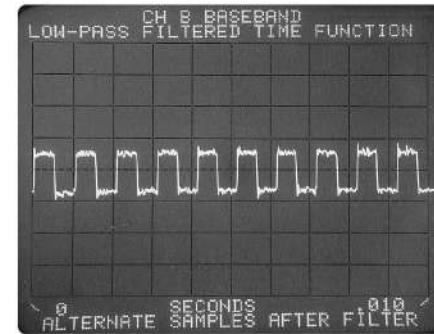
c) Voices



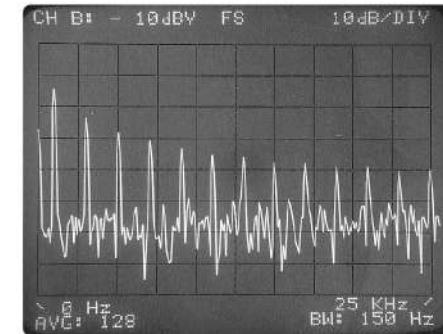
Traces were separated 30 dB for clarity

Promediado RMS o de potencia

c) 128 linear averages



d) 128 linear averages

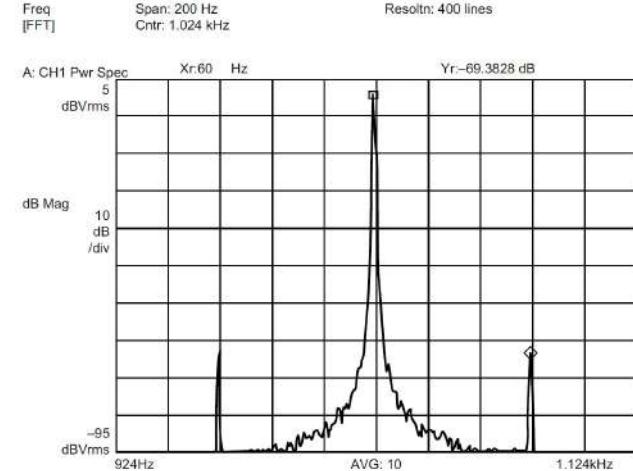
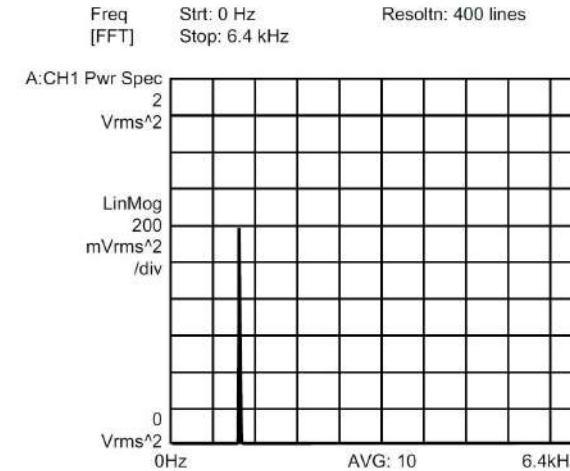
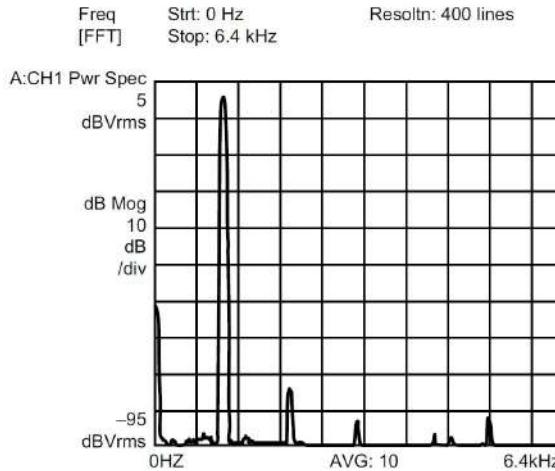


Promediado lineal

Mediciones en frecuencia

1) Caracterización de osciladores

- Interesa en particular al **distorsión armónica**
- Se utiliza **ventana flat-top** para buena precisión en amplitud
- Ajuste de **sensibilidad**:
 - **Sin sobrecarga**: si supera el rango del ADC se genera **distorsión**
 - **Sin infra-carga**: much información quedará debajo del **ruido del analizador**
⇒ se ajusta al rango más sensible que no sobrecargue.
- Se suele utilizar **escala logarítmica** para observar los productos más pequeños



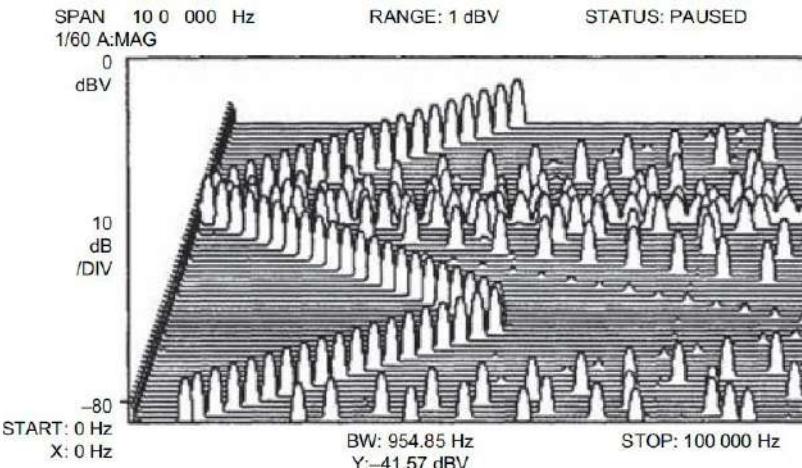
Análisis armónico, en escalas (a) logarítmica, y (b) lineal

Zoom de la modulación de 50 Hz

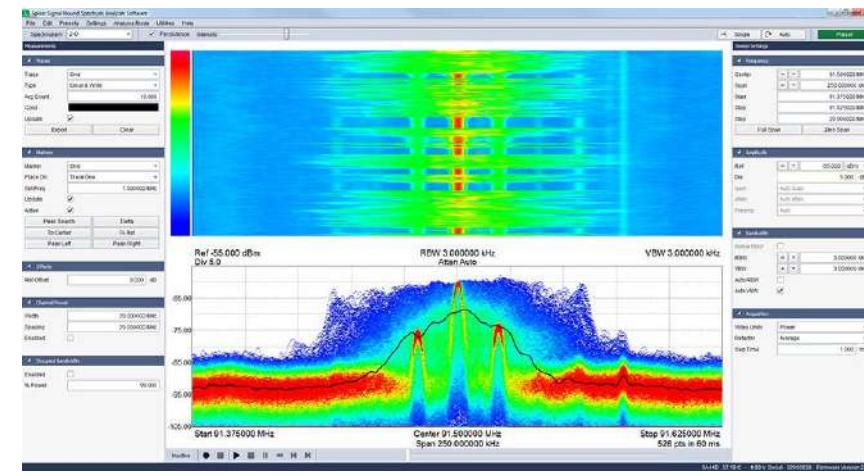
Mediciones en frecuencia

2) Mapas espectrales (o “cascada”)

- Muestra la **variación del espectro en función del tiempo**. Es una **característica única del AEF**, ya que por ejemplo en el AEB el barrido es en realidad una **mezcla de tiempos**.
- Función muy útil para monitoreo de espectro, sistemas de banda ancha, o señales con dúplex en frecuencia (FDD).**



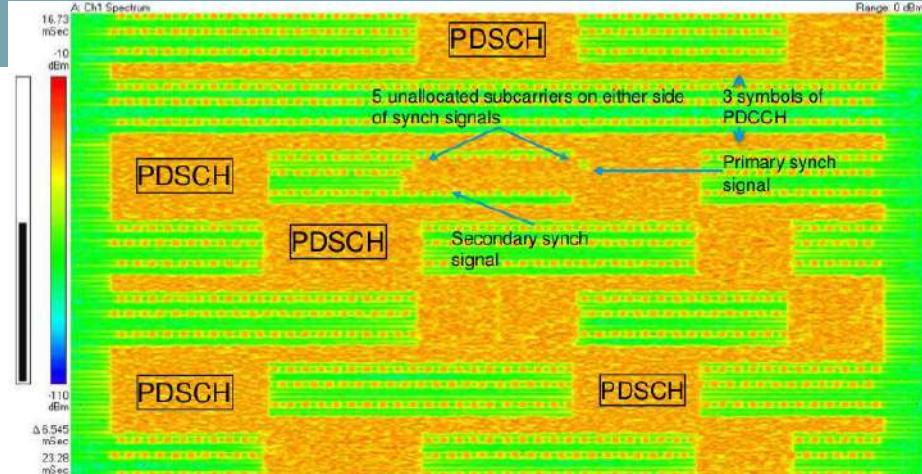
Mapa de un oscilador de barrido: componente principal junto a sus armónicas y espurias ocasionadas por imperfecciones



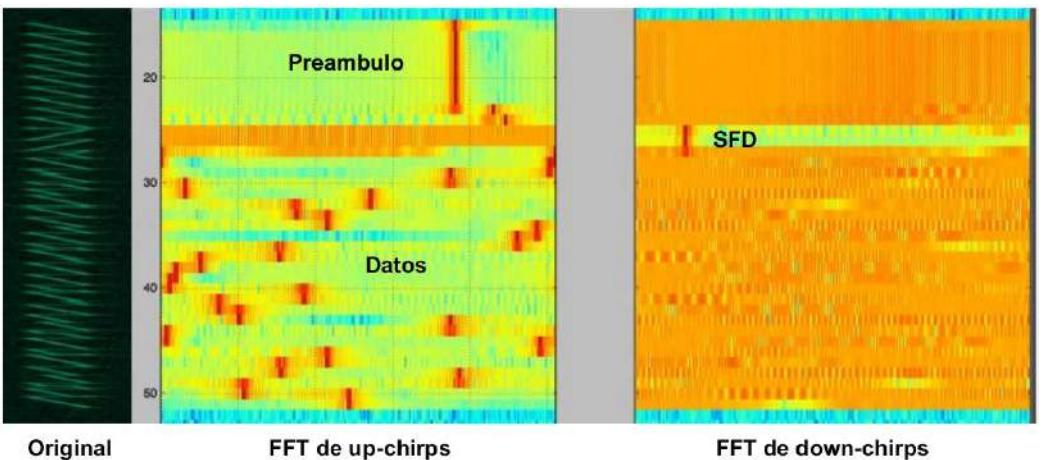
Mapa y espectro instantáneo de una modulación AM

Mediciones en frecuencia

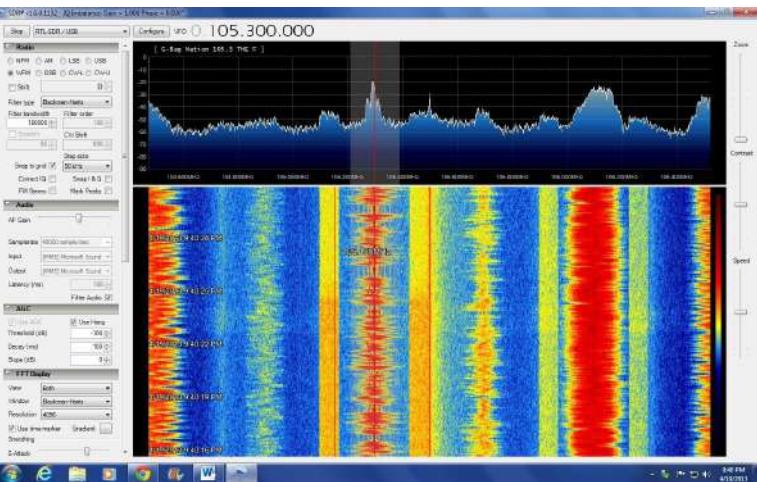
2) Mapas espectrales (o “cascada”)



Mapa espectral de señales LoRa



Mapa espectral de señales LTE DL



Mediciones en frecuencia

3) Medición de redes o mallas

- El AEF se puede utilizar, mediante su salida de excitación, para evaluar R en F de redes eléctricas, mecánicas, o de otra naturaleza mediante uso de transductores

Señal de excitación:

- Una opción sería aplicar una **sinusoide** a diferentes frecuencias y obtiene la **respuesta a cada sinusoide a la salida de la malla**. Sin embargo, esto fuera a barrer los bins de la FFT secuencialmente, **perjudicando la velocidad que puede alcanzar el analizador**
- Si se suministra una señal que entregue energía **simultáneamente a cada bin**, podemos realizar toda la medición en paralelo, aprovechando la velocidad del analizador. Para ello se utiliza como estímulo **una señal de ruido**
- Según la red a medir sea **lineal o no lineal**, este ruido se genera con distintas fuentes:
 - **Ruido Pseudo-aleatorio (PRN)**: generado digitalmente
 - **Ruido aleatorio verdadero (RN)**: generado con una fuente analógica (ruido térmico, o de disparo)

Mediciones en frecuencia

3) Medición de mallas: redes lineales

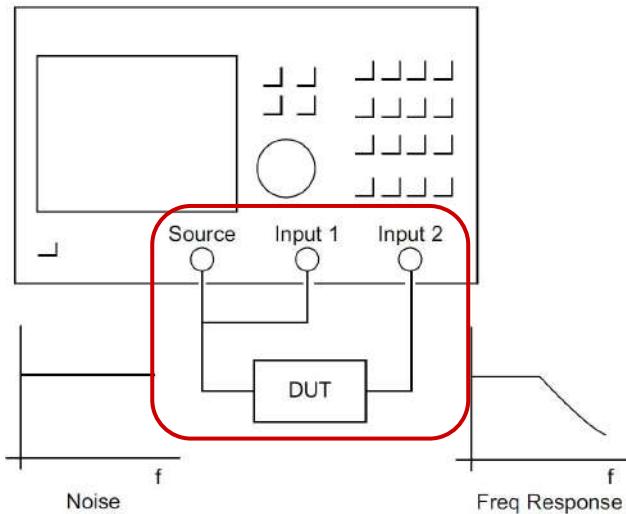
- Se utiliza **ruido pseudo-aleatorio (PRN)** → se generan múltiples señales senoidales de amplitud cte., aleatoriamente mezcladas en frecuencia
- El PRN es una señal **auto-ventana** dentro del TR y **se sincroniza con el TR**, por lo que **no produce drenaje**

⇒ al no haber drenaje, la medición es **más rápida que con RN**
⇒ **con RN**, se deben promediar múltiples TRs para obtener una respuesta en frecuencia precisa y estable. Con PRN, el resultado se obtiene luego de llenar **un solo TR**
⇒ **se utiliza VENTANA UNIFORME**
⇒ ya que no presenta drenaje, el PRN es mucho mejor que el RN para medir mallas **resonantes de alto Q**
(sub- o críticamente amortiguadas)

From the names used for this source it is apparent that it acts somewhat like a true noise generator, except that it has periodicity. If we add together a large number of sine waves, the result is very much like white noise. A good analogy is the sound of rain. A single drop of water makes a quite distinctive splashing sound, but a rain storm sounds like white noise. However, if we add together a large number of sine waves, our noise-like signal will periodically repeat its sequence. Hence, the name periodic random noise (PRN) source.

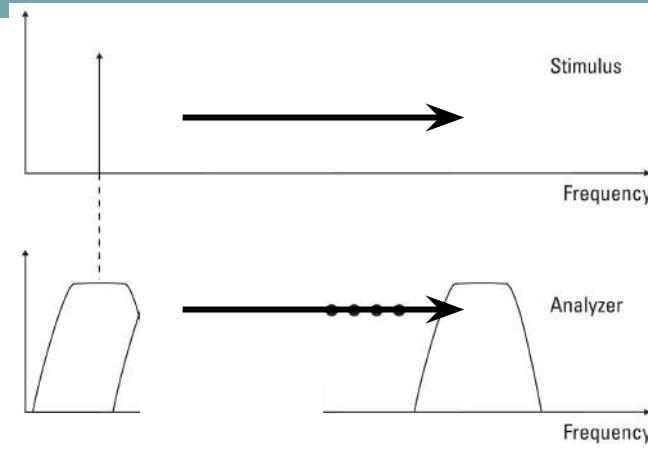
Mediciones en frecuencia

3) Medición de mallas: redes lineales

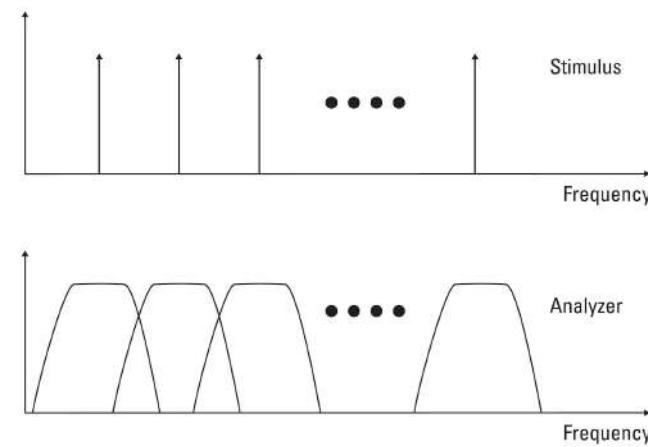


Montaje de medición de mallas

Barrido de una senoidal



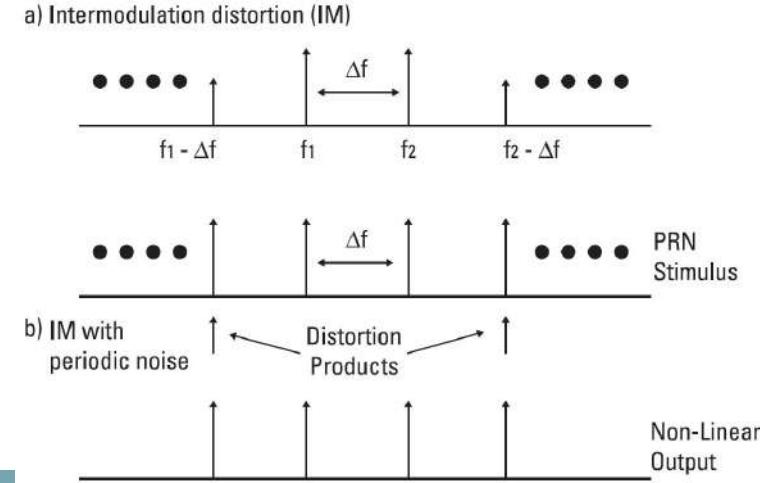
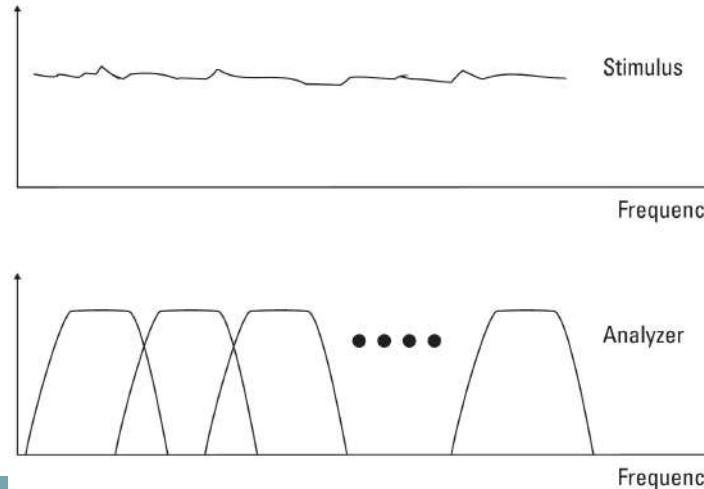
Estímulo mediante PRN



Mediciones en frecuencia

3) Medición de mallas: redes alineales o no-lineales

- Para mallas **no lineales**, se debe utilizar **ruido aleatorio verdadero** (analógico). Sucede que Las redes no-lineales **producen distorsión armónica y por intermodulación (IM)**. Ya que el PRN no posee un espectro continuo sino en puntos equidistantes, esta IM puede **confundirse con las líneas de excitación**.
- Con ruido aleatorio verdadero, la distorsión es **distinta en cada TR** y puede promediarse. Con PRN, esto no es posible ya que los efectos de distorsión son **iguales en cada TR**.

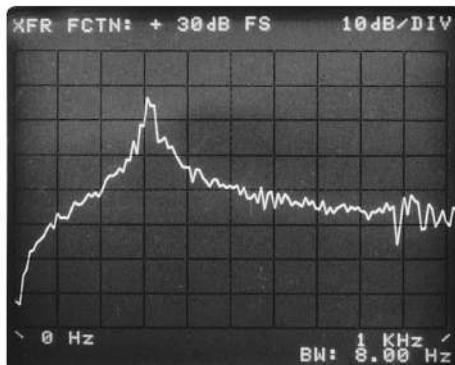


Mediciones en frecuencia

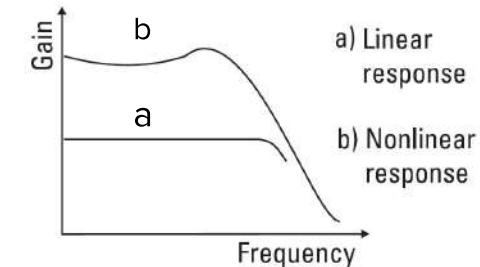
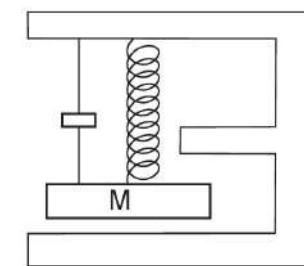
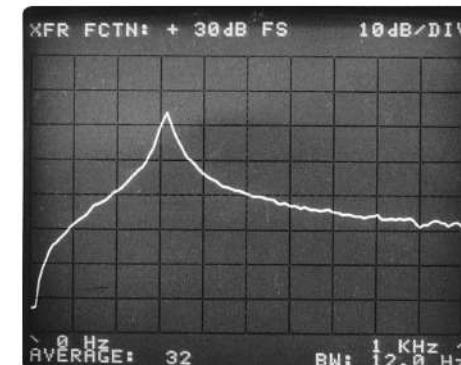
3) Medición de mallas: redes alineales o no-lineales

- Lo observado refleja una característica de las redes no lineales: **la respuesta en frecuencia no es una propiedad sólo de la malla - también depende del estímulo.** En general, cada estímulo ará un resultado diferente, por lo que se elige el que mejor emula a la realidad.

a) Pseudo-random noise stimulus



b) Random noise stimulus



Red alineal: su respuesta depende de la excitación

Uso del promediado para separar y limpiar la respuesta a medir

Mediciones en frecuencia

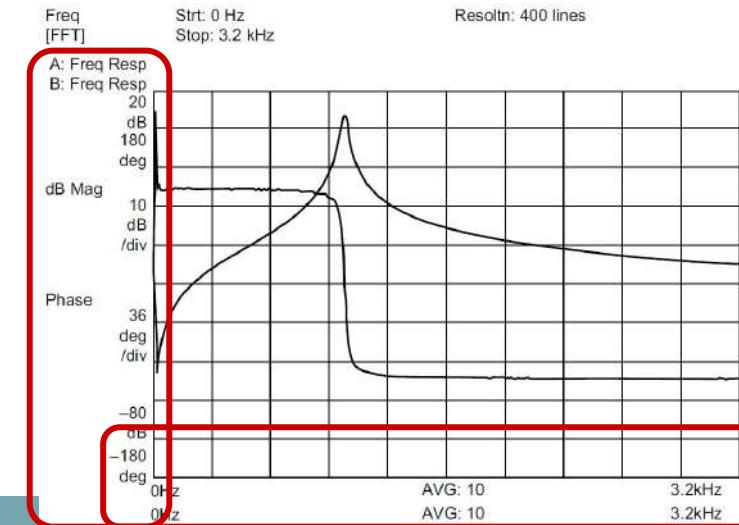
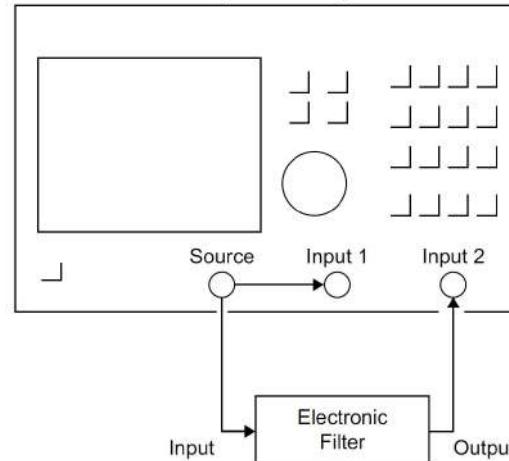
4) Medición de fase

- **Para medición de mallas:** la magnitud y la fase permiten saber los valores **complejos** de cada bin, que puede ser necesario conocer en ciertas aplicaciones. El concepto de fase en ese caso es la **diferencia de fase entre entrada y salida (el analizador tiene dos entradas, una de referencia y la otra para medir salida)**
- **Para medición de espectro (sólo salida),** cabe preguntarse *¿fase respecto a qué?* La fase medida dependerá en general de la posición de al Iseñal en el TR. **Para solucionar esto se utiliza un punto de disparo**

Mediciones en frecuencia

5) Caracterización de filtros

- Cómo el filtro es lineal, **como entrada se utiliza PRN, se aplica ventana UNIFORME, y sin promediado.**
 - El ensayo **presenta como ventaja su mayor velocidad** respecto a un VNA o un AEB: $\frac{1}{8}$ de segundo vs. 30 segundos. Esto es muy útil por ejemplo cuando se está ajustando un filtro, o cuando es un ensayo sobre línea de producción.
 - Hay que ajustar bien el nivel de sensibilidad a **máxima sin sobrecarga**



Actividad: Interpretación

Mediciones en frecuencia

6) Función Coherencia espectral

- Es una **medición auxiliar**, que se utiliza cuando existe posibilidad de **perturbaciones externas** que afecten la salida pero **no provengan de la malla analizada**. Por ejemplo, si se quiere medir la R en F de una máquina, que se encuentra montada junto y sometida a vibraciones de otra máquina.
- En principio **no es posible separar la respuesta de la perturbación en forma simple**. Entonces se usa la función de **COHERENCIA**, que indica **qué porción de la salida es causada** (i.e., es **coherente**) **por la excitación de entrada**.
- El valor de coherencia es **adimensional**, y su valor es **encuentra entre 0 (coherencia nula, perturbación)** y **1 (coherencia total, respuesta de la malla)**.
- La función coherencia se puede utilizar con **cualquier DUT (malla) LINEAL**, o sea que se pueda evaluar mediante PRN.
- **Ejemplo:** en un filtro, se agrega **artificialmente** una fuente de ruido aleatorio y una fuente senoidal de 2 KHz.

Mediciones en el tiempo

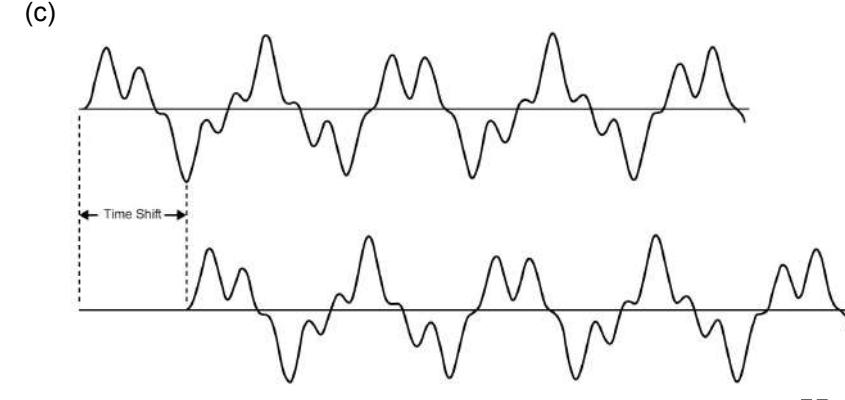
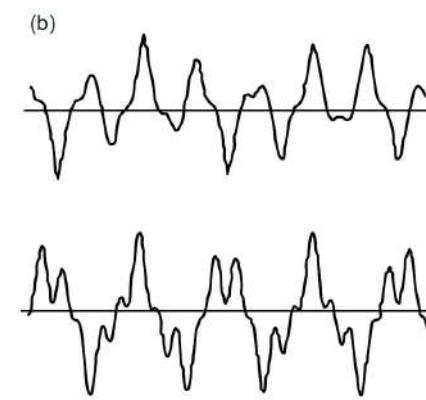
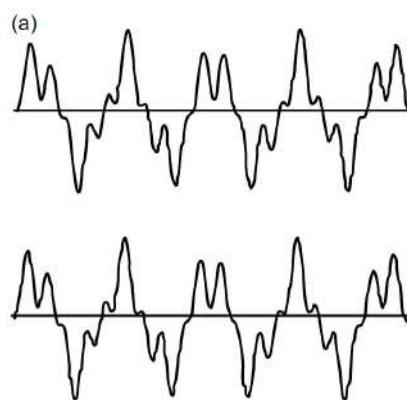
1) Pantalla en el dominio del tiempo

- Es común que los AEF tengan la opción de mostrar los datos en el tiempo. Esto es útil por ejemplo para guardarlos y analizarlos luego off-line. **Sin embargo, lo que se muestra puede diferir mucho de un OAD!**
- Por un lado, el AEF muestrea a una tasa que cumpla con Nyquist, muestreando las componentes más altas **unas 2,5 veces/ciclo**. Los OAD suelen tomar muchas muestras más y aplicar DSP adicional para conservar la **integridad de señal**
- En el AEF el filtro anti-alias es de caída muy abrupta y puede introducir oscilaciones en el tiempo
- **En el caso del zoom, la onda resultante puede ser muy confusa**

Mediciones en el tiempo

2) Correlación

- Medida de la **similitud entre dos cantidades o señales**
- Si considero **2 señales**, las multiplico u sumo sus productos.
 - Si ambas son idénticas desde $t = -\infty$ hasta $t = +\infty$, todos los productos son positivos y la **correlación será máxima**.
 - A medida que se diferencian más, algunos productos serán positivos y otros negativos, y la suma va disminuyendo.
- Si considero **una señal respecto a ella misma desfasada**, la correlación **decrece al aumentar el desfasaje**, y luego comienza a crecer hasta quedar a **desfasaje múltiplo de un ciclo de señal**



Correlación: (a) Señales iguales, (b) señales distintas, (c) señal desfasada

Mediciones en el tiempo

2) Auto-correlación

- La suma de correlación de una señal defasada, se divide por el **número de productos que se sumaron, y se grafica en función del desfase**.
- La curva así obtenida es la **función de autocorrelación** de esa forma de onda, y es una **característica propia de esa señal**. Es un gráfico de la **similaridad (o correlación) entre una onda y ella misma, en función del desplazamiento en tiempo (y fase)**

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T x(t)x(t + \tau) dt$$

$$R_{xx}(\tau) = \mathcal{F}^{-1} [S_x(f) S_x^*(f)]$$

- Si $x(t)$ es **periódica**, $R_{xx}(\tau)$ también lo será con el mismo periodo
- La función $R_{xx}(\tau)$ presenta un **máximo en $\tau = 0$, igual a la media cuadrática de $x(t)$**

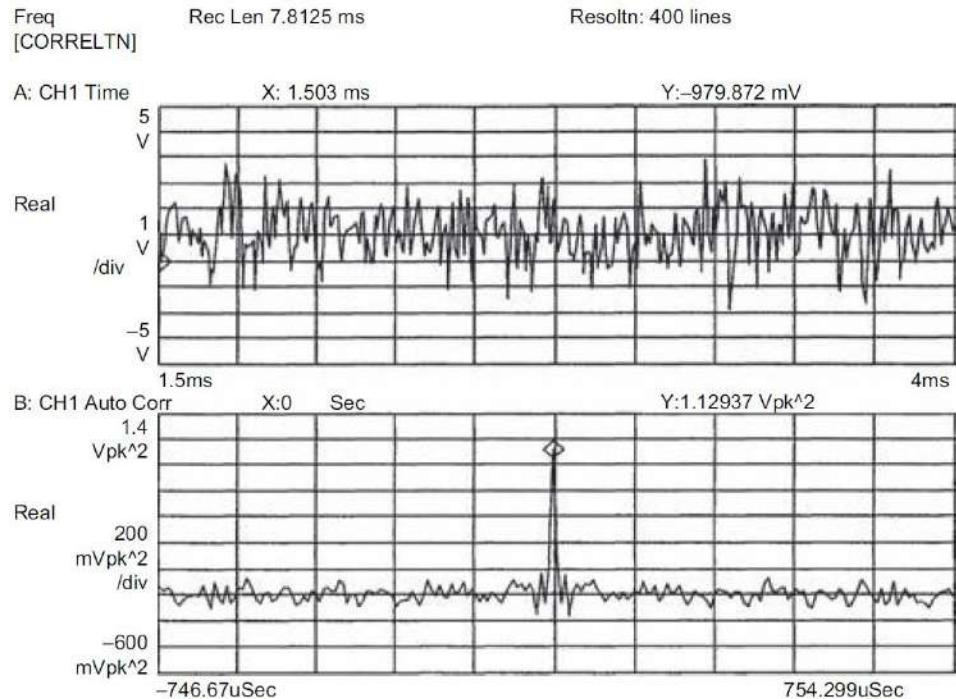
Mediciones en el tiempo

2) Auto-correlación

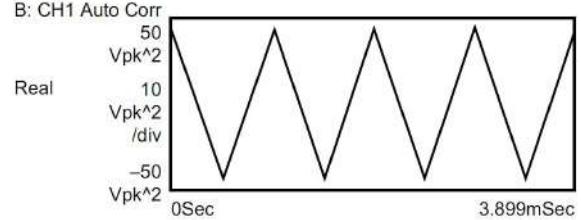
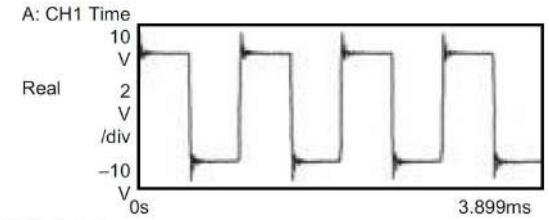
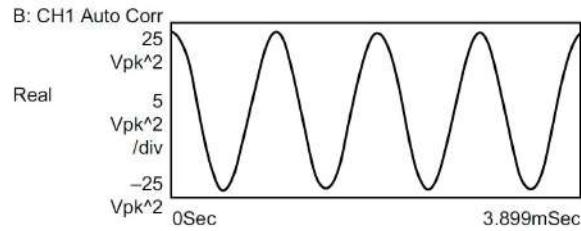
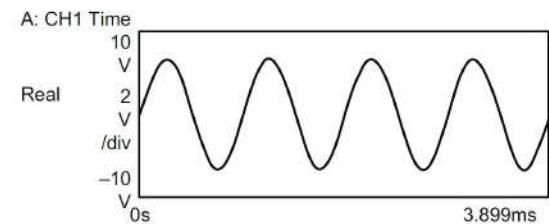
- El ruido aleatorio (NO PRN) sólo correlaciona en $\tau = 0$. Esto se usa por ejemplo para **mejorar la SNR de señales periódicas, o extraer una señal oculta en el ruido**. En este caso, la autocorrelación del ruido quedará bien separada de la autocorrelación de la señal.
- La diferencia con el **promediado lineal** es que la **autocorrelación no requiere sincronismo!** Esto es muy útil al trabajar con señales desconocidas como en radioastronomía o radares pasivos. La desventaja es que **no se conserva la forma de onda, sólo permite identificarla**.
- La **FFT de la autocorrelación es la magnitud del espectro original elevada al cuadrado**. Es decir, la correlación **no agrega información**. Sin embargo, las señales impulsivas como trenes de pulsos, o rozamiento de cojinetes, se ven mejor mediante correlación, mientras que señales que contienen algunas senoidales como vibraciones estructurales o maquinaria rotatoria, se analizan mejor en el dominio de la frecuencia.

Mediciones en el tiempo

2) Auto-correlación: ejemplos



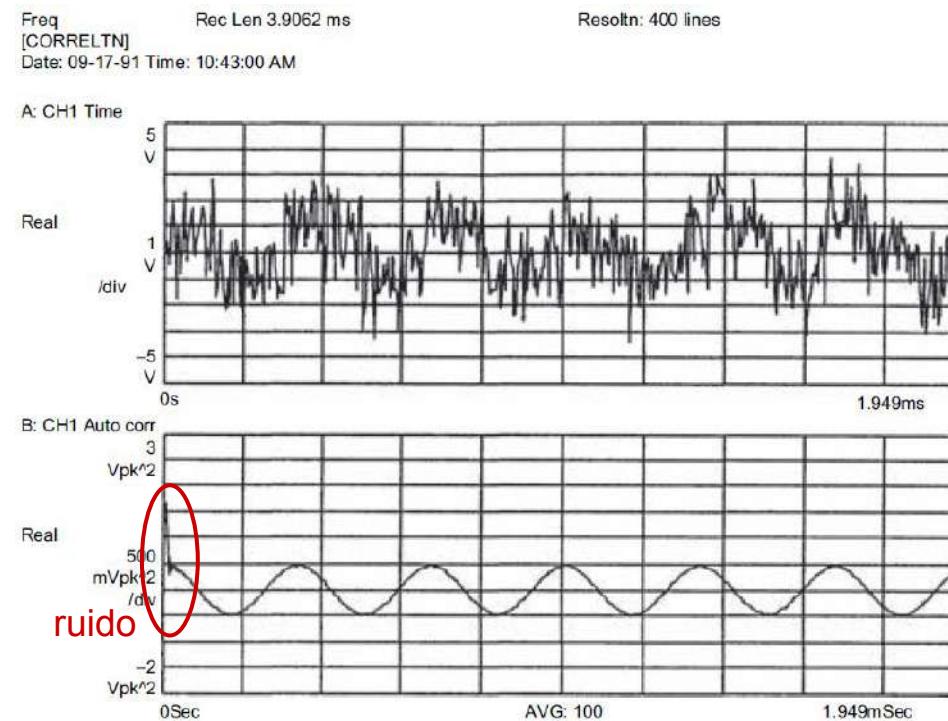
Auto-correlación del ruido aleatorio



Auto-correlación de señales periódicas

Mediciones en el tiempo

2) Auto-correlación: ejemplos



Separación de señal y ruido mediante auto-correlación

Mediciones en el tiempo

3) Correlación cruzada (cross-correlation, CC)

- Mide la similitud entre dos señales en función de su defasaje.
- Si una misma señal está “embebida” en ambas señales, está parte se refuerza mediante la CC, mientras que lo que las diferencia se reduce, por ejemplo el ruido aleatorio.
- Esto se aplica, por ejemplo, para reducir ruido en análisis de mallas, correlacionando la salida (respuesta) con la entrada (estímulo). Otra aplicación es la determinación de delays entre señales, por ejemplo señales impulsivas en radar/sonar, o ruido aleatorio de banda ancha

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T x(t)y(t + \tau) dt$$

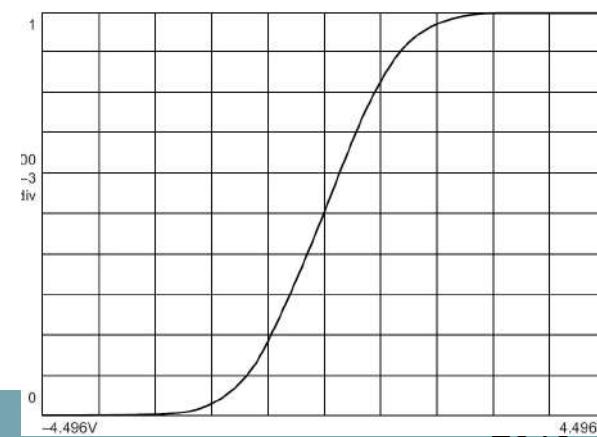
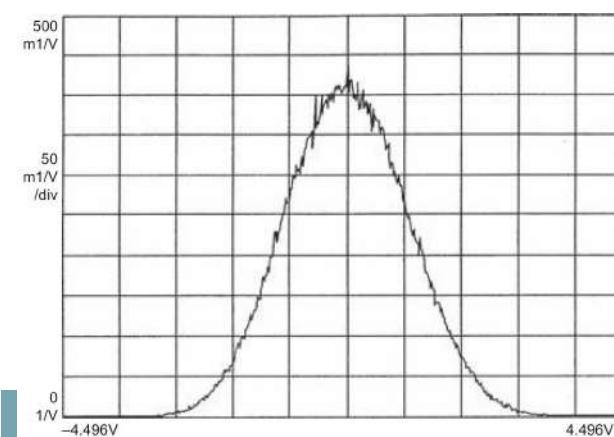
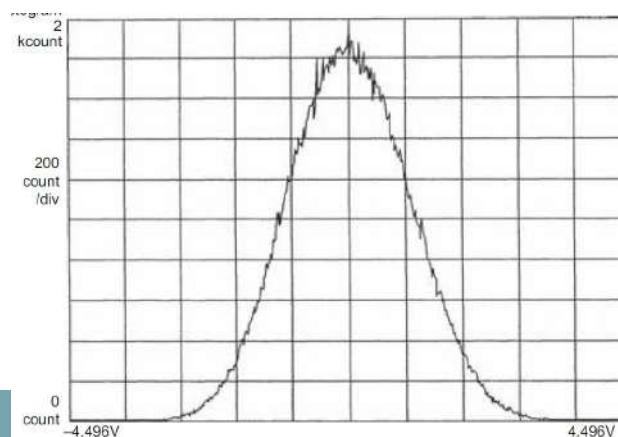
$$R_{xy}(\tau) = \mathcal{F}^{-1} [G_{xy}]$$

G_{xy} = Cross-power spectrum

Mediciones en el tiempo

4) Histogramas

- Muestra cómo se distribuyen las amplitudes de señal a lo largo de las muestras. Se muestra como **#samples vs. amplitud**. Mediciones derivadas son:
 - **función de densidad de probabilidad (PDF)**: probabilidad de que ocurra un valor específico. La probabilidad de que la señal caiga entre dos valores es proporcional a la integral de la curva entre ambos.
 - **función de densidad acumulada (CDF)**: probabilidad de que ocurra un nivel **igual o menor a cierto valor**. Es la **integral de la PDF**.
- Es útil por ejemplo para determinar características estadísticas del ruido, o para monitorear sistemas electro-magnéticos de posicionamiento



Bibliografía

Básica:

The fundamentals of signal analysis, Keysight AN 243 (5952-8898E), Keysight technologies, 2014

Robert Witte, ***Spectrum and network measurements 2nd Ed.*** Scitech publishing, 2014

Apuntes de clase Profs. S. Rabinovich y J. Zozaya

Ventanas:

Windows to FFT Analysis (Part I), Brüel & Kjaer Technical Review No. 3, 1987

Window Function, Wikipedia, The Free Encyclopedia, 2019

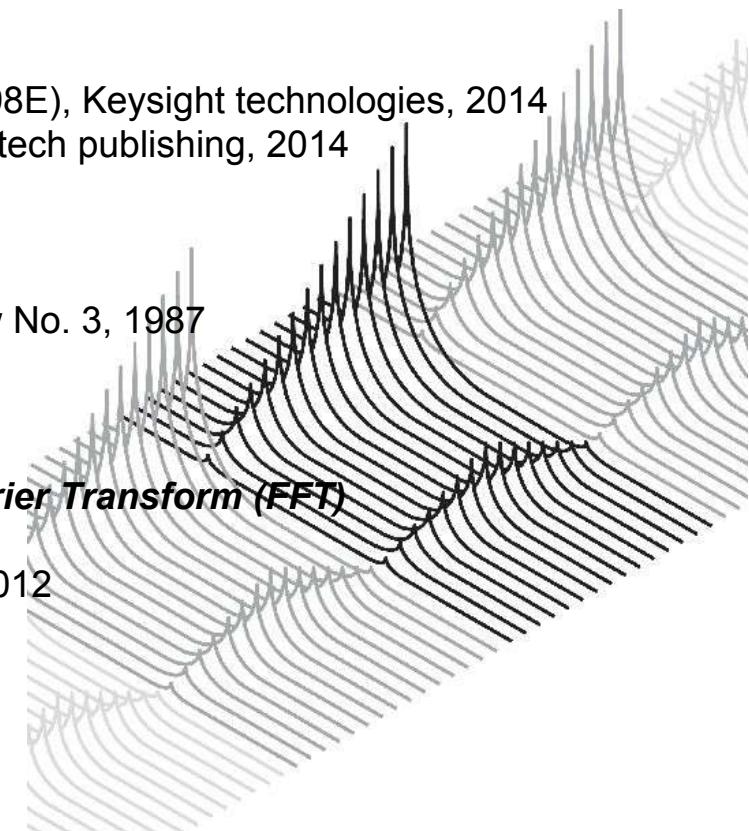
FFT con OADs (complementaria):

Spectral analysis using a deep-memory oscilloscope Fast Fourier Transform (FFT)

Agilent AN 1383-1, 2001

More about the FFT, LeCroy Application Brief LAB WM790, Jun. 2012

FFT Applications for TDS oscilloscopes, Tektronix, 2005



Reflectometría en el Dominio del Tiempo (TDR)

Carlos A. Zerbini

Cátedra Medidas Electrónicas 2

Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Córdoba

Año lectivo 2019

Agenda

- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ Parámetros medidos
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ Discontinuidades en una línea
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ Discontinuidades múltiples
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud
- ❑ Escalón vs. pulso
- ❑ Casos de medición

Agenda

- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ Parámetros medidos
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ Discontinuidades en una línea
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ Discontinuidades múltiples
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud
- ❑ Escalón vs. pulso
- ❑ Casos de medición

Líneas de transmisión y la técnica de TDR

- **Línea de transmisión:** sistema de conductores empleado para transmitir información entre dos puntos en la forma de energía eléctrica o electromagnética
- La técnica TDR utiliza como **estímulo una señal con múltiples componentes en frecuencia**, y analiza al respuesta del sistema a esta señal **en el dominio del tiempo**. Es decir, TDR no **discrimina la respuesta del sistema a cada una de las componentes en frecuencia**, sino que **brinda información precisa de la respuesta conjunta a todas ellas en el tiempo**.
- La técnica es válida cuando **la longitud de línea es comparable a las longitudes de onda de las componentes de mayor frecuencia ($f_{\text{máx}}, \lambda_{\text{mín}}$) de la señal estímulo**. Si la línea es mucho más corta que $\lambda_{\text{mín}}$, la línea se comportará de acuerdo a las **leyes de la teoría de circuitos**.

Líneas de transmisión y la técnica de TDR

Características principales de una LdT

Z_o: impedancia característica, ésta depende de su geometría (características mecánicas).

α: constante de atenuación de la línea. Toda línea presenta atenuación, expresada en [dB/unid. longitud] o [Np/unid. longitud]. La atenuación es **en general función de la frecuencia**.

β: constante de fase de la línea. Indica el defasaje la tensión en la línea por unidad de longitud [rad/long. Unit]. Es **función de la frecuencia**.

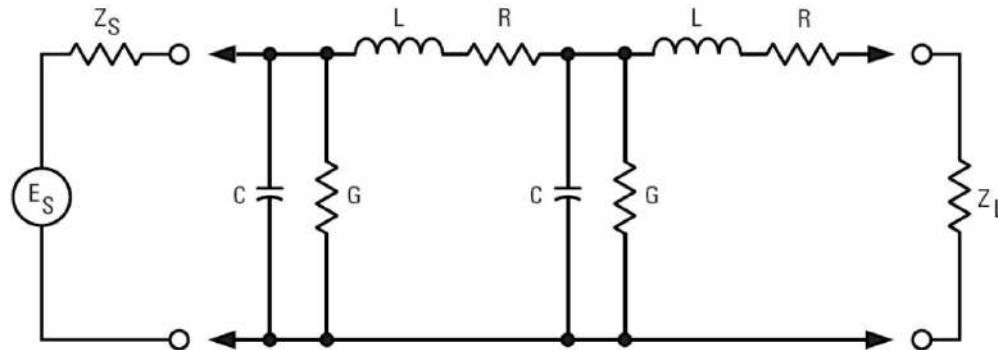
γ: constante de propagación de la línea. **Agrupa los efectos** de **α** y **β**, permitiendo saber:

- Cuánto **se atenúa** una señal de cierta frecuencia entre dos puntos de la línea
- Cuánto **se desfasa** una señal de cierta frecuencia entre dos puntos de la línea

V_p: velocidad de propagación. Como el medio que se está usando en una línea de transmisión es el dieléctrico, ya que la onda electromagnética se propaga por aquí, la velocidad de propagación depende de la permeabilidad eléctrica ϵ_r del dieléctrico.

Líneas de transmisión y la técnica de TDR

La propagación de una señal por la LdT se puede **modelar** mediante **constantes distribuidas L , C y R**



L: Inductancia serie distribuida [Hy/unid. long.], modela el proceso de almacenamiento energético en forma de campo magnético alrededor de los conductores

C: capacitancia paralelo distribuida [Fd/unid. long.] modela el proceso de almacenamiento energético en forma de campo eléctrico entre los conductores de la línea.

R: resistencia distribuida [Ω /unid. Long.] disipación de potencia debido a la no idealidad de los conductores (**pérdidas óhmicas**).

G: conductancia paralelo distribuida [mho o Siemens/unid. Long], modela la disipación de potencia que se produce por la no idealidad del **medio dieléctrico** (**pérdidas dieléctricas**).

Líneas de transmisión y la técnica de TDR

Los parámetros físicos y sus contrapartes en el modelo distribuido se pueden relacionar:

$$Z_{in} = Z_0 = \sqrt{\frac{R+jwL}{G+jwC}} \text{ Impedancia caracteristica}$$

$$\text{Para bajas perdidas } R \text{ y } G : Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + jwL)(G + jwC)} \text{ Constante de propagacion}$$

Siendo :

$$V_p = \frac{w}{\beta} = \frac{V_c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$V_c = \text{velocidad de la luz} \approx 3.10^8 \text{ m/s}$$

$$\epsilon_r = \text{constante dielectrica de la linea}$$

Para una onda progresiva de tensión E_{in} que se propaga por la línea, se cumple que:

$$E_x = E_{in} e^{-\gamma x}, I_x = I_{in} e^{-\gamma x} \text{ A distancia } x \text{ del generador}$$

$$Z_0 = \frac{E_{in} e^{-\gamma x}}{I_{in} e^{-\gamma x}} = \frac{E_{in}}{I_{in}} = Z_{in}$$

Líneas de transmisión y la técnica de TDR

Para una onda de tensión E_{in} que se propaga por la línea, se producen **dos casos principales**:

1. Líneas de longitud infinita (teóricas) o líneas con carga adaptada ($Z_L = Z_0$):

$$E_x = E_{in} e^{-\gamma x}, \quad I_x = I_{in} e^{-\gamma x} \quad A \text{ distancia } x \text{ del generador}$$

$$Z_0 = \frac{E_{in} e^{-\gamma x}}{I_{in} e^{-\gamma x}} = \frac{E_{in}}{I_{in}} = Z_{in}$$

2. Líneas con carga desadaptada ($Z_L \neq Z_0$): se produce una **segunda onda**, proveniente de la la carga y que también es atenua y se defasa según lo dicta el parámetro γ . La **suma de ambas ondas determina los valores de E_x y Z_x** . Z_x **NO SERÁ AHORA CONSTANTE, sino que dependerá del punto de la línea que se considere**. Se introducen dos nuevos parámetros:

$$\rho = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \leq 1 \quad \text{Coef de reflexion (VECTORIAL)}$$

$$VSWR = \sigma = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} \geq 1 \quad \text{Relacion de onda estacionaria de tension (ESCALAR)}$$

Líneas de transmisión y la técnica de TDR

LA VSWR o ROE mide la calidad *del sistema en conjunto*. NO indica detalles tales como:

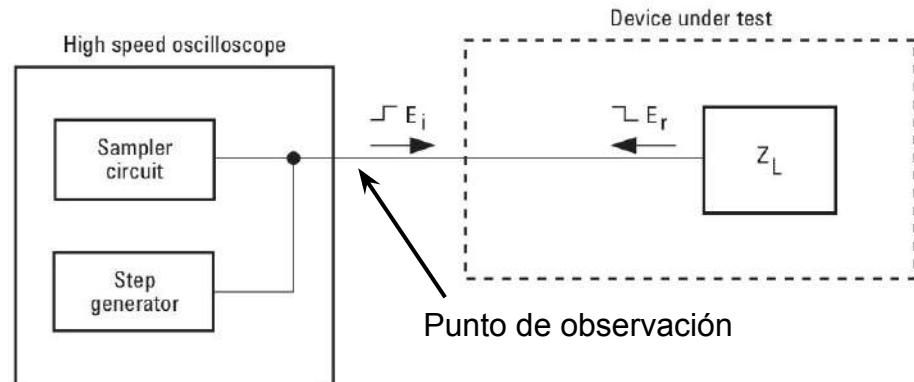
- **CUAL de los componentes del sistema ocasiona las reflexiones**
- **Si puede haber reflexiones que se CANCELEN ENTRE SÍ**
- **EN QUÉ LUGAR DE LA LÍNEA se producen las desadaptaciones**

Esta información es brindada por las técnicas TDR, en una medición que no diferencia componentes en frecuencia (cómo lo hace por ej el VNA), sino que evalúa la RESPUESTA TEMPORAL Y ESPACIAL del sistema.

Agenda

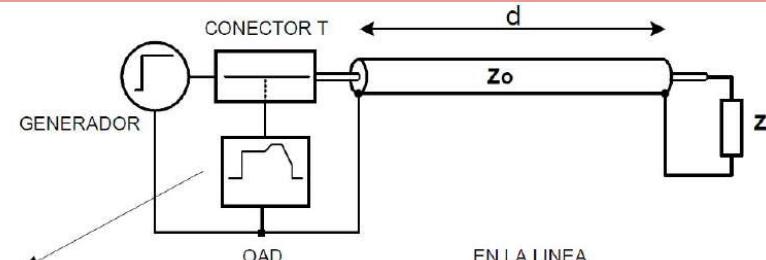
- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ **Parámetros medidos**
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ Discontinuidades en una línea
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ Discontinuidades múltiples
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud
- ❑ Escalón vs. pulso
- ❑ Casos de medición

Parámetros medidos



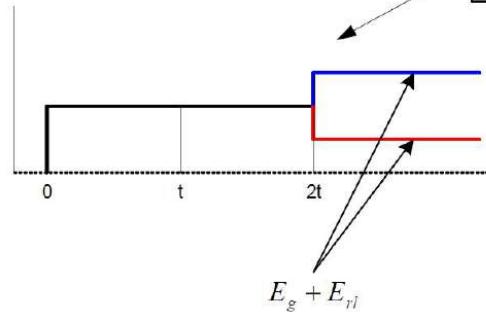
- Casos
- a) $Z_L = Z_0 \rightarrow E_r = 0 \rightarrow$ en el osciloscopio se observa el escalón (o pulso, según se verá) E_i a medida que pasa por el punto de observación.
 - b) $Z_L \neq Z_0 \rightarrow E_r \neq 0 \rightarrow$ se produce una **onda reflejada que se suma algebraicamente a La onda incidente luego de un tiempo de propagación**
- Mediciones
- a) **TIEMPO de arriba de la reflexión T_d → Localización espacial de la carga o discontinuidad $D = (V_p \cdot T_d) / 2$**
 - b) **FORMA de la onda reflejada → NATURALEZA Y MAGNITUD de la desadaptación/carga → $\rho = E_r / E_i = (Z_L - Z_0) / (Z_L + Z_0)$**

Parámetros medidos [Zoz2010]



$$E_r = (1 + \rho) E_g$$

(SUMA
ALGEBRAICA)

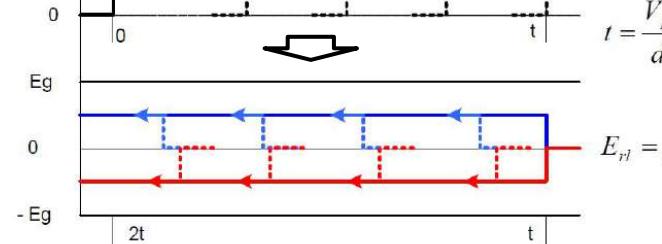
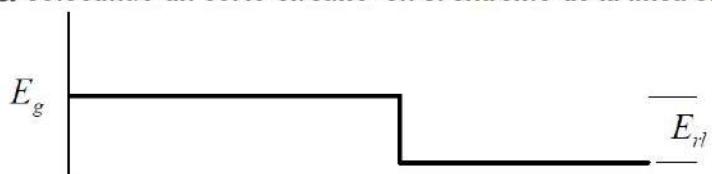


Mediciones:

Conociendo

- E_g y Z_0 es posible determinar el valor de la carga
- V_p y t se puede determinar la distancia a la carga usando $d = \frac{V_p}{t}$
- d y t la velocidad de propagación $V_p = \frac{d}{t}$
- La atenuación α colocando un corto circuito en el extremo de la línea el valor final de E_{rl} es comparado con E_g

$$\alpha = 10 \log \frac{E_{rl}}{E_g}$$



$$t = \frac{V_p}{d}$$

$$E_{rl} = \rho E_g$$

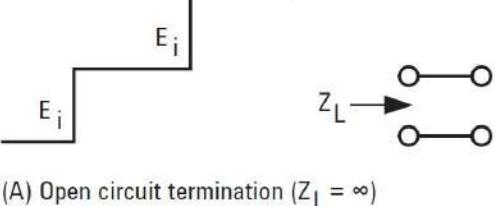
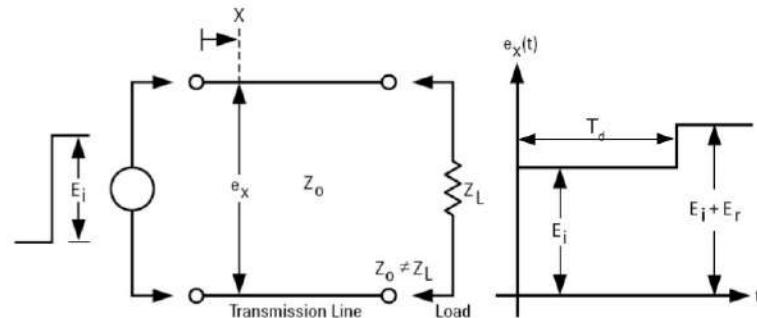
+ para $Z_L > Z_0$
- para $Z_L < Z_0$

Agenda

- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ Parámetros medidos
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ Discontinuidades en una línea
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ Discontinuidades múltiples
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud
- ❑ Escalón vs. pulso
- ❑ Casos de medición

Medición de cargas/desadaptaciones [HPAN62]

a) Impedancias reales

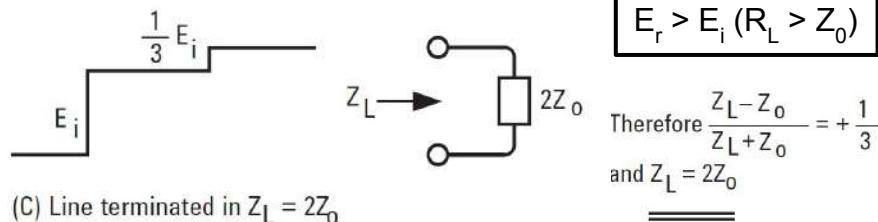


$$E_r = E_i \text{ (abierto)}$$

$$\text{Therefore } \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = +1$$

Which is true as $Z_L \rightarrow \infty$

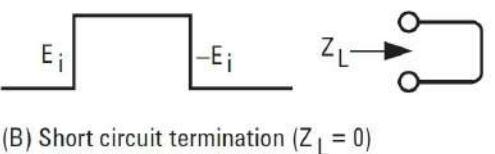
$$\therefore Z = \text{Open circuit}$$



$$E_r > E_i \quad (R_L > Z_0)$$

$$\text{Therefore } \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = +\frac{1}{3}$$

and $Z_L = 2Z_0$



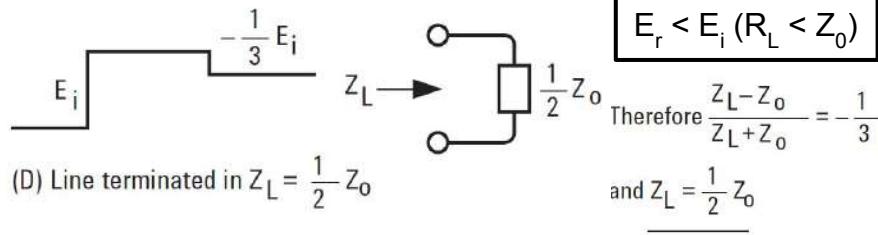
$$E_r = -E_i \text{ (corto)}$$

$$\text{Therefore } \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = -1$$

Which is only true for finite Z_0

$$\text{When } Z_L = 0$$

$$\therefore Z = \text{Short circuit}$$



$$E_r < E_i \quad (R_L < Z_0)$$

$$\text{Therefore } \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = -\frac{1}{3}$$

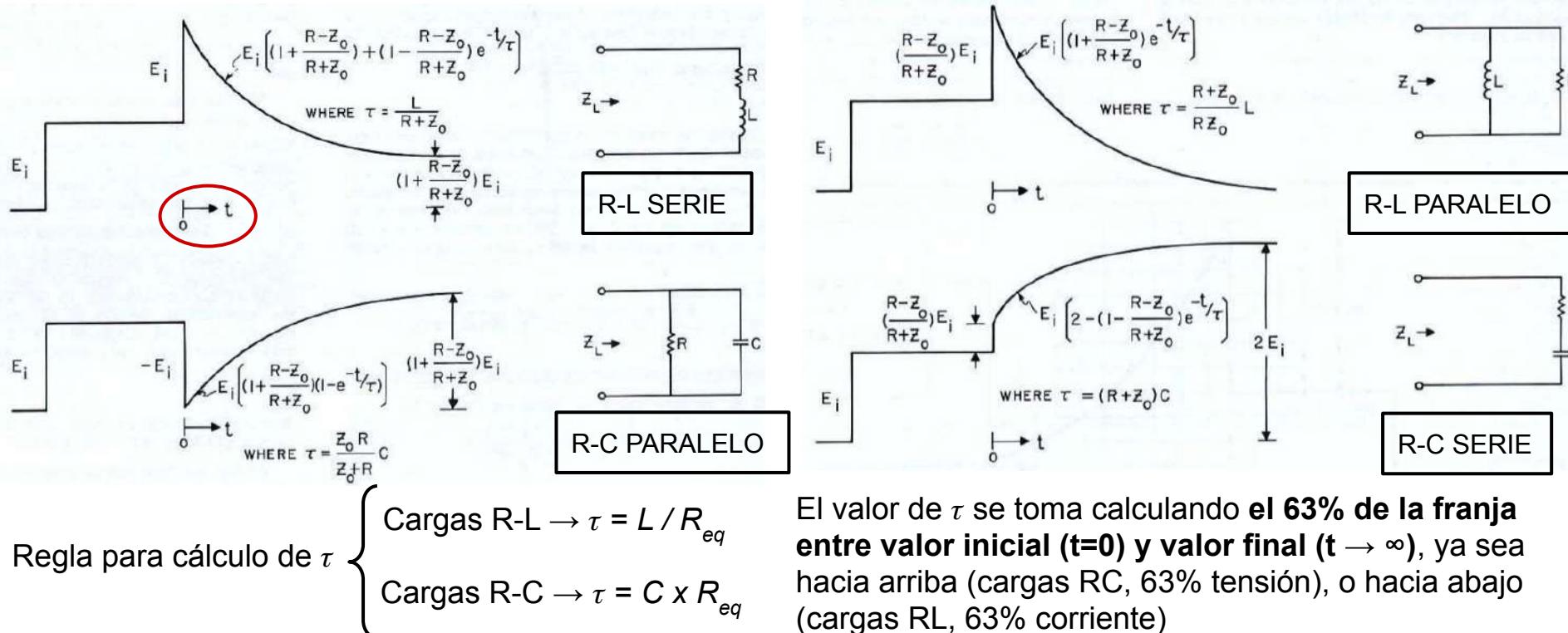
and $Z_L = \frac{1}{2} Z_0$

Agenda

- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ Parámetros medidos
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas**
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ Discontinuidades en una línea
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ Discontinuidades múltiples
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud
- ❑ Escalón vs. pulso
- ❑ Casos de medición

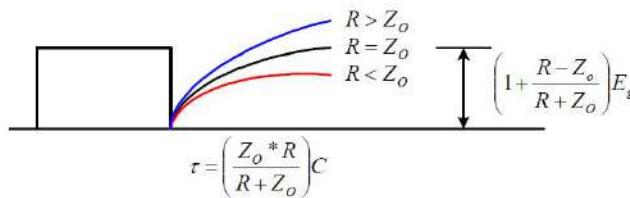
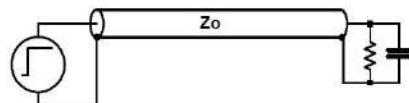
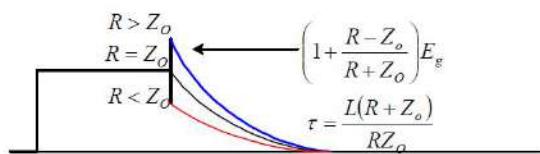
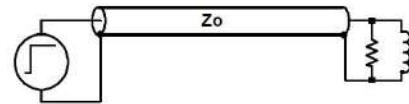
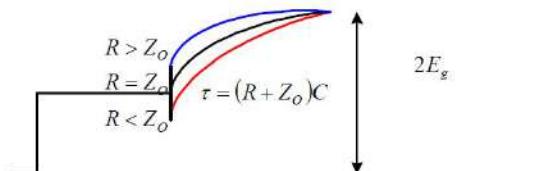
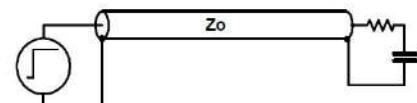
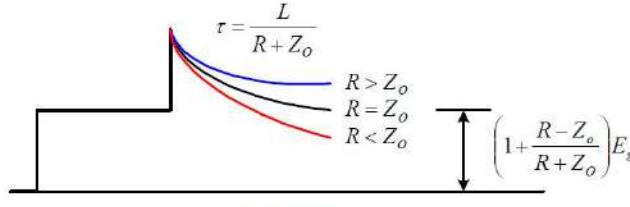
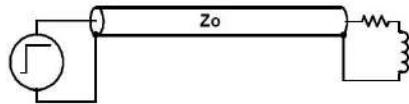
Medición de cargas/desadaptaciones [HPAN62]

b) Impedancias complejas: a diferencia del análisis con VNA, que arroja un número complejo, no interesa aquí los **valores inicial/final**, y la **constante de decaimiento τ**

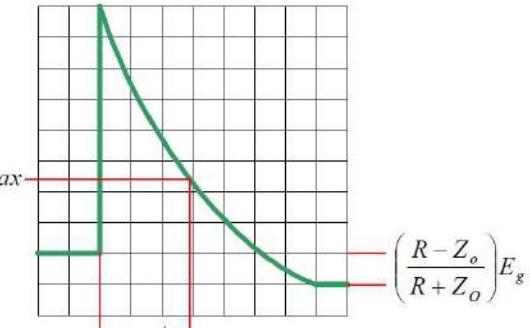


Medición de cargas/desadaptaciones [Zoz2010]

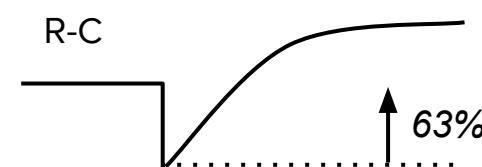
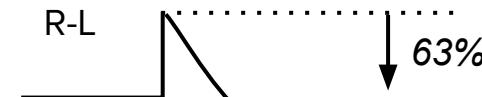
b) Impedancias complejas



Pregunta: ¿Cómo es la respuesta para cargas C o L PURAS?



$$\tau = \frac{L}{R + Z_0}$$

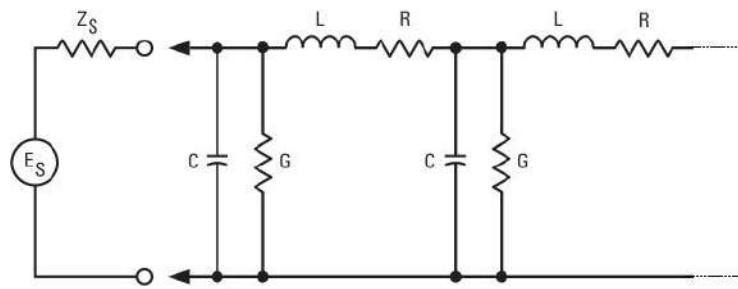


Agenda

- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ Parámetros medidos
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ Discontinuidades en una línea
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ Discontinuidades múltiples
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud
- ❑ Escalón vs. pulso
- ❑ Casos de medición

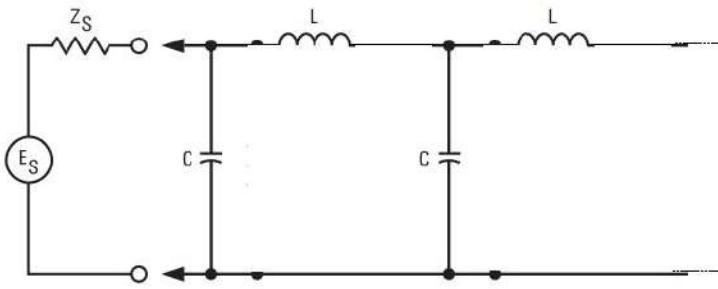
Pérdidas en una línea

Se estudia el efecto que tienen las pérdidas de la línea **sobre la forma del escalón incidente ($t=0^+$)**

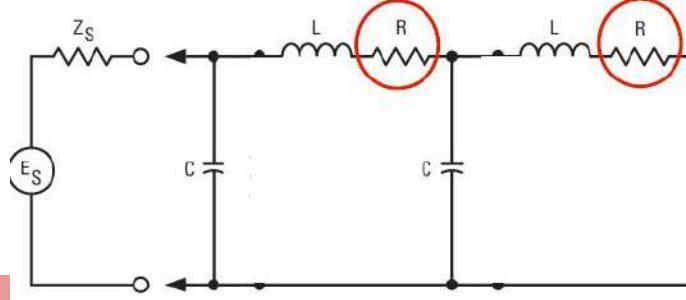


Línea con pérdidas en serie y en paralelo

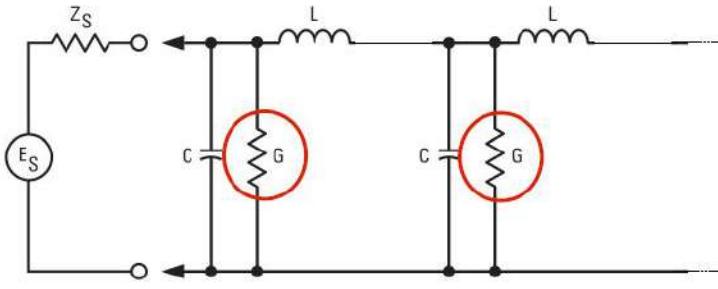
$$Z_0 = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad \text{Impedancia compleja}$$



Línea sin pérdidas



Línea con pérdidas en serie



Línea con pérdidas en paralelo

Pérdidas en una línea: pérdidas en serie

$$Z_{in} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad \text{Consideramos IMPEDANCIA!}$$

$$Z_{in} \approx \sqrt{\frac{R+j\omega L}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right)^{1/2}$$

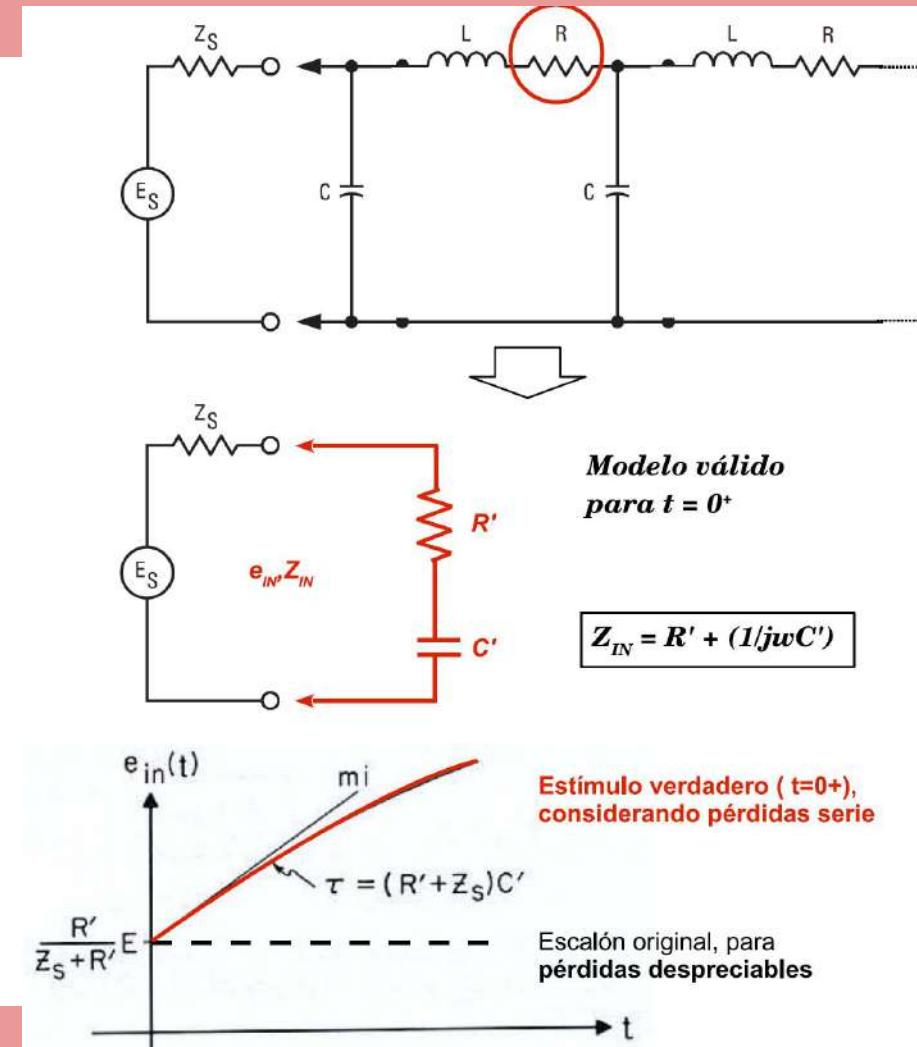
En el flanco ascendente ($t=0^+$), ω es muy grande y $R \ll \omega L$, entonces podemos aplicar:

$$(1+x)^a|_{x<<1} \approx 1+ax$$

$$Z_{in}|_{t=0^+} \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + \frac{R}{j2\omega L}\right)$$

Esta ecuación sigue la forma de un circuito equivalente R-C serie, donde:

$$R' = \sqrt{\frac{L}{C}}; C' = \frac{2L}{R} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$



Pérdidas en una línea: pérdidas en paralelo

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \sqrt{\frac{G+j\omega C}{R+j\omega L}}$$

Consideramos ADMITANCIA!

$$Z_{in} \approx \sqrt{\frac{G+j\omega C}{j\omega L}} = \sqrt{\frac{C}{L}} \left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)^{1/2}$$

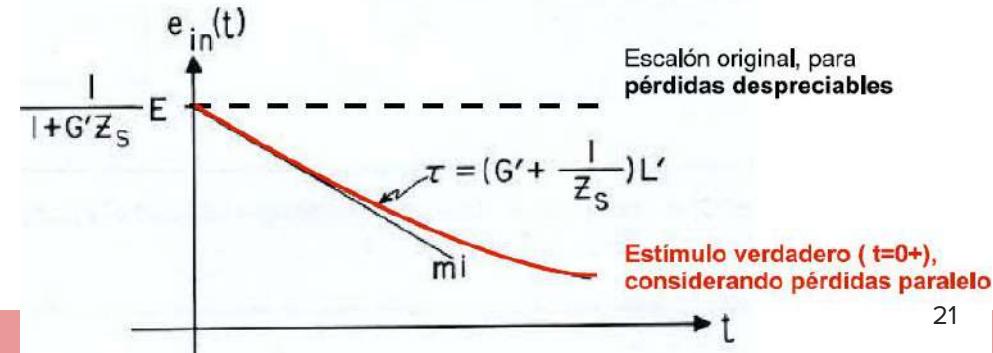
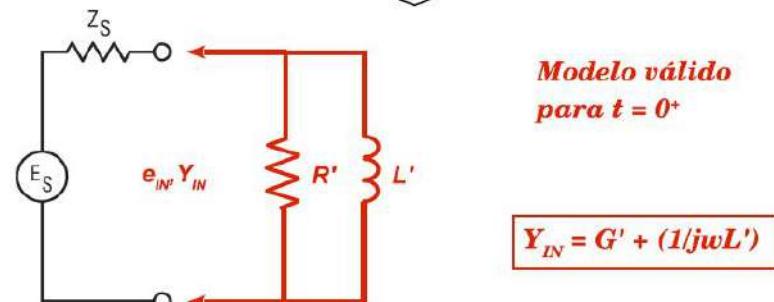
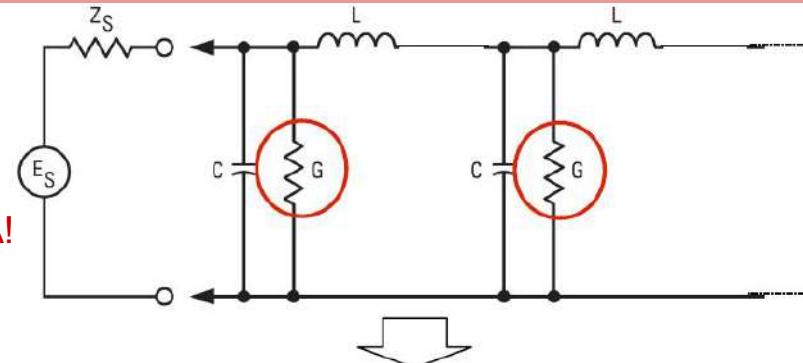
En el flanco ascendente ($t=0^+$), ω es muy grande y $G \ll \omega C$, entonces podemos aplicar:

$$(1+x)^a|_{x \ll 1} \approx 1 + ax$$

$$Y_{in}|_{t=0^+} \approx \sqrt{\frac{C}{L}} \left(1 + \frac{G}{j2\omega C}\right)$$

Esta ecuación sigue la forma de un circuito equivalente R-L paralelo, donde:

$$G' = \sqrt{\frac{C}{L}}; L' = \frac{2C}{G} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

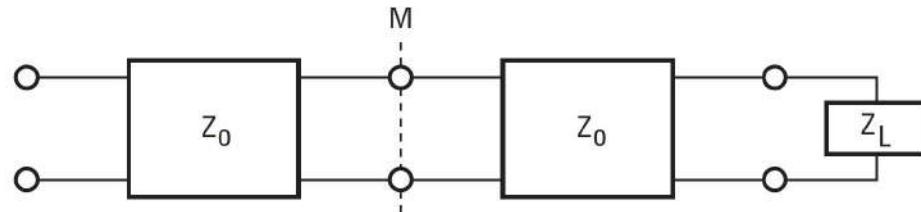


Agenda

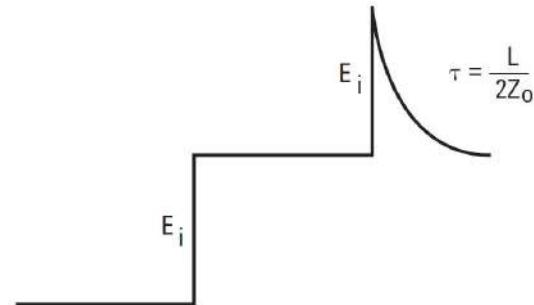
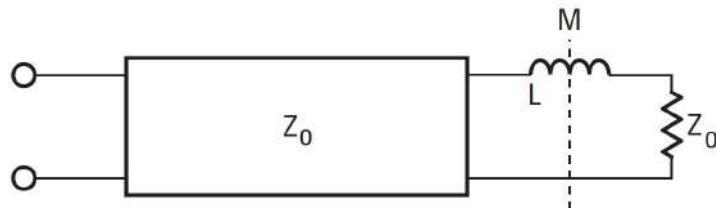
- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ Parámetros medidos
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ Discontinuidades en una línea
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ Discontinuidades múltiples
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud
- ❑ Escalón vs. pulso
- ❑ Casos de medición

Puntos de discontinuidad

- Nos interesa en este caso el efecto de una **discontinuidad puntual en una línea**
- Por ejemplo, un **conector** puede introducir una **inductancia o un capacitor en serie**
- Ya que el cable es el mismo a ambos lados del conector, **la forma de onda es equivalente a la de un circuito R-L serie. El tiempo de la reflexión indica la posición del conector.**



Suponiendo $Z_L = Z_0$



Agenda

- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ Parámetros medidos
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ **Discontinuidades en una línea**
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ **Discontinuidades múltiples**
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud
- ❑ Escalón vs. pulso
- ❑ Casos de medición

Discontinuidades múltiples

La interpretación analítica es practicable hasta la segunda reflexión. Luego la continuaremos gráficamente para obtener mayor información.

Interesan tres características principales:

- **Primera reflexión → desadaptación $Z_0 - Z'_0$**
- **Valor final → desadaptación $Z_0 - Z_L$**
- Cantidad de reflexiones intermedias → desadaptación $Z_0 - Z'_0$

$$E_{r1} = \rho_1 E_i = \frac{Z'_0 - Z_0}{Z'_0 + Z_0} E_i$$

$$E_{t1} = (1 + \rho_1) E_i$$

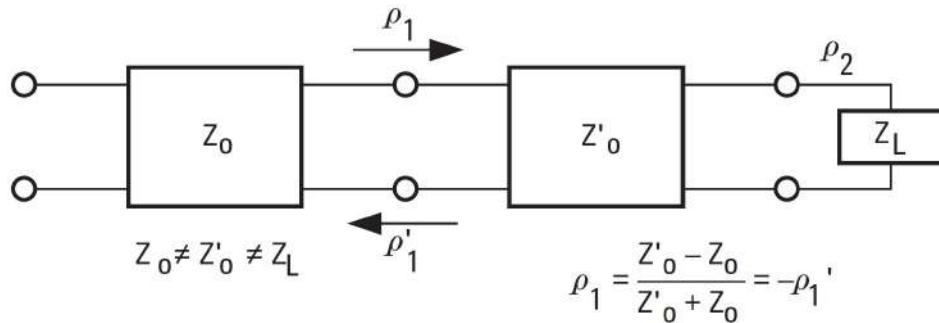
$$E_{rL} = \rho_2 E_{t1} = \rho_2 (1 + \rho_1) E_i$$

$$E_{r2} = (1 + \rho'_1) E_{rL} = (1 + \rho'_1) [\rho_2 (1 + \rho_1) E_i]$$

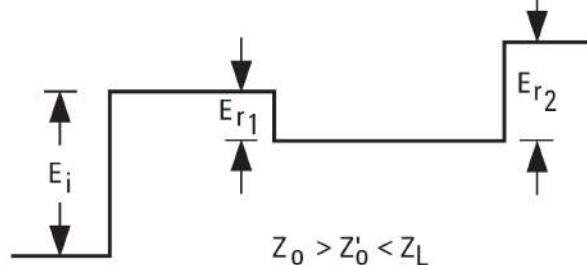
Pero como $\rho_1 = -\rho'_1$:

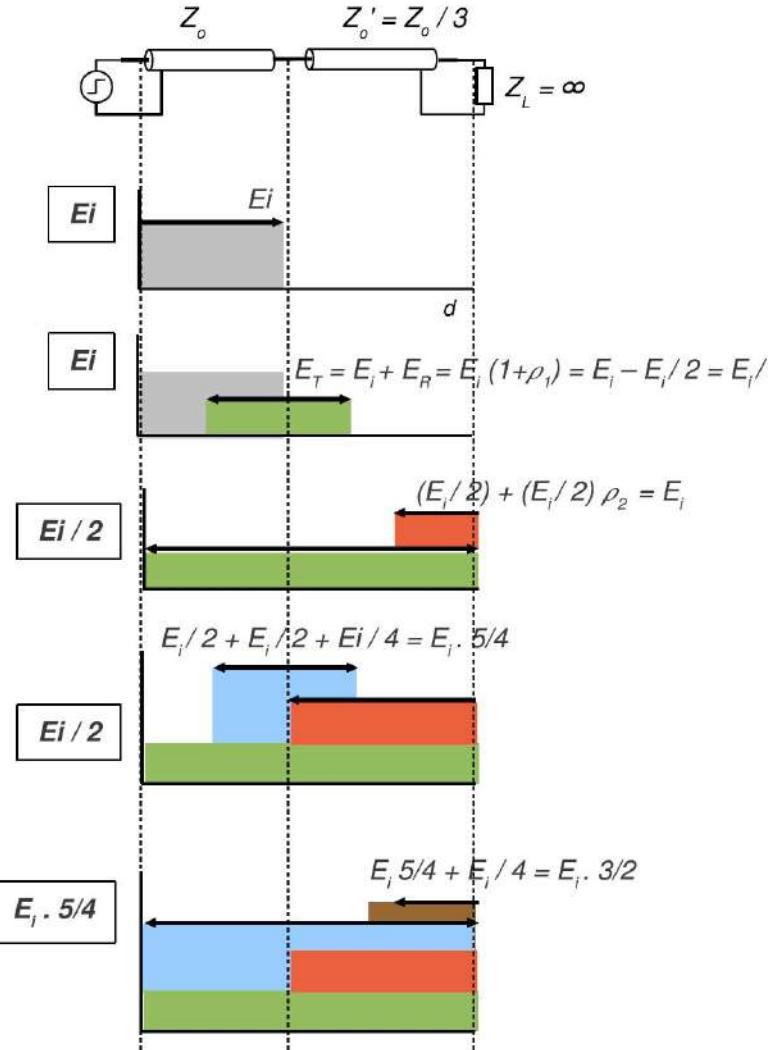
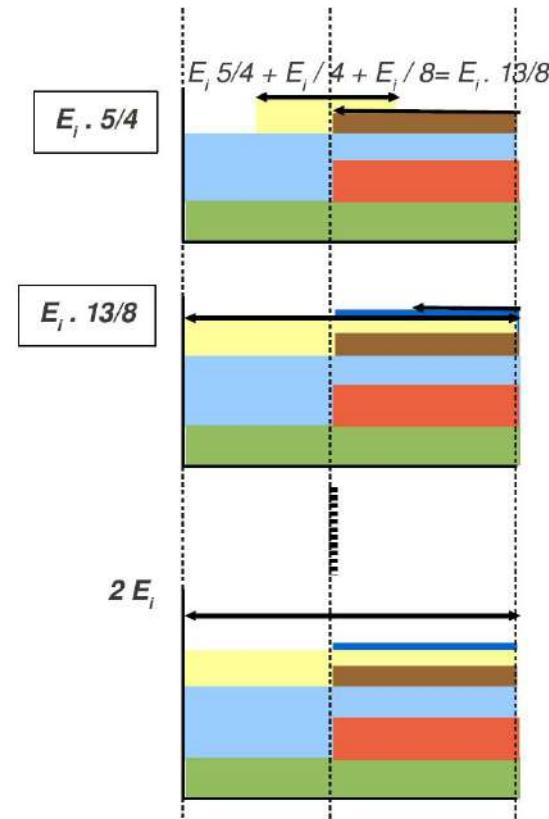
$$E_{r2} = \rho_2 [(1 - \rho'_1)^2 E_i] E_{t2} = E_i + E_{r1} + E_{rL} + E_{r2} = (1 + \rho_1) E_i + \rho_2 [(1 - \rho'_1)^2 E_i]$$

(...)



$$\rho_2 = \frac{Z_L - Z'_0}{Z_L + Z'_0}$$



*Tiempo (mome)*

Agenda

- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ Parámetros medidos
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ Discontinuidades en una línea
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ Discontinuidades múltiples
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud
- ❑ Escalón vs. pulso
- ❑ Casos de medición

Generador desadaptado [HPAN75, Zoz2010]

- Si $Z_g \neq Z_0$, la onda incidente en la línea será distinta al valor normal de $E_g / 2$
- Aún peor, cuando las ondas reflejadas llegan al generador, **éste no las absorberá completamente, generando nuevas reflexiones hacia la línea y la carga**

En la entrada :

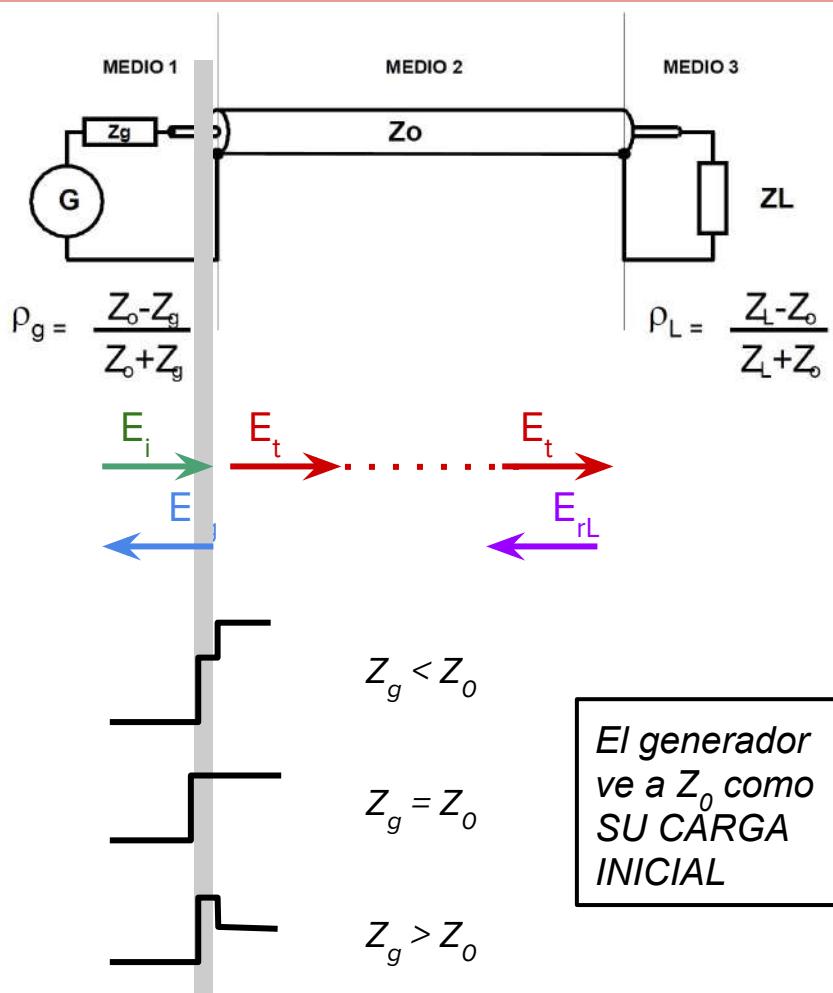
$$\frac{E_{rg}}{E_i} = \frac{Z_0 - Z_g}{Z_0 + Z_g} = \rho_g$$

$$E_t = (1 + \rho_g) E_i = \left(1 + \frac{Z_0 - Z_g}{Z_0 + Z_g}\right) E_i = \frac{2Z_0}{Z_0 + Z_g} E_i$$

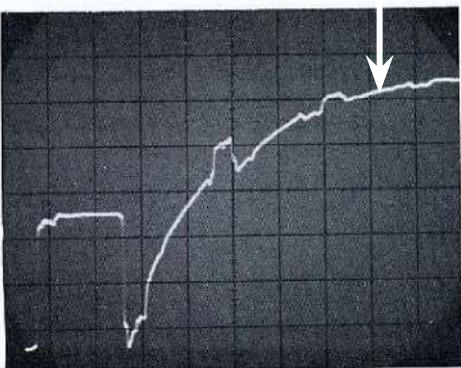
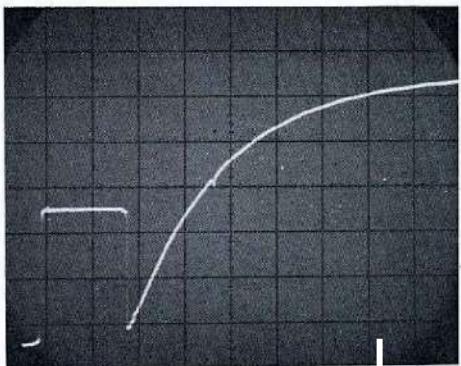
En la carga :

$$\rho_L = \frac{E_{rL}}{E_i} = \frac{E_{rL}}{E_t} \cdot \frac{E_t}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \cdot \frac{2Z_0}{Z_g + Z_0}$$

$$* Si Z_g = Z_0 : \frac{E_{rL}}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \text{ (caso deseable)}$$

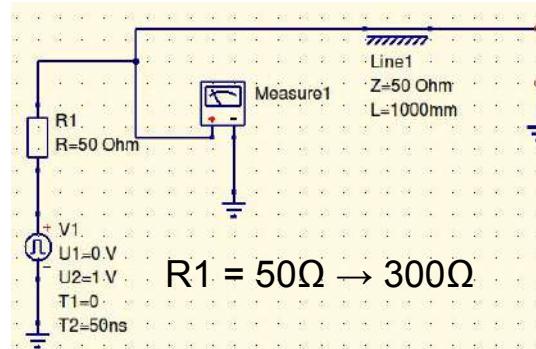


Generador desadaptado [HPAN75, Zoz2010]

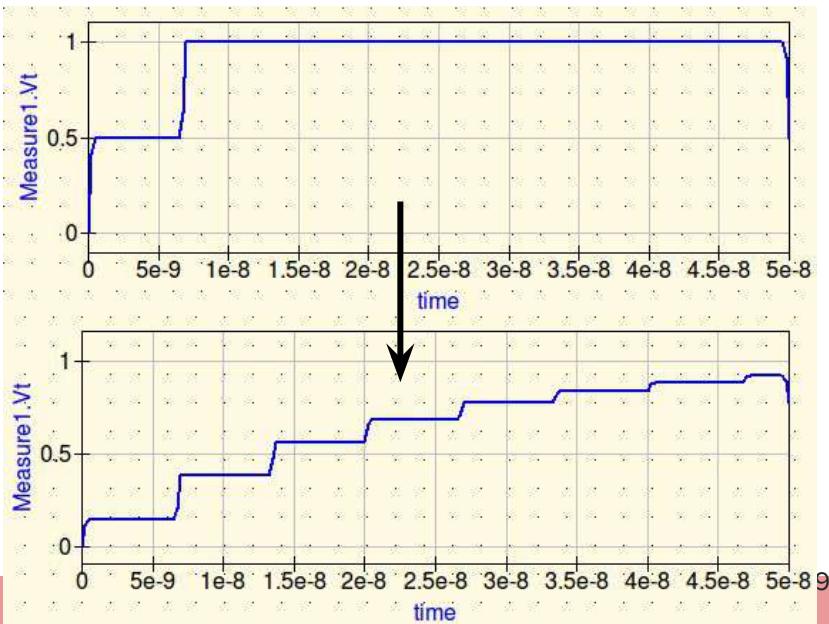


Medición carga RC // - efecto de agregar un tramo de línea de 75 Ω

Carga abierta: efecto de desadaptar el generador



$$R1 = 50\Omega \rightarrow 300\Omega$$



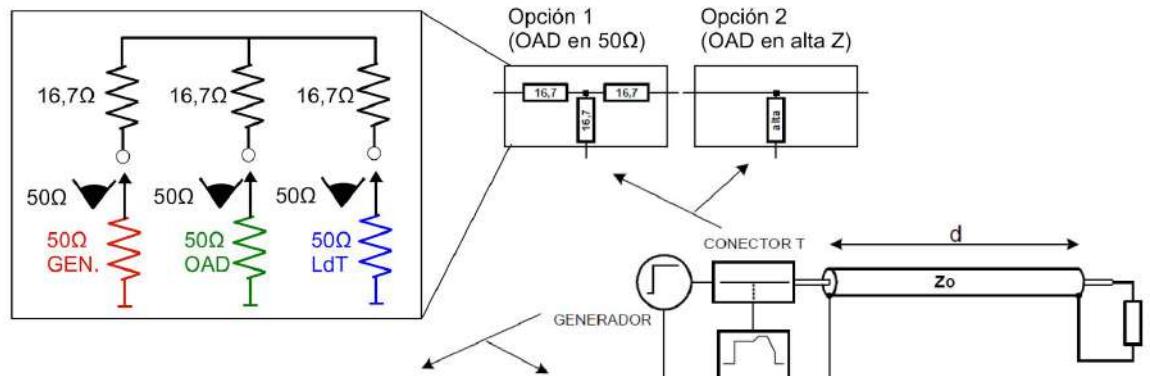
Agenda

- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ Parámetros medidos
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ Discontinuidades en una línea
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ Discontinuidades múltiples
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ **Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud**
- ❑ Escalón vs. pulso
- ❑ Casos de medición

Resolución temporal/espacial [AN75]

- La resolución temporal es el **mínimo tiempo entre discontinuidades** que el TDR es capaz de apreciar. Depende de los **tiempos de subida del generador, del osciloscopio y del sistema, y de la velocidad de propagación de la línea**.
- La resolución temporal implica una **resolución espacial**, que es la **mínima distancia entre discontinuidades que el TDR puede apreciar**.
- La resolución temporal también limita en **mínimo tiempo de subida τ , y con él las mínimas componentes reactivas (L o C) medibles**.

Resolución temporal/espacial [HPAN75 pp.4-5, Zoz2010]

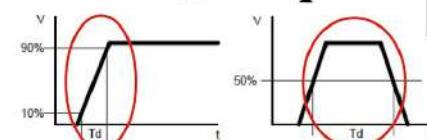


CONTENIDO ESPECTRAL DEL GENERADOR ES APROXIMADAMENTE:

$$\text{Contenido Espectral} \approx 0,75 \frac{1}{T_r}, 0,75 \frac{1}{T_d}$$

EL TIEMPO TOTAL DE SUBIDA ES

$$T_{r, total} = \sqrt{T_{r, gen}^2 + T_{r, osc}^2 + T_{r, sist}^2}$$



RESOLUCIÓN TEMPORAL/ESPACIAL

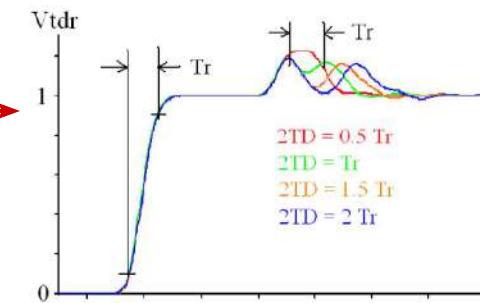
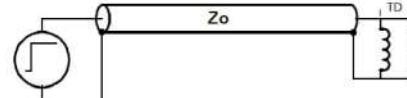
$$X_{min} = 0,5 \cdot V_p \cdot T_{r, total} \\ = 0,5 \cdot (C/\sqrt{\epsilon_r}) \cdot T_{r, total}$$

EJEMPLOS

Para $\epsilon_r = 1$ y $T_r = 50\text{pS}$ $X_{min} = 0,0075 \text{ mts}$

Para $\epsilon_r = 2$ y $T_r = 50\text{pS}$ $X_{min} = 0,0053 \text{ mts}$

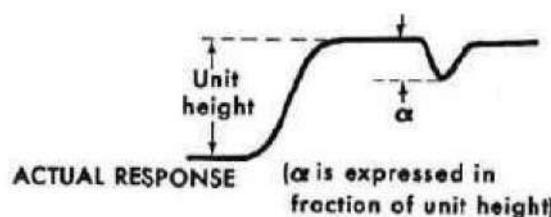
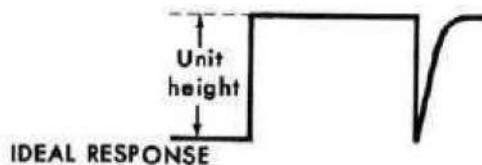
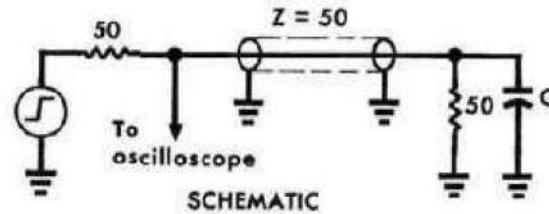
Si $X_{medido} < X_{min}$, ambos aparecen como una sola discontinuidad!



Resolución temporal/espacial [HPAN75 pp.4-5, Zoz2010]

Efecto en la medición de componentes reactivas

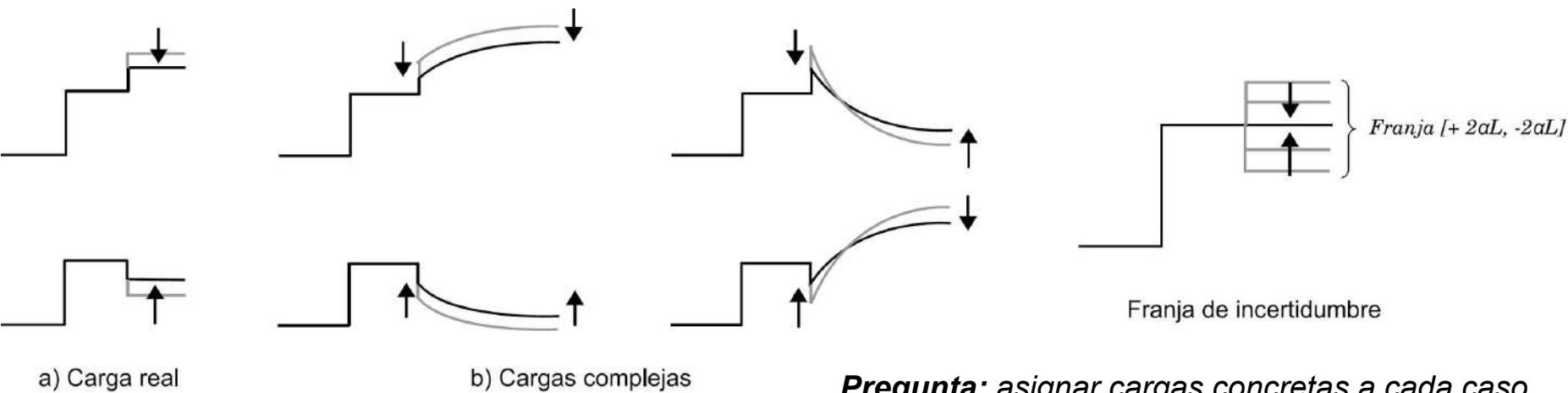
El tiempo de subida T_r impone también un límite en los mínimos valores medibles de inductancia o capacidad. Esto aplica no sólo a cargas, sino también a discontinuidades puntuales (conectores, deformaciones del cable, etc.)



Error en amplitud (error por atenuación y mínima reflexión detectable) [AN75]

- La resolución en amplitud está principalmente limitada por la atenuación de la línea. La atenuación se puede medir aplicando una CARGA CONOCIDA, por lo general un CORTOCIRCUITO.
- Si la atenuación y la longitud del cable son conocidos, puede CORREGIRSE el error producido.
- Sin embargo, por debajo de cierto valor mínimo de E_r , éste queda totalmente ELIMINADO por la atenuación produciendo una zona “ciega” o de incertidumbre.

La atenuación siempre disminuye el módulo de la onda reflejada en un valor $2\alpha L$, produciendo un valor aparente de ρ MENOR EN MÓDULO al que realmente se produce.



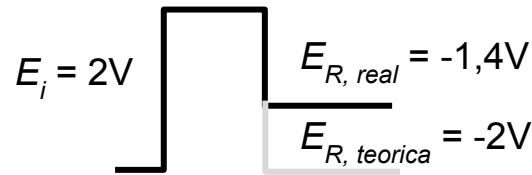
Pregunta: asignar cargas concretas a cada caso

Medición de la atenuación

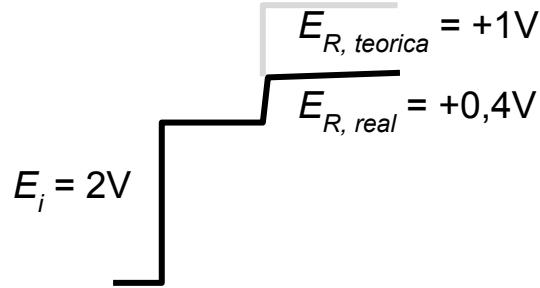
- La atenuación se puede medir a partir de **cualquier carga perfectamente conocida**. Sin embargo, se mide aplicando un cortocircuito ya que en ese caso se conoce con exactitud en el valor “teórico” de la carga.
- La ecuación general es** $\alpha = \frac{20 \log(E_{R,real} / E_{R,teorica})}{2L} = \frac{10 \log(E_{R,real} / E_{R,teorica})}{L}$, donde $E_{R,teorica}$ es el valor de la reflexión teórica para esa carga, y $E_{R,real}$ es al valor medido. Algunos ejemplos:

a) Cortocircuito

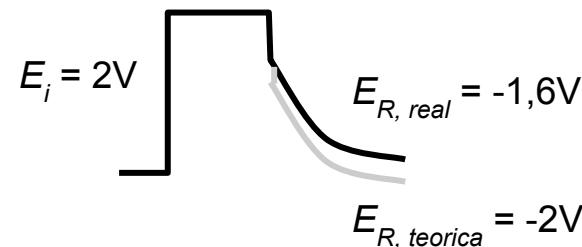
$$T_d = 1 \text{ us}, V_p = 0.66 \text{ C}$$



b) Carga real, $R_L = Z_0 / 3$



c) Carga R-L paralelo



$$L = T_d \times V_p = 1 \cdot 10^{-6} \times 0.66 \times 3 \cdot 10^8$$

$$L = 198 \text{ m}$$

$$\alpha = \frac{-10\log(-1.4)/(-2)}{198} \approx 8 \cdot 10^{-3} \text{ dB/m}$$

$$L = 198 \text{ m}$$

$$\alpha = \frac{-10\log(+0,4)/(+1)}{198} \approx 0,02 \text{ dB/m}$$

$$L = T_d \times V_p = 1 \cdot 10^{-6} \times 0.66 \times 3 \cdot 10^8$$

$$L = 198 \text{ m}$$

$$\alpha = \frac{-10\log(-1.6)/(-2)}{198} \approx 2 \cdot 10^{-3} \text{ dB/m}$$

Errores y degradaciones en la medición TDR [Zoz2010]

FUENTE	PARAMETRO	ERROR O DEGRADACION
GENERADOR DE PULSOS	TIEMPO DE SUBIDA	Perdida de apreciación de pequeñas transiciones Perdida de apreciación temporal espacial
	RINGING Y OVERSHOT	Errores de medición debido a mal interpretación de estos fenómenos como reflexiones del sistema bajo ensayo
SISTEMA DE MUESTREO (CONECTOR T)	ATENUACION	Perdida de resolución en la amplitud y rango dinámico en la señal reflejada
	DESADAPTACION DE IMPEDANCIAS	Errores de medición debido a mal interpretación de estos fenómenos como reflexiones del sistema bajo ensayo
CABLES Y SISTEMA DE INTERCONEXION	ATENUACION y PERDIDAS	Aumento del tiempo de subida del sistema, perdida de resolución
	DESADAPTACION DE IMPEDANCIAS	Errores de medición debido a mal interpretación de estos fenómenos como reflexiones del sistema bajo ensayo
SISTEMA DE MEDICION	ANCHO DE BANDA NO COMPATIBLE	Aumento del tiempo de subida del sistema, perdida de resolución
	BAJA RESOLUCION VERTICAL	Perdida de resolución en la amplitud y rango dinámico en la señal reflejada

Estimación general de los aportes de error provenientes de cada componente del sistema

Agenda

- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ Parámetros medidos
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ Discontinuidades en una línea
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ Discontinuidades múltiples
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud
- ❑ Escalón vs. pulso**
- ❑ Casos de medición

Escalón vs. pulso [Lac2009]

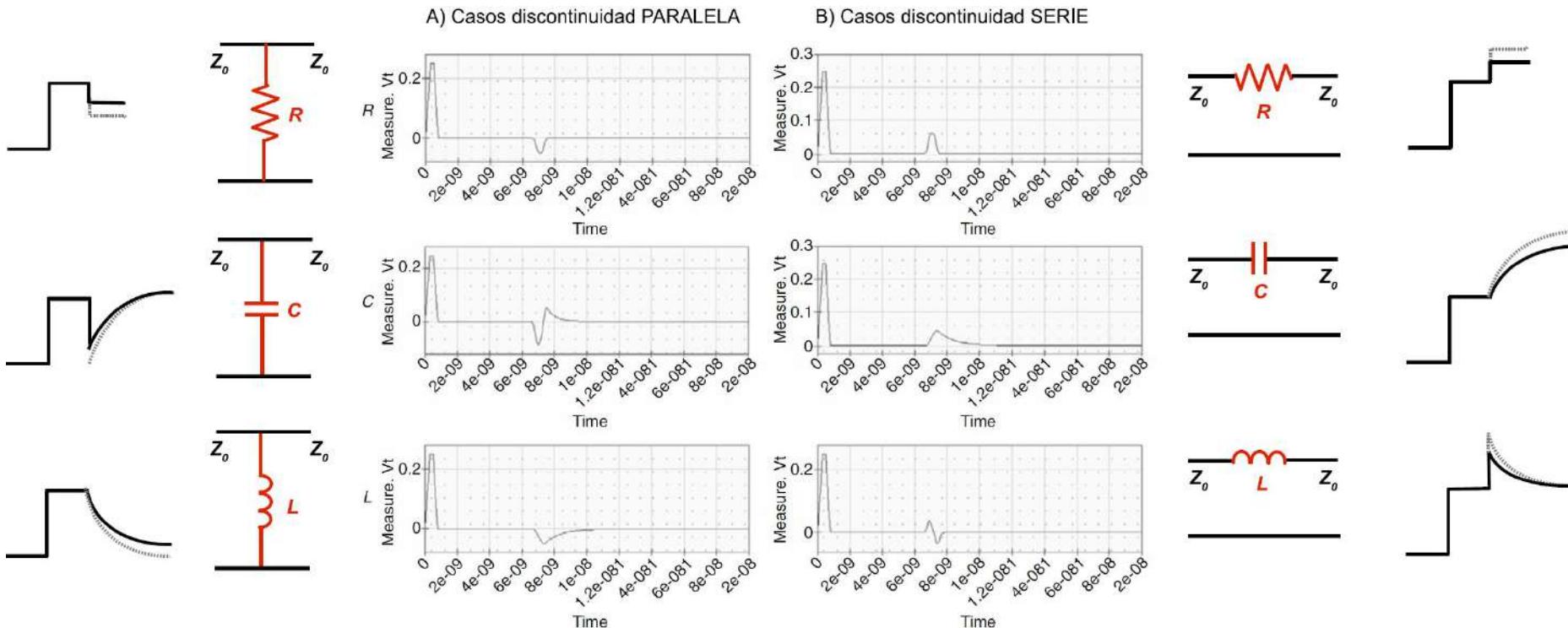
Escalón

- Es capaz de **observar mientras genera**. Como contraparte, la interpretación es más compleja ya que incidente y reflejada siempre se presentan sumándose en una onda total E_T
- La máxima distancia medible es función de la **energía (V.I)** inyectada y de la **atenuación del cable**

Pulso

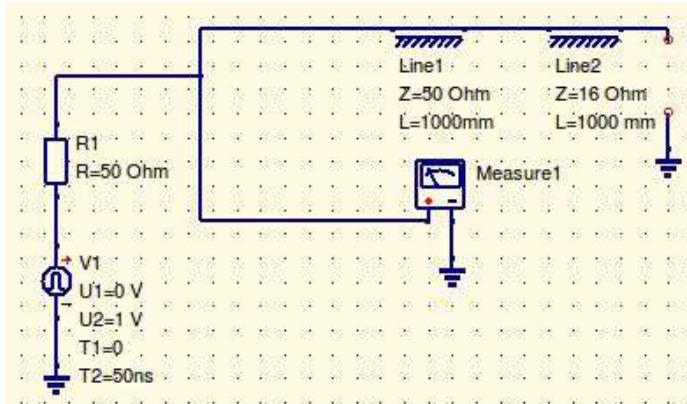
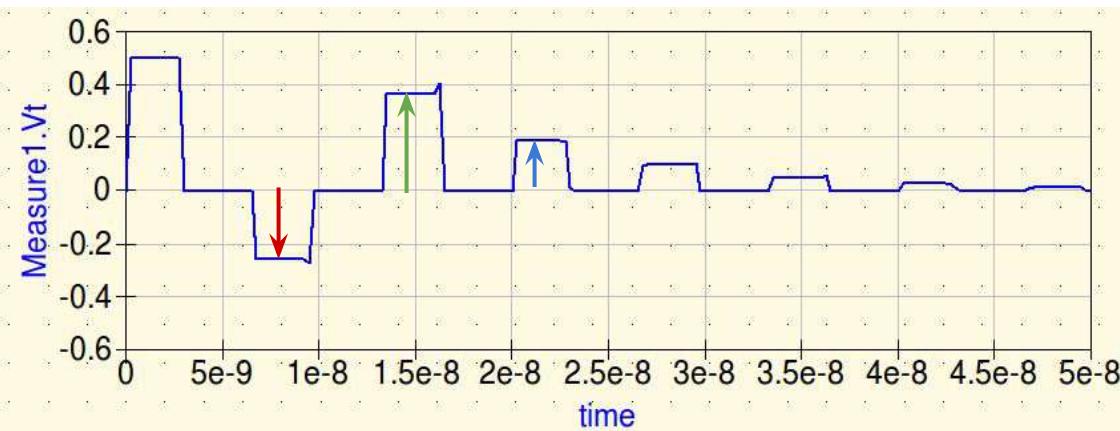
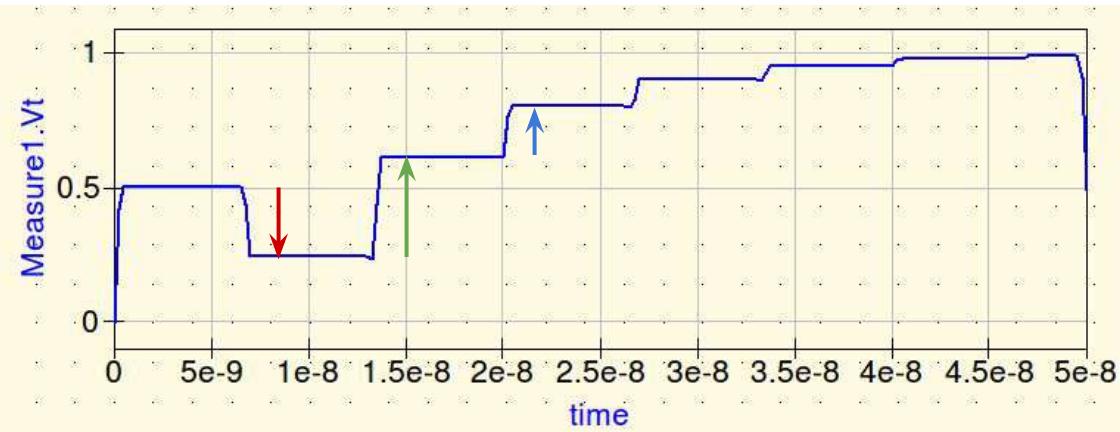
- **Primero genera, luego vuelve a cero y observa retornos**. La interpretación es más simple ya que incidente y reflejada son **independientes**
- La máxima distancia medible es función de la **energía inyectada (V.I.t)**, la **tasa de repetición de pulsos**, y la **atenuación del cable**
- Existe un **tiempo (o distancia) muerto o ciego (“blind zone”)**, igual a la **duración del pulso**, que fija la **distancia mínima (en lugar de T_r del escalón)**

Escalón vs. pulso [Lac2009]



Efectos de cargas / discontinuidades sobre una línea de impedancia Z_0 , aplicando escalón vs. pulso

Escalón vs. pulso [Lac2009]



Comparación para discontinuidades
Multiples: $Z_0 = 50\Omega$, $Z'_0 = Z_0 / 3$, $Z_L = \infty$

- a) Utilizando escalón
- b) Utilizando pulsos

Agenda

- ❑ Líneas de transmisión y la técnica de TDR
- ❑ Parámetros medidos
- ❑ Medición de cargas y desadaptaciones
 - ❑ Impedancias reales
 - ❑ Impedancias complejas
- ❑ Pérdidas en una línea: serie y paralelo
- ❑ Discontinuidades en una línea
 - ❑ Puntos de discontinuidad
 - ❑ Discontinuidades múltiples
- ❑ Limitaciones de la técnica TDR
 - ❑ Generador desadaptado
 - ❑ Resolución en espacio/tiempo y error de amplitud
- ❑ Escalón vs. pulso
- ❑ Casos de medición

Casos de medición

Variables

- Tiempo de propagación $T_d = 2L / V_p$
- Velocidad de propagación $V_p = 2L / T_d$
- Longitud de la línea o distancia a la discontinuidad $L = T_d \cdot V_p / 2$
- Atenuación por metro $\alpha = \frac{20 \log(E_{R,real} / E_{R,teorica})}{2 L} = \frac{10 \log(E_{R,real} / E_{R,teorica})}{L}$
(generalmente se mide con un corto => $E_{R, teorica} = -E_i$)
- Tipo de carga: evaluación **cualitativa y cuantitativa**, como ya se vio en las anteriores slides.

Casos de medición

TDRs are used in all phases of a cabling system's life, from construction and maintenance, to fault finding and restoration.

- Locate opens, shorts, and partials in the cable
- Find in-line components
- Locate bad splices
- Locate bridged taps
- Locate water in the cable
- Locate load coils
- Find splits and re-splits
- Clear lines for ISDN, HDSL, ADSL
- Locate crushed, pinched or kinked cables



- Measure dBRL (decibels of return loss) of the fault
- Aid in measuring and verifying new or partial cable reels
- Locate problems caused by other construction companies
- Document or map cable networks and condition
- Locate problems causing excessive loss of either AC or RF
- Verify cable installations prior to acceptance
- Detect cable theft
- ...and a variety of other cabling problems.



Casos de medición: reglas generales (pulso)

- *Read the operator's manual*
- *Know your TDR*
- ***Get as close to the fault as possible***
- *Make a good connection*
- ***Use the correct Velocity of propagation***
- ***Begin in the shortest pulse width***
- ***Test from both ends***
- *Determine cable path and depth*
- *Retest after repair*
- *Use common sense*

Casos de medición: reglas generales (pulso)

1. Whenever possible, always obtain the manufacturer's specifications for the cable being tested before departing the shop for the test site. Accurate information is essential to accurate distance measurements. Cable conductor gauge and VOP are available from the manufacturer and can often be found on cable spools. Refer to local documentation for cable length so that the far end bump isn't mistaken for a fault.

2. Determine the velocity of propagation (VOP) as accurately as possible before performing the CABLE CHARACTERISTICS setup. If the VOP is not known, test a known length of an identical cable type. Experiment with the VOP setting and perform TDR measurements on the sample cable until the test result matches the known length of the cable, then use the VOP setting on the actual cable being tested.

3. Temperature of the cable being tested affects the VOP. During the CABLE CHARACTERISTICS setup, be sure to include as accurate a temperature value as is practical to improve measurement accuracy.

4. Always break the cable into individual sections wherever possible and test each section separately. Measurements on short sections are often more accurate than measurements made on long sections.

5. Regardless of the length of each section, always start testing with the shortest range setting to improve detection of small faults close to the testing point. The shorter pulse widths have the shortest blind zone and allow detection of close-in faults that may be missed at a higher range setting. When the short range tests indicate no potential problems, increase the range settings one at a time.

6. Whenever possible, test each section from both ends. Potential faults close to the far end may not have been detected due to signal losses, or may be inaccurately measured because of decreased resolution due to long pulse length. By moving to the far end and repeating the tests, those faults may show up more clearly since shorter range setting may be used. Testing from both ends may compensate for an incorrect VOP setting. A single fault that is detected from both ends of the cable may appear to be at two different locations on the line. In this event, compute the midpoint between the two measurements and inspect that position on the cable for the fault.

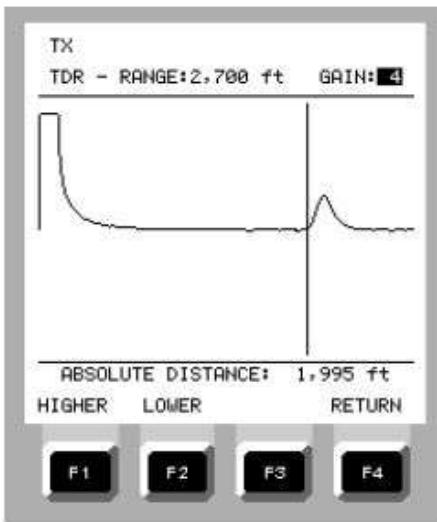
7. After locating and repairing a fault, always retest the section. The first fault may have masked a smaller fault farther down the line.

8. When a bump or dip is detected, position the cursor to the leading edge, then use the zoom feature to center the cursor. Increase the display gain to sharpen the leading edge, and reposition the cursor for a more accurate measurement.

9. Very minor faults at shorter ranges may be more detectable with longer pulse widths. If a 2,500 foot cable appears normal with the tester set to the 2,700 foot range, retest the cable at the higher range settings to generate a stronger reflection.

10. If a fault is suspected within the 40 foot blind zone at the 750 foot range setting, and is not accessible for visual inspection, attach a good section of the same type cable using a good quality connection, and retest the cable. The added section of cable will occupy the blind spot and effectively move the fault onto the usable portion of the trace.

11. Use your technical experience and common sense to recognize discrepancies between test results and your knowledge of the cable being tested. If the displayed distance to a fault is 1000 feet and maintenance has recently been performed at 950 feet, the location of the fault and the location of the maintenance may be the same.

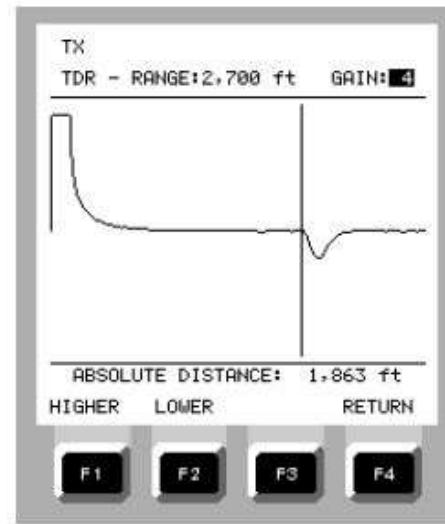


-- NORMAL LINE

The trace for a normal line begins with the initial plateau shape of the blind zone, followed by the drop as the pulse charges the line. The remainder of the trace is flat until the open end of the cable generates the characteristic bump. The sharpness of the bump can be increased by increasing the range setting and gain of the display. It is decreased by longer distances, shorter range setting, lower gain, and by the presence of faults between the test set and cable end.

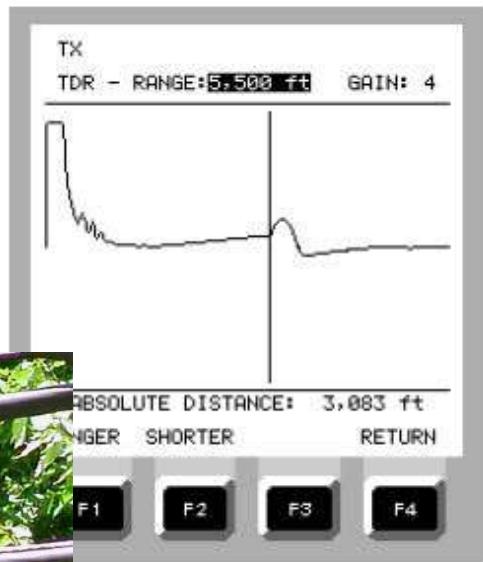
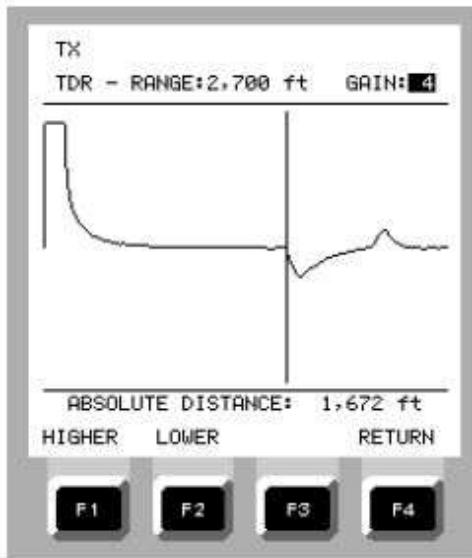
SHORTED LINE --

A shorted line is displayed as a sharp dip in the trace. In this case, circuit documentation indicates the line is supposed to be 2,000 feet long. Circuit is inoperative and the TDR shows a possible short at 1,863 feet. The short prevents the test set from seeing the open end of the cable. The sharpness of the dip is affected by the same factors that affect the normal line display. Dead shorts are sharpest. Lower resistance shorts may be less distinct.



LOAD COILS --

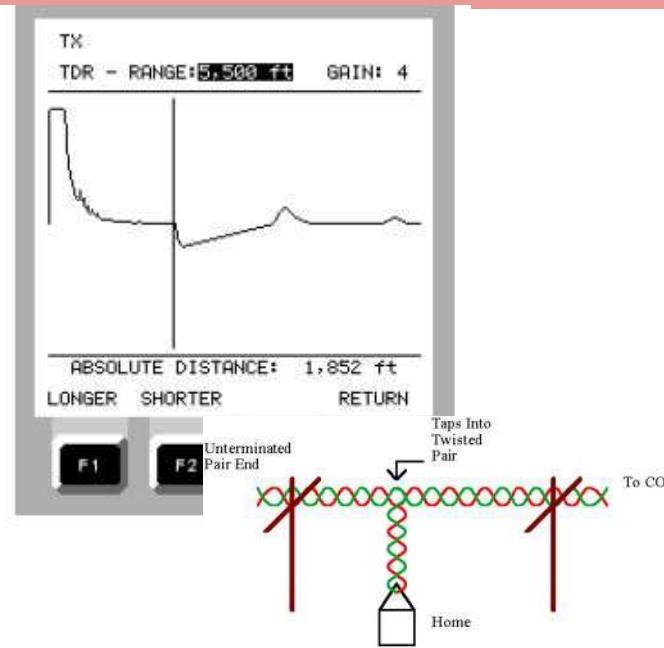
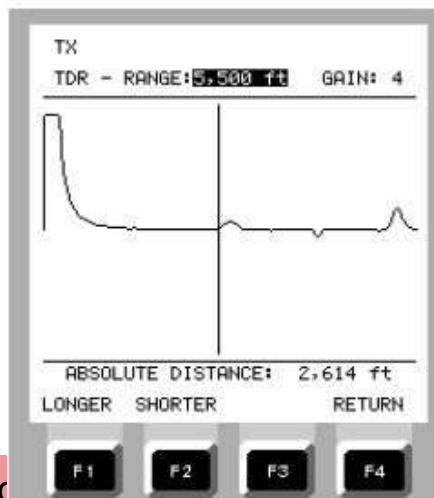
Load coils are devices that are used to compensate for higher frequency losses in voice-grade lines over 18,000 feet in length. The first load coil is placed 3000 feet from the central office, and then every 6,000 feet toward the subscriber. The trace resembles that of an open circuit, except that the trace slopes upward toward the peak, the bump is more rounded, and the trailing edge of the bump is lower than the leading edge. A measured distance of about 3,000 feet is also a clue.

**-- WATER INTRUSION INTO CABLE JACKET**

A cable suffering water intrusion at a splice can be recognized by a distinctive dip corresponding to the location where the cable enters the water, a curved upward slope toward the normal level of the trace, and a bump where the cable departs the water. Since water absorbs energy very quickly, it's possible that the trace may not show the ending bump or any other changes farther down the line.

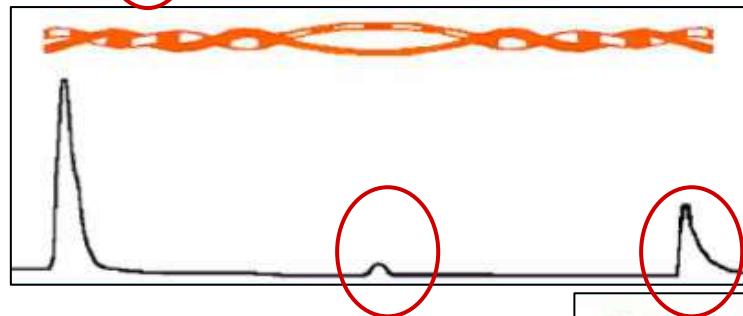
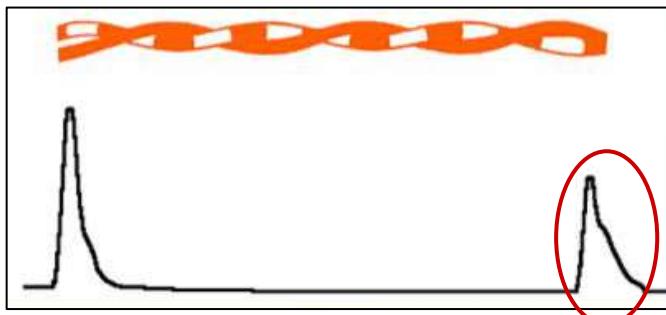
BRIDGE TAPS --

Bridge taps are branches in the line that are usually the result of having a second telephone attached to the original line. The bridged connection changes the line impedance at the connection point and is easily detected by the TDR. A bridge tap closely resembles water intrusion at a splice except that the upward slope is a straight line. Some circuits can tolerate a limited quantity of bridge taps, but it is necessary to know the combined length of the taps. The test set can perform a "delta" (difference) measurement to determine the length of each tap by using the cursor to mark the beginning and end of the dip and displaying the distance between both points.

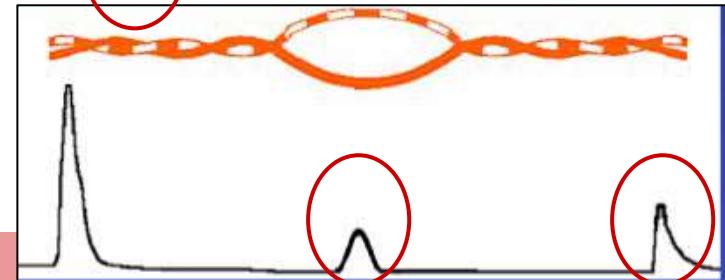
**-- SPLITS AND RESPLITS**

Splits are wiring errors where a wire from one pair is accidentally connected to a wire of a different pair. Resplits are corrections made farther down the line to correctly match the pairs again. They do not affect POTS lines but will cause problems for digital services. The split and resplit generate a bump / dip pair. The split causes the bump and the resplit causes the dip.

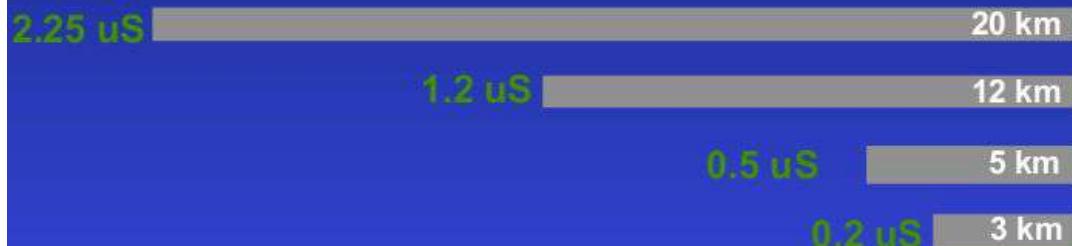
Casos de medición



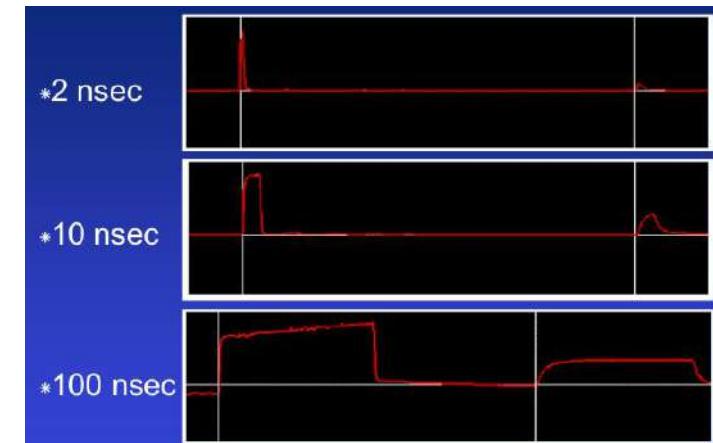
Detección de separación
o aplastamiento de líneas



TDRs have varying pulse width settings - the larger the pulse width, the more energy and therefore, the further the signal will travel



- Pulses spread and reduce in amplitude as they travel down cables
- Cables that transmit higher frequencies, (eg coax), cause less spreading
- Wider pulses locate faults at greater distances



A wide pulse is less accurate than a narrow pulse

- * This is not true
 - A TDR uses the rising edge of the transmit pulse to locate faults
 - The measurement is done from the rising edge of the transmit pulse to the leading edge of the reflected feature
 - The subsequent information / shape gives additional information about the fault and not its distance

Pulse width and dead zone

- * Narrower pulses will allow you to see consecutive faults more easily but don't travel as far as wider ones
- * Fix the first fault before looking for other ones.

- * DEAD ZONE
 - Dead zone is the area under the transmit pulse OR under the reflected pulse
- * Pulses are attenuated by the first fault, so additional faults are difficult to see
- * The first fault is repaired, then the cable is tested for any other faults
- * Dead zone is generally not important

Short Pulse

Displayed Waveform



Long Pulse

Reflection from Fault 1



Reflection from Fault 2



Resulting Displayed Waveform



Dead zone affects fault location ability

- * This is not true
- * Dead zone under transmit pulse can be accommodated by :
 - Extra length of cable
 - Use of balance control
 - Use a narrow pulse
 - Use of difference mode
- * Dead zone under reflection can be accommodated by:
 - Fixing the first fault and then look again
 - Use a narrower pulse

Pulse width / dead zone...

<u>Pulse Width</u>	<u>Dead Zone</u>
* sub-nSec	0m
* 5 nSec	2m
* 500 nSec	90m
* 2uSec	350m
* 10 uSec	1500m
* 330 uSec	7 km

Pulse width / Fundamental Frequency...

<u>Pulse Width</u>	<u>Frequency</u>
* sub-nSec	600 MHz
* 2 nSec	250 MHz
* 10 nSec	50 MHz
* 100 nSec	5 MHz
* 1 uSec	500 kHz
* 2 uSec	250 kHz
* 4 uSec	125 kHz
* 6 uSec	83 kHz
* 330 uSec	1.5 kHz (voice band !)

Pulse Amplitude & Distance

TDRs have varying pulse amplitude settings - the larger the pulse and the wider the pulse, the more energy and therefore, the further the signal will travel



Bibliografía

[HPAN62] *Time domain reflectometry theory*, HP AN62 / Keysight AN 5966-4855E, 2013

[HPAN75] *Selected articles on time domain reflectometry applications*, Hewlett-Packard AN 75

[Zoz2010] Apuntes de clase Ing. Jorge Zozaya

[Lac2009] R.Lacoste, *Robert Lacoste's the darker side - Practical Applications for Electronic Design Concepts from Circuit Cellar*, Newnes, 2009

[Elec2001] *Practical tips for using metalic time domain reflectometers*, Electrodata AN TTS3-0901, 2001

[Rad] *Understanding TDRs*, Radiodetection seminar

Enlaces adicionales

https://www.neetrac.gatech.edu/publications/CDFI/5-TDR_17_with-Copyright.pdf

Sintetizadores de frecuencia

Carlos A. Zerbini

Cátedra Medidas Electrónicas 2

Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Córdoba

Año lectivo 2019

Agenda

1. Síntesis directa

1.1 Síntesis directa analógica (ADS)

- ❑ De cristal múltiple (conceptual)
- ❑ De cristal único (práctico, operaciones aritméticas)

1.2 Síntesis directa digital (DDS o AWG)

2. Síntesis indirecta

2.1 PLL de división entera

2.2 PLL de división fraccional

Agenda

1. Síntesis directa

1.1 Síntesis directa analógica (ADS)

- ❑ De cristal múltiple (conceptual)
- ❑ De cristal único (práctico, operaciones aritméticas)

1.2 Síntesis directa digital (DDS o AWG)

2. Síntesis indirecta

2.1 PLL de división entera

2.2 PLL de división fraccional

Métodos de síntesis

1) Síntesis directa analógica (ADS): se utiliza una fuente de gran pureza, y se obtienen las frecuencias de salida mediante las **cuatro operaciones aritméticas (dobladores, divisores, mezcladores)** más **filtros para eliminar componentes indeseadas**

- **Ventajas**
 - Llegan a frecuencias muy altas.
 - Excelente pureza espectral.
 - Rápida conmutación: solamente se deben mover llaves. Típicamente algunas decenas de μs (20 a 50 μs).
- **Desventajas**
 - La abundancia de generadores de armónicas obliga a emplear gran cantidad filtros para seleccionar cada una de ellas.
 - La presencia simultánea de muchas frecuencias en el circuito exige cuidados especiales en los blindajes y aislaciones particulares en las llaves selectoras para evitar que señales espurias contaminen la salida.
 - Instrumentos muy voluminosos y costosos.
 - Actualmente sólo se utilizan en aplicaciones específicas y como instrumento de referencia.

Agenda

1. Síntesis directa

1.1 Síntesis directa analógica (ADS)

- De cristal múltiple (conceptual)
- De cristal único (práctico, operaciones aritméticas)

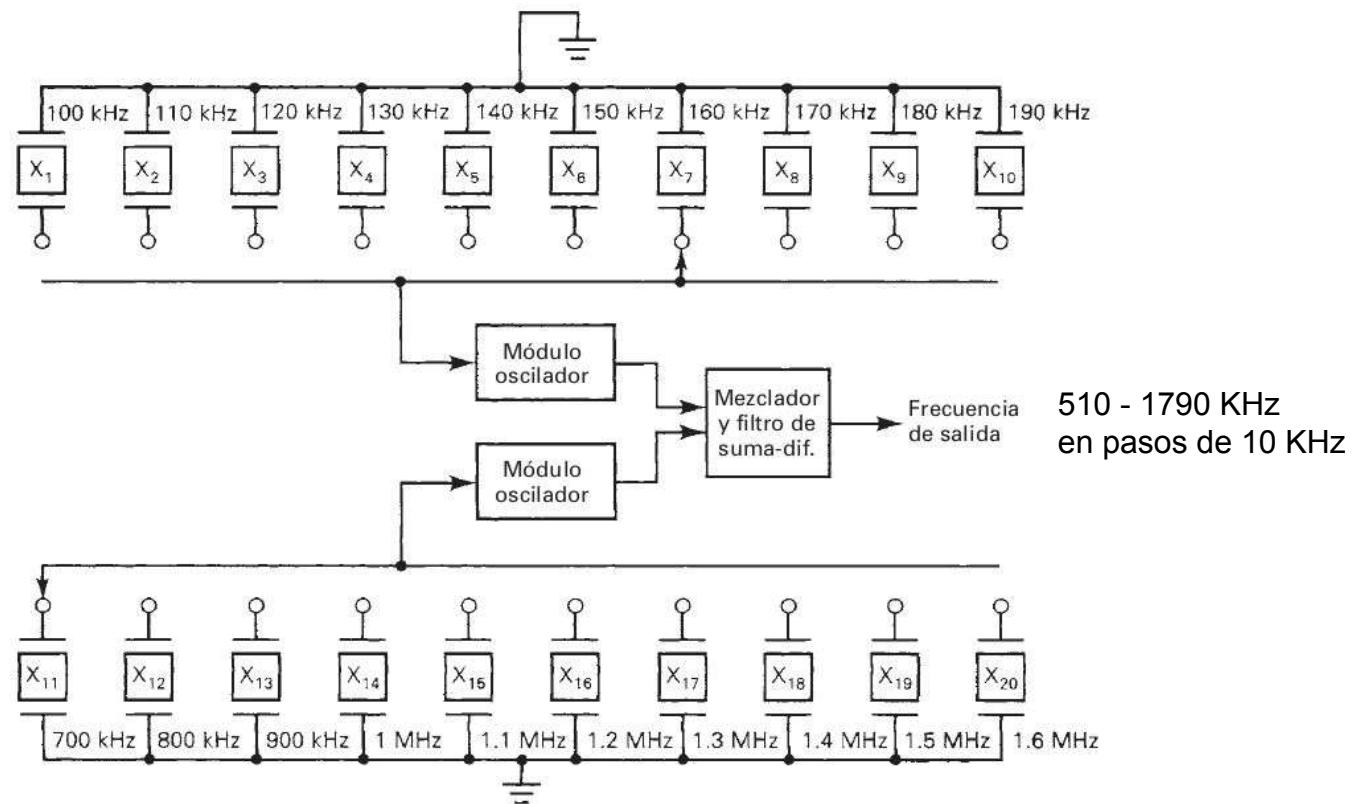
1.2 Síntesis directa digital (DDS o AWG)

2. Síntesis indirecta

2.1 PLL de división entera

2.2 PLL de división fraccional

Sintetizador directo de múltiples cristales



Agenda

1. Síntesis directa

1.1 Síntesis directa analógica (ADS)

- De cristal múltiple (conceptual)
- De cristal único (práctico, operaciones aritméticas)

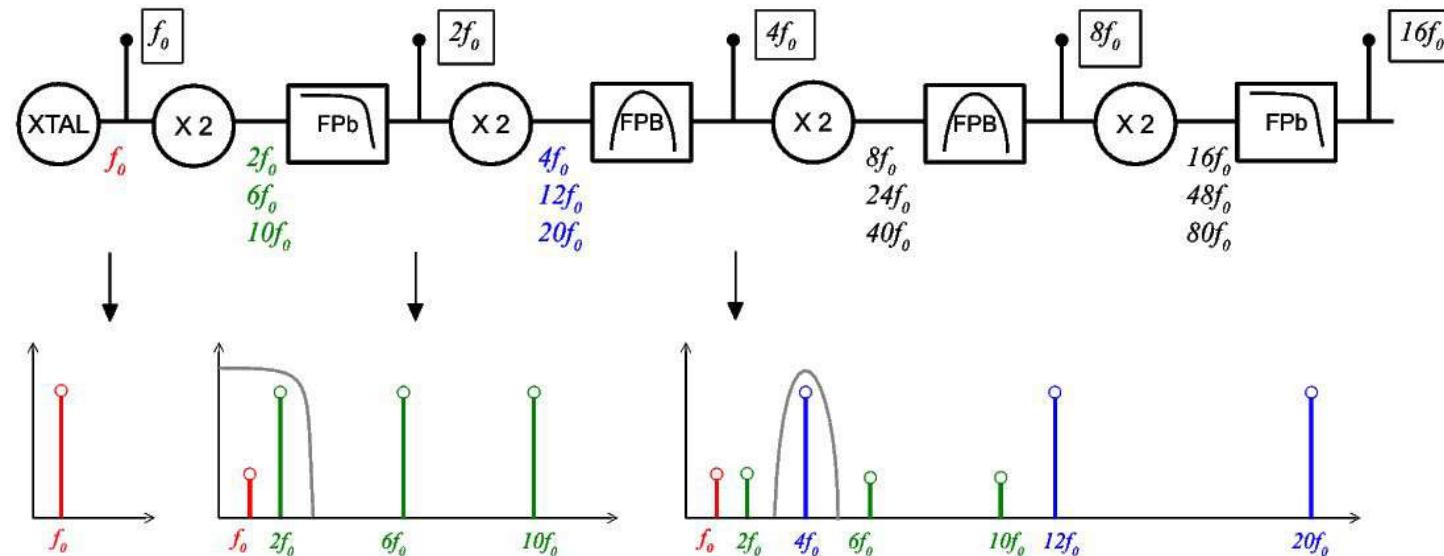
1.2 Síntesis directa digital (DDS o AWG)

2. Síntesis indirecta

2.1 PLL de división entera

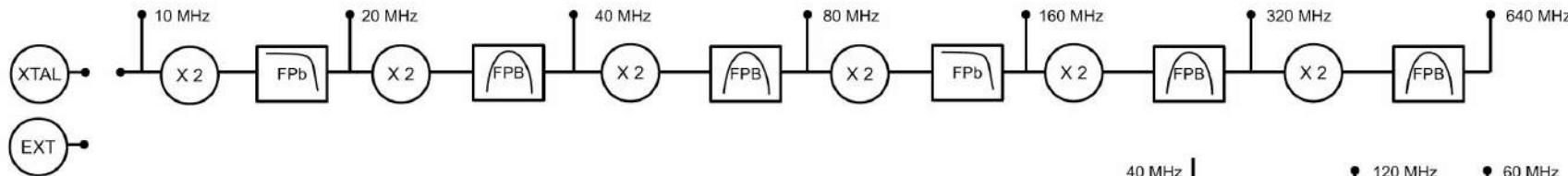
2.2 PLL de división fraccional

Sintetizador directo de cristal único



- Como multiplicador o doblador se utilizan rectificadores balanceados
 - Se producen componentes $2f_{IN}$ y sus armónicas impares: $6f_0$, $10f_0$, $14f_0$, ...
 - Los no balanceados generan también espurias en $f_{IN}/2$, $3f_{IN}/2$, $5f_{IN}/2$, ...
 - A partir de la segunda etapa, se colocan filtros pasabanda ya que las componentes de interés se acercan a los residuos de componentes indeseadas

Sintetizador directo de cristal único

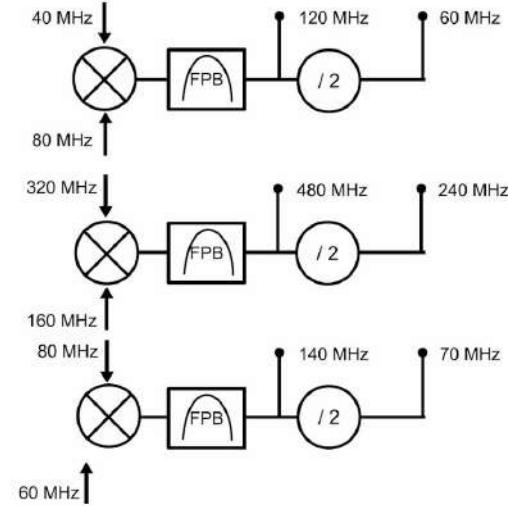


10 - 20 - 40 - 80 - 160 - 320 - 640 (DOBLADORES)

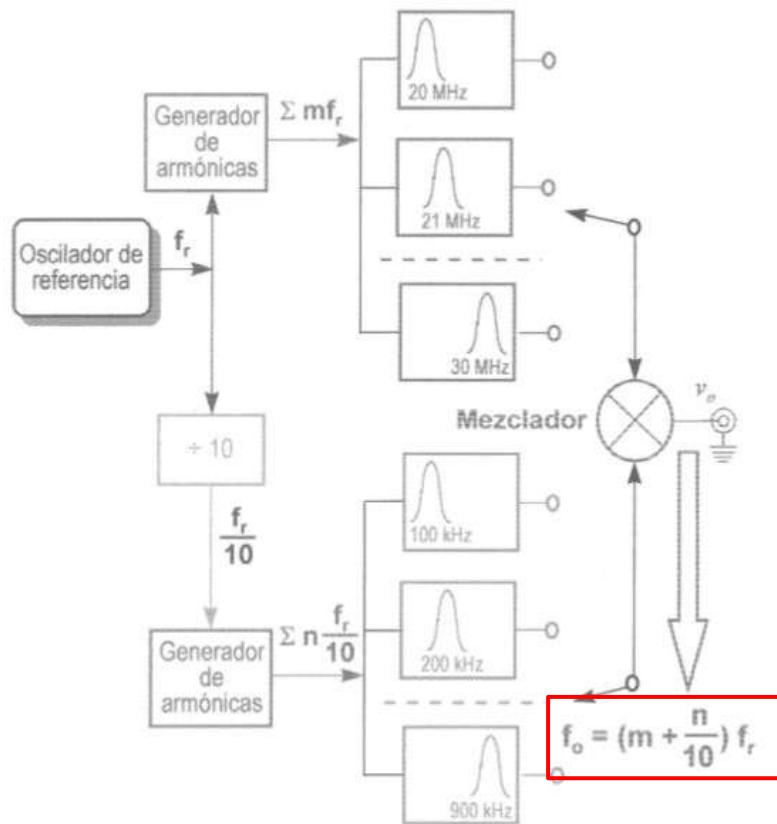
60 - 70 - 120 - 140 - 240 - 480 (1° MEZCLADORES)

.....

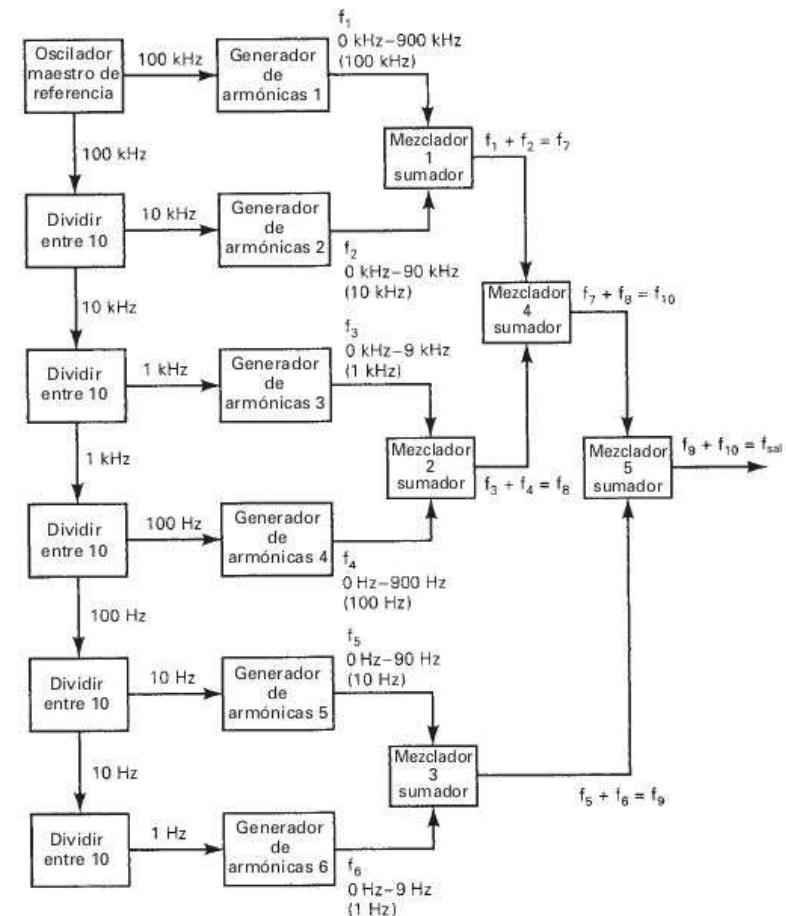
10 MHz a 640 MHz con paso de 10 MHz mediante multiplex analógico y mezcla



Sintetizador directo de cristal único



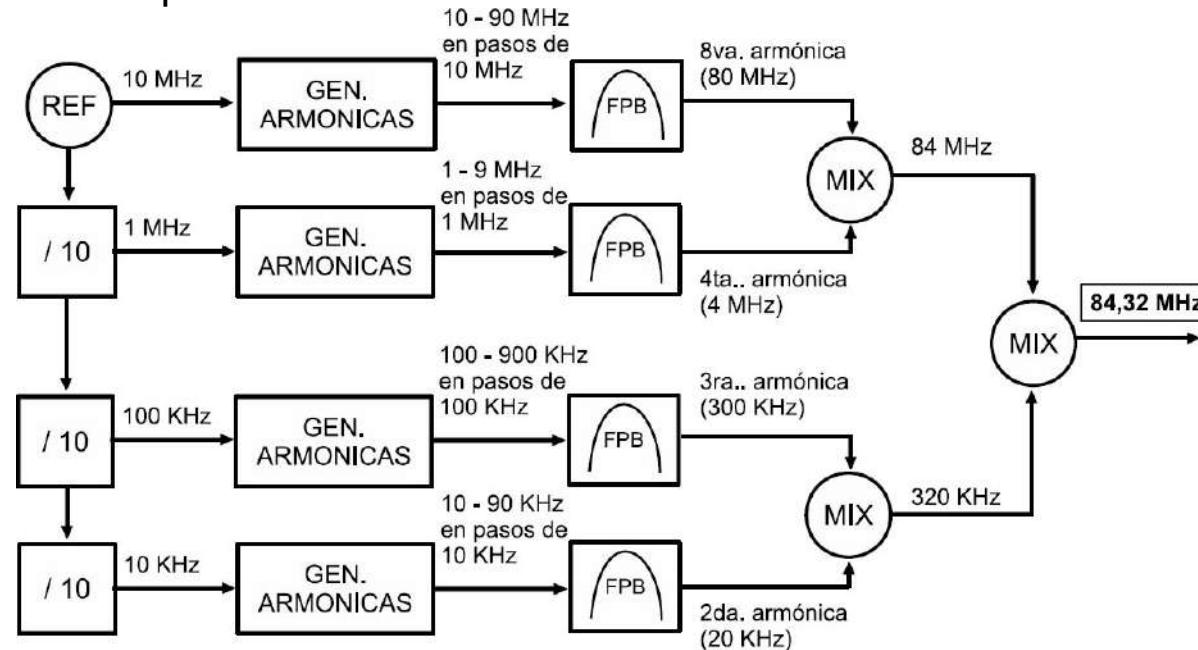
Ej: 100KHz a 30 MHz
en pasos de 100 KHz



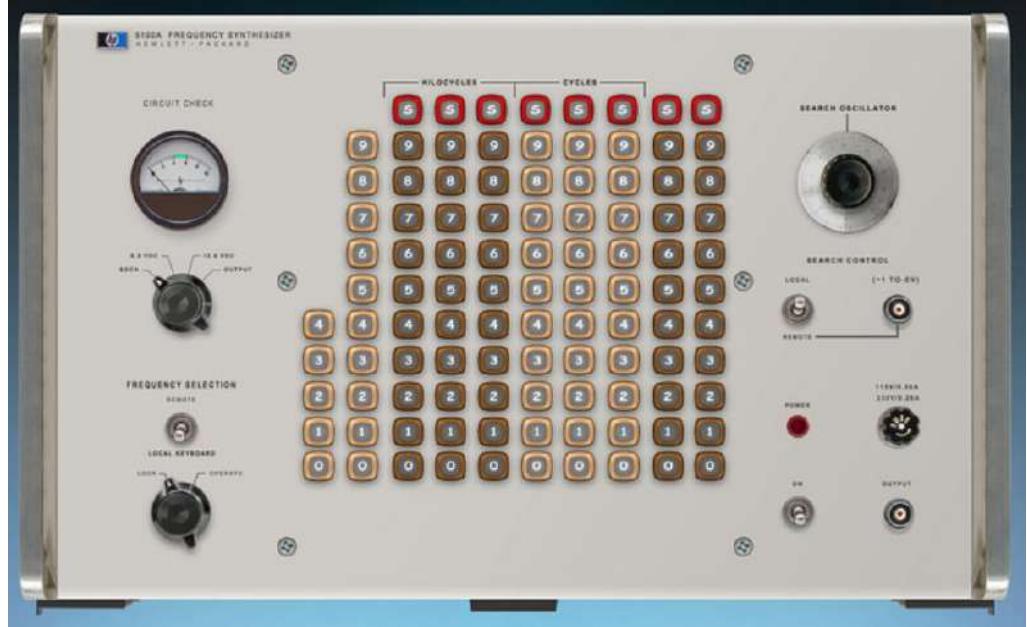
Sintetizador directo de cristal único

Ejemplo numérico

En un sintetizador senoidal analógico por método directo, se desea obtener frecuencia de salida de $f_0 = 84,32 \text{ MHz}$ a partir de un oscilador a cristal de 10 MHz. Dibuje las cadenas de procesamiento necesarias para obtener esta salida.

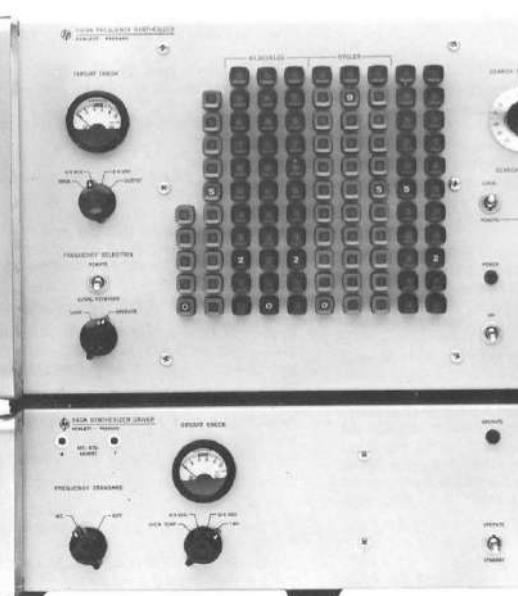


Sintetizador directo de cristal único

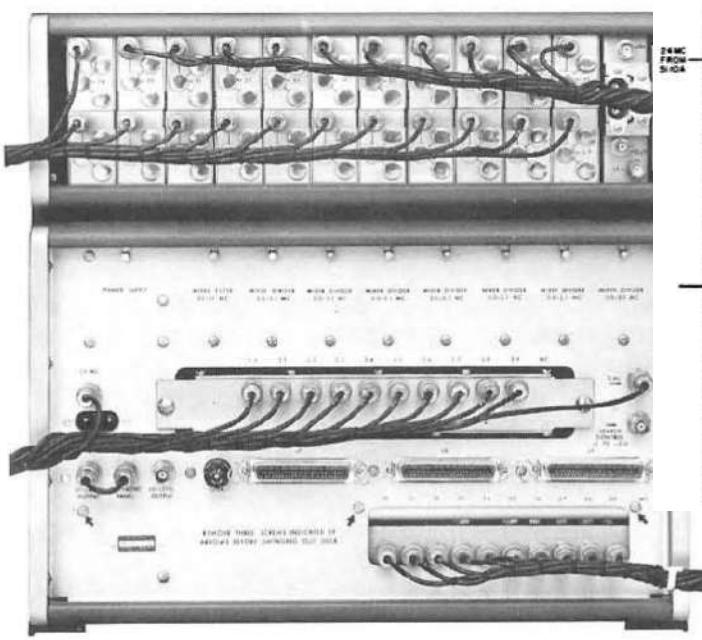


http://hpmemoryproject.org/wb_pages/wall_b_page_06.htm

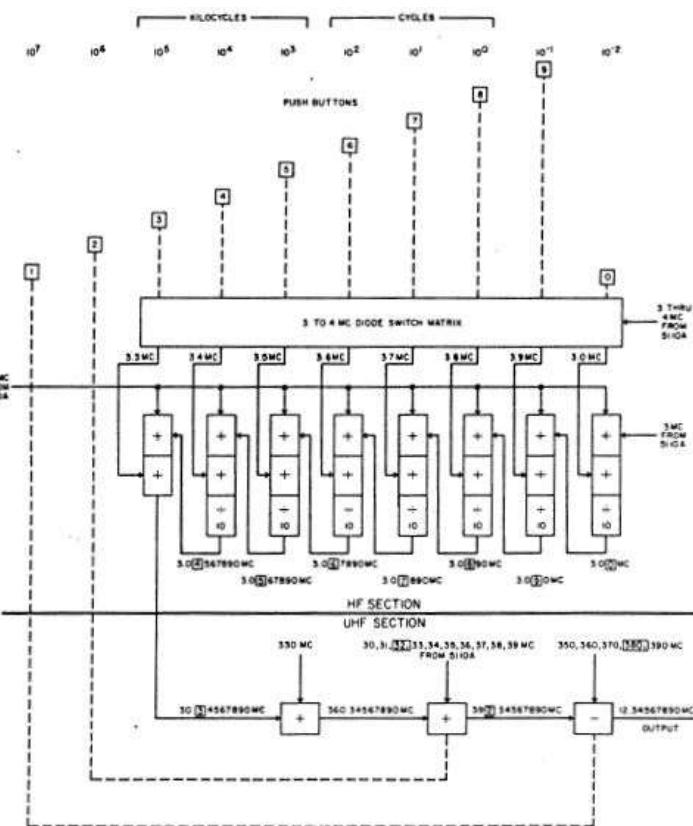
Sintetizador directo de cristal único



5100A junto a excitador 5110A



Conexionado trasero



Ejemplo de síntesis: 12,34567890 MHz

Sintetizador directo de cristal único

“

The first HP 5100A Synthesizer was **introduced in the 1963 catalog**. It was a **DC to 50 MHz** signal source providing a highly stable and pure signal derived from an internal 1 MHz quartz oscillator or from an external frequency standard. The digital frequency selection was made in **increments as fine as 0.01 Hertz** by front panel pushbutton or by remote switch closure.

The basic principle that conducts the 5100 development was the following: "**The sources that provide the highest frequency stability are single frequency sources, commonly called "Frequency Standards."** Having these high quality standards to hand, it is natural to look for **some method to translate their stability to other desired frequencies**. This translation when the operation is something more than a single arithmetic operation, is commonly known as frequency synthesis. Hence, a variable frequency synthesizer is an instrument that **translates the frequency stability of a single frequency standard, to any one of many other possible frequencies**, usually over a broad spectrum."

The 5100A was of the "Direct Synthesis" type which simply performs a **series of arithmetic operations** on the signal from the frequency standard to achieve the desired output frequency. The direct synthesis approach has the **pronounced advantages of permitting fine resolution and fast switching (lower than 1 millisecond for any frequency change), as well as an extremely clean output signal**. On the same principle, an UHF version of the same instrument, the 5105A would be introduced in 1967 to cover the 0.1 to 500 MHz spectrum with a 0.1 Hertz resolution. ”



Para el dia a dia
hay otras opciones ...

Agenda

1. Síntesis directa

1.1 Síntesis directa analógica (ADS)

- ❑ De cristal múltiple (conceptual)
- ❑ De cristal único (práctico, operaciones aritméticas)

1.2 Síntesis directa digital (DDS o AWG)

2. Síntesis indirecta

2.1 PLL de división entera

2.2 PLL de división fraccional

Métodos de síntesis

2) Síntesis directa digital (DDS): basados en el uso de tablas de lookup (look-up tables, LUTs).

- Utiliza un DAC y una tabla en memoria.
- La pureza espectral de la etapa final analógica está determinada por el DAC
- El ruido de fase de salida es esencialmente el ruido de fase del clock
- Se deben considerar los problemas asociados a cualquier sistema de muestreo: **ruido de cuantización, aliasing, filtrado, etc.**

Ventajas

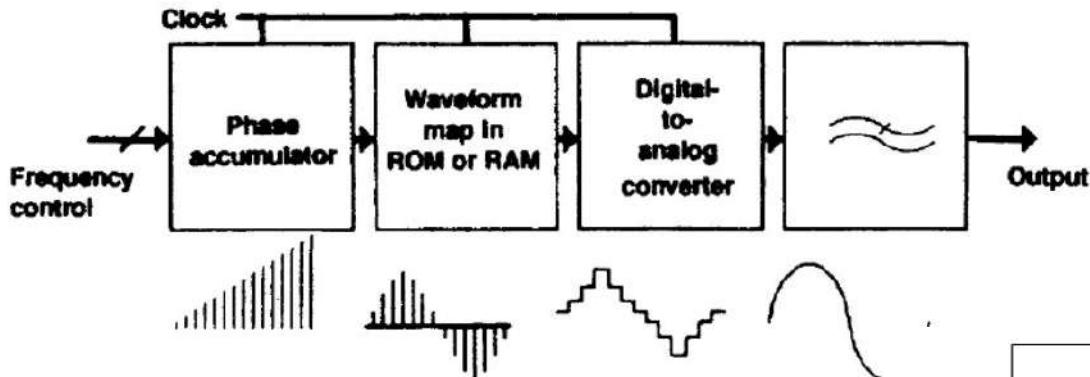
- Excelente resolución
- Bajo costo
- Posibilidad de generar formas de onda arbitrarias (Arbitrary Waveform generator, AWG)

Desventajas

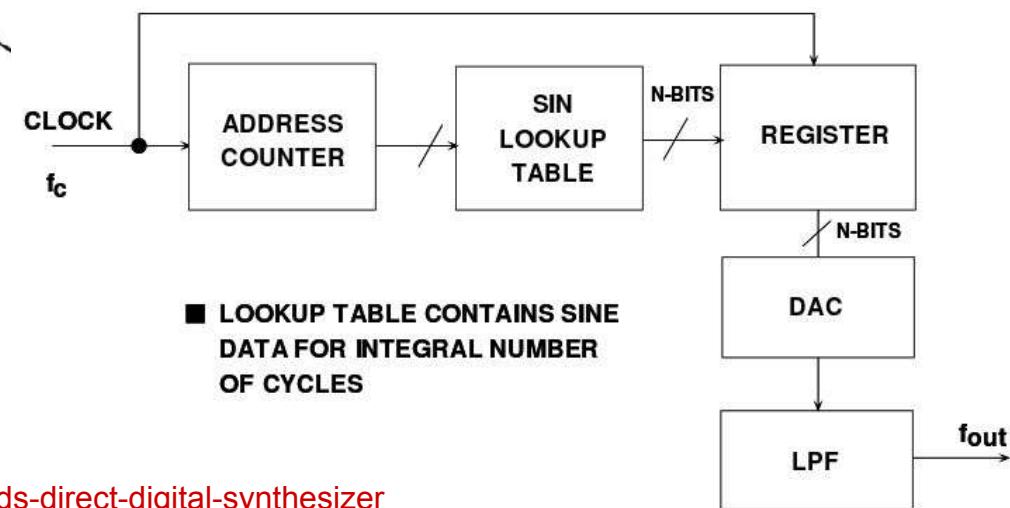
- Ancho de banda limitado (400 MHz máx)
- Pobre pureza espectral

<http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-085.pdf>

Síntesis directa digital (DDS)



Diagramas básicos de la técnica DDS



<https://la.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/57004-dds-direct-digital-synthesizer>

Síntesis directa digital (DDS)

Baja la cantidad de pines de los chips DDS Define cuantos lugares se avanza por ciclo de clock => frecuencia de salida $360^\circ / 2^n$ = resolución de FASE

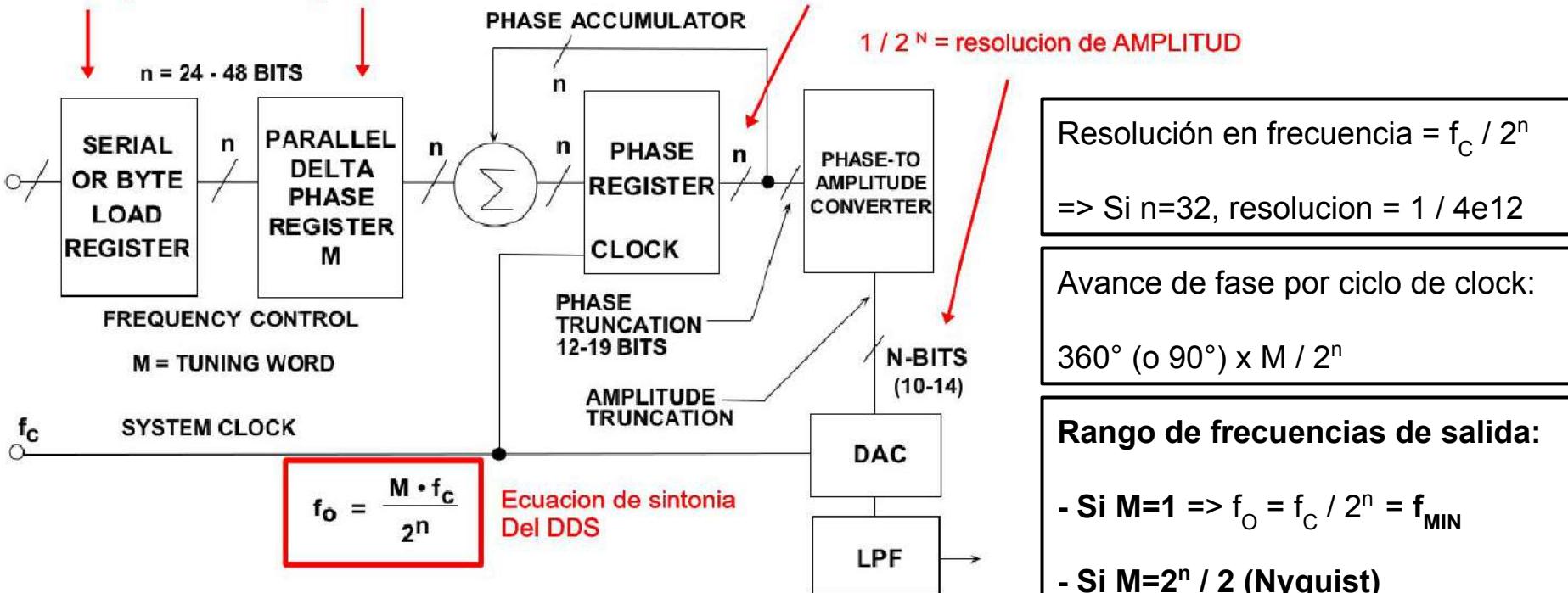
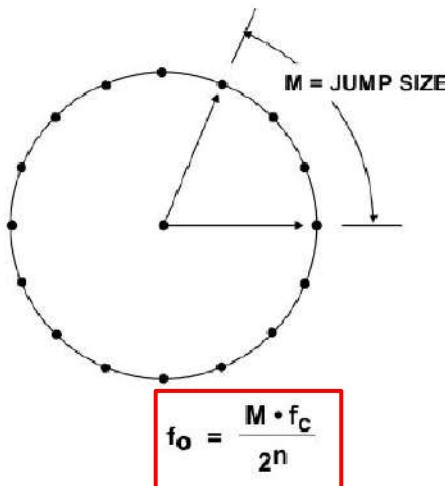
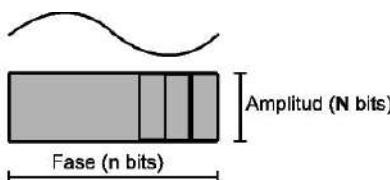


Diagrama en bloques de la técnica DDS

Síntesis directa digital (DDS)



n	Number of Points = 2^n
8	256
12	4,096
16	65,536
20	1,048,576
24	16,777,216
28	268,435,456
32	4,294,967,296
48	281,474,976,710,656

- El acumulador de fase aumenta en pasos de M grados (o radianes).
- La cantidad de pasos posibles está dada por 2^n .
- Generalmente se debe **truncar** la salida del acumulador de fase para ajustarla a la cantidad de posiciones de memoria, direccionalo ésta con los MSBs del acumulador. Por ejemplo, si $M=32$, la resolución teórica es de $1/(4 \cdot 10^{12})$. Si la memoria es de 4096 posiciones, se direcciona con los 12 MSBs. **Esto permite reducir el tamaño de la tabla, pero no afecta la resolución en frecuencia. También introduce algo de ruido de fase (especificaciones).**
- La LUT contiene la información de amplitud para un ciclo completo de salida. **Para optimizar resolución en fase, se suelen almacenar sólo 90° de la forma de onda. Los 3 cuadrantes restantes se extrapolan.**

Síntesis directa digital (DDS)

Ejemplo numérico

Un DDS posee memoria con bus de direccionamiento de 14 bits, y ancho de palabra de 12 bits. La frecuencia de clock es 30 MHz. ¿Cuál es el rango de frecuencias de salida y la resolución en frecuencia?

Aplicando la ecuación de sintonía:

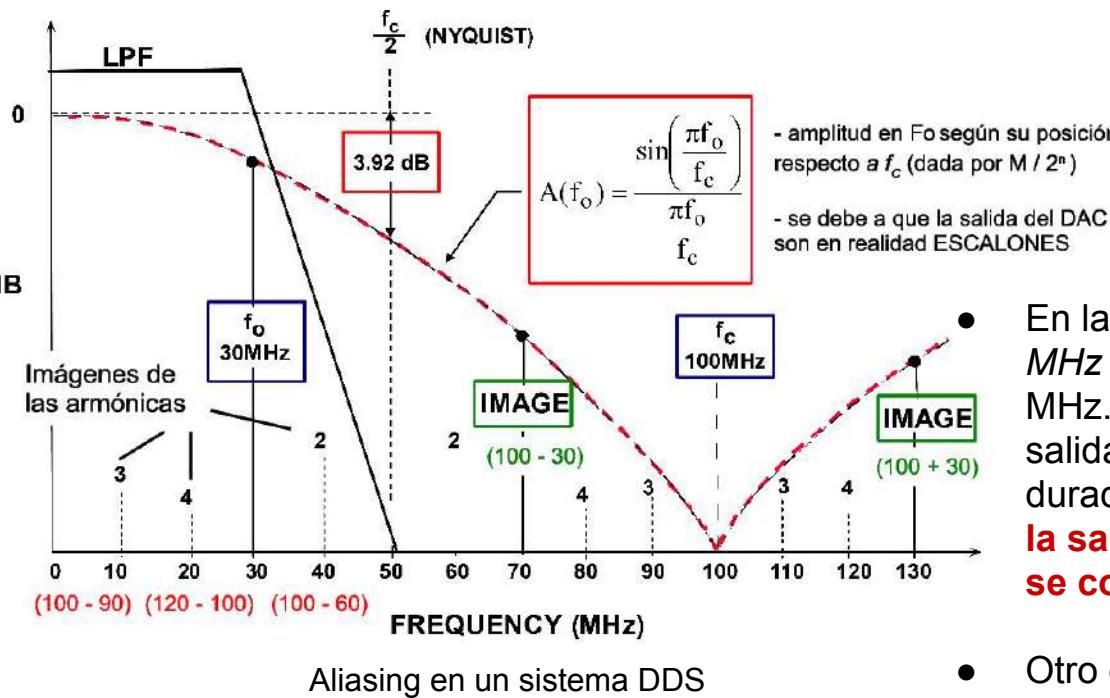
$$f_{MIN} = 30 \text{ MHz} / 2^{14} = 30 \text{ MHz} / 16384 = 1,831 \text{ KHz} (M = 1)$$

$$f_{MAX} = 30 \text{ MHz} / 2 = 30 \text{ MHz} / 2 = 15 \text{ MHz} \text{ (teórico, en la práctica sería menor)}$$

$$\text{Resolución en frecuencia} = f_{MIN} = 1,831 \text{ KHz}$$

En este caso, los 12 bits de datos no se utilizan para el cálculo, pero influyen por ejemplo en el ruido de cuantización que veremos en las próximas diapositivas.

Efectos de aliasing en DDSs



- Según Nyquist, f_c debe ser al menos el doble que la f_o generada. En la práctica es ~3 veces:

$$f_o = (M \cdot f_c) / 2^n < f_c / 2$$

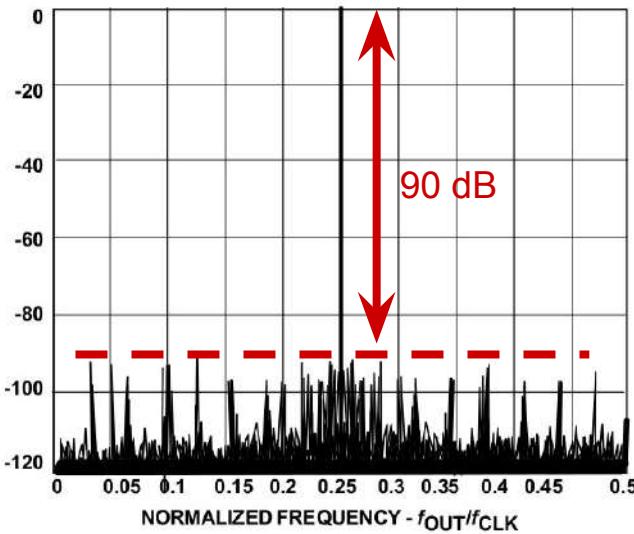
- amplitud en f_o según su posición respecto a f_c (dada por $M / 2^n$)
- se debe a que la salida del DAC son en realidad ESCALONES

- En la figura se observa un ejemplo donde $f_o = 30$ MHz y $f_c = 100$ MHz. El LPF filtra la imagen de 70 MHz. La envolvente tipo sinc(x) se debe a que la salida del DAC no son **impulsos** sino **pulsos** con duración igual a T_c . **Este roll-off ocasiona que la salida sea menor a mayor frecuencia; esto se compensa en el filtro.**

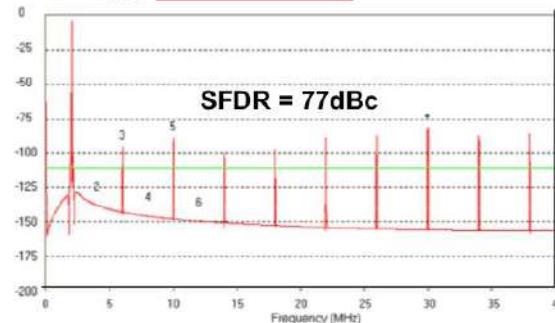
- Otro efecto importante es que, a diferencia del PLL, las armónicas de f_o se “plegarán” hacia la banda base deseada a causa del aliasing. **Estas armónicas imagen no se pueden filtrar con el LPF!**

Pureza espectral y velocidad de conmutación del DDS

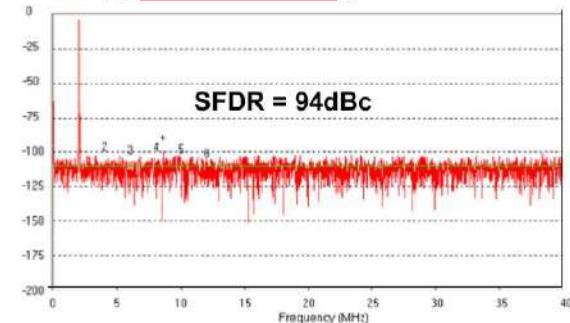
- Por un lado, el registro del acumulador de fase se suele **truncar**, utilizando sólo los MSbits para acceder a la memoria. Por otro lado, la resolución del DAC es típicamente 2-4 bits menor al **ancho** de la memoria. **Ambos factores, el truncado del registro de fase y la resolución limitada del DAC, producen espurias en la salida**, que se especifican mediante el parámetro SFDR (spurious-free dynamic range).
- Además se introducen **armónicas, cuya amplitud depende de la relación entre f_o y f_c** . Esto es porque el contenido espectral del ruido de cuantización varía con esta relación, aun cuando su valor RMS teórico es $q/\sqrt{12}$ (q =peso del LSB). De este modo, el ruido de cuantización **no se presenta siempre como ruido blanco o aleatorio (a diferencia del ADC)**.
- Si f_o es un sub-múltiplo exacto de f_c , el ruido de cuantización se concentra en múltiplos de f_o . En cambio si existe un offset, el ruido se vuelve más aleatorio y mejora el SFDR.
- En el caso ideal, la frecuencia del DDS se podría cambiar instantáneamente mediante el cambio de M, sin sufrir discontinuidad de fase. En el caso real, se requiere un tiempo para **cargar la nueva palabra M en el registro mediante puerto serie**. **Esto determina la máxima tasa de cambio de frecuencia**.



(A) $f_{OUT} = 2.0000 \text{ MHz}$, $f_s = 80.0000 \text{ MHz}$



(B) $f_{OUT} = 2.0111 \text{ MHz}$, $f_s = 80.0000 \text{ MHz}$



FFT SIZE	=	8192
THEORETICAL 12-BIT SNR	=	74dB
FFT PROCESS GAIN	=	36dB
FFT NOISE FLOOR	=	110dBFS

Para truncado de fase de 15 bits, el SFDR resulta 90 dB

SFDR = Spurious-Free Dynamic range

El SFDR depende de la relación entre f_{OUT} y f_c

Agenda

1. Síntesis directa

1.1 Síntesis directa analógica (ADS)

- ❑ De cristal múltiple (conceptual)
- ❑ De cristal único (práctico, operaciones aritméticas)

1.2 Síntesis directa digital (DDS o AWG)

2. Síntesis indirecta

2.1 PLL de división entera

2.2 PLL de división fraccional

Métodos de síntesis

3) Síntesis indirecta: se utilizan **dos osciladores** autónomos. Mediante el **más estable se controla** al más inestable y variable (VCO)

- Se basa en lazos enclavados en fase (PLL, Phase Locked Loop),
- El lazo mantiene al oscilador variable de salida enganchado con la frecuencia de referencia.
- Tipos: totalmente analógico - **controlador digital y VCO analógico** - totalmente digital - implementados en software

Ventajas:

- Se pueden integrar fácilmente y poseen mejor pureza espectral que los DDS
- El requerir menor cantidad de filtros y menos exigencias de blindaje, resultan instrumentos de menor tamaño y más económicos.

Desventajas:

- Un cambio de frecuencia implica desenganchar el lazo, re-sintonizar, entrar en el rango de captura y enclavar nuevamente. **Esto produce mayores tiempos de conmutación (500 us - 200 ms), lo que puede ser un inconveniente por ejemplo para barridos**

Agenda

1. Síntesis directa

1.1 Síntesis directa analógica (ADS)

- ❑ De cristal múltiple (conceptual)
- ❑ De cristal único (práctico, operaciones aritméticas)

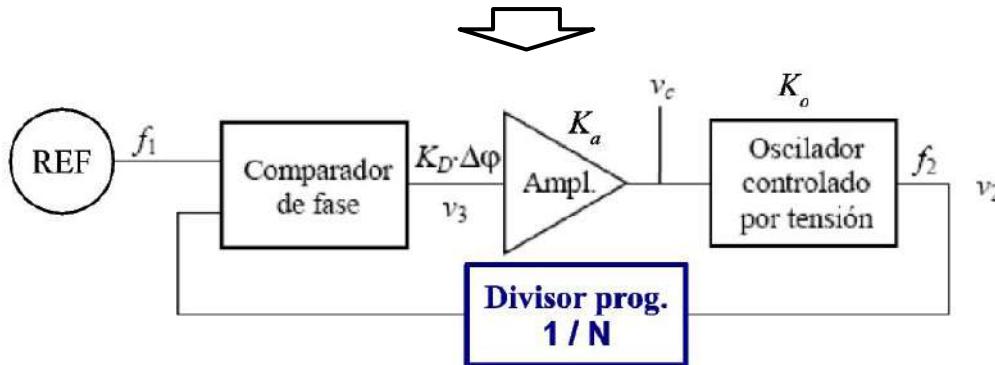
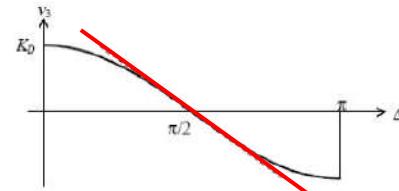
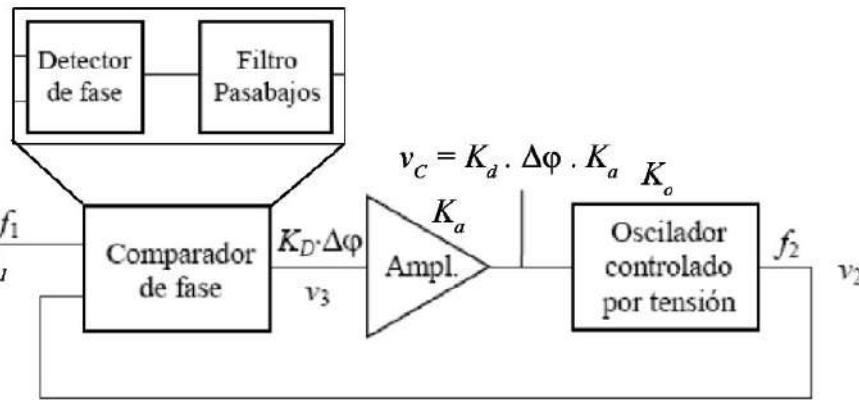
1.2 Síntesis directa digital (DDS o AWG)

2. Síntesis indirecta

2.1 PLL de división entera

2.2 PLL de división fraccional

PLL de división entera - esquema conceptual



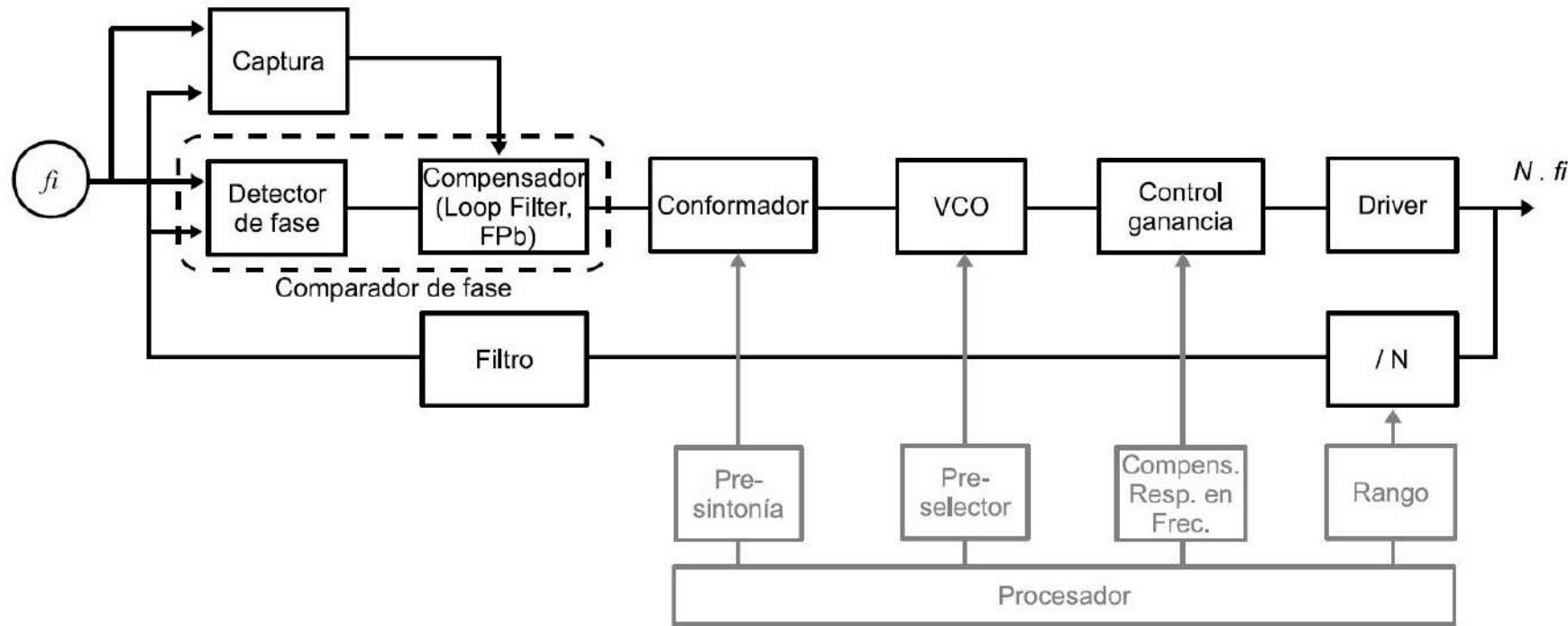
$$v_1(t) = V_1 \sin(\omega_1 t)$$

$$v_2(t) = V_2 \sin(\omega_2 t)$$

$$v_3(t) = K \cdot v_1 \cdot v_2 = \frac{K}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \sin(\omega_1 + \omega_2)t]$$

$$\begin{aligned} &= \frac{K}{2} V_1 V_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \\ &\approx K_D \Delta\varphi \end{aligned}$$

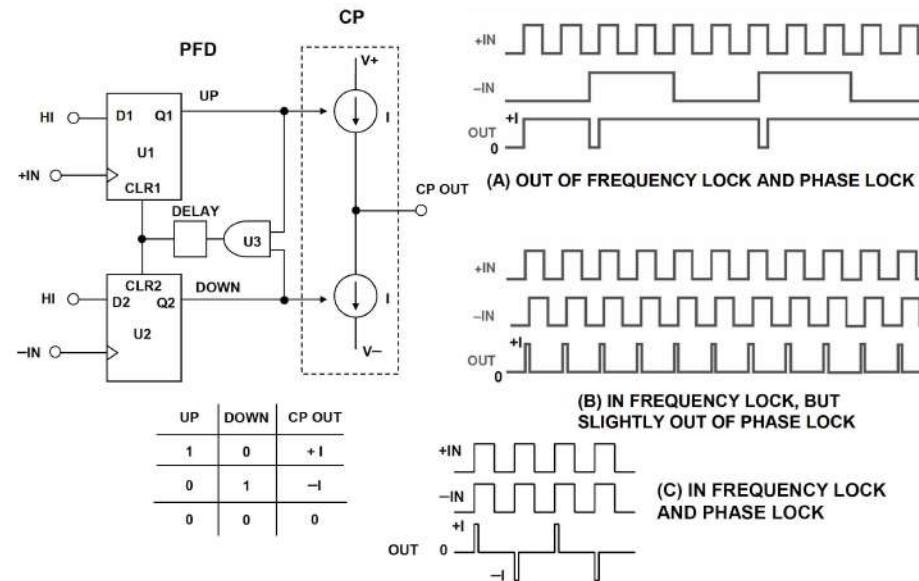
PLL de división entera - esquema completo



PLL de división entera - módulos involucrados

Detector de fase

- realiza ajuste automático de la tensión de control en base a la diferencia de fase entre v_{ref} y v_o
- **En estado estable ($f_o/N = f_r$), debe existir un pequeño defasaje que mantenga la salida activa**
- El caso más simple es una XOR, que tiene la dificultad de ser sensible al ciclo de trabajo
- Otros: multiplicador de 4 cuadrantes, modulador lineal (analógicos). AND, FFJK, **PFD** (digitales)



PLL de división entera - módulos involucrados

Compensador (filtro de lazo)

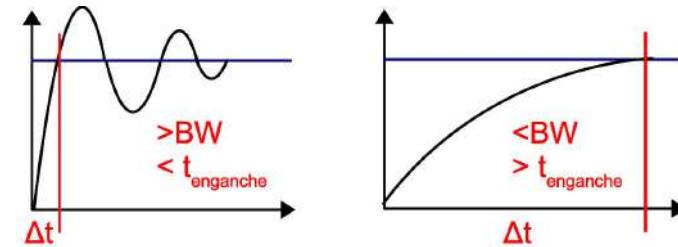
- Extrae la componente de baja frecuencia a_o , que va al varicap a través del conformador y ganancia
- Modifica las características de seguimiento del PLL (mayor BW => mayor velocidad de comutación, más inestable, menor resolución en frecuencia, mayor ruido de salida)
- Al estar siempre corrigiendo pequeños errores, **se introduce ruido de fase y FM residual**

Circuito de captura

- Controla el **ancho de banda del filtro en función de la diferencia de fase**. De este modo logra rápida respuesta y precisión en el seguimiento de errores.

Conformador

- Adapta la salida del comparador (lineal) a la curva del varactor (no lineal)



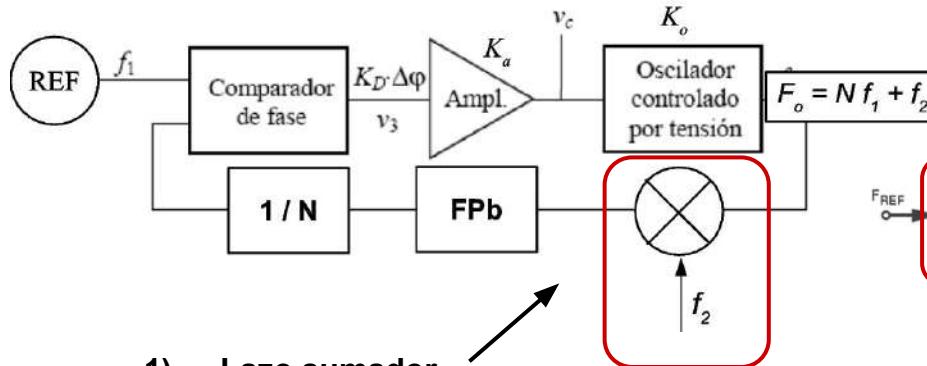
Control ganancia

- Mantiene salida cte para distintas frecuencias (barridos)

VCO

- Oscilador sintonizado por elemento reactivo sensible a tensión (por ej varicaps), previa selección de un **rango** de trabajo (pre-selector)

Reducción de exigencias en frecuencia

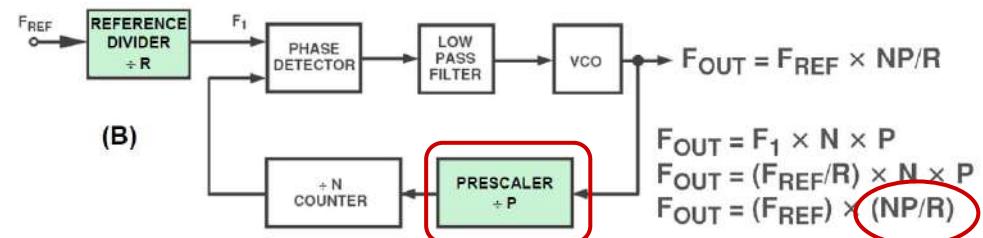


1) Lazo sumador

2) Prescalers

- **En entrada:** para disminuir el paso sin exigir f_{REF} muy baja (inestabilidad)
- **En realimentación:** para disminuir las exigencias de frecuencia al contador N .

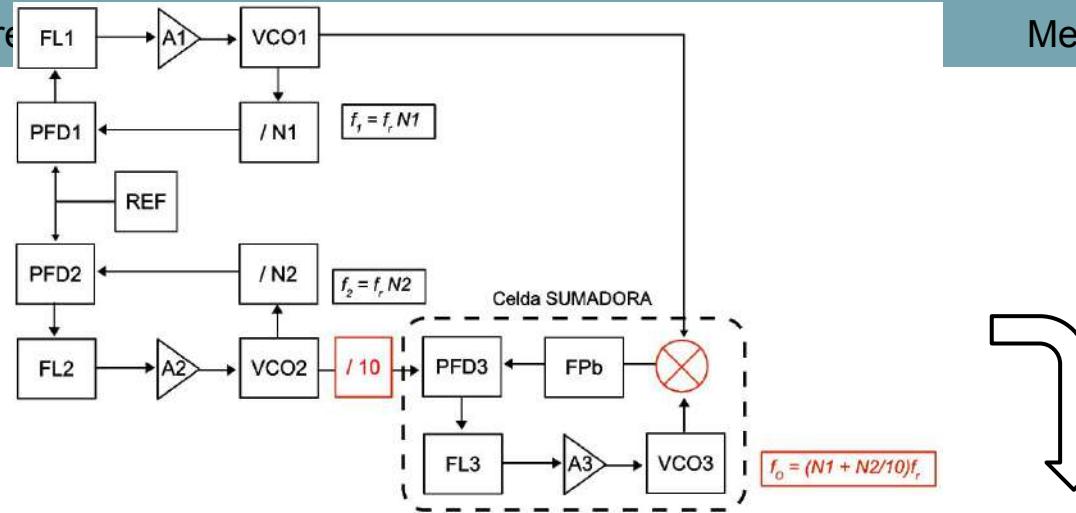
Mejora resolución sin reducir estabilidad



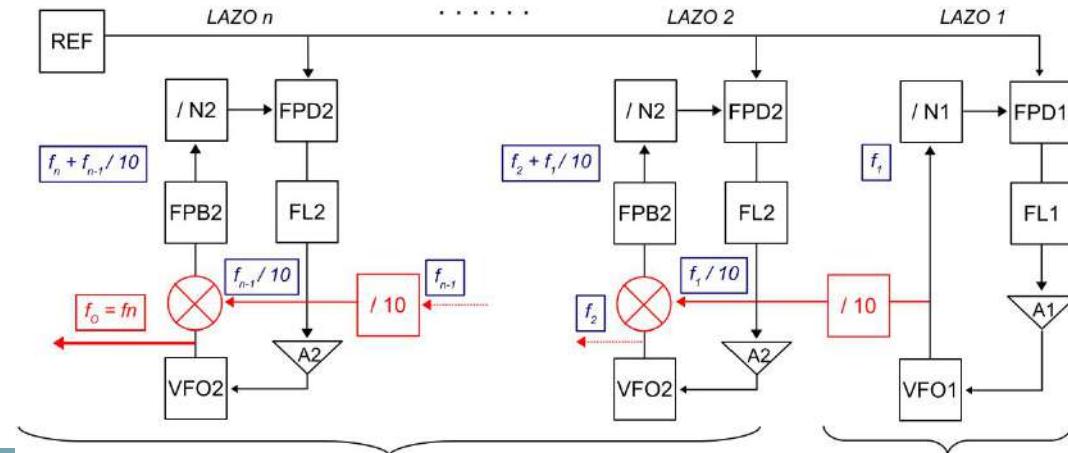
Disminuye exigencia, pero empeora resolución!

PLLs multi-lazo

Una celda básica
+
una celda sumadora



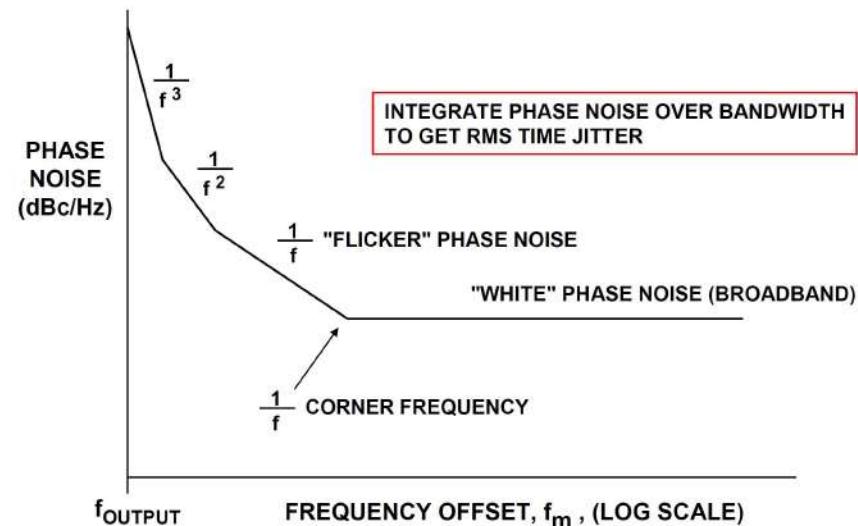
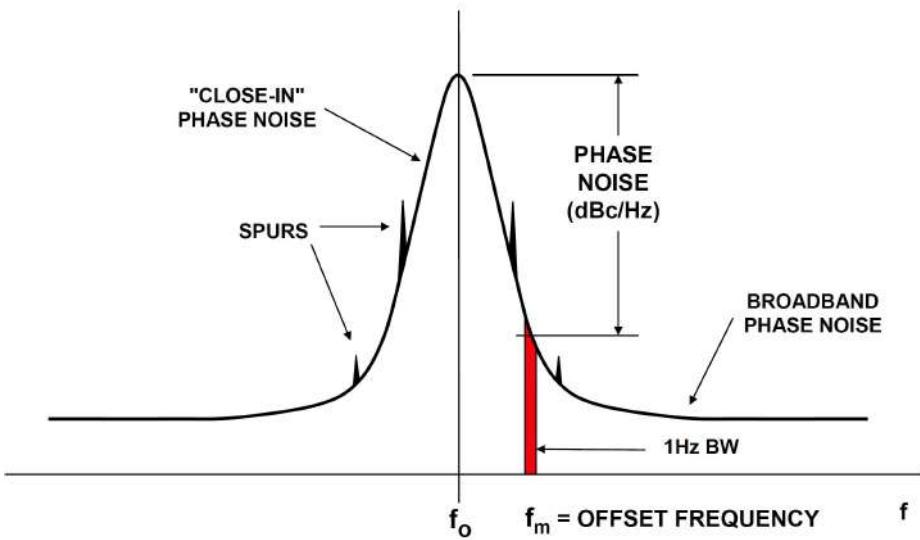
Extensión a
múltiples celdas
sumadoras



Especificaciones del PLL de división entera

- $f_o = f_r \times N$. La resolución es $fr \Rightarrow$ se pueden hacer cambios en pasos de fr .
- El **ancho de banda del filtro del lazo** (típico = $fr/10$) determina características importantes :
 - Velocidad de conmutación (t de conmutación chico => BW grande)
 - Resolución (fr pequeña => BW pequeño)
 - Margen de fase, estabilidad del sistema de control
- **Estabilidad de frecuencia:** nos interesan las estabilidades de *largo plazo* y de *corto plazo*
 - **Largo plazo:** $\Delta f/f$ en un periodo de tiempo (horas, días, meses), como % o en dB
 - **Corto plazo:** variaciones en un seg. o menos, pueden ser **aleatorias (ruido)** o **periódicas (armónicas, intermod., espurias)**.
 - **Espurias discretas:** clocks, interferencia de línea, productos de mezcla.
 - **Aleatorias:** ensanchamiento por **ruido de fase** causado por modulación del ruido térmico, ruido de disparo, o ruido de “flicker” (rosa, $\sim 1/f$) en dispositivos activos y pasivos. **Se suele especificar en dBc/Hz a distintas distancias de la portadora, definiendo tres regiones principales según su pendiente $1/f^x$.** $x=0$, horizontal, ruido blanco; $x=1$, -20 dB/dec, flicker noise; $x=2, 3, 4$, pendiente mayor, ruido de fase.

Especificaciones del PLL de división entera



Agenda

1. Síntesis directa

1.1 Síntesis directa analógica (ADS)

- ❑ De cristal múltiple (conceptual)
- ❑ De cristal único (práctico, operaciones aritméticas)

1.2 Síntesis directa digital (DDS o AWG)

2. Síntesis indirecta

2.1 PLL de división entera

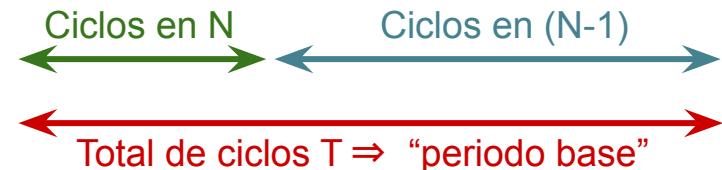
2.2 PLL de división fraccional

PLL de división fraccional

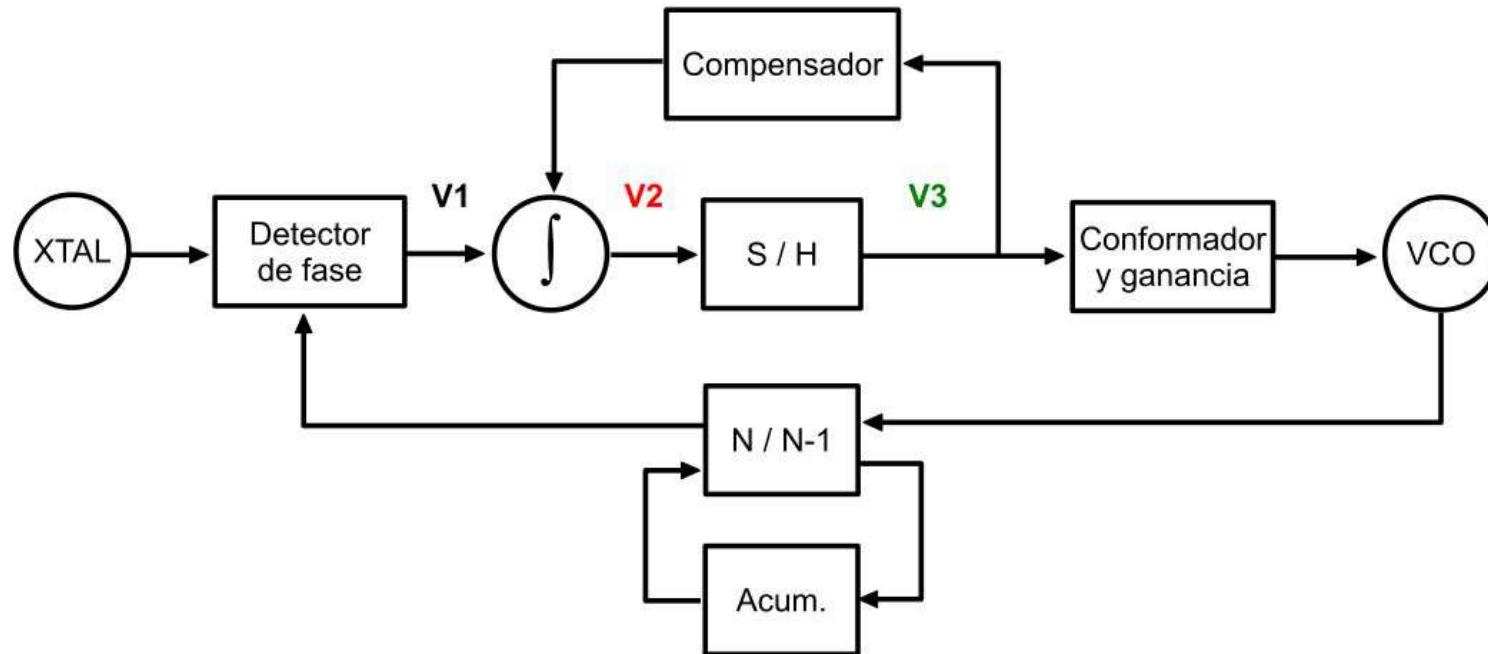
- Debido a que $f_o = f_{ref} \times N$, El PLL de división entera **no puede tener buen BW y buena resolución a la vez**
 - mayor BW → mayor f_{ref} → menor resolución
→ mayor N → empeora el ruido de fase, ya que es proporcional a $(20 \log N) \times (\text{ruido en la bomba de carga del detector de fase})$
 - Mejor resolución → menor f_{ref} → filtro de lazo más angosto, se vuelve lento para comutar
- Definiremos un nuevo divisor “M” fraccionario tal que $f_o = M f_{ref}$. El divisor M será el resultado de aplicar dos divisores enteros N y N-1 durante los periodos de tiempo correspondientes t_N y t_{N-1} . La suma de estos tiempos se denomina un “periodo base” de ciclos de f_o $T = t_N + t_{N-1}$.
- Necesito obtener una tensión de control del VCO que resulte de ponderar las tensiones de error e_N y e_{N-1} durante sus tiempos correspondientes t_N y t_{N-1} , definiendo así el valor de M. Es decir, obtener un promedio. Para ello, uso un integrador sigma-delta.

$$D = \text{ciclo de trabajo} = \frac{\text{Ciclos en } (N-1)}{\text{Total ciclos periodo base}}$$

$$M = \frac{N \cdot \text{ciclos}_N + (N-1) \cdot \text{ciclos}_{N-1}}{\text{Total periodo base}}$$

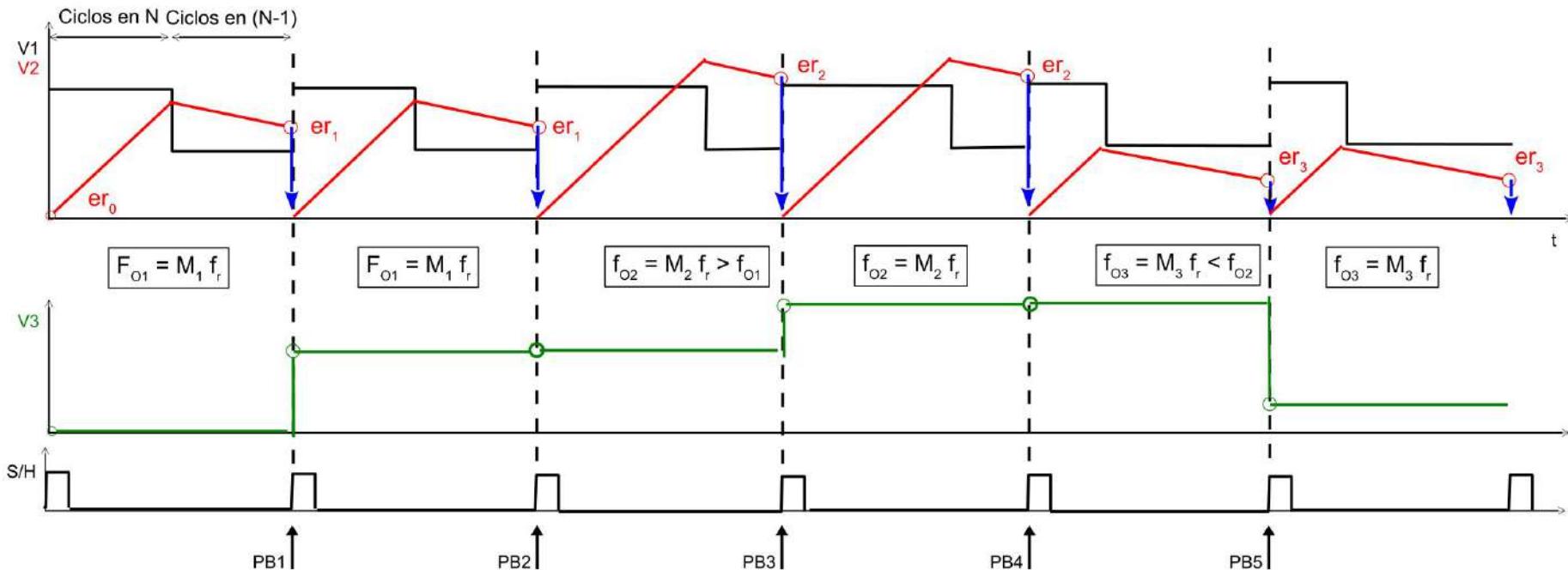


PLL de división fraccional



Esquema básico de un PLL de división fraccional

PLL de división fraccional



Ejemplos de ciclos de trabajo en distintos puntos del circuito

PLL de división fraccional

Ejemplo numérico 1: se desea obtener una frecuencia $f_0 = 7,4751 \text{ MHz}$. Calcule los valores de f_{REF} , N , $N-1$, y cantidades de ciclos necesarias. Hay varias opciones según la f_{REF} elegida:

Opción 1: elijo $f_{REF} = 1 \text{ MHz}$. Ya que el M necesario será $7 < M < 8$, entonces $N = 8$ y $N-1 = 7$. Ya que f_0 necesita **4 lugares por debajo** de la década de f_{REF} (décadas de 100, 10, 1, y 0,1 KHz), se necesita un periodo base de $10^4 = 10000$ ciclos. Durante 4751 de ellos el divisor estará en N , mientras que durante los 5249 ciclos restantes estará en $N-1$. Podemos comprobar los valores obtenidos:

$$M = \frac{8 \cdot 4751 + 7 \cdot 5249}{10000} = 7,4751$$

$$f_0 = M \cdot f_{REF} = 7,4751 \text{ MHz}$$

Opción 2: elijo $f_{REF} = 100 \text{ KHz}$. En este caso, tenemos que $74 < M < 75$, entonces $N = 75$ y $N-1 = 74$. En este caso, se necesitan **3 lugares por debajo de 100 KHz** (décadas de 10, 1, y 0,1 KHz), por lo que el periodo base es $10^3 = 1000$ ciclos. Durante 751 de ellos el divisor estará en N , mientras que durante los 249 ciclos restantes estará en $N-1$. Podemos comprobar los valores obtenidos:

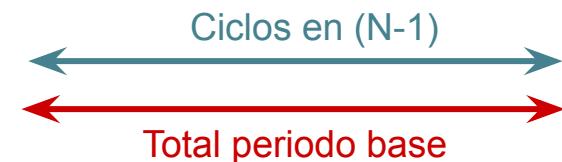
$$M = \frac{75 \cdot 751 + 74 \cdot 249}{1000} = 74,751$$

$$f_0 = M \cdot f_{REF} = 7,4751 \text{ MHz}$$

PLL de división fraccional

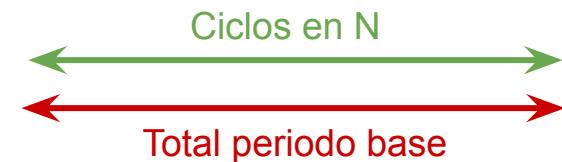
Al ir variando los valores de M, se producen dos **casos extremos**:

- Cuando **todos los ciclos estoy en N-1, M es igual a N-1:**



$$M = \frac{N.ciclos_N + (N-1).ciclos_{N-1}}{\text{Total periodo base}} = \frac{0 + (N-1).\text{Total periodo base}}{\text{Total periodo base}} = N - 1$$

- Cuando **todos los ciclos estoy en N, M es igual a N:**



$$M = \frac{N.ciclos_N + (N-1).ciclos_{N-1}}{\text{Total periodo base}} = \frac{N.\text{Total periodo base} + 0}{\text{Total periodo base}} = N$$

Por ejemplo, para el Caso 1, podemos comprobar que:

- Si estoy todos los ciclos en N-1 → $M = \frac{7 \cdot 10000}{10000} = 7 = N - 1$
- Si estoy todos los ciclos en N → $M = \frac{8 \cdot 10000}{10000} = 8 = N$

PLL de división fraccional

Ejemplo numérico 2: en un PLL fraccional se tiene $N = 15$, y $f_{REF} = 5 \text{ MHz}$. Si el periodo base son 10000 ciclos de salida, calcule el rango de frecuencias de salida f_0 posibles.

$$N = 15 \Rightarrow N-1 = 14$$

$$\Rightarrow f_0 \text{ podrá variar entre los extremos } (N-1) \times f_{REF} = 70 \text{ MHz, y } N \times f_{REF} = 75 \text{ MHz}$$

Si el PLL fuera entero, sólo podríamos saltar de 70 a 75 MHz, o sea un paso de 5 MHz, que es lo que permite f_{REF} . Ahora, al tener un PLL fraccional con 10000 ciclos de periodo base, quiere decir que agregaré 10000 pasos de frecuencia entre estos extremos. Es decir, el paso será ahora 10000 veces menor a 5 MHz. **Así, el paso, salto, o resolución de frecuencia será ahora: $\text{resolución} = 5 \text{ MHz} / 10000 = 0,5 \text{ KHz}$**

En resumen, con estas especificaciones **se podrá implementar un PLL fraccional que vaya de 70 MHz a 75 MHz en pasos de 0,5 KHz**. Lógicamente, el costo que se paga es que el tiempo a esperar para realizar un cambio será $10000 \times (1/f_0)$, como ilustra la filmina 28.

Bibliografía

W. Tomasi, *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas 4 Ed.*, Pearson, 2003

5100 Frequency synthesizer operating and service manual, Hewlett-Packard Co., 1965

Fundamentals of direct digital synthesis (DDS), Tutorial MT-085, Analog Devices, 2009

Fundamentals of phase-locked loops (PLLs), Tutorial MT-086, Analog Devices, 2009

Fractional/Integer-N PLL basics, Technical Brief SWRA029, Texas Instruments, 2010



Analizador lógico

Carlos A. Zerbini

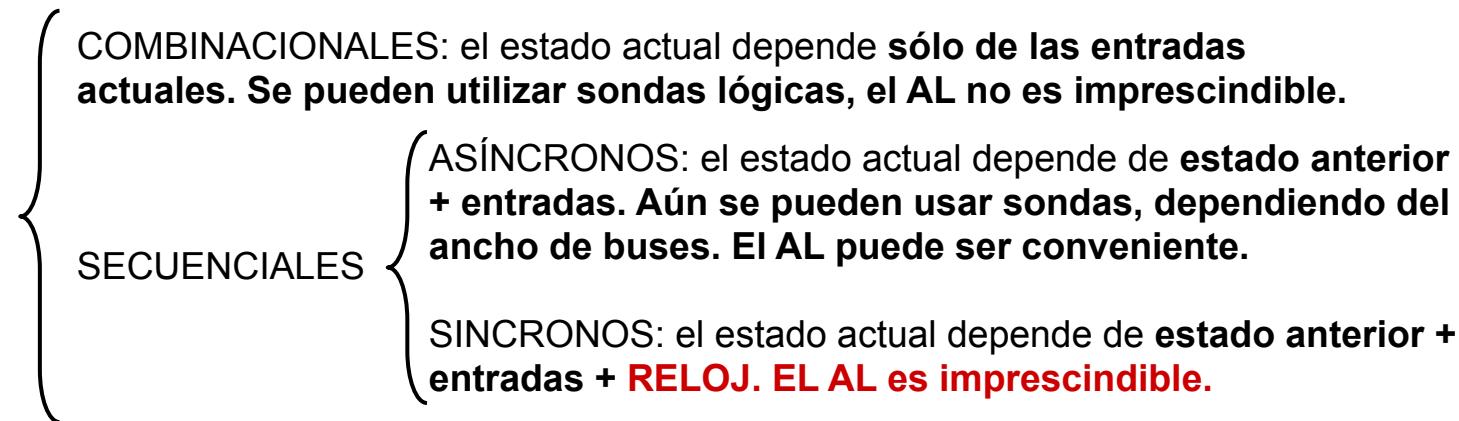
Cátedra Medidas Electrónicas 2

Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Córdoba

Año lectivo 2019

Generalidades

Circuitos lógicos

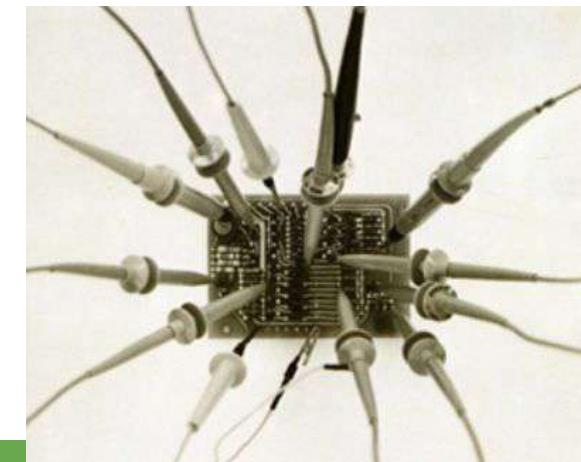


Se requiere una herramienta para analizar **circuitos secuenciales síncronos** (y por extensión los demás), abarcando desde el software hasta el hardware.

Puntas lógicas (repaso)



- especialmente adecuadas para circuitos combinacionales o secuenciales **asíncronos**
- Suelen detectar niveles de un par de familias lógicas
- En general, soportan **sólo un canal digital**



Generalidades

El primer analizador lógico apareció en 1967, como un proyecto personal del Ing. Gary Gordon en HP. Seis años antes, Gary aplicaba analizadores lógicos como interno en el lab de osciloscopios, para resolver problemas de deriva cuando se cambiaba la base de tiempo de los osciloscopios digitales.

Los analizadores lógicos **evolucionaron a partir de los OADs**, y casi simultáneamente con los primeros microprocesadores disponibles. Los primeros analizadores lógicos se centraban en operaciones muy parecidas a los osciloscopios para debuggear y testear **hardware**. Luego evolucionaron, abarcando el monitoreo de la **actividad de las señales de un microprocesador y en el debugging de software**.

Un analizador lógico sólo mide **señales digitales, no analógicas!** Puede capturar **muchas señales digitales simultáneamente** y mostrar sus - muchas veces complejas - relaciones en el tiempo. **Algunos analizadores cruzan ligeramente el límite y se adentran en el dominio del OAD, detectando glitches y violaciones de tiempos de setup/hold.** Pero estas funciones se centran en debuggear señales elusivas e intermitentes, y hasta algunos permiten relacionar código fuente con problemas de hardware específicos.

El DSO es el instrumento ideal cuando se necesita:

- Medir características analógicas de **no más de cuatro señales a la vez**.
- Medir características **eminentemente analógicas**, tales como tiempos de subida/bajada, fase, potencia, corriente, amplitud, y relaciones entre flancos.
- Determinar la **estabilidad de una señal (jitter)**.
- Medir **márgenes de tiempo**, tales como tiempos de setup/hold y retardos de propagación.
- Determinar **estados transitorios**, tales como señales deformadas o “redondeadas”, glitches, o estados meta-estables (estados estables por cortos periodos)
- Observar **pequeñas excursiones de tensión** en una señal.
- Trabajar con **alta precisión en la medición de intervalos de tiempo**.

Generalmente, el OAD es el instrumento a utilizar cuando se necesita alta resolución vertical o de tensión.

Un analizador lógico el instrumento ideal cuando se necesita:

- Debuggear y verificar la operación de **sistemas digitales**.
- Seguir, observar y correlacionar **muchas señales digitales simultáneamente**.
- Detectar y analizar **relaciones en tiempo** entre muchas señales digitales.
- Realizar un **seguimiento de la evolución de operaciones digitales**.
- Observar las señales de un sistema **de la misma manera en que las ve el hardware**.
- Disparar en base a un patrón de “altos” y “bajos” sobre varias líneas digitales, y observar el resultado.



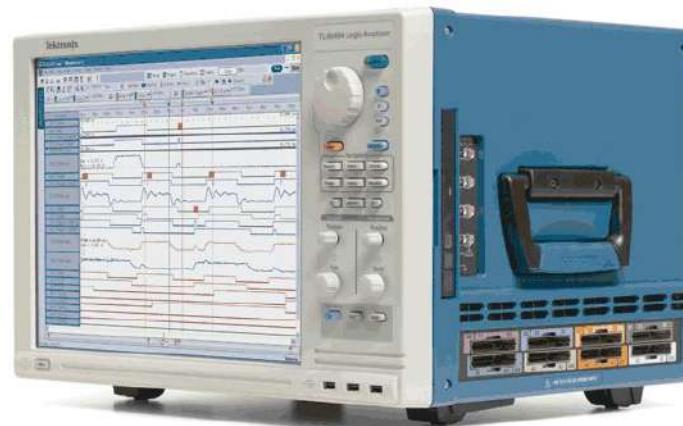
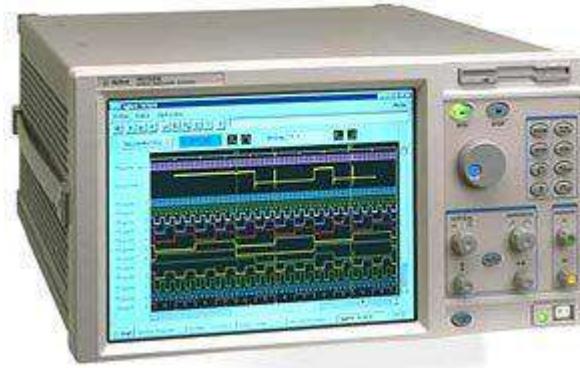
HP 5000A (1973)



Serie 1600 (80s)

HP 1601L (1974)
UTN - FRC

http://hpmemoryproject.org/wb_pages/wall_b_page_12.htm
<https://testequipment.center/HP/Logic-Analyzers/Logic-Analyzers>
<https://www.tek.com/logic-analyzer/tla6400>
<https://hackaday.com/2009/03/06/tools-saleae-logic-logic-analyzer/>



Product specifications of Agilent 16702A (Front)

Alternative 16900 Series

Instrument Type Mainframe

Max. Channels Number 340

Max. State Speed 100 MHz

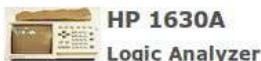
Max. Timing Speed 4 GHz

Status Discontinued by Manufacturer

- 5 slots
- Multi-window interface
- Setup Assistant
- Max State Clock 100 MHz
- On-chip emulation link-debugger
- Multiple time-correlated views
- Real-time view
- 800x600 LCD display
- Accepts 5 measurement modules and 2 emulation modules

Characteristic	TLA6401	TLA6402	TLA6403	TLA6404
Channels	34	68	102	136
High-speed timing	25 GHz (40 ps) with 128 Kb record length			
Maximum timing sample rate (Half/Full channel)	3.2 GHz / 1.6 GHz			
Maximum State clock rate	333 MHz (standard) 667 MHz (with Option 1T)			
Maximum State data rate	667 Mb/s (standard) 1333 Mb/s (with Option 1T)			
Maximum record length	2 Mb (standard) 4 Mb (Option 1S) 8 Mb (Option 2S) 16 Mb (Option 3S) 32 Mb (Option 4S) 64 Mb (Option 5S)			

Generalidades



Algunos modelos clásicos



HP 1630D

43 Channel 100 MHz Logic Analyzer



HP 1630G

65 Channel 100 MHz Logic Analyzer



HP 1631D

200 Ms/s Logic Analyzer / 50 MHz D



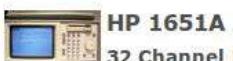
HP 1650A

Logic Analyzer



HP 1650B

80 Channel Logic Analyzer



HP 1651A

32 Channel Logic Analyzer



HP 1651B

32 Channel Logic Analyzer



LA1034 LogicPort Specifications and Characteristics

Sampled channels: 34**Timing mode sample rate:** 1KHz to 500MHz (uses internal clock)**State mode sample rate:** 0 to 200MHz (clock provided by circuit under test)**Sample buffer:** 34 x 2048 samples**Maximum sample compression:** 2^33 to 1 (sample rates to 200MHz)**Trigger sequencer:** 250MHz max, 4ns minimum pulse width**Trigger capability:**

Edges - Rising, Falling, Either (multiple channels, any combination)

Patterns - True, False, Entered, Exited (across any / all channels)

Bus Value - Equal, Not Equal, Less Than, Greater Than, In Range, Not in Range

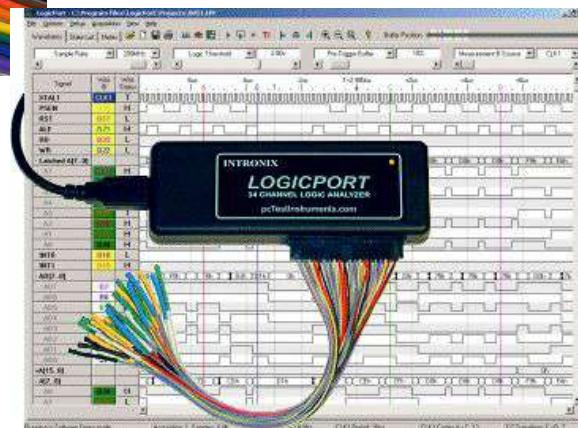
Occurrence Count - Range of 1 to 1,048,576 Consecutive or Cumulative

Duration - Equal, Less Than, Greater Than, Within Range (samples or time)

Input impedance: 200K Ohms, paralleled by <5pF**Frequency counter range:** 300MHz with 10Hz resolution, 4 channels**Threshold range:** adjustable +6 to -6 volts with 50mv resolution

LAs de bajo costo:

- SALEAE
- Logicport
- Redpitaya, AD Discovery,...
- FPGAs: Signaltaps, Chipscope**

**Interpreted Protocols (included):**

Asynchronous Serial (RS232, RS422 and RS485 to 25Mbps)

Synchronous Serial (SPI, PS2 and proprietary formats)

Inter-Integrated-Circuit (I2C)

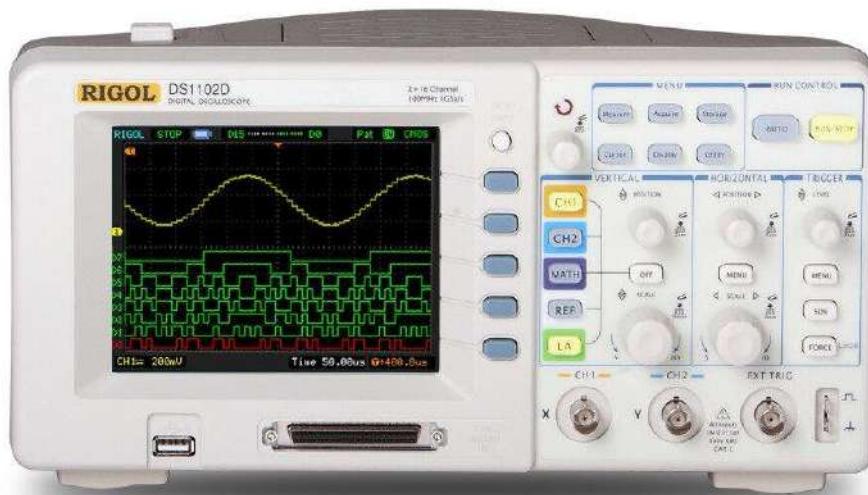
CAN 2.0A and 2.0B

Synchronous Parallel (Quad/multi-IO SPI and proprietary formats)

1-Wire (Dallas/Maxim devices/iButton)

ISO7816-3 (Smart Card and SIM devices)

Generalidades



Osciloscopio de señal mixta (MSO)

Rigol DS1102D
Catalog #: DS1102D

4.5 of 5

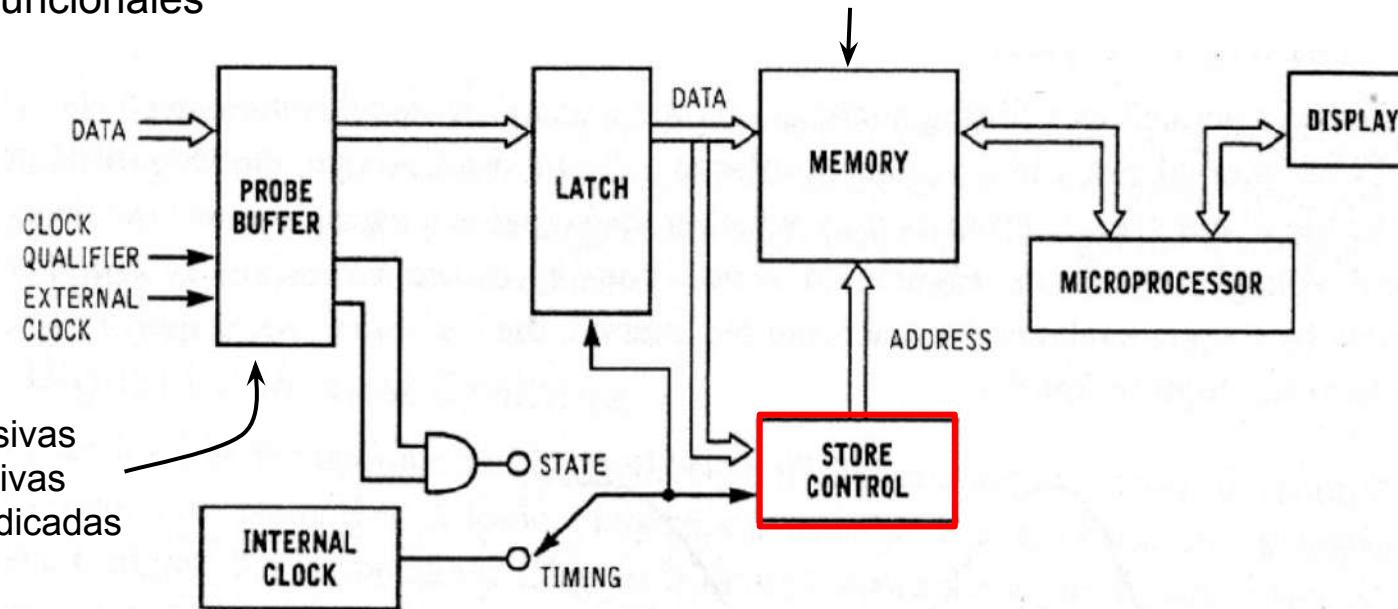
[Read Reviews \(6\)](#) | [Write Reviews](#)

100 MHz Mixed Signal Oscilloscope with 2 analog channels and 16 digital channels plus USB storage and connectivity and 1 GSa/sec sampling

Features

- 1 GSa/s maximum real-time sample rate, 25 GSa/s maximum equivalent-time sample rate
- 1Mpts long Memory Depth
- 100 MHz, 50 MHz Bandwidths
- Ultra compact design: 303mm x 154mm x 133mm (WxHxD)
- 64 k TFT color LCD, bright and vivid waveform display
- Advanced trigger modes: Edge, Video, Pulse Width, Slope, Alternate
- Adjustable bigger sensitivity: Effectively filter noise from bigger signal and avoid false trigger
- 20 automatic measurements

Bloques funcionales



- Pasivas
- Activas
- Dedicadas

- 1) **Sincronismo**: utiliza **clock** y **qualifier** para generar **pulsos de escritura calificados**
- 2) **Disparo/comparadores**: compara el dato en el latch con los registros de trigger cargados por el usuario. Cuando ambos coinciden, se envía una señal a los **secuenciadores y retardadores**.
- 3) **Secuenciadores/retardadores**: ante una señal de disparo, ejecuta el **modo de disparo** configurado.

Medios para mejor aprovechamiento de la memoria del AL

Debido a la alta velocidad requerida, la memoria de un AL es limitada (por ej. 34 canales x 2048 bits en el LA1034). A fin de aprovecharla para capturar los eventos de interés, se pueden utilizar las siguientes configuraciones generales:

- 1) **Qualifier (calificador)** → circuito **combinacional**, se usa una señal como **máscara** de otra señal. Permite eliminar partes del flujo de programa que no son de interés. **Se utiliza principalmente para enmascarar ciclos de clock que no son de interés durante análisis de estados (lo veremos luego)**
- 2) **Muestreo transicional (“compresión”)** → utiliza un **detector de transiciones** que le indica al DMA si debe o no almacenar al dato actual.
 - Caso especial → **detección de glitches**
- 3) **Modos de disparo** → más elaborados que en un OAD, existen varios **modos de disparo**, diferentes según el tipo de análisis a realizar (temporal o de estados). Estos modos se verán luego.

Modos de uso: conceptos

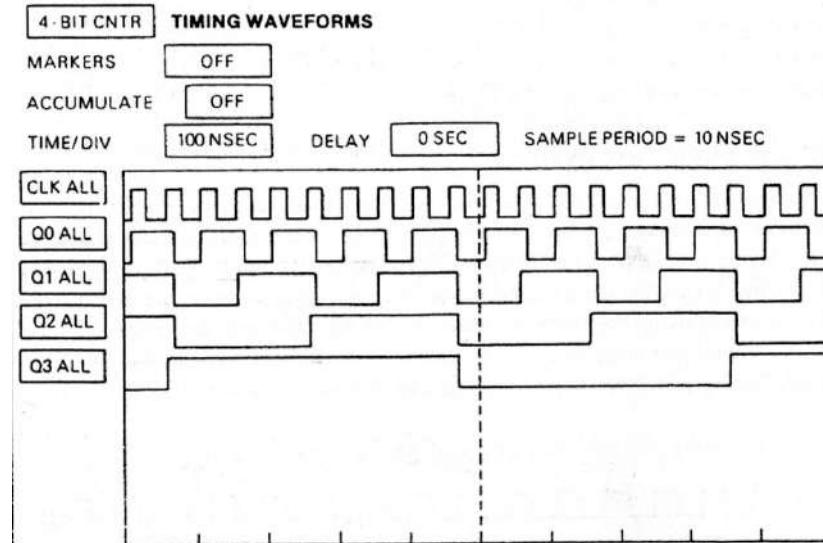
1) Análisis temporal (o modo asíncrono)

- Utiliza un **reloj interno**, comúnmente a frecuencia mayor que la del circuito medido
- Las **líneas** se capturan en sincronismo con un clock interno, **asíncrono al circuito medido**
- La visualización es **similar a un osciloscopio aunque sólo muestra dos niveles!**
- Se utiliza para depurar problemas **a nivel de hardware**.

2) Análisis de estado (o modo síncrono)

- Utiliza un **reloj externo**, proveniente del sistema a medir.
- Los **datos** se capturan en sincronismo con el circuito ensayado.
- La visualización es bajo la forma de **palabras digitales** (binario, comp. 2, hexa, decimal, etc.)
- Se utiliza para depurar problemas **a nivel de software**.

Modos de uso: comparación

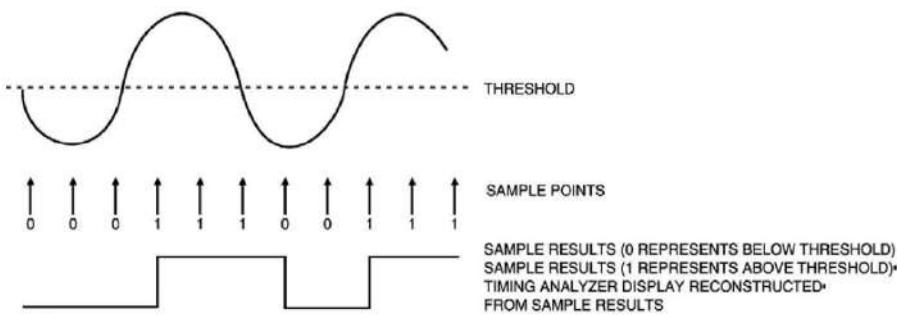


Análisis temporal

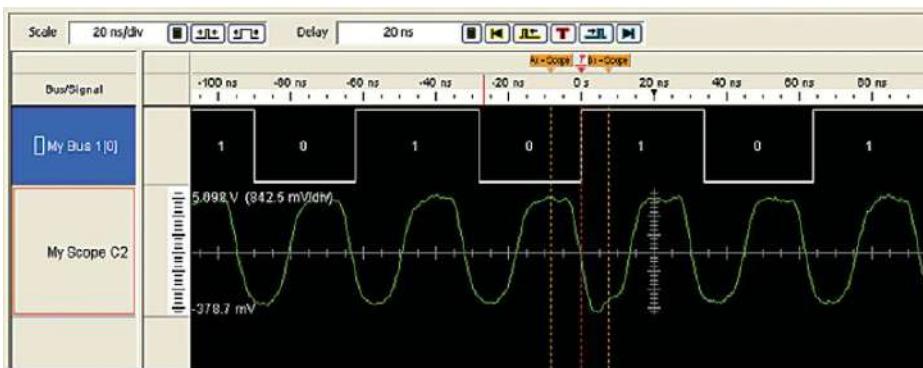
4-BIT CNTR		STATE LISTING
MARKERS		OFF
LABEL	>	<i>Q</i>
BASE	>	BIN
+ 0000		0000
+ 0001		0001
+ 0002		0010
+ 0003		0011
+ 0004		0100
+ 0005		0101
+ 0006		0110
+ 0007		0111
+ 0008		1000
+ 0009		1001
+ 0010		1010
+ 0011		1011
+ 0012		1100
+ 0013		1101
+ 0014		1110

Análisis de estado

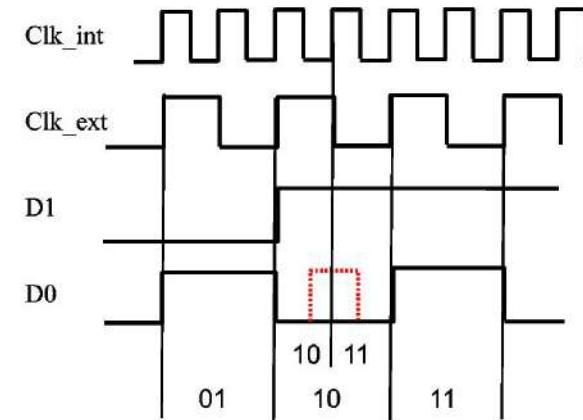
Análisis temporal



Ejemplo de muestreo en análisis temporal

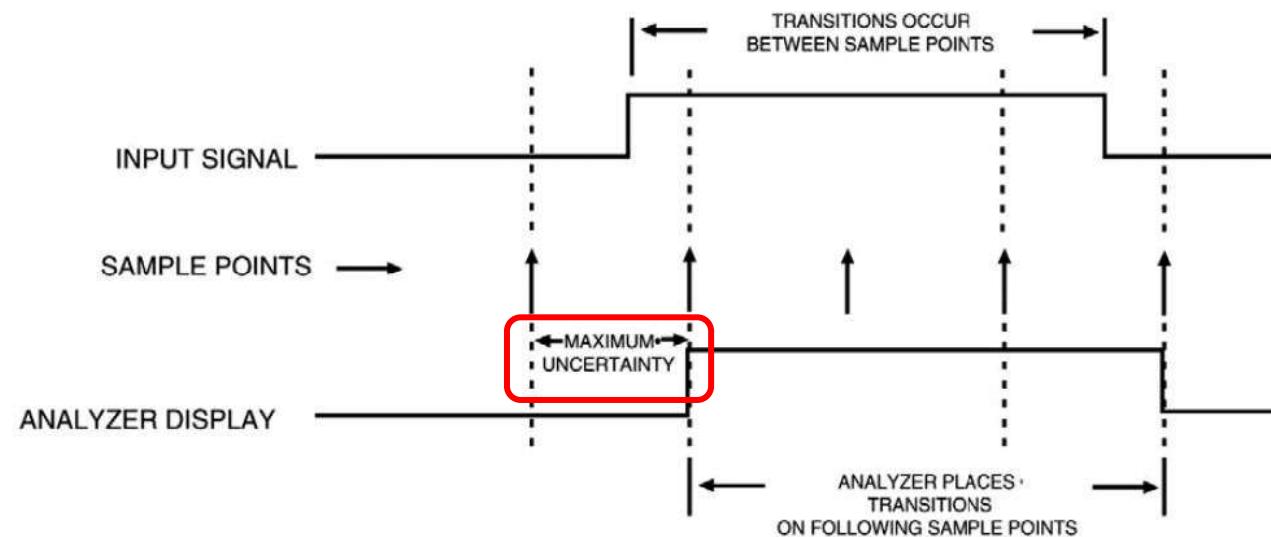


Una señal de clock en el análisis temporal, y en un osciloscopio



Ejemplo de detección de una transición indeseada

Análisis temporal



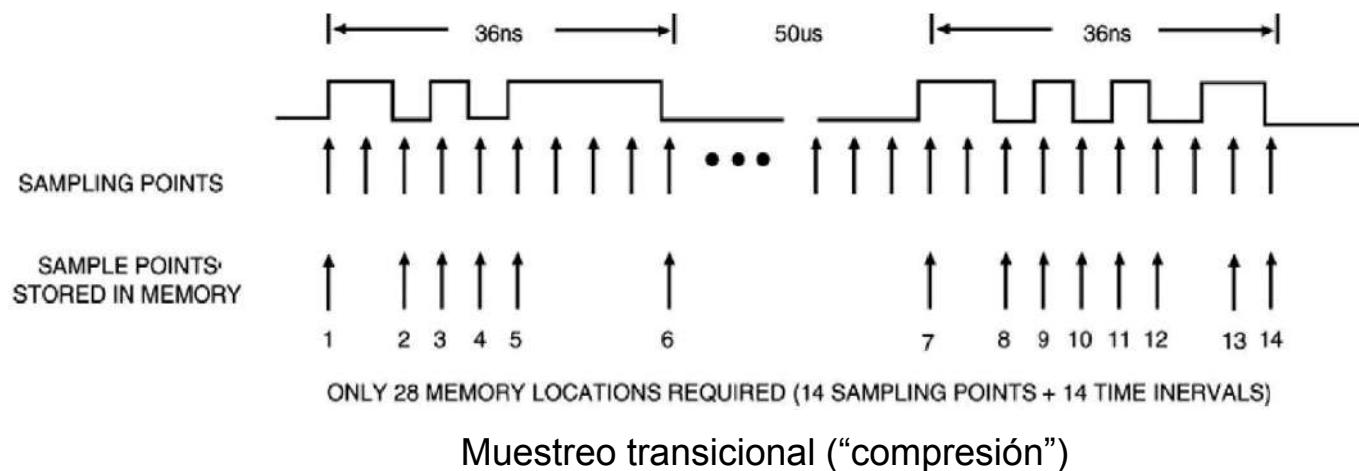
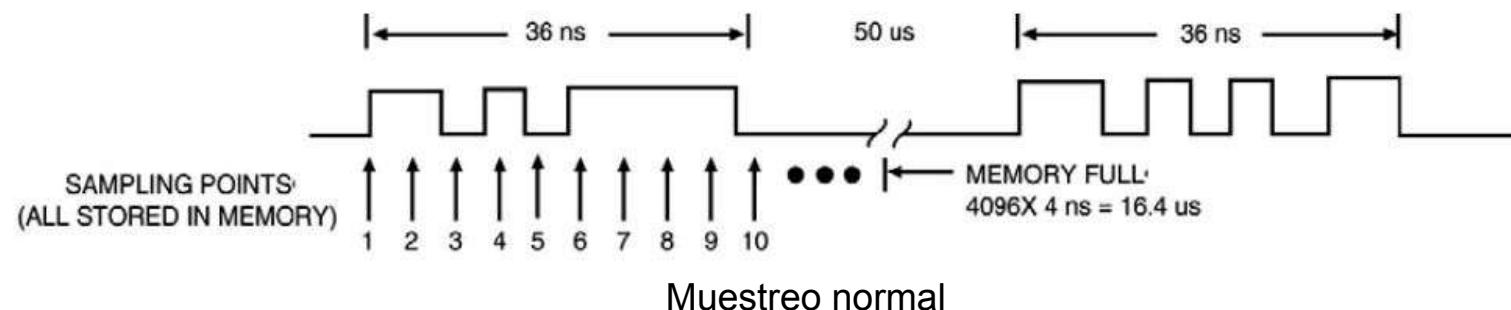
La incertidumbre en análisis temporal depende de:

- **Velocidad** de los circuitos del AL
- **Tamaño o profundidad** de memoria

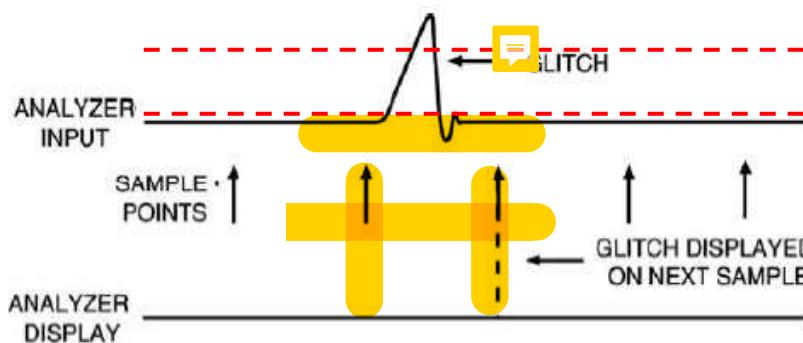


$$\text{MEDIDO} = n \times t_{\text{clk}} = n / f_{\text{CLK}}$$

Análisis temporal



Análisis temporal



Transiciones rápidas de tensión (glitches)

Existen dos tipos, uno de ellos detectable por el AL y el otro no:

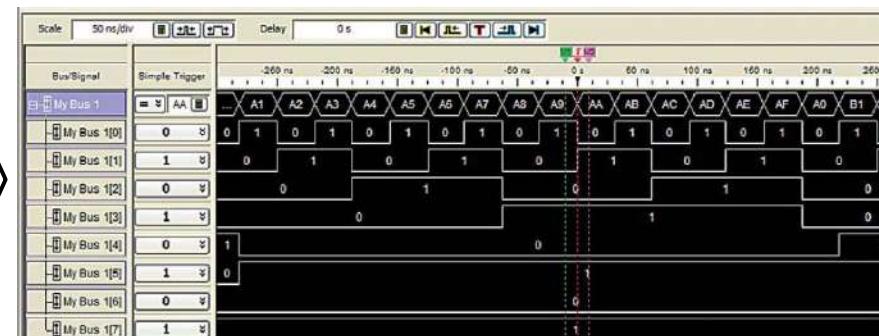
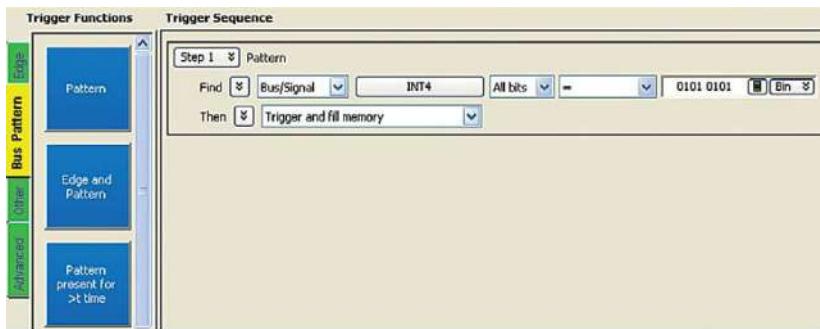
- Transiciones que cruzan los umbrales **más de una vez entre muestras**. Se detectan mediante el modo “glitch detect” hasta un ancho mínimo.
- Transiciones que **no cruzan los umbrales lógicos**, pero salen de los niveles máximos o mínimos tolerados. **NO** los detecta el EL, sino que se utiliza un osciloscopio de memoria profunda (DMO)

El AL sólo ve lo que cruza ambos umbrales, es ciego a todo lo demás. El AL muestra estos cruces como una transición ideal entre dos estados, y no permite observar la FORMA DE ONDA REAL.

Análisis temporal

Eventos de disparo (trigger)

- **Pattern trigger:** genera el disparo cuando se da un cierto patrón en las líneas observadas



- **Edge trigger:** genera el disparo cuando las líneas observadas transicionan $0 \rightarrow 1$ ó $1 \rightarrow 0$

Análisis de estados

Step 1 Advanced If/Then

If Bus/Signal ADDR All bits = FFF0 3187 Hex

occurs 1 eventually

Then Trigger and fill memory with Default Storage

Configuración de trigger

Sample Number	ADDR	DATA	STAT
-8	0000 41B0	0241 23D7	03 23D7
-7	0000 41B1	1F41 23D7	0B 23D7
-6	0000 41B2	FB41 23D7	13 23D7
-5	0000 41B3	5241 23D7	0B 23D7
-1	FFFF 3187	5541 03E7	0B 03E7
3	FFFF 34DB	A641 03E7	0B 03E7
7	FFFF 34DF	7841 03E7	0B 03E7
11	FFFF 34E3	E841 03E7	0B 03E7
15	FFFF 34E7	2941 03E7	0B 03E7
19	FFFF 6A0F	F441 03E7	0B 03E7

Presentación de secuencia de estados

Sample Number	Software Address	MPC821/860 PowerQUICC Inverse Assembler	
-29	FFFF 3190	addi	r11,r11,0x0001
-25	FFFF 3194	addis	r12,r0,0x0000
-21	FFFF 3198	stw	r11,0x41b0(r12)
-20	0000 41B0	mem write	0x00
-19	0000 41B1	mem write	0x00
-18	0000 41B2	mem write	0x0b
-17	0000 41B3	mem write	0x6c
-13	FFFF 319C	addis	r12,r0,0x0000
-9	FFFF 31A0	lwz	r3,0x41b0(r12)
-8	0000 41B0	mem read	0x00
-7	0000 41B1	mem read	0x00
-6	0000 41B2	mem read	0x0b
-5	0000 41B3	mem read	0x6c
-1	FFFF 31A4	bl	update display
3	FFFF 31B4	mfspr	r0,d8
7	FFFF 31B8	or	r11,r1,r1
11	FFFF 31BC	stwu	r1,0xffe8(r1)
15	FFFF 31C0	bl	.text+4A08
19	FFFF 6A08	stw	r28,0xffff0(r11)
23	FFFF 6A0C	stw	r29,0xffff4(r11)
27	FFFF 6A10	stw	r30,0xffff8(r11)

Visualización mediante
des-ensamblador dedicado

Análisis de estados

Modos de disparo (trigger)

Si nosotros no configuramos una secuencia de disparo, el AL comienza a almacenar sin control desde que se “arma”.

A diferencia del análisis temporal, en este caso estamos interesados en **capturar ciertas secciones del programa**. Por ejemplo, podríamos querer capturar una situación de error que se da SÓLO cuando se lee la dirección 0x0001 LUEGO de la dirección 0x0000. **Para eso disponemos de los modos de disparo, implementados mediante la combinación de comparadores, secuenciadores y retardadores.**

En el analizador de estados, las líneas SE AGRUPAN en UNIDADES LÓGICAS A, B, etc. definidas por el usuario. Sobre ellas, el usuario define **eventos de disparo**, y combinando varios de estos patrones SECUENCIALMENTE se obtienen los **modos de disparo**. **Se pueden realizar combinaciones**, por ej. Unir dos puertos, disparar un puerto con otro, etc.

Eventos de disparo comunes {

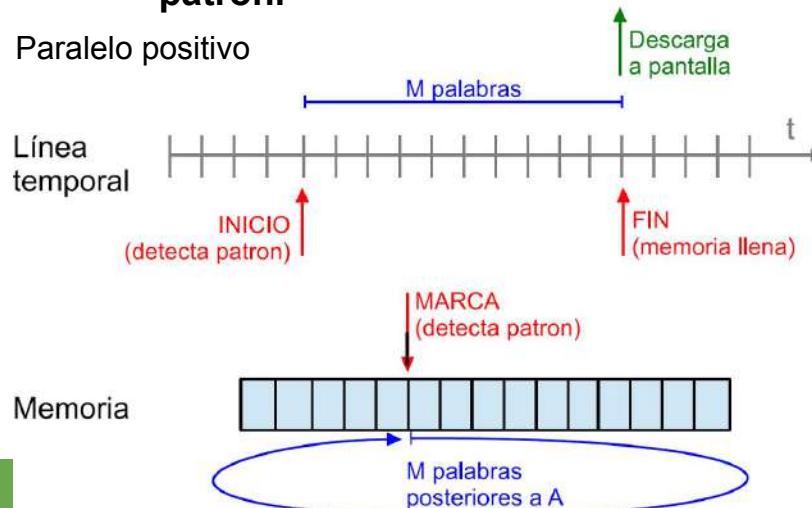
- Igual al patrón / distinto / mayor / menor / $>=$ / $<=$
- Dentro de cierto rango / fuera de él
- Igual al patrón durante cierto #ciclos **consecutivos**
- Igual al patrón un #ciclos no necesariamente consecutivos
- Combinación de patrones mediante AND/OR y derivados

Análisis de estados

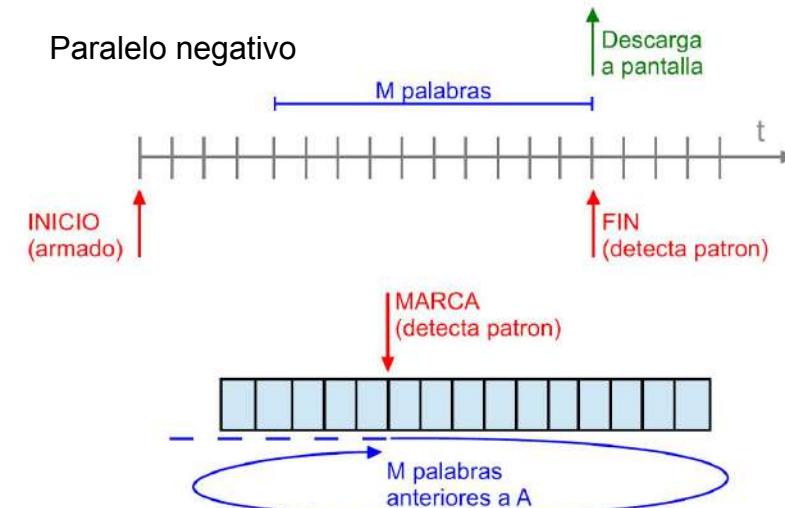
1) Disparo PARALELO: las palabras de disparo se agrupan obteniendo un patrón digital utilizado para comenzar o finalizar la adquisición de datos. Esto define **dos modos diferentes**:

- a) **Paralelo positivo:** la adquisición **comienza** con el patrón y **finaliza** cuando se llena la memoria de tamaño **M**. La memoria contiene las **M palabras posteriores al patrón**.
- b) **Paralelo negativo:** la adquisición comienza con el “armado” del instrumento, y finaliza cuando se encuentra al patrón. La memoria contiene las **últimas M palabras previas a producirse el patrón**.

Paralelo positivo



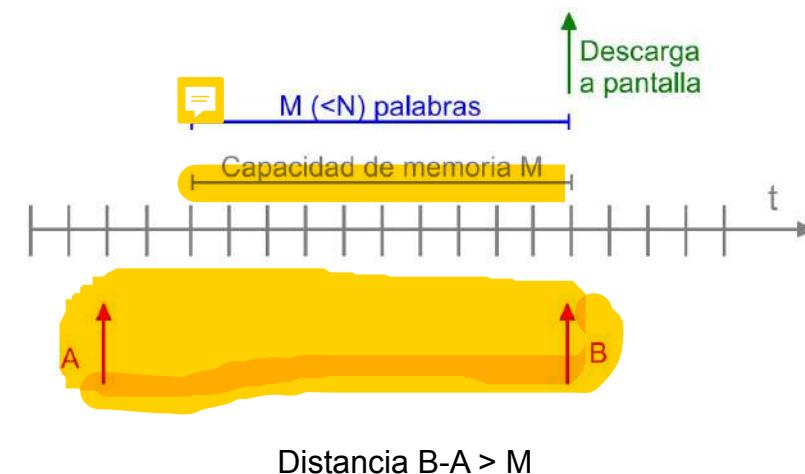
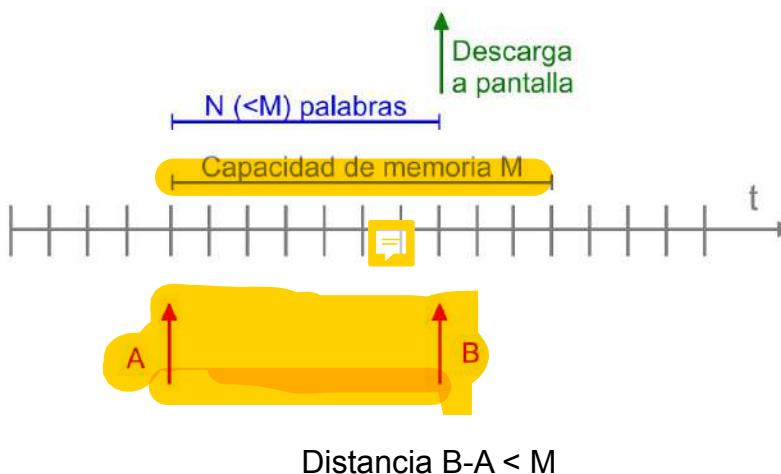
Paralelo negativo



Análisis de estados

2) **Disparo SERIE:** se utilizan **dos palabras de disparo para inicio y fin de la captura respectivamente. Se pueden dar dos casos:**

- a) Distancia entre palabras N < capacidad de memoria M → se capturan N palabras
- b) Distancia entre palabras N > capacidad de memoria M → se capturan **las últimas M palabras**

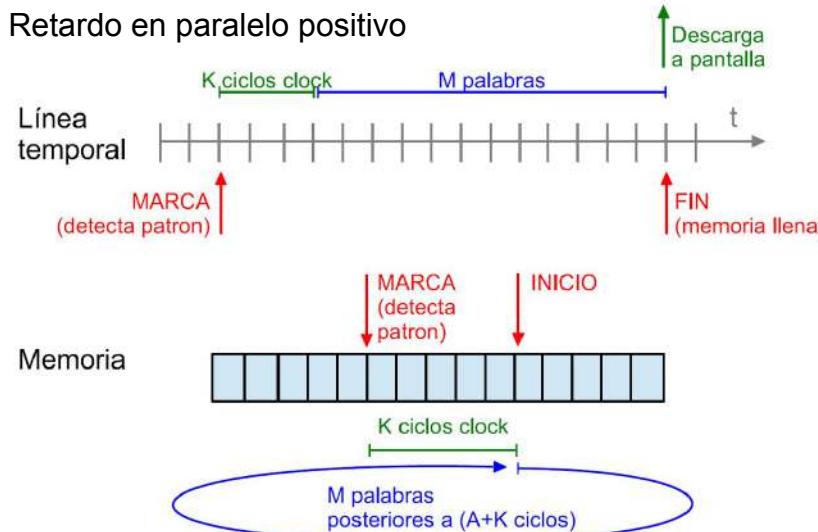


Análisis de estados

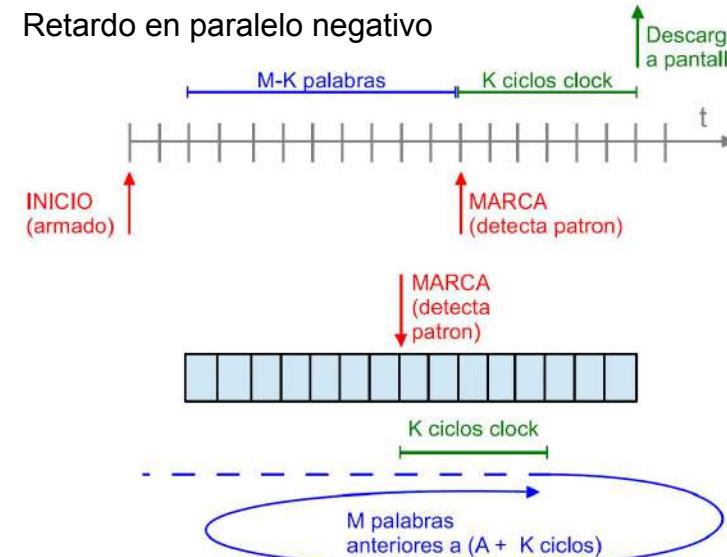
3) **Retardos:** implementa una **demora sobre la condición de trigger**. Para disparo paralelo, esto sería equivalente a **demorar la ocurrencia de la palabra de trigger**. La demora puede ser:

- a) **En ciclos de reloj:** es una demora fija, sin importar lo que ocurra con los datos digitales
- b) **En ocurrencias de palabras de disparo:** el retardo consiste en un **determinado número de ocurrencias de la palabra de disparo**. Es decir que no es un tiempo fijo, sino que depende de la frecuencia de ocurrencia de la palabra de disparo

Retardo en paralelo positivo



Retardo en paralelo negativo



Análisis de estados

- **Niveles de secuencia y almacenamiento selectivo:** este método, definido **a nivel de software**, permite capturar datos sólo durante **ciertas sub-rutinas de un bucle** (por ejemplo un cálculo repetitivo que falla). A su vez, este método ayuda a **utilizar la memoria eficientemente para la zona de interés (almacenamiento selectivo)**
- **Funciones pre-definidas de trigger:** Librería de secuencias de eventos de uso común, pre-definidas. Por ejemplo “Find Nth occurrence of an edge” y “Find event ‘n’ times”.
- **Interpretadores de protocolos:** Combinación pre-definida de todas las técnicas anteriores y orientada a testear un protocolo particular. Por ej, I²C, SPI, CAN, etc..

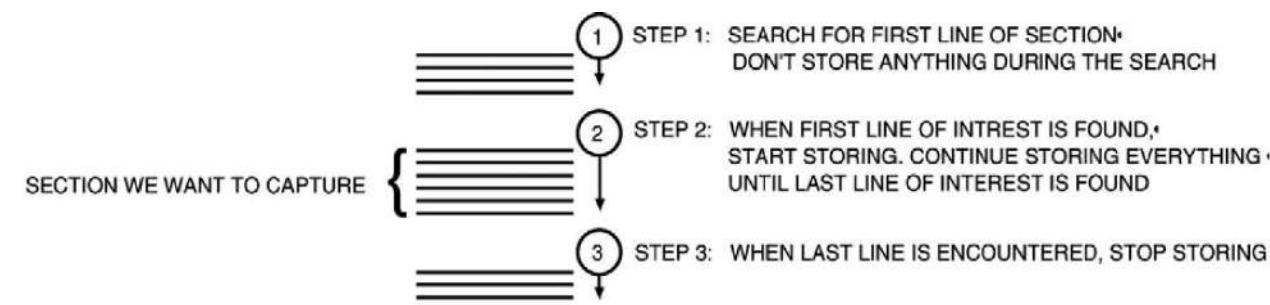
1 find xxxx

else on xxxx go to level x 2

then find xxxx

else on xxxx go to level x 3

trigger on xxxx



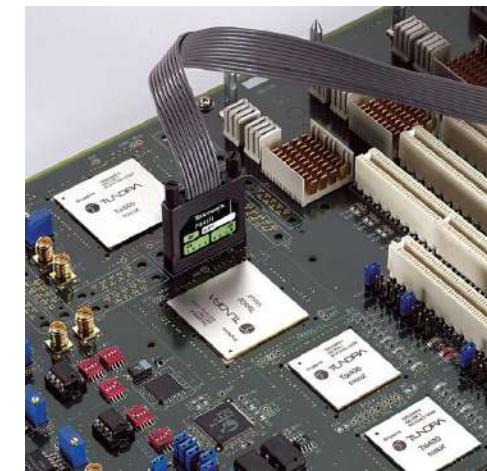
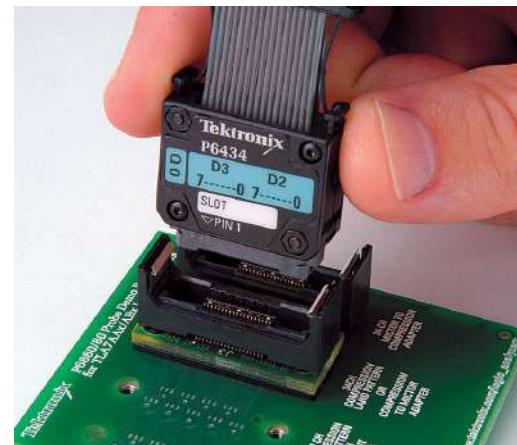
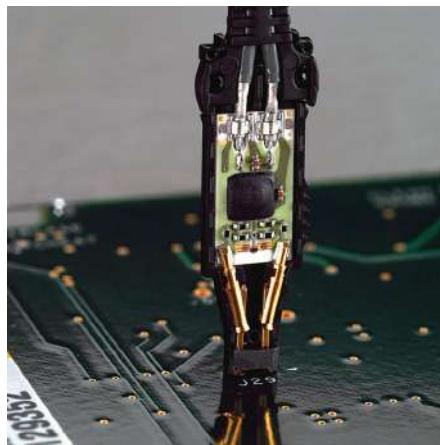
Puntas de prueba

- Son muy importantes ya que producen la **interfaz eléctrica** con el circuito a probar. Pueden ser de distintos tipos: individuales, de alta densidad (16/32/64/128 canales), de compresión, etc..
- Es muy importante la **carga** que presenta la punta al DUT, representada por una resistencia y un capacitor (por ej. el Intronix presenta 200 K // 5 pF)

Tipos de puntas

1. **Pasivas**: permiten **tomar** información pero **no inyectan estímulos**. Su objetivo es proveer **separación eléctrica, rechazo de ruido/perturbación, y asegurar correcta temporización datos/clock/calificador**
2. **Activas**: permiten **inyectar un estímulo**, por ejemplo cuando el sistema espera un acknowledge para continuar.
3. **Dedicadas**: específicas a un sistema en particular basado en cierto procesador. Incluyen toda la interfaz necesaria (address/data, control), protocolos de lectura/escritura, lenguaje de programación, etc. Se usan por ej. en **líneas de producción**

Puntas de prueba



Bibliografía

Feeling comfortable with logic analyzers, Agilent AN1337, 2006

Logic analyzer fundamentals, Tektronix Primer, 2010

The data domain transition, HP Memory Project,
[Online:] http://hpmemoryproject.org/wb_pages/wall_b_page_12.htm

V. D. Martin, *A Logic Analyzer Tutorial*, Nuts & Volts Magazine, Sept. 2007.
[Online:] http://www.nutsvolts.com/magazine/article/a_logic_analyzer_tutorial_part_1

Potencia en RF

Carlos A. Zerbini

Cátedra Medidas Electrónicas 2

Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Córdoba

Año lectivo 2019

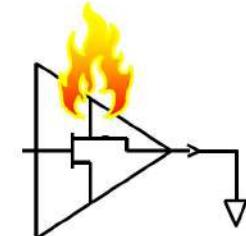
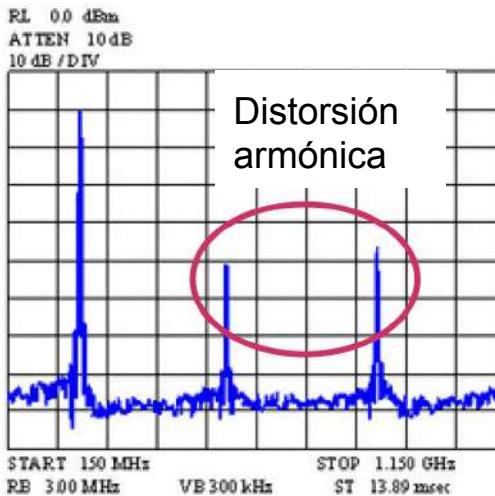
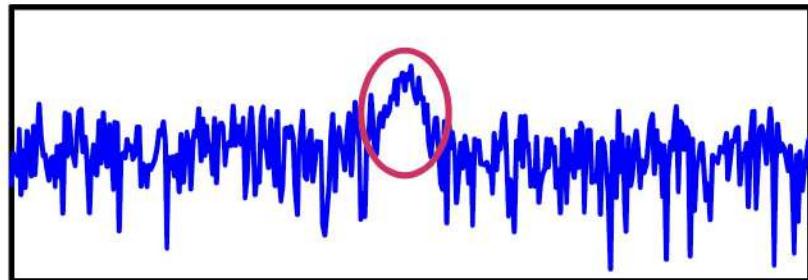
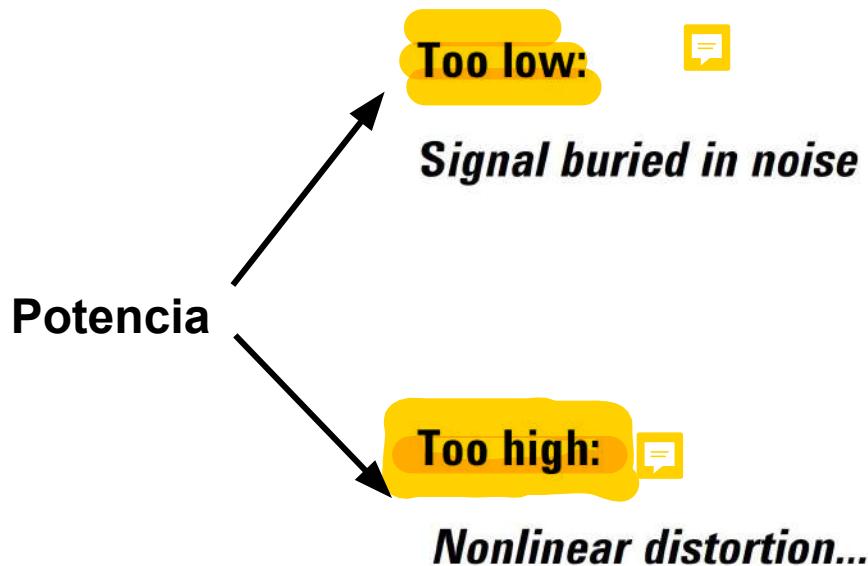
Agenda

1. Conceptos de potencia en RF
2. Errores en la medición de potencia
3. Métodos de sensado
 - Sensores a termistores
 - Sensores a termocupla
 - Sensores a diodo
4. Tendencias actuales
5. Muestreo de potencia

Agenda

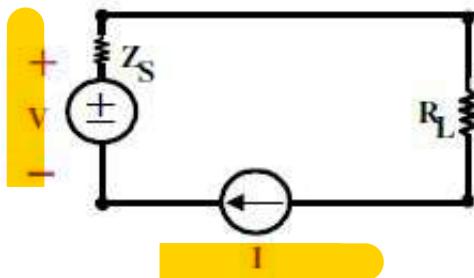
1. Conceptos de potencia en RF
2. Errores en la medición de potencia
3. Métodos de sensado
 - ❑ Sensores a termistores
 - ❑ Sensores a termocupla
 - ❑ Sensores a diodo
4. Tendencias actuales
5. Muestreo de potencia

Importancia de la potencia

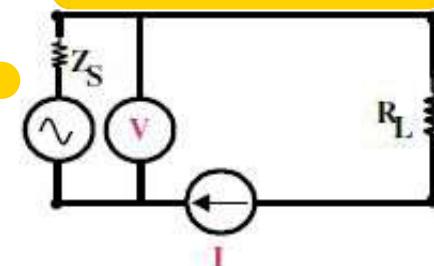


...Or even worse!

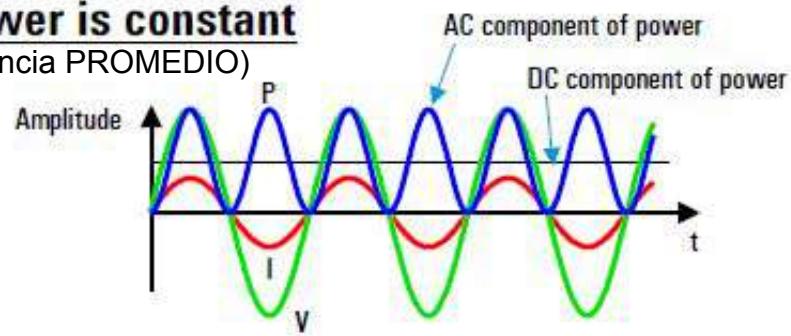
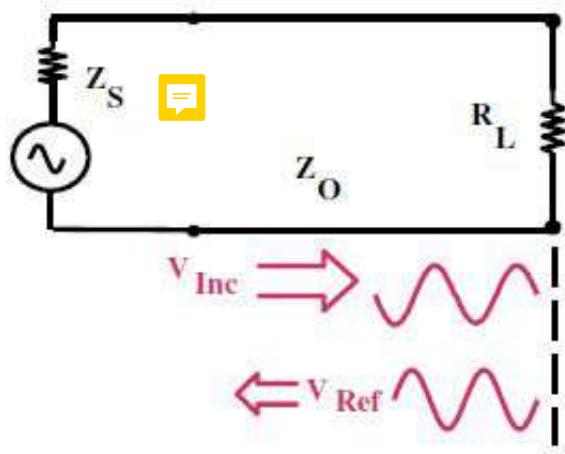
Potencia en DC, AF y en RF

DC

$$P = IV = V^2/R$$

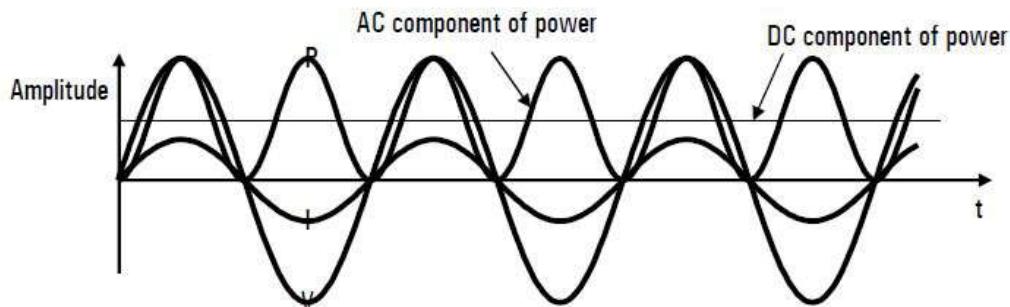
Low Frequency**High Frequency**

- I and V vary with position
- **Power is constant**
(potencia PROMEDIO)



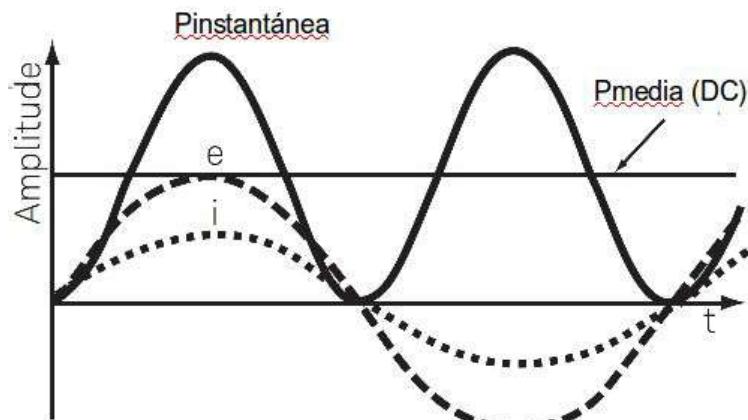
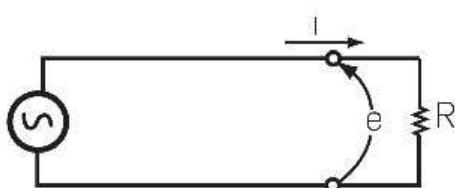
Unidades de potencia

$$\text{Power: } P = (I)(V)$$



- Unit of power is the watt (W): $1\text{W} = 1 \text{ joule/sec}$
- Some electrical units are derived from the watt:
 $1 \text{ volt} = 1 \text{ watt/ampere}$
- Relative power measurements are expressed in dB:
 $P(\text{dB}) = 10 \log(P/\text{Pref})$
- Absolute power measurements are expressed in dBm:
 $P(\text{dBm}) = 10 \log(P/1 \text{ mW})$

Unidades de potencia



La potencia se define como el flujo de energía [Joules] por unidad de tiempo [seg].

En general, la potencia varía si nos desplazamos a lo largo del tiempo. Por lo tanto, el problema consiste en determinar durante **qué intervalo de tiempo** se realizó la medición.

Para nuestros fines, definiremos a la **potencia media de una señal arbitraria como la transferencia de energía por unidad de tiempo promediada sobre varios períodos de su componente de más baja frecuencia**.

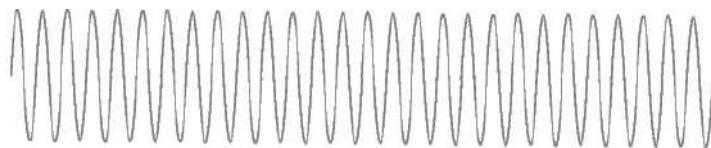
$$\begin{aligned} P_{avg} &= \frac{1}{nT_0} \int_0^{nT_0} e(t)i(t) \\ &= \frac{1}{nT_0} \int_0^{nT_0} e_p \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{T_0}t\right) i_p \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{T_0}t + \theta\right) dt \end{aligned}$$

$$P_{avg} = \frac{e_p \cdot i_p}{2} \cos\theta$$

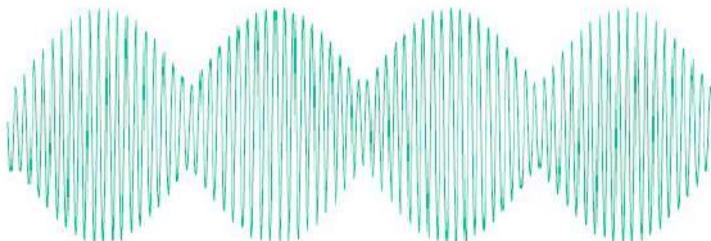
$$\text{Senoidal} \rightarrow e_p = \sqrt{2}E_{rms}; i_p = \sqrt{2}I_{rms} \rightarrow P_{avg} = E_{rms} \cdot I_{rms} \cos\theta$$

Tipos de especificación de potencia

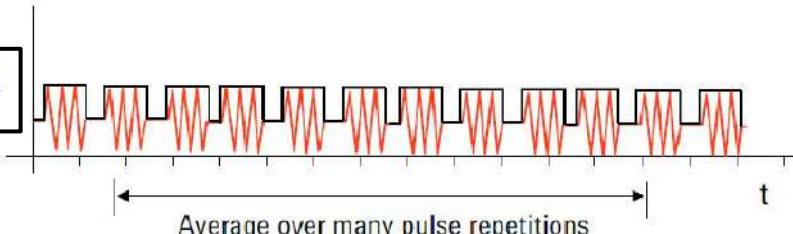
CW



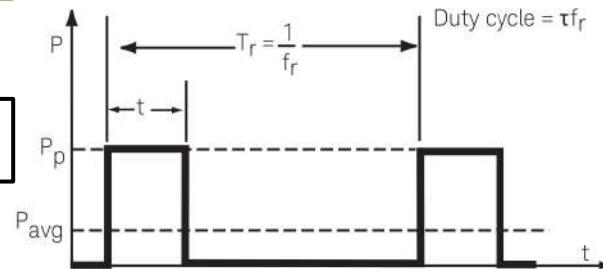
AM



Pulsed

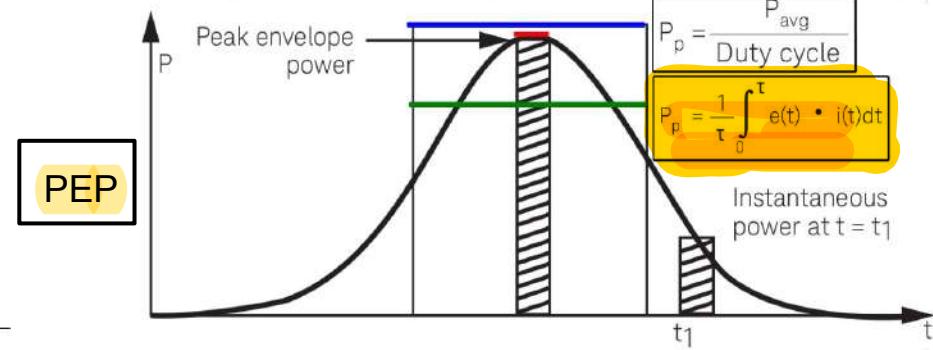


Pulsed



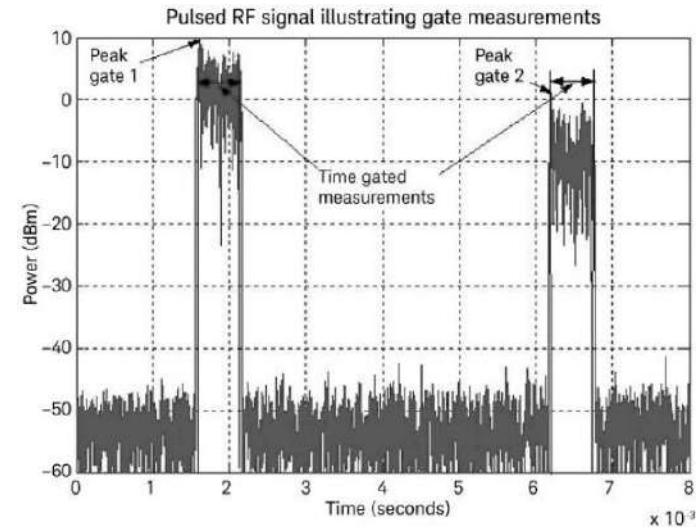
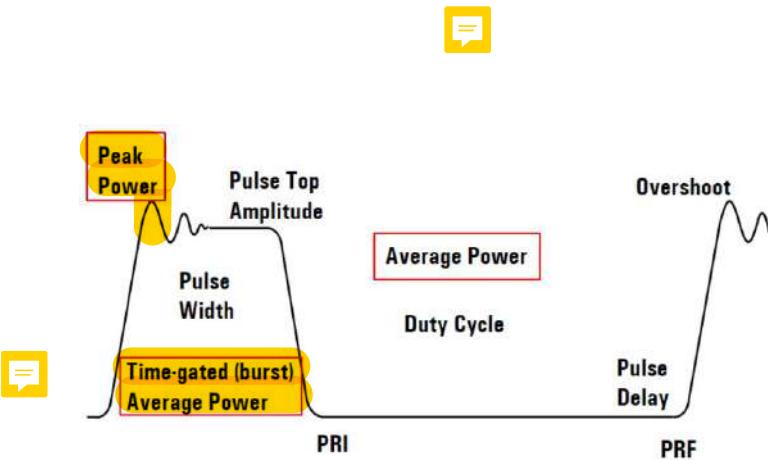
$$P_{avg} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} e(t) i(t) dt$$

$$P_{pulso} = \frac{P_{avg}}{\text{Ciclo trabajo}} = \frac{P_{avg}}{\tau/T_r}$$



Tiempo para PEP → grande respecto a T_C
 → chico respecto a T_r

Tipos de especificación de potencia



Instrumentos para medición de potencia

Power Meter and Sensor



- $\pm 0.0X$ dB
- ≥ -70 dBm

Network Analyzer

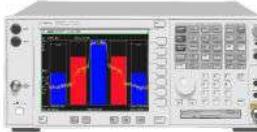


- $\pm 0.X$ dB or greater
- Frequency selective

Vector Signal Analyzer



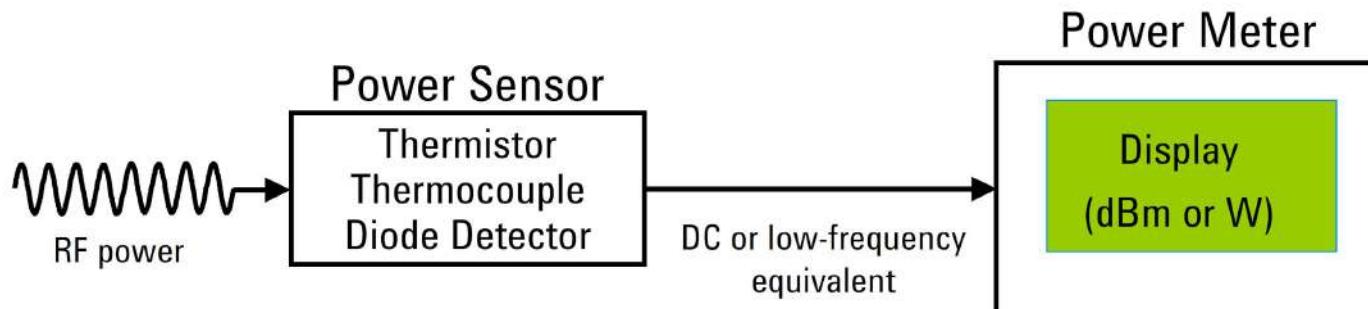
Spectrum Analyzer



- La incertidumbre de los analizadores está en el rango de las **décimas** de dBs o mayores, mientras que las incertidumbres de los sensores/medidores de potencia están en el orden de las **centésimas** de dBs
- Los analizadores son **selectivos en frecuencia**, los sensores no
- **Si la aplicación es medición de potencia total de una fuente de RF, la medición directa de potencia es la mejor alternativa por su menor costo e incertidumbre mucho mejor**

Métodos para medir potencia de RF

- Se utiliza un *sensor de potencia*, conectado a su correspondiente *Instrumento de medición*. En general, *no se pueden combinar indistintamente*.
- Dispositivos:
 - Bolómetros → termistor: coeficiente de temperatura (-)
→ barreter: coeficiente de temperatura (+)
 - Termocuplas
 - Diodos
- **Técnica general:** se conecta el sensor a la salida de la línea (o mediante un acoplador). Se conecta el sensor al medidor. Se lleva a cero el medidor para $P_{RF}=0$. Se aplica RF y se realiza la medición.

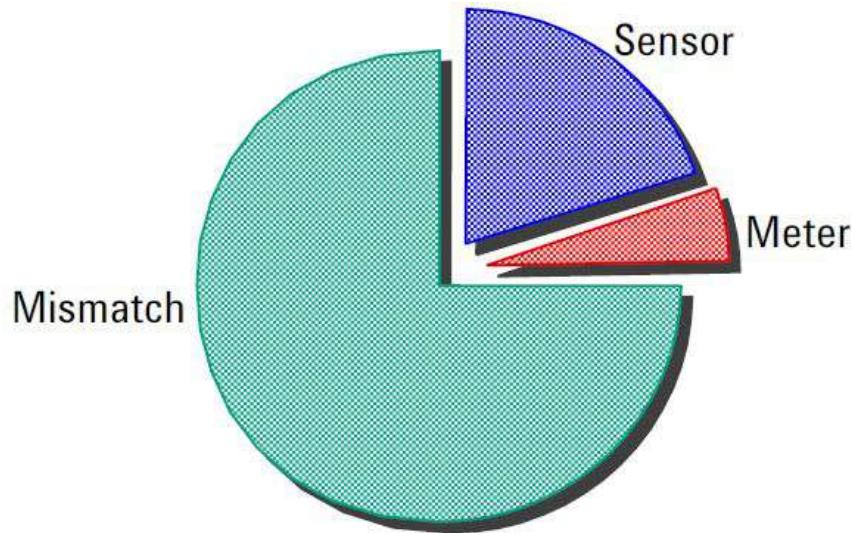


Agenda

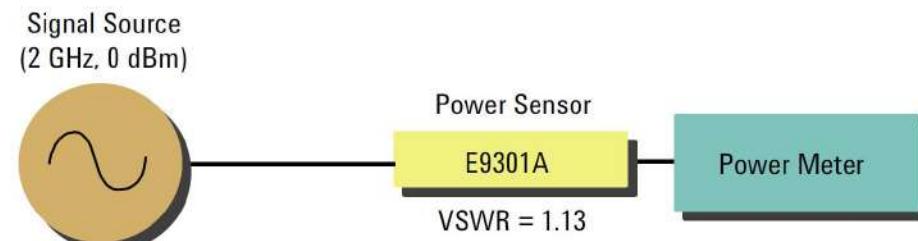
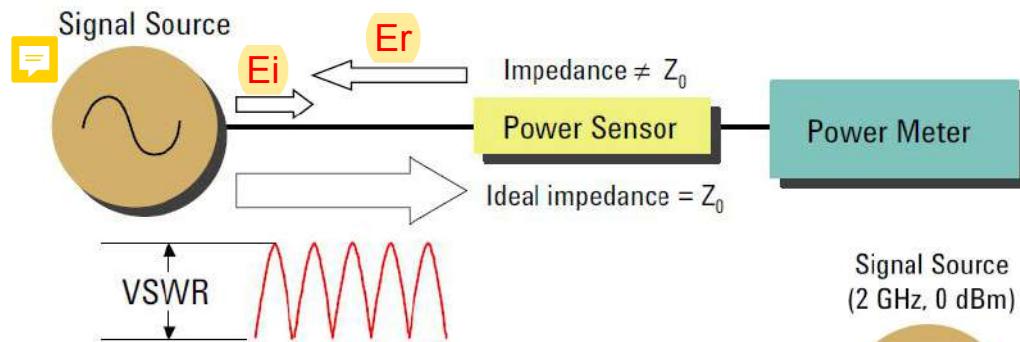
1. Conceptos de potencia en RF
2. Errores en la medición de potencia
3. Métodos de sensado
 - ❑ Sensores a termistores
 - ❑ Sensores a termocupla
 - ❑ Sensores a diodo
4. Tendencias actuales
5. Muestreo de potencia

Errores en la medición de potencia

- Errores de **desadaptación** en la conexión a la fuente (reflexiones que **no ingresan al montaje**)
- Errores **dentro del montaje del sensor**
 - Potencia disipada en **otros elementos**
 - (Potencia proveniente de **otras fuentes** que producen calentamiento del sensor)
- Errores del **instrumento de medición**



Errores por desadaptación en la fuente y en la entrada al montaje



$$\rho_{\text{SOURCE}} = 0.33$$

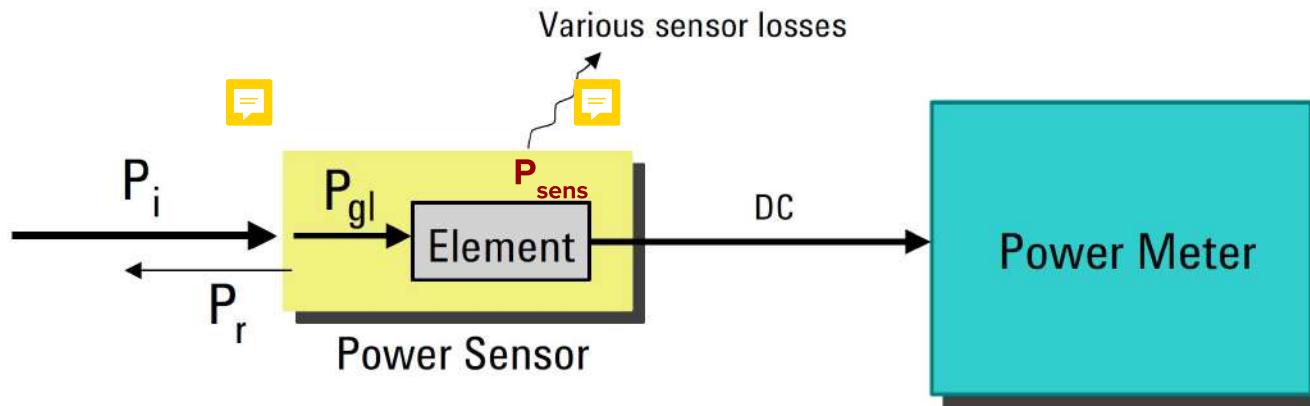
$$\rho_{\text{SENSOR}} = 0.06$$

$$\rho = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1}$$

$$\text{Mismatch Uncertainty} = \pm 2 \times \rho_{\text{SOURCE}} \times \rho_{\text{SENSOR}} \times 100\%$$

$$= \pm 2 \times 0.33 \times 0.06 \times 100\% = \boxed{\pm 3.96\%}$$

Errores por pérdidas en el montaje del sensor



$$\text{Cal Factor : } K_b = \eta_e \frac{P_{gl}}{P_i} \quad (\eta_e = \text{Effective Efficiency})$$

$$= \eta_e (1 - \rho^2)$$

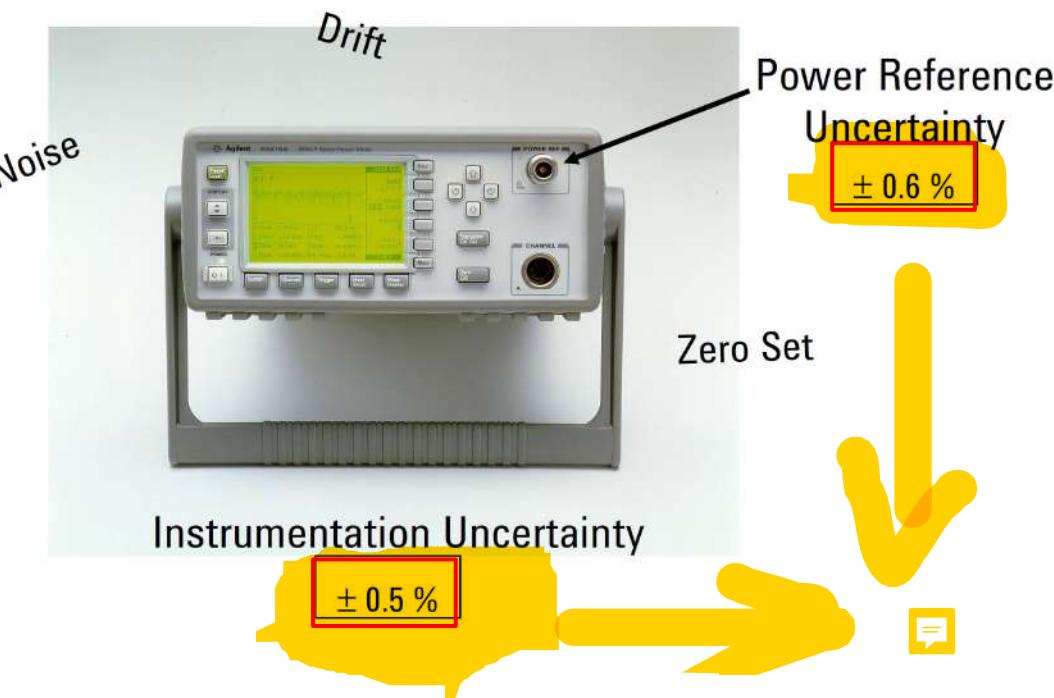
- Printed on sensor label (8480 series)
- Stored in EEPROM (E-series and P-series)

a) $P_{gl} = P_i - P_r = (1 - \rho^2) P_i$

b) $P_{sens} = \eta_e \cdot P_{gl}$
 $= \eta_e \cdot (1 - \rho^2) \cdot P_i$

$$\Rightarrow K_b = P_{sens} / P_i = \eta_e \cdot (1 - \rho^2)$$

Errores en el instrumento



- Which is the smaller error: $\pm 1.0 \text{ dB}$... or $\pm 20\%$?

→ Answer: $\pm 20\%$!

($\pm 1.0 \text{ dB}$ is $+26\%$, -21%)

- Sensor and meter uncertainties are specified in percentage (linear) and dB (log)

- Marketing Manager's Law of Small Numbers:

"A small-numbered uncertainty specification sounds better than a large-numbered one."

Evaluación de incertidumbre

1) Procedimiento general

1. Identify significant uncertainties

- Mismatch uncertainty: $\pm 3.96\%$
 - Power linearity: $\pm 2.0\%^1$
 - Cal factor uncertainty: $\pm 1.8\%^1$
 - Power reference uncertainty: $\pm 0.6\%^1$
 - Instrumentation uncertainty: $\pm 0.5\%$
- Sensor**
- Instrumento**

¹ Specifications apply for an E9301A sensor and Agilent power meter over a temperature range of 25 ± 10 degrees C.

2. Combine uncertainties

- Worst-case or Root Sum of the Squares (RSS) method

2) Evaluación por peor caso

- **Worst-case situation is assumed**

- All sources of error at their extreme values
- Errors add constructively

- **In our example measurement:**

$$3.96\% + 2.0\% + 1.8\% + 0.6\% + 0.5\% = \pm 8.86\%$$

Or, in log terms:

$$+ 8.86\% = 10 \log (1 + 0.089) = + 0.37 \text{ dB}$$

$$- 8.86\% = 10 \log (1 - 0.089) = - 0.40 \text{ dB}$$

- **Extremely conservative**

Evaluación de incertidumbre



3) Evaluación por raíz de la suma de los cuadrados (Root Sum of Squares, RSS)

Source of Uncertainty	Value ($\pm \%$)	Probability Distribution	Divisor	Standard Uncertainty u_i ($k=1$)
Source/Sensor Mismatch at 2 GHz	3.96	U-shaped	1.414	2.8
Calibration Factor Uncertainty at 2 GHz	2.0	Normal	2	1.0
Linearity at 0 dBm	1.8	Normal	2	0.9
Power Reference Uncertainty	0.6	Normal	2	0.3
Instrumentation Uncertainty	0.5	Normal	2	0.25

- In our example:

$$u_c = \sqrt{(2.8)^2 + (1.0)^2 + (0.9)^2 + (0.3)^2 + (0.25)^2}$$

$$= \pm 3.13\%$$

- Expanded uncertainty ($k = 2$)

$$= k \times u_c = \pm 6.26\%$$

$$= 10 \log (1 + 0.063) = + 0.27 \text{ dB}$$

$$10 \log (1 - 0.063) = - 0.28 \text{ dB}$$

Worst-case
+ 0.37 dB

- 0.37 dB

Combined Standard Uncertainty = $u_c = \text{RSS of } u_i$

• Agilent AN 1449-3 covers uncertainty calculations

The table summarizes the statistical characteristics of each source of uncertainty. Each uncertainty percentage is normalized to a one sigma value by dividing it with a divisor that is determined by the probability distribution of the uncertainty. The divisor is 2 for a normal distribution, the square root of 3 for a rectangular distribution, and the square root of 2 for the unusual U-shaped distribution of source/sensor mismatch. The one sigma value is called the standard uncertainty, u_i

Agenda

1. Conceptos de potencia en RF
2. Errores en la medición de potencia
3. Métodos de sensado
 - Sensores a termistores
 - Sensores a termocupla
 - Sensores a diodo
4. Tendencias actuales
5. Muestreo de potencia

Bolómetros

- Fueron los primeros sensores aplicables para RF. Actualmente los termistores y diodos los superan en cuanto a **sensibilidad, rango dinámico y alcance en potencia**. Se utilizan actualmente como **patrones de transferencia**
- Pueden medir → CW, AM, pulsos (a través de tau)
- **Varían su resistencia como consecuencia de la potencia de RF aplicada (calor). La curva es muy alineal!**
- **Barreter: alambre fino metálico.** Llega a bajas potencias (~10 mW, quemado del alambre), baja inercia térmica. Poco utilizado, sólo en aplicaciones caseras.
- **Termistores: semiconductores.** Cuentas de óxidos metálicos de ~0,4 mm. **R vs. P muy alineal y no repetible** → se utilizan en conjunto con puentes.

Tecnica de sustitucion

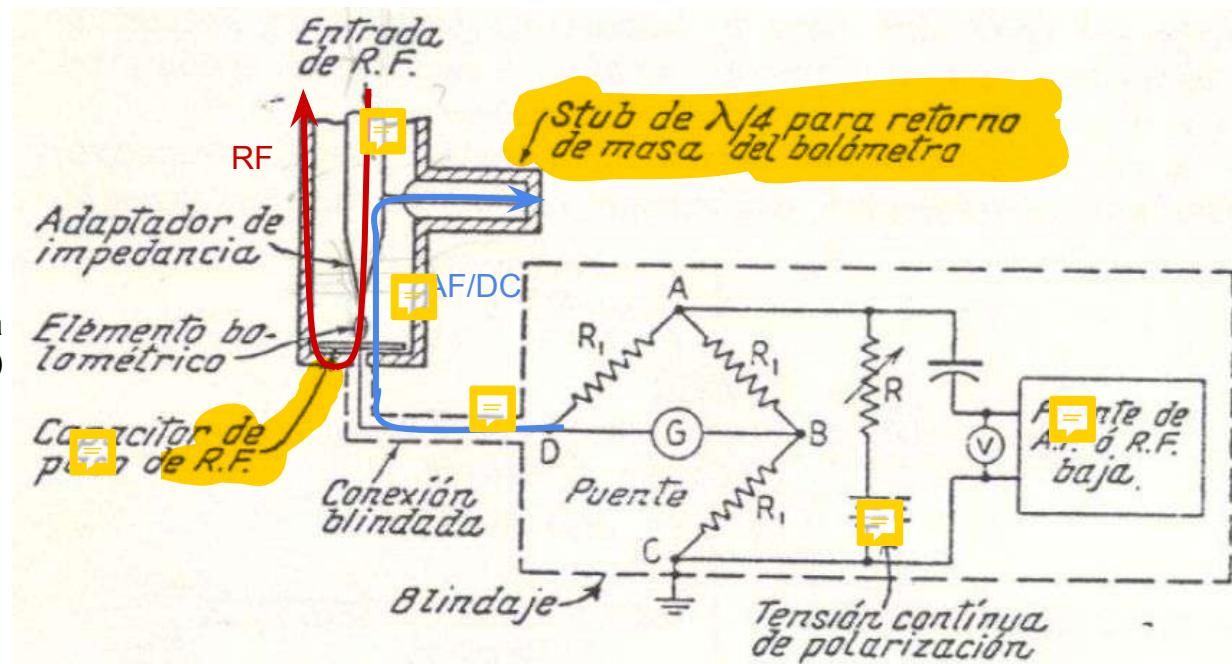
Primero se balancea el puente con una fuente de continua o baja frecuencia. Luego, se aplica RF y el termistor disminuye su R desbalanceando el puente. Finalmente, se baja la fuente auxiliar hasta balancear nuevamente el puente.

NO se mide la variación de R con la potencia ya que la curva R(P) es muy alineal, sino la potencia de AF/DC requerida para COMPENSAR la potencia de RF! ("sustitución de potencia").

Método bolométrico básico



(Actúa como cuarta rama del puente)



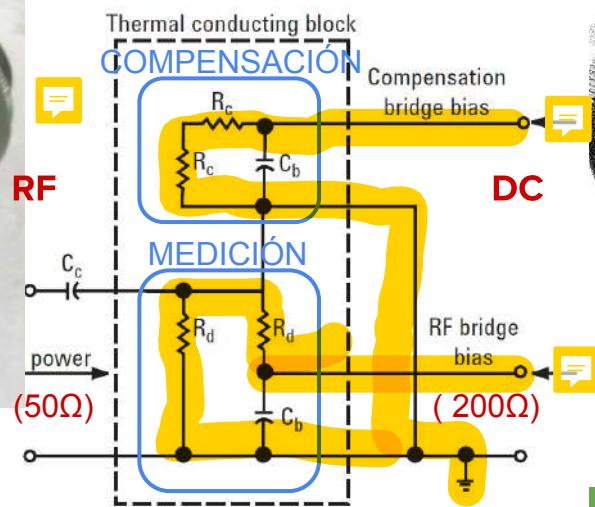
- Se utiliza actualmente para **mediciones comparativas (patrón)**.
- **Su problema es que es muy dependiente de la temperatura ambiente**
- Utiliza un capacitor y un stub para generar dos circuitos separados de DC y de RF
- La línea a medir se conecta a una sección de línea terminada en forma cónica a fin de adaptar su impedancia (50 o 75 ohms) a la del termistor (~200 ohms)

Montajes basados en termistores

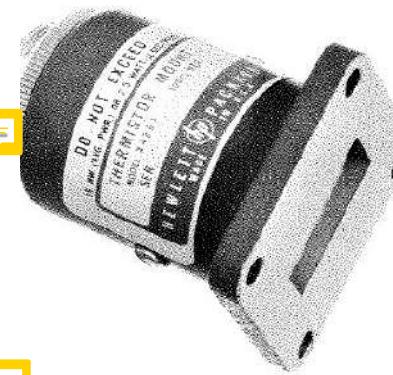
- Coaxiles o guías de onda. En el extremo opuesto, conectores de BF. **Incluye dos sensores, ambos a la misma temp ambiente pero aislados respecto a la RF:**
 - Sensor para medición:** conectado a la potencia de RF + temp. ambiente
 - Sensor compensación con temp.:** apareado en su curva R-T, sensible **sólo a Tamb.**
- Buena adaptación en el rango de frecuencias, bajas pérdidas resistivas y dieléctricas del montaje, aislamiento térmico y mecánico, baja pérdida de RF, blindaje para inmunidad a RF externa.



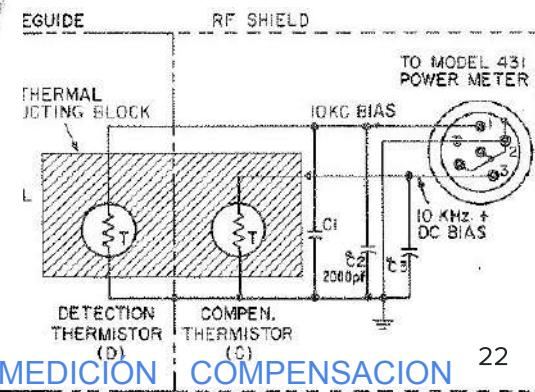
HP478A
(coaxil, 10M a 18 GHz)



UTN - FRC



HP486A
(WG, 8 a 40 GHz)

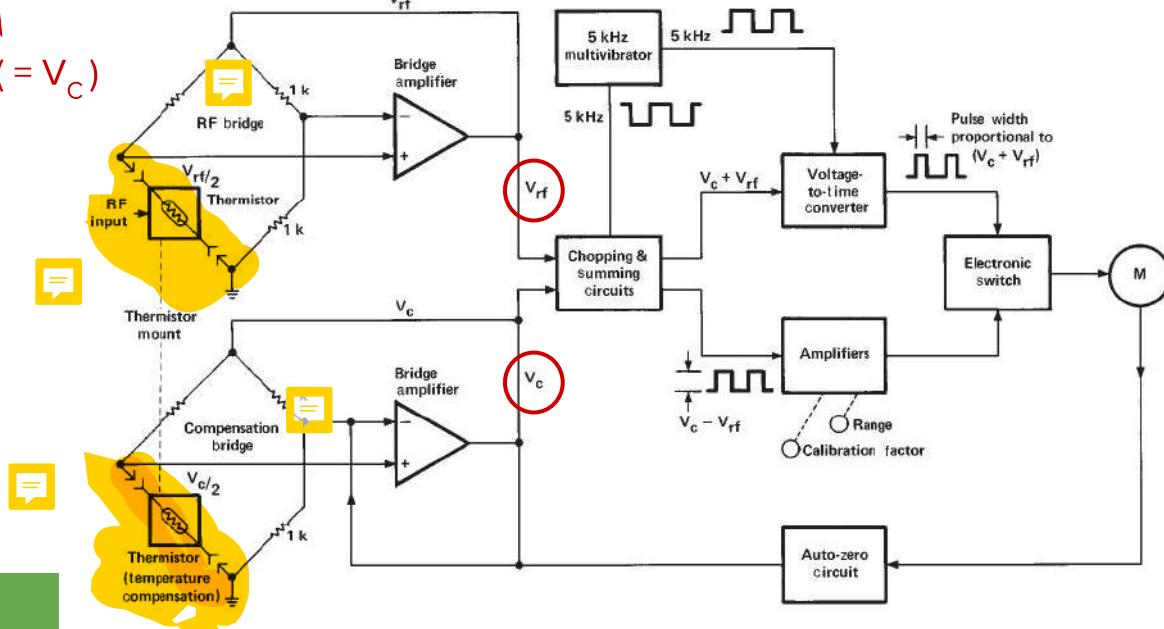


MEDICIÓN COMPENSACION

Instrumentos con puentes auto-balanceados y auto-compensados

- Primero se pone en cero mediante el botón de auto-cero. Luego, cualquier variación de Tamb afecta a ambos puentes por igual por lo que se auto-compensa. Luego, cuando se aplica RF, se tiene:

$$P_{rf} = \frac{V_{rf}^2}{4R} - \frac{V_{rf}^2}{4R} = \frac{1}{4R} (V_c^2 - V_{rf}^2) = \frac{1}{4R} (V_c - V_{rf})(V_c + V_{rf})$$

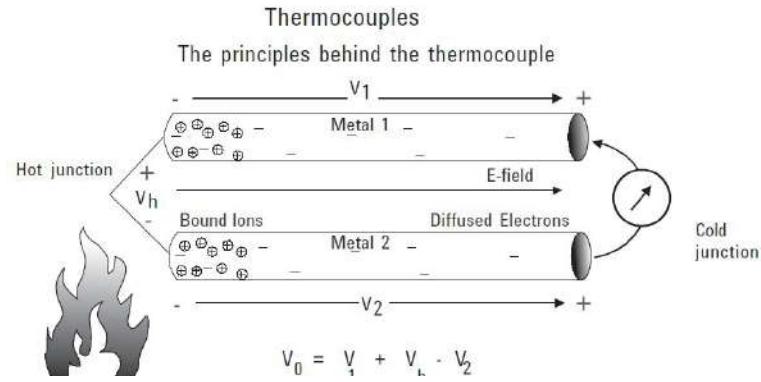
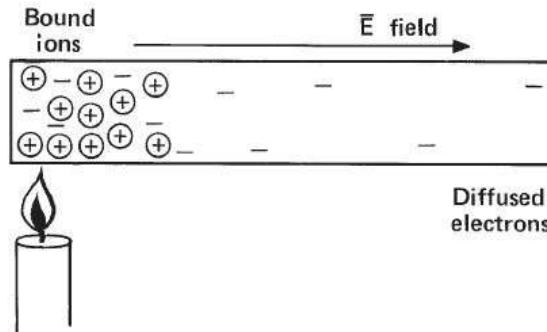


Agenda

1. Conceptos de potencia en RF
2. Errores en la medición de potencia
3. Métodos de sensado
 - ❑ Sensores a termistores
 - ❑ Sensores a termocupla
 - ❑ Sensores a diodo
4. Tendencias actuales
5. Muestreo de potencia

Termo-cuplas

- Mejor **sensibilidad** ($\mu\text{V}/\text{mW}$, -30 dBm a fondo de escala) y **velocidad de respuesta** (BW)
 - Son detectores de **valor verdadero cuadrático** (tensión salida prop. a POTENCIA de RF)
 - Más robustos y mejor ROE en todo el rango de potencias
 - Más estables con respecto a la temperatura ambiente
- Limitado rango dinámico** (~50 dB, desde -30 dBm hasta +20 dBm)
- Requieren circuitos de medición especiales para manejar las bajas tensiones de salida**
- **Metálicas:** efectos reactivos en ondas => deben ser **muy grandes** para mantener ROE aceptable
 - **Semiconductores:** muy buena ROE, rango 100 KHz - 50 GHz. **Sensibilidad ~160 $\mu\text{V}/\text{mW}$**

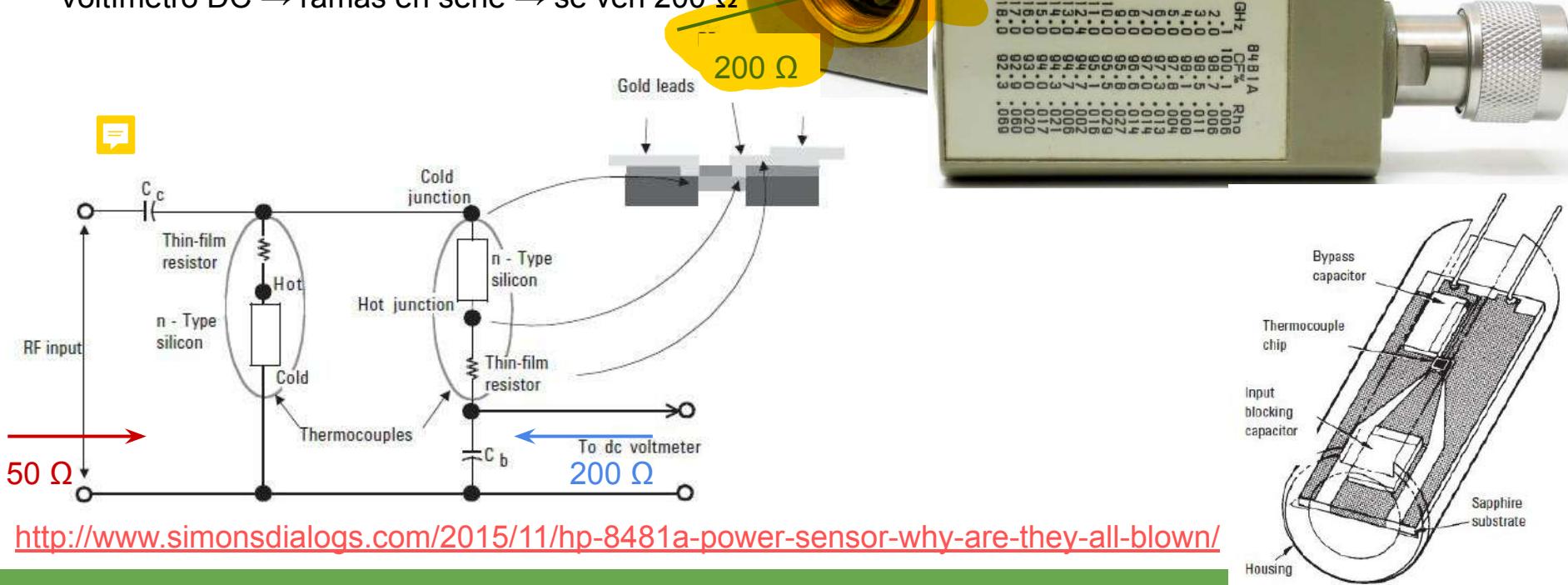


Montajes para Termo-cuplas

Ejemplo: HP 8481A (2 termocuplas idénticas + 2 resistencias integradas, 100 Ω total por rama)

RF → ramas en paralelo → se ven 50 Ω

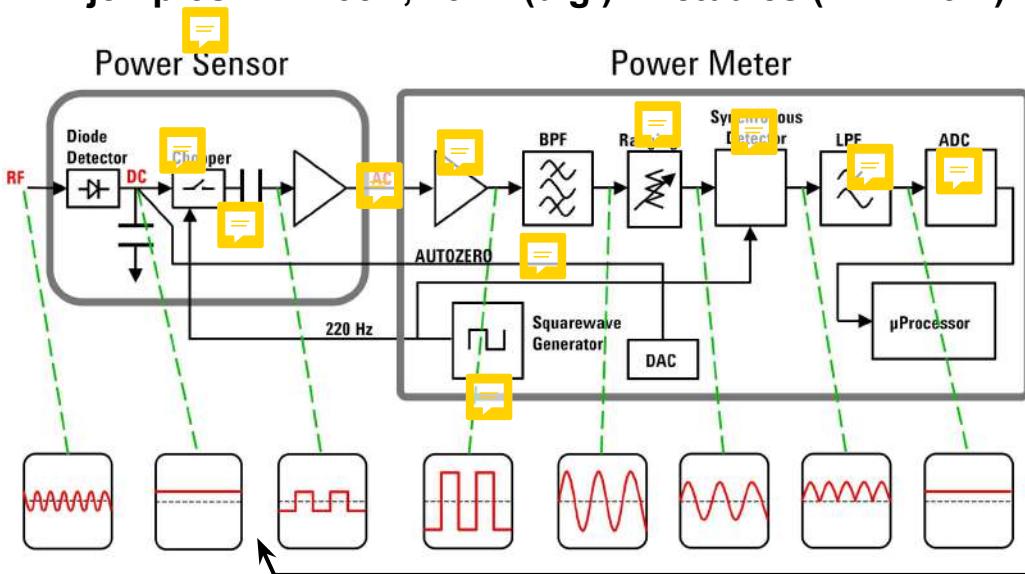
Voltímetro DC → ramas en serie → se ven 200 Ω



Instrumentos para Termo-cuplas

- NO utilizan puentes ya que el sensor me entrega **directamente una tensión DC proporc. a la P_{RF}**!
- **Problema:** las tensiones son muy pequeñas, por lo que se aplican dos técnicas principales:
 - Se aplica amplificación **en el montaje del sensor (antes de salir)**, Y luego **en el instrumento**
 - Troceado de la señal de DC a fin de hacerla más robusta frente al ruido en el cable

Ejemplos: HP 435A, 437B (dig.) - Actuales (AN1449-2): EPM series E4418B (single) y E4419B (doble)
E4416/17A, N1911/12A (peak/average/gated)

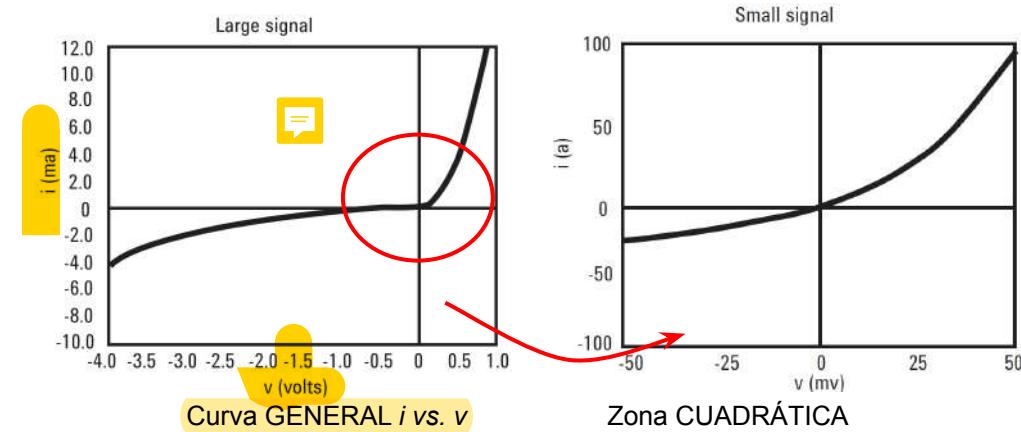
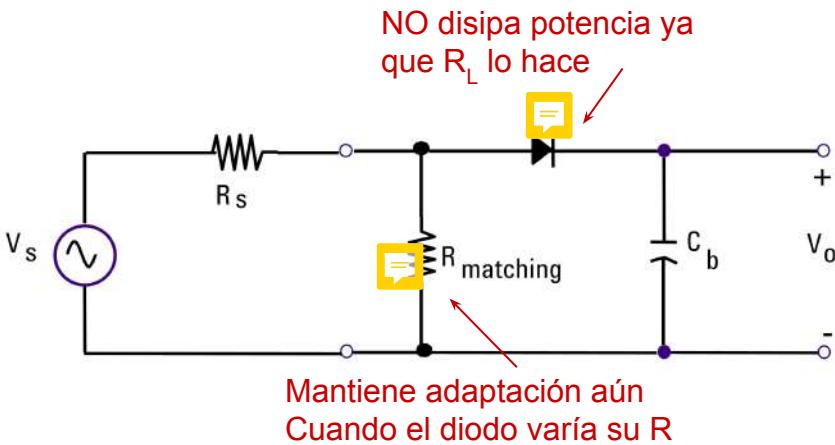


Agenda

1. Conceptos de potencia en RF
2. Errores en la medición de potencia
3. Métodos de sensado
 - ❑ Sensores a termistores
 - ❑ Sensores a termocupla
 - ❑ Sensores a diodo
4. Tendencias actuales
5. Muestreo de potencia

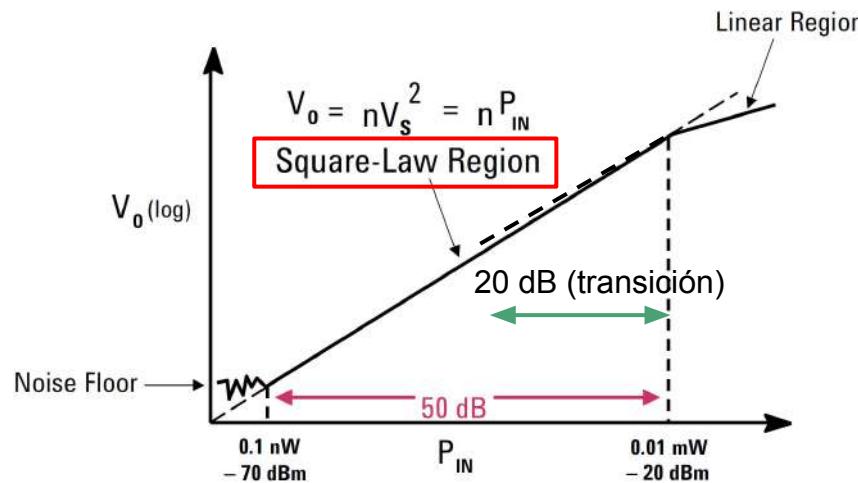
Sensores a diodo

- Se utilizan en la zona cuadrática de su curva Pin vs. Vout. La tensión de salida (DC, AF) es linealmente proporcional a la POTENCIA DE ENTRADA
- Silicio → no es práctico. Alta tensión umbral (0,7 V), bajo BW
- Metal-semiconductor de contacto puntual
 - Hasta 1980 Low-Barrier Schottky (LBS, 8484A): $V_{TH} = 0,3 \text{ V}$, -70 dBm a -20 dBm@10 MHz-18 GHz
 - Desde 1980, Arseniuro de Galio (GaAs)
 - Actualidad: Planar-Dopped Barrier (PDB) (1987: 8480D series, dos diodos en config. balanceada): $T_{TH} \sim 0 \text{ V}$, baja tensión termoeléctrica, suprime armónicas pares, mayor SNR, MUY ROBUSTOS ante descargas electrostáticas



Sensores a diodo

- **RANGO DE TRABAJO:** -70 dBm (mejor que termocupla) hasta -20 dBm (peor que termocupla). **No es suficiente para modulaciones digitales de alta PAPR (Peak-Average Power Ratio)!**
- Para extender el rango existen diversas opciones:
 - Combinación diodo/termocupla → son bastante lentos
 - Factores de corrección derivados de una fuente CW que compensan la desviación en la región de transición y en la lineal → problema con modulaciones complejas
 - Serie E → DUAL-PATH Diodo-attenuador-diodo. Los diodos permanecen en su región cuadrática, llegando a rangos **-60 a +20 dBm (80 dB)**

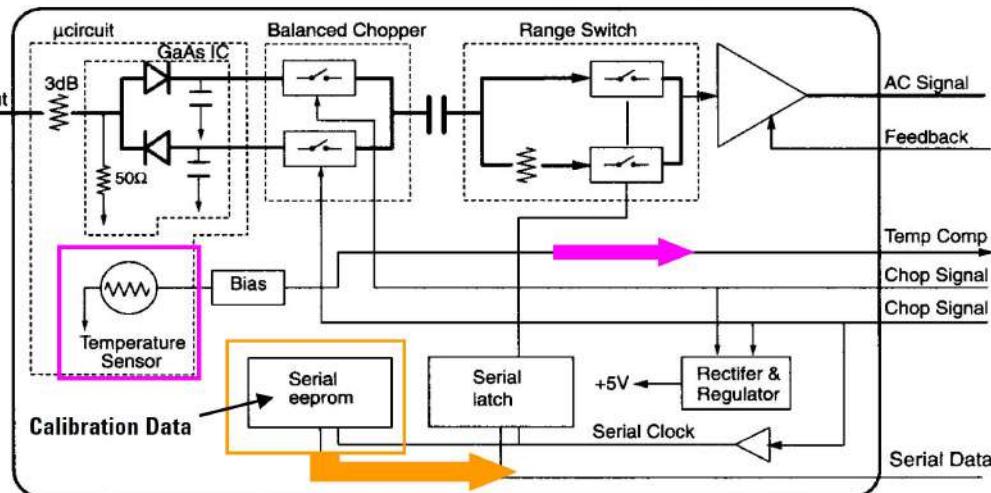


Agenda

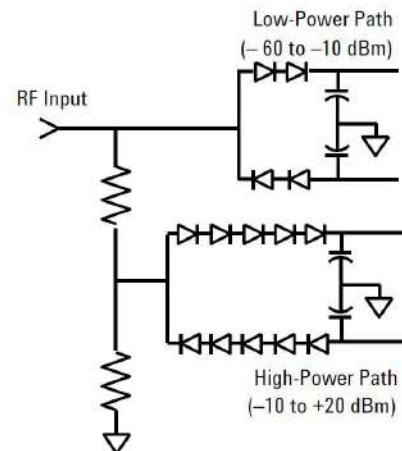
1. Conceptos de potencia en RF
2. Errores en la medición de potencia
3. Métodos de sensado
 - ❑ Sensores a termistores
 - ❑ Sensores a termocupla
 - ❑ Sensores a diodo
4. Tendencias actuales
5. Muestreo de potencia

Tendencias actuales

-70 to +20 dBm = 90 dB Dynamic Range



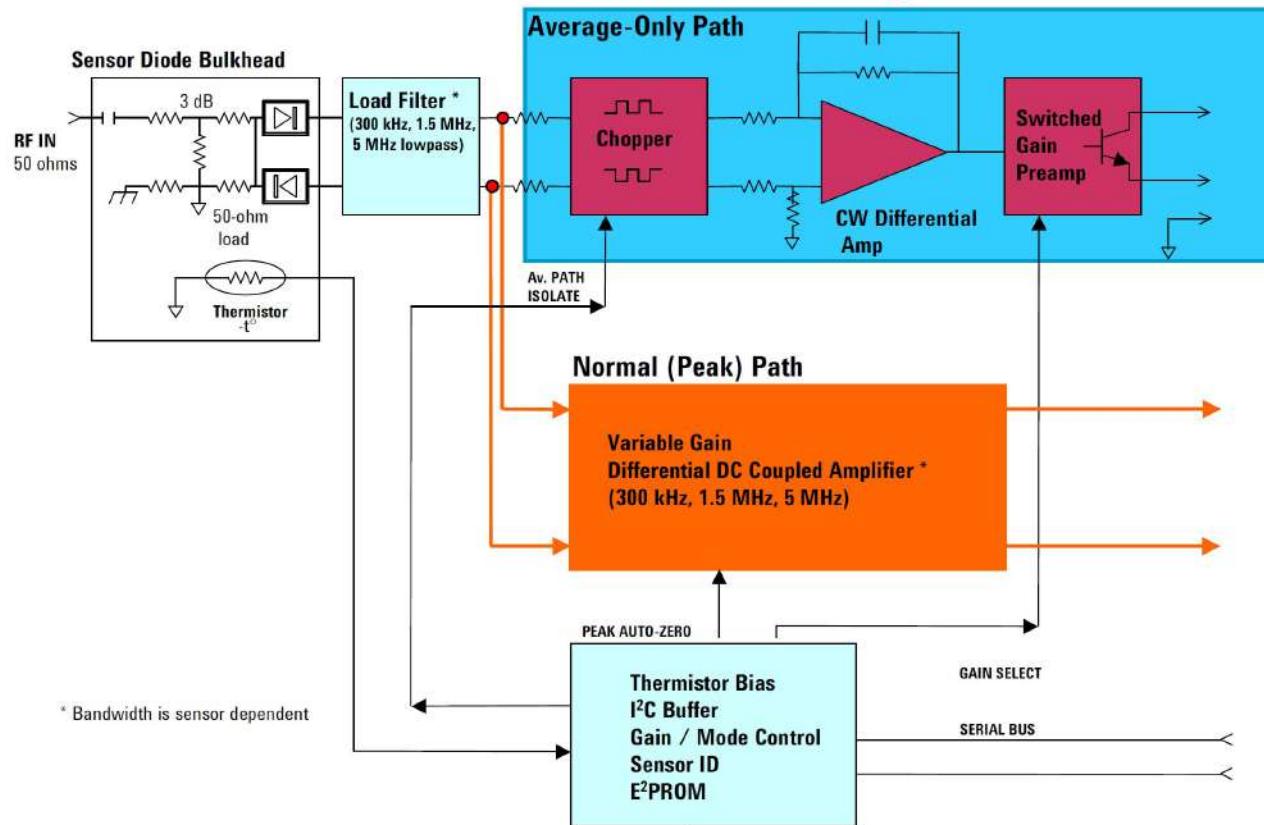
E4412/13A: sensor con compensación mediante valores en EEPROM (**Sólo para uso en CW, no mods complejas**)



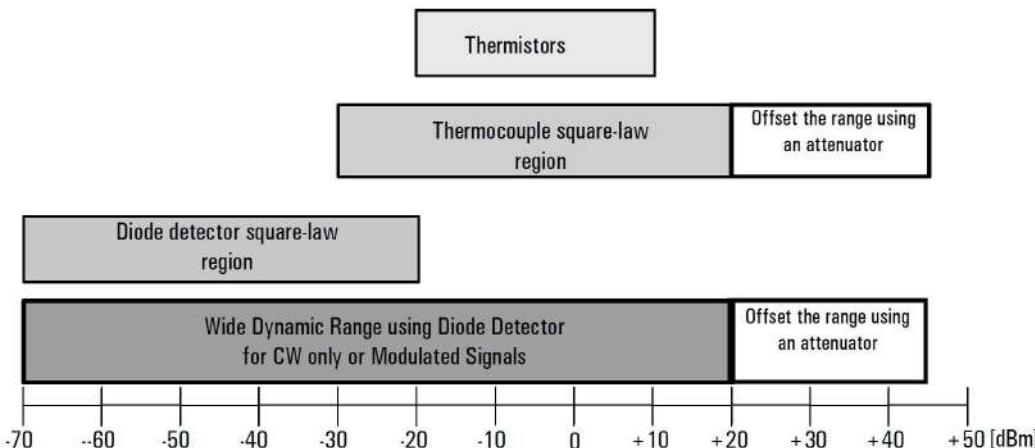
- 80 dB dynamic range with any signal type
- Two-path design
- Diode stack/attenuator/diode stack topology
- Automatic path switching

Keysight **E-Series E9300** power sensors are implemented as a modified barrier integrated diode (MBID) with a two diode stack pair for the low power path (-60 to -10 dBm), a resistive divider attenuator and a five diode stack pair for the high power path (-10 to +20 dBm), as shown in Figures 4-7(a) and 4-7(b). Additionally, series FET switches are used off-chip to allow the low path diodes to self-bias off when not in use.

Sensores de potencias pico + promedio



Consideraciones de medición



Thermistors offer high accuracy, but have a more limited operating range than a thermocouple or diode detector sensor. Thermistor mount specifications are for the range from -20 dBm to +10 dBm.

Thermocouples cover a very large range of powers. Their true square-law region is from -30 dBm to +20 dBm, and with an attenuator can operate up to +44 dBm. Three families of thermocouple sensors cover the complete -30 to +44 dBm range. The A-Series covers -30 to +20 dBm, the H-Series covers from -10 to +35 dBm, and the B-Series covers from 0 to +44 dBm.

Diode detectors (D-Series) have the best sensitivity, allowing them to work well below -20 dBm (stated range is -70 to -20 dBm), but above -20 dBm they begin to deviate substantially from the square-law detection region.

The wide dynamic range power sensors are diode sensors and can provide up to 90dB dynamic range. They either work by correcting for the deviation (CW Power Sensors) or by using the two path technique to allow modulated measurements. Wide dynamic range measurements can be made up to a maximum power of +44dBm.

Consideraciones de medición

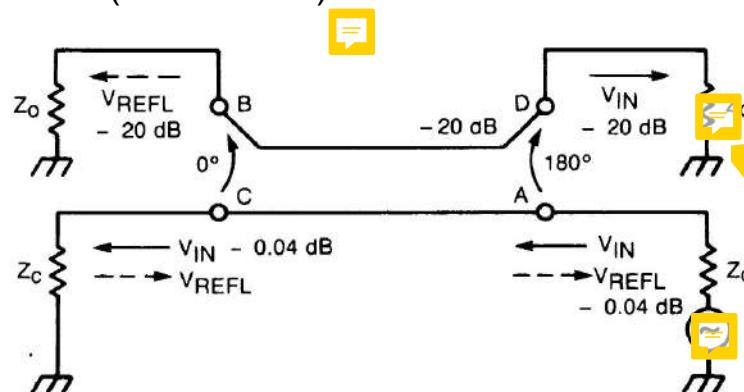
- La tecnología de diodo es la **solución ideal para caracterizar envolventes de modulación pulsantes de alta velocidad o formatos digitales complejos**. Ya que los diodos responden rápidamente a modulaciones de gran ancho de banda de vídeo, proveen fácilmente señales detectadas de vídeo para medición de sus parámetros.
- Los sensores de **potencia pico y promedio** están diseñados específicamente para **anchos de banda de vídeo en el orden de 30 MHz**. Además de su uso en formatos de modulación digital compleja, este ancho de banda los hace apropiados para aplicaciones adicionales, tales como **tests de dos tonos (si su distancia es menor al ancho de banda)**, o señales con **picos estadísticos** que un sensor de valor promedio no puede integrar correctamente.
- A fin de realizar mediciones de potencia **time-gated** en pulsos TDMA, el sistema de medición debe tener **tiempos de subida/bajada suficientes**. Para **caracterizar overshoot**, las especificaciones de tiempos subida/bajada deben ser suficientes para **seguir los flancos del periodo activo de la señal**. En general, se recomienda que **el sensor tenga tiempos de subida/bajada no mayores a $\frac{1}{8}$ de los tiempos de señal**.
- Al igual que en el ruido blanco, **la potencia promedio de una señal transmitida es sólo uno de los parámetros de interés**. A causa de la forma estadística en que se suman las tensiones de múltiples portadoras aleatoriamente, **las tensiones pico instantáneas pueden llegar a relaciones de 10 a 30 veces la tensión RMS de portadora**, dependiendo de los formatos y filtrado. Esta relación, calculada sobre valores de tensión, se llama comúnmente **factor de cresta**, y es funcionalmente similar a la **relación potencia pico a promedio**.

Agenda

1. Conceptos de potencia en RF
2. Errores en la medición de potencia
3. Métodos de sensado
 - ❑ Sensores a termistores
 - ❑ Sensores a termocupla
 - ❑ Sensores a diodo
4. Tendencias actuales
5. Muestreo de potencia

Acopladores direccionales

- Se intercala en una LDT o GO. Posee un circuito primario donde circulan las P_i y P_r , y un circuito secundario donde se toman muestras atenuadas. *Idealmente*, el AD responde sólo de la potencia en un sentido y no es afectado por la potencia en sentido contrario.
- **PRINCIPIO:** para Z_o resistiva y pérdidas no excesivamente grandes, la potencia de una onda progresiva no es afectada por la potencia en la dirección opuesta => la potencia NETA transmitida a la carga es la DIFERENCIA entre incidente y reflejada
- **Un AD sensa en UNA DIRECCIÓN** => para sensar ambas a la vez se deben usar 2 ACOPLODORES SIMPLES (o uno doble)

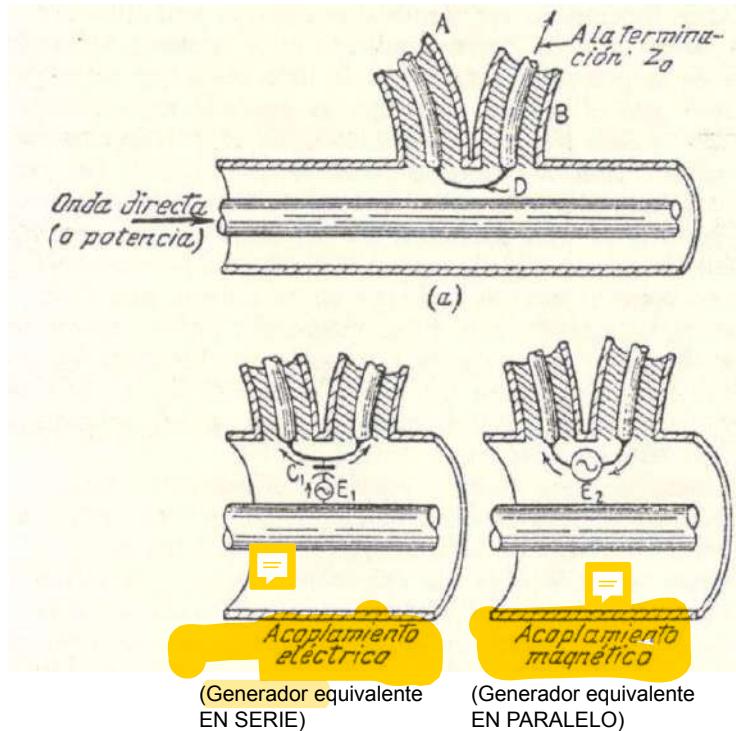


$$\rho_p = \frac{P_r}{P_i}$$

$$\rho_e = \sqrt{\rho_p} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

$$VSWR = ROE = \frac{1+|\rho_e|}{1-|\rho_e|}$$

Ejemplo conceptual: acoplador de Bruene



Las magnitudes relativas de **E** y **H** dependen del diseño del lazo **D**.

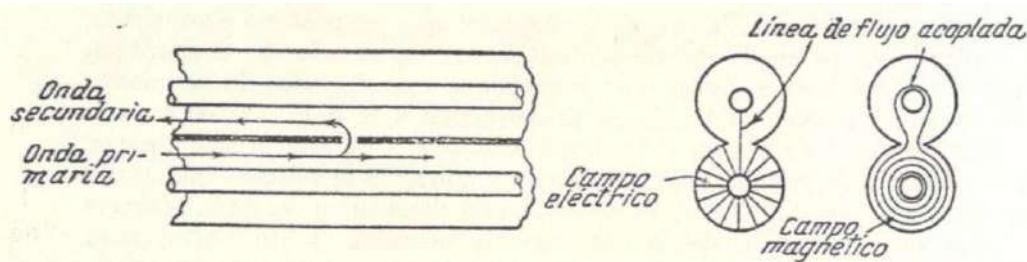
- **Acoplamiento eléctrico**
 - # líneas en el lazo
 - **LARGO DEL LAZO** y diámetro del conductor
- **Acoplamiento magnético**
 - # líneas concatenadas por el lazo
 - **AREA lazo-cond. externo** y **ORIENTACION lazo**

Las corrientes inducidas pro E y H se cancelan de un lado, y se refuerzan del otro.

Es IMPRESCINDIBLE que ambos puertos secundarios se terminen an Z_0 , de lo contrario la reflejada en el secundario introduce error.

La medición se realiza **sin alterar el sistema primario** excepto por la absorción de una mínima fracción de potencia (representado por la pérdida de inserción).

Acopladores de un orificio (Bethe) y de dos orificios (Guías de onda)

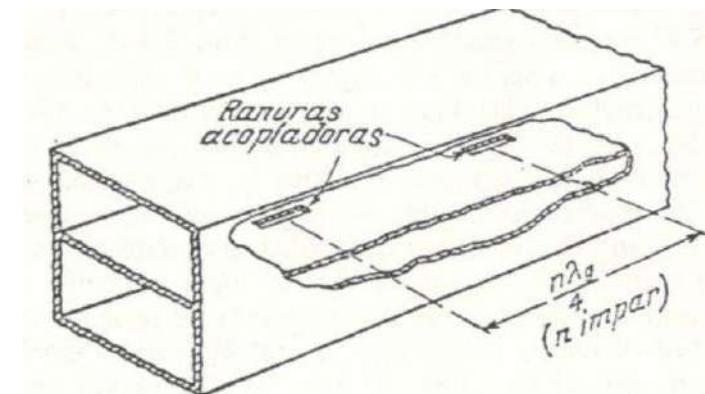


Acoplador de Bethe → Muy parecido al Bruene, pero utiliza un orificio en lugar de un lazo.

Los Poynting son opuestos en los conductores ya que el E es saliente abajo y entrante arriba, mientras que el H tiene igual dirección en ambos.

Relación E / H → ORIENTACION del orificio
→ FORMA del orificio
→ ANGULO entre conductores

Directividad → depende de f , según el espesor de pared

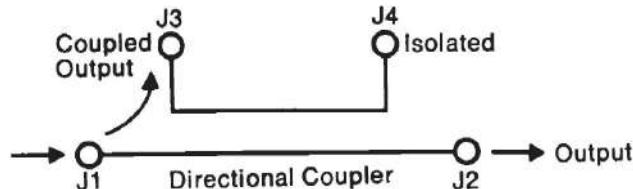


Acoplador de dos orificios → logra el efecto direccional por refuerzo o cancelación de las ondas que se propagan en las guías primaria y secundaria

El **ancho de las ranuras** determina esencialmente su ancho de banda

Especificaciones de los acopladores direccionales

Factor de acoplamiento (6- 60 dB): potencia en el puerto ACOPLADO respecto a potencia incidente en la ENTRADA, *cuando todos los puertos están adaptados*. Debe proveer un nivel suficiente al sensor sin sobrecargarlo. Cuanto más acopla, más afecta al primario (por ej. Si C=20dB, reduce TX en 1 %)



$$C_{3,1} = -10 \log \frac{P_3}{P_1}$$

Directividad (~ 30 dB): nivel en el puerto AISLADO respecto al puerto ACOPLADO

Aislación: potencia en el puerto AISLADO respecto al puerto de ENTRADA

$$\begin{aligned} D_{3,4} &= -10 \log \frac{P_4}{\cancel{P_3}} \\ &= -10 \log \frac{P_4}{P_1} + 10 \log \frac{P_3}{P_1} \end{aligned}$$

$$A_{4,1} = -10 \log \frac{P_4}{\cancel{P_1}} = D_{4,3} + C_{3,1}$$

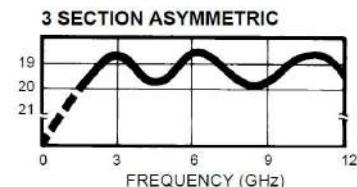
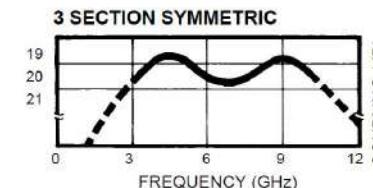
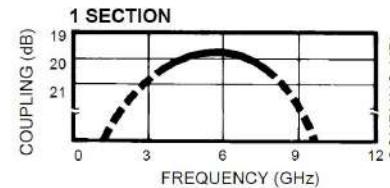
Especificaciones de los acopladores direccionales

Pérdida de inserción (~0,2 dB): atenuación de señal al pasar por el primario. Puede considerar ó no las pérdidas del conductor

$$\text{Ins. Loss} = -10 \log \frac{P_2}{P_1} \approx -10 \log \left(1 - \frac{P_3}{P_1} \right)$$

Ripple de acoplamiento (freq. Sensitivity o flatness):

ΔC en el rango de frecuencias del A.D.



Bibliografía

Conceptos generales, sensores e instrumentos:

Power measurement basics, Agilent Back to Basics Seminar, 2005

Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 3), Keysight AN1449-1 (Derivada de la AN64-1C original de HP), 2014

Choosing the right power meter and sensor, Agilent Product Note, 2009

Acopladores direccionales:

Terman & Pettit, *Mediciones Electrónicas (Cap. 2 - Potencia)*, McGraw-Hill

RF Directional Couplers and 3dB Hybrids Overview, MACOM (a division of Amphenol) Application Note M850

Bibliografía

Ejemplos de sensores/instrumentos, montajes y especificaciones:

Thermistor mounts model 486A operation note, Hewlett-Packard, Dec. 1966

HP 478A thermistor mount operating and service manual, Hewlett-Packard, 1985

Agilent 8480 Series Coaxial Power Sensors Operating & Service Manual, Agilent, 2014

EPM Series Power Meters E-Series and 8480 Series Power Sensors Data Sheet, Agilent, 2004

HP432A Power Meter Operating and Service Manual, Hewlett-Packard, 2004

HP/Agilent/Keysight E4418B + ECP-E18A:

<https://www.sglabs.it/en/product.php?s=hp-agilent-keysight-e4418b-ecp-e18a&id=1848>

Anritsu ML2400A Series Power Meters: https://www.sglabs.it/public/SgLabs_ml2430a.pdf

Contadores digitales

Carlos A. Zerbini

Cátedra Medidas Electrónicas 2

Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Córdoba

Año lectivo 2019

Generalidades

- Un **contador** cuenta el **número de eventos** producidos **entre un instante inicial y un instante final**, elegidos **a voluntad**, y presenta luego el resultado en forma numérica.
- La **frecuencia** de una señal **repetitiva** es el **número de ciclos (repeticiones)** de esa señal **por unidad de tiempo**. Se puede medir mediante un contador que **cuenta el número de ciclos**, pero durante **un tiempo determinado internamente con muy baja incertidumbre**. En este caso, decimos que el contador funciona como **frecuencímetro**.
- La **frecuencia** y el **tiempo** están relacionados, por lo que un contador puede además medir **diferencia entre dos frecuencias, intervalos de tiempo (en una señal o entre dos señales), defasaje entre dos señales, ancho de pulso, ciclo de trabajo, cálculos estadísticos, etc.**
- **RESOLUCION:** # de dígitos.
- **SENSIBILIDAD EN FRECUENCIA:** # de dígitos y tiempo de compuerta.

$f = n / t$ **número de ciclos n de la señal repetitiva que se producen en el intervalo t . Si $t=1$ sec, f estará en ciclos por segundo o Herz.**

La clave está en la precisión de t . Se usa una base de tiempos de muy buena estabilidad. Valores comunes son $3 \cdot 10^{-7}$ - $3 \cdot 10^{-9}$ partes/mes. Debe ser 3-5 veces menor que el sistema ($< 5 \cdot 10^{-7}$ para GPS)

Diagrama en bloques / aspecto general

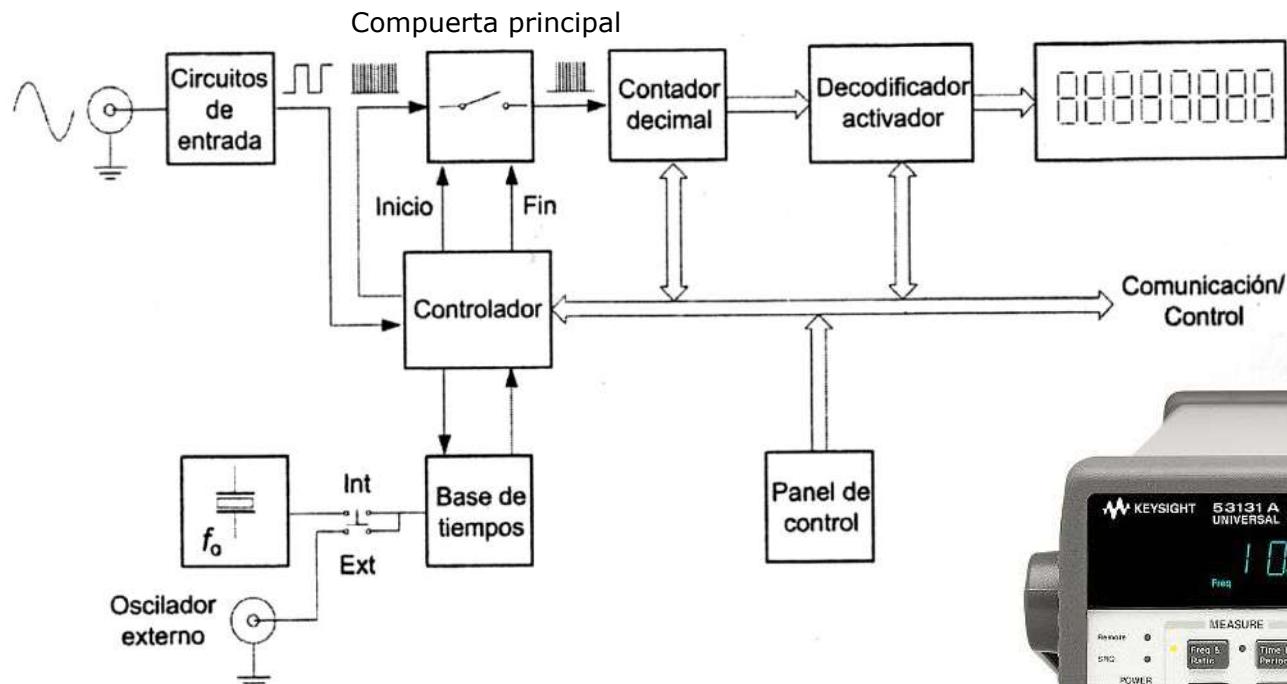
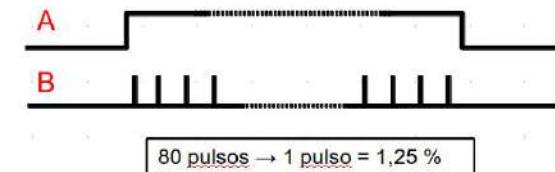
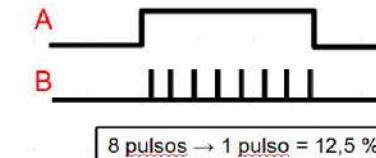
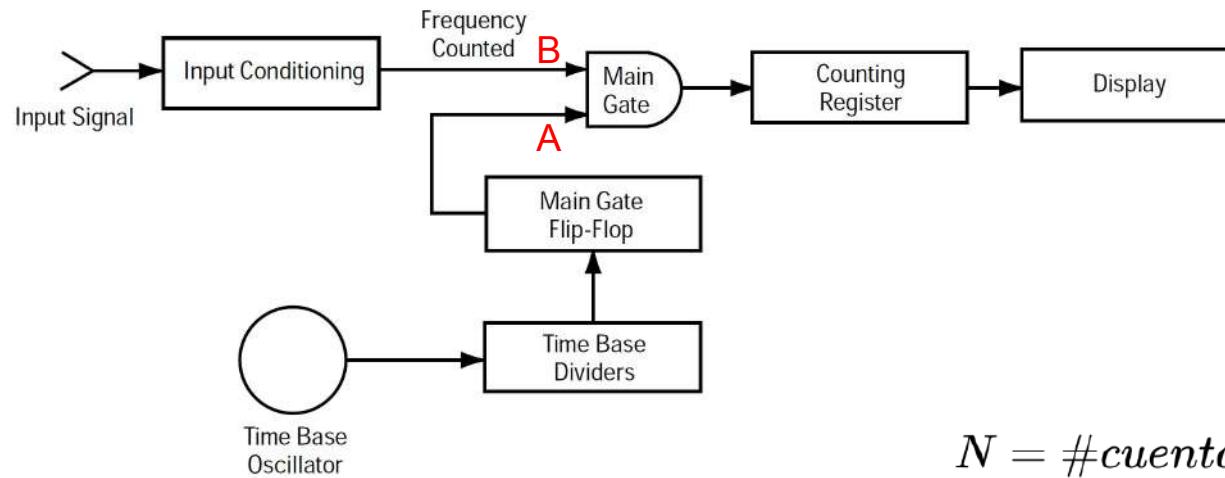


Diagrama en bloques

- El núcleo del sistema es el **contador**, cuya tecnología define la **máxima frecuencia** a medir.
- El **circuito de entrada** acondiciona la señal a medir para adecuarla a **circuitos que trabajan con niveles lógicos de tensión (es decir, por encima o por debajo de ciertos umbrales)**
- La **unidad de control** determina **qué señal se contará** (i.e., la entrada de la base de tiempos) y **por cuánto tiempo se contará** (i.e., la entrada de la compuerta principal o main gate). Esto se verá luego cómo **dos casos separados**.
- La **base de tiempos** brinda intervalos de tiempo de baja incertidumbre para **abrir y cerrar la compuerta principal**. Se parte de un oscilador muy estable (cuarzo, 1,5 a 10 MHz) y luego se va dividiendo.

Medición de frecuencia

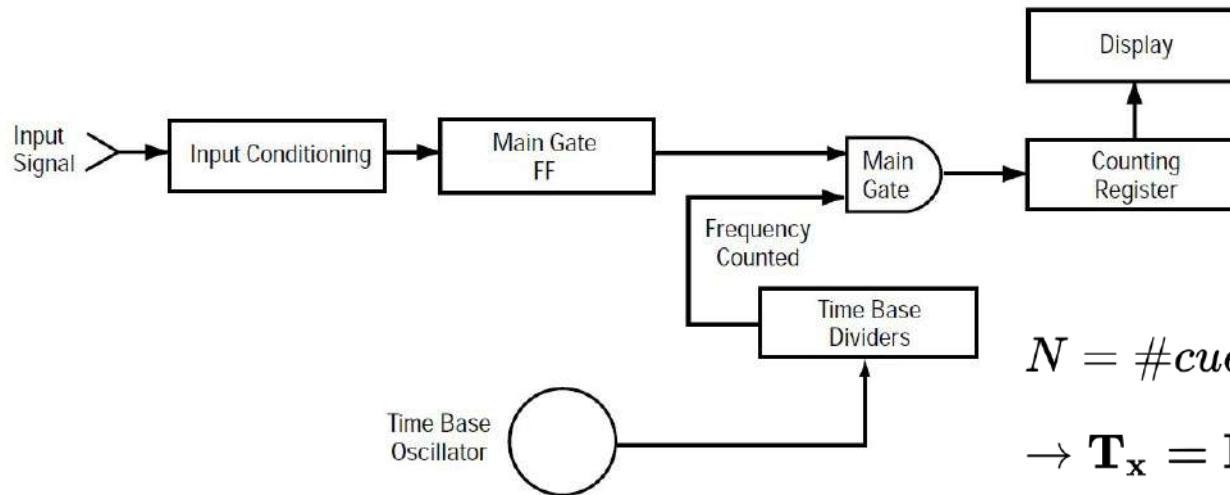


$$N = \# \text{cuentas} = \frac{T_p}{T_x} = \frac{f_x}{f_p} = f_x t_p = f_x \frac{10^n}{f_0}$$

$$\rightarrow f_x = \frac{N}{t_p}$$

- La compuerta principal se habilita mediante la base de tiempo interna, pasando por el flip-flop de compuerta
- Cuanto **más baja es la frecuencia a medir, mayor es el error de medición**
- La **peor precisión, es decir error 100%**, se da cuando $T_{\text{comp}} = T_{\text{señal}}$

Medición de periodo



$$N = \#cuentas = \frac{T_x}{T_p} = \frac{f_p}{f_x} = T_x \frac{f_0}{10^n}$$

$$\rightarrow T_x = N \cdot T_p = N \cdot \frac{10^n}{f_0}$$

- Se intercambian los caminos. La **señal de entrada** va al FF de compuerta, y se cuentan ciclos del **oscilador de referencia (luego de los divisores)**
- El error de medición es menor cuanto **menor es la frecuencia de al señal de entrada**
- Ejemplo: señal de 100 Hz ($T=10$ ms). Si uso 10 MHz como base de tiempo, el error es de 1 ciclo cada $10^{10}/100=100000$ ciclos, es decir 0,00001 o 0,001%. Si midiera **frecuencia** con base de tiempo 1 Hz ($T_p=1s$), tendría 100 cuentas y el error sería $1/100 = 0,01$ o 1%.

Medición de periodo

- Si además tomo **múltiples ciclos de la señal de entrada**, disminuye el error. Esto se llama **periodo promediado**.

$$N = \#cuentas = \frac{T_x}{T_p} = \frac{f_p 10^m}{f_x} = T_x \frac{f_0}{10^n} \times \frac{10^m}{f_x}$$

$$\rightarrow T_x = \frac{N}{10^m} T_p = \frac{N}{10^m} 10^n T_0 = \frac{N}{10^m} \cdot \frac{10^n}{f_0}$$

$$10^m \cdot T_x = 10^m \cdot (1/f_x)$$



- En resumen:**

- **Frecuencias ELEVADAS (periodos chicos)** → conviene medir FRECUENCIA
- **Frecuencias BAJAS (periodos GRANDES)** → conviene medir PERIODO

Medición de relación de frecuencias

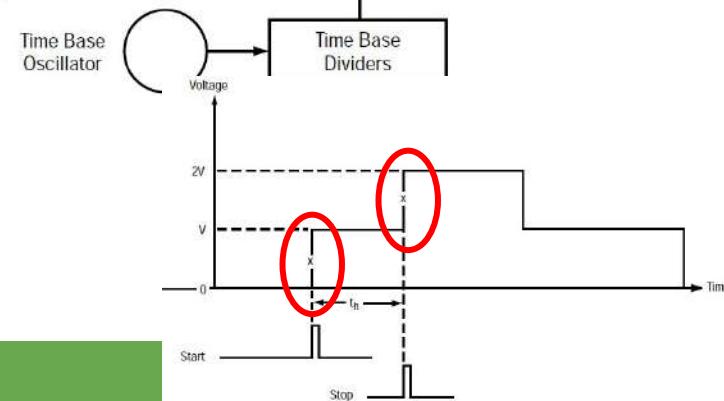
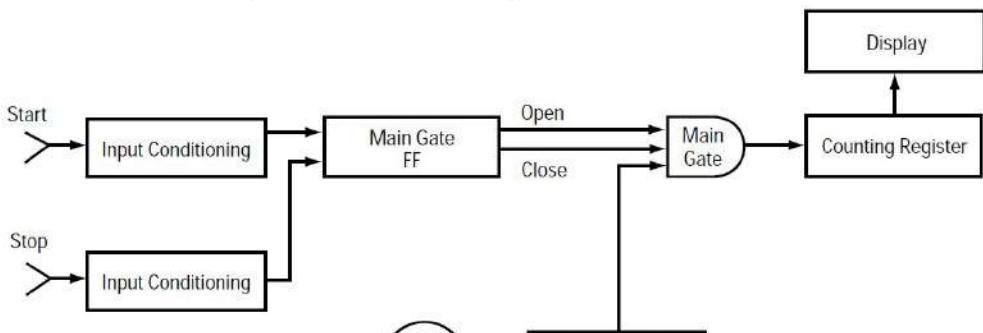
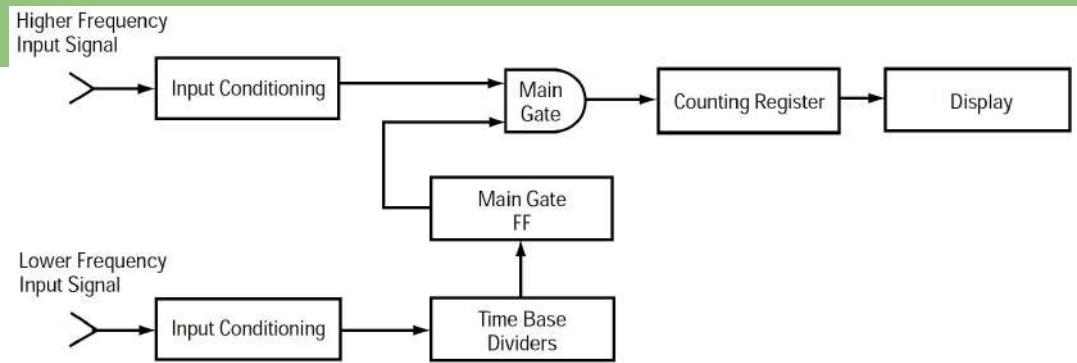
Se cuentan ciclos de la señal de mayor frecuencia. La compuerta se controla mediante la señal de menor frecuencia.

Medición de intervalos de tiempo

Se tienen **dos entradas, cada una con su acondicionador**. Se utiliza un FF set/reset (SR). Se pueden medir intervalos **entre dos señales o sobre dos zonas de una sola señal (single/both)**, usando distintas condiciones de trigger.

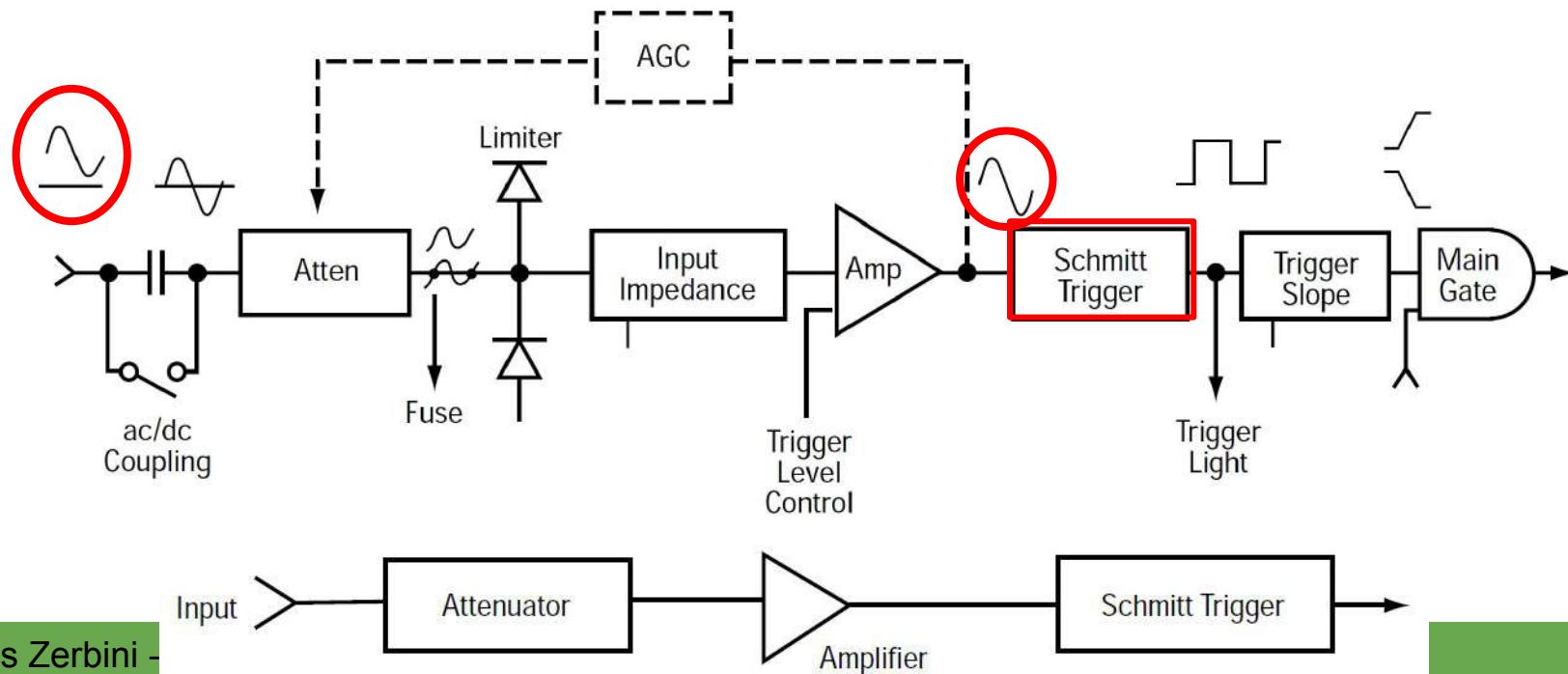
Otras aplicaciones

- Normalizador: realiza cálculos automáticos, no es muy utilizado.
- Con pre-scaler: divisores sobre la señal
- Totalizador: #eventos en un periodo específico. **No se usa base de tiempos**.



Circuitos acondicionadores de entrada

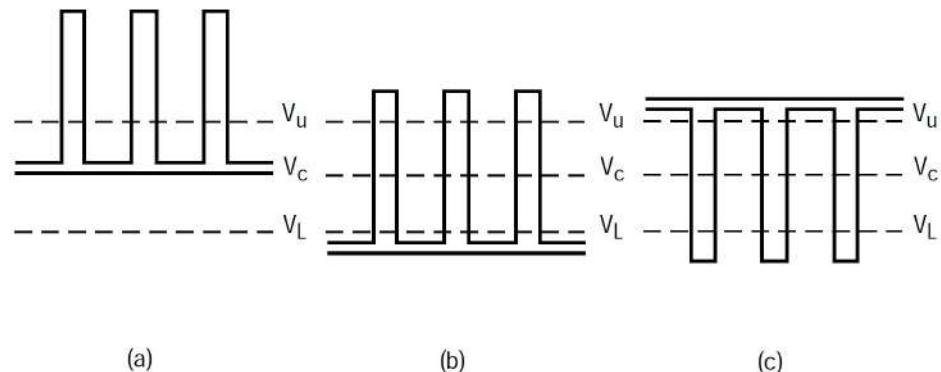
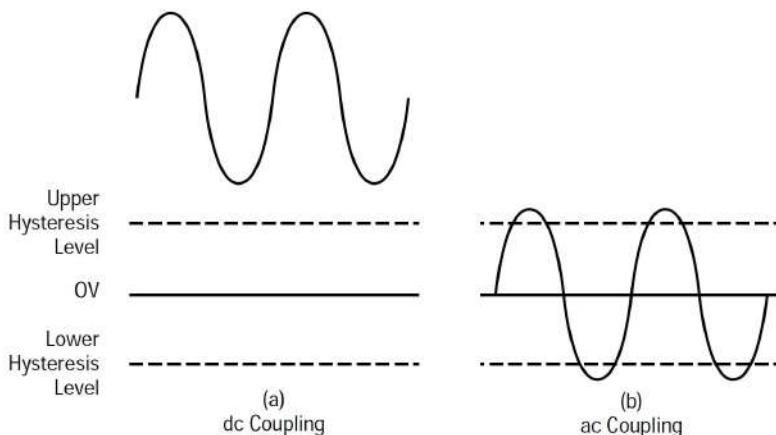
- Las señales analógicas de entrada son señales **repetitivas, con distintas formas y amplitudes**
- El trigger de Schmitt posee en su entrada una **cierta banda de trabajo**
- **El acondicionador de señal adapta la señal de entrada a la banda requerida por el trigger**



Circuitos acondicionadores de entrada

Acoplamiento AC/DC: lleva señales **senoidales** a un nivel **simétrico respecto a 0 V**. Se usa principalmente para **señales senoidales**.

Nivel de disparo (offset): el acoplamiento AC/DC no es útil para **señales con ciclo de trabajo muy chico o variable** (p.ej. PWM), ya que no detectaría señal o el nivel se movería constantemente. El control de offset **desplaza uno o ambos niveles de histéresis**, permitiendo llevar una gran variedad de señales a la ventana del trigger de Schmitt.



Circuitos acondicionadores de entrada

Atenuador y limitadores:

- El amplificador posee un rango dinámico, por fuera del cual se produce **distorsión por saturación** (bajan Z_{in} y slew rate).
- Para mantenerse dentro del **rango dinámico** se utiliza el atenuador. Puede ser **por pasos o continuo** (“ajuste de sensibilidad”). **Por fuera del rango fijado, actúan los enclavadores fijos** (por ej +0,7V) y **un fusible rápido (energía)**. 300-400V para Z_{in} alta, 5-12 V para $Z_{in} = 50$ ohms.
- El atenuador es mandatorio cuando el rango dinámico es bajo, y **maximiza la SNR**
- **Para frecuencia → atenúo mucho, para periodo → atenúo poco** (se verá más adelante)

Adaptador de impedancias:

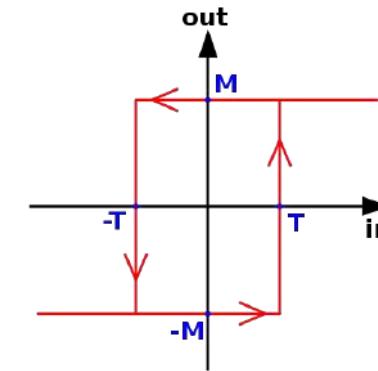
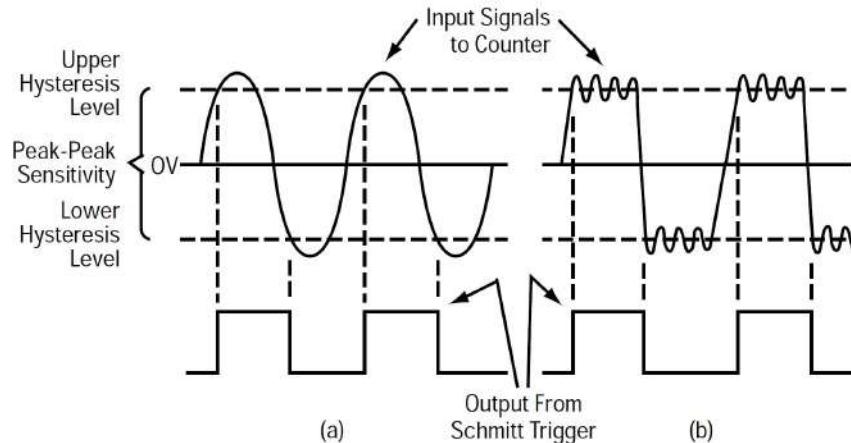
- Hasta ~10 MHz → $Z_{IN} = 1 M\Omega$ y $C_{IN}=35$ pF, para no cargar la fuente. Se usa sensibilidad de 25-50 mV teniendo en cuenta el ruido.
- > 10 MHz → la C_{IN} anterior formaría un **cortocircuito**. Se utiliza $Z_{IN} = 50\Omega$ y baja capacidad (X_C muy grande). La sensibilidad es 20-25 mV.
- Medición de **circuitos digitales**→ **niveles ad-hoc**

Circuitos acondicionadores de entrada

Trigger de Schmitt

- Permite pasar de una señal analógica a **pulsos binarios**
- **Junto al amplificador, define la sensibilidad (o resolución) de tensión:** $S = V_{TU} - V_{TL}$ (V_{RMS})
 - Señal mínima que puede ser contada
 - **Se define como un valor eficaz de una señal de entrada senoidal**, ya que este tipo de señal no depende del ciclo de trabajo. Si se desea saber para otra señal, se obtiene el Vpp:

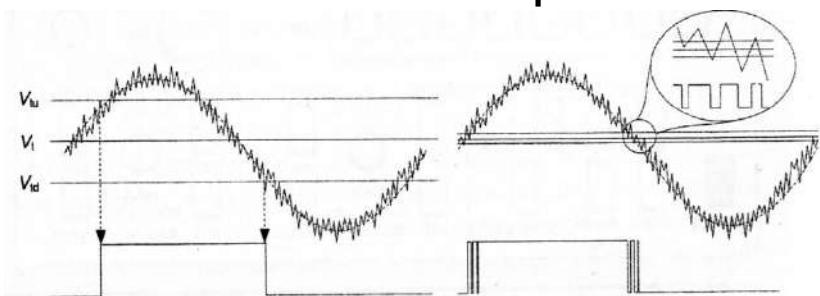
Senoidal: $V_{ef} = V_{pico} / \sqrt{2} \rightarrow V_{pp} = 2 V_{ef} \sqrt{2}$ La entrada debe satisfacer este valor.



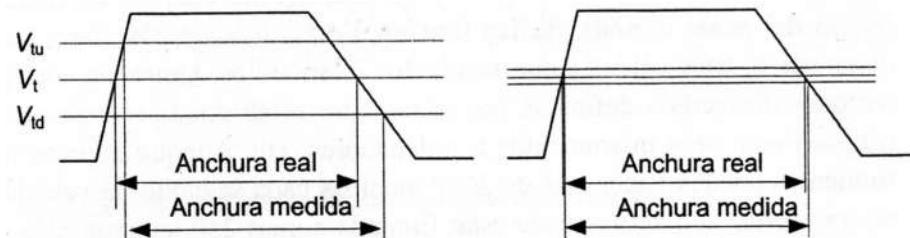
Circuitos acondicionadores de entrada

Trigger de Schmitt

- No necesariamente es bueno mucha sensibilidad, ya que el trigger es de banda ancha y el ruido puede causar falsas comutaciones. La sensibilidad óptima depende de la **impedancia de entrada**.
- **Ciclo de histéresis más amplio** → mayor inmunidad al ruido, menor sensibilidad.
- Además, la señal debe **permanecer un tiempo mínimo fuera del ciclo** para que sea detectada.
- **Mediciones de frecuencia** → interesa una banda ancha para rechazar cuentas falsas por ruido
- **Mediciones de periodo** → interesa una banda de histéresis angosta a fin de minimizar errores por diferencias de pendiente



Error en medición de frecuencia



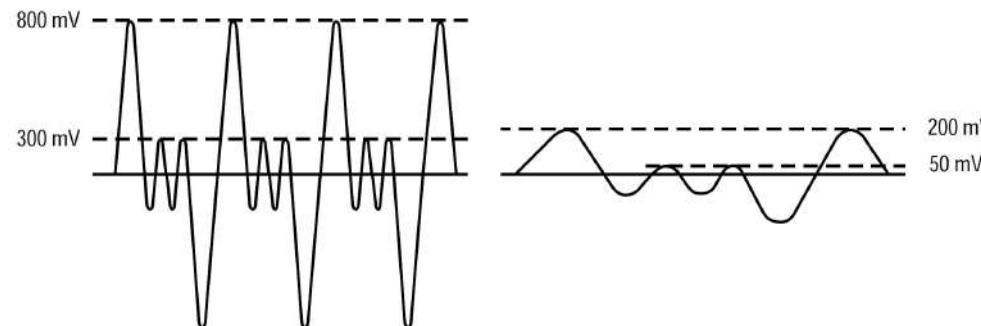
Error en medición de periodo

Control de pendiente (slope): mantiene o invierte la salida del trigger antes de la compuerta principal

Circuitos acondicionadores de entrada

Control automático de ganancia (AGC)

- **Control de sensibilidad ajustado automáticamente. Actúa sobre el atenuador.**
- Se utiliza en señales que varían su amplitud junto a su frecuencia, y no pueden ser ajustadas manualmente. **Ejemplo:** transductor magnético, $V_{señal} = f(d\theta / dt)$



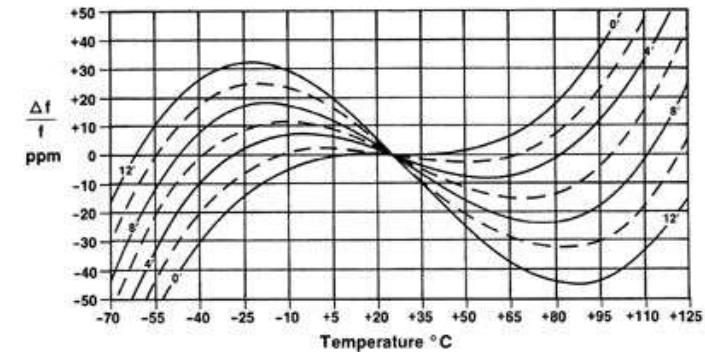
- Si se ajusta el amplificador para la primera señal (3000 Hz), al variar la velocidad de la máquina a la segunda señal de 500 Hz el contador no la detectará.
- El AGC se basa sólo en los **picos de señal** por lo que tiene dificultad siguiendo señales tales como una portadora modulada en AM.

Oscilador de base de tiempo

- Es **fundamental** para tener una **referencia estable y de baja incertidumbre**. Da origen al **error conocido como error de base de tiempo**, que es uno de los errores del contador.
 - Sólo para el uso como **contador de eventos** este factor no es de importancia
- Oscilador a cristal, **exacto y preciso** + cadena de divisores por décadas

Tipos de derivas

- **Con la temperatura:** depende del corte del cristal.
Se compensa de tres modos:
 - Room temperature Crystal Oscillator (RTXO)
 - Temperature compensated crystal oscillator (TCXO))
 - Oven controlled crystal oscillator
- **Con variaciones de tensión de alimentación:** cambios en la polarización del circuito asociado a del horno de control. OCXOs pueden variar 1 parte an 10^{10} para 10% de variación, mientras que un RTXO puede variar 1 parte en 10^7 .



Oscilador de base de tiempo

Tipos de derivas

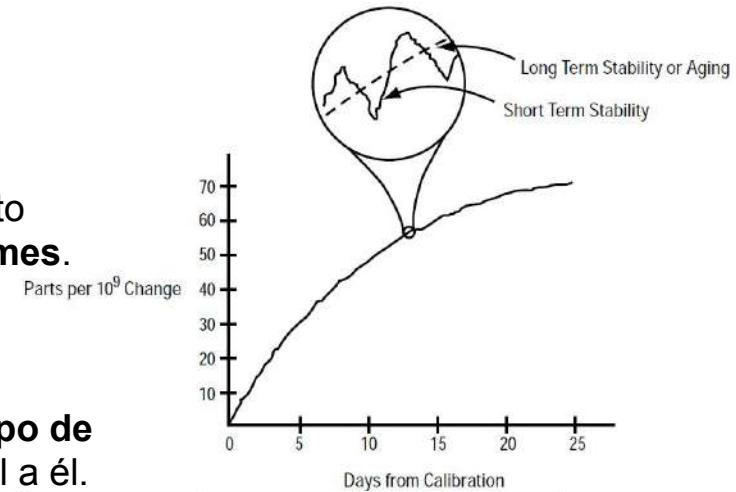
- Estabilidad a largo plazo (envejecimiento)**

Característica física del cristal que produce un corrimiento progresivo de su frecuencia. Se mide por mes, ya que para períodos menores es enmascarado por los corrimientos a corto plazo. Un buen OCXO puede tener **1,5 partes cada 10^8 por mes**.

- Estabilidad a corto plazo (time-domain stability)**

Resultante del ruido generado en el oscilador (fluctuaciones aleatorias de **fase y frecuencia**). Se debe especificar el **tiempo de medida**, ya que el ruido medido es inversamente proporcional a él.

Se toma la **varianza de Allen**, que es $\sigma (\Delta f / f) \cdot t$



	Room Temperature Crystal Oscillators	Temperature Compensated Crystal Oscillators	Simple Switching Oven Oscillators	Proportional Oven Oscillators
Temperature ($0^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}$)	$<2.5 \times 10^{-6}$	$<5 \times 10^{-7}$	$<1 \times 10^{-7}$	$<7 \times 10^{-9}$
Line Voltage (10% change)	$<1 \times 10^{-7}$	$<5 \times 10^{-8}$	$<1 \times 10^{-9}$	$<1 \times 10^{-10}$
Aging	$<3 \times 10^{-7}/\text{mo}$	$<1 \times 10^{-7}/\text{mo}$	$<1 \times 10^{-7}/\text{mo}$	$<1.5 \times 10^{-8}/\text{mo}$ or $<5 \times 10^{-10}/\text{day}$
Short Term (1 sec avg.)	$<2 \times 10^{-9} \text{ rms}$	$<1 \times 10^{-9} \text{ rms}$	$<5 \times 10^{-10} \text{ rms}$	$<1 \times 10^{-11} \text{ rms}$

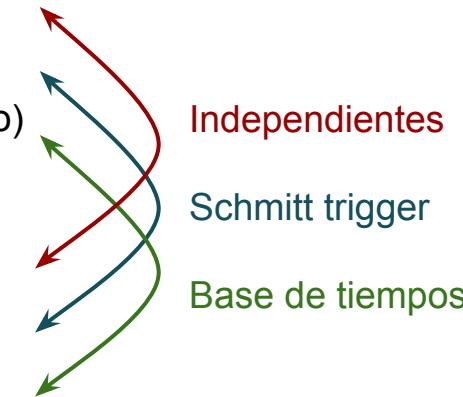
Fuentes de error

Sistemáticos
(puedo ponderarlos y corregirlos)

- { Retardo diferencial entre canales
Error de tiempo de disparo (Schmitt)
Error en la base de tiempos (largo plazo)

Aleatorios
(sólo puedo conocerlos y minimizarlos)

- { Error de cuantización (+-1 cuenta)
Error de trigger aleatorio (Schmitt)
Error de base de tiempos (corto plazo)



Independientes

Schmitt trigger

Base de tiempos

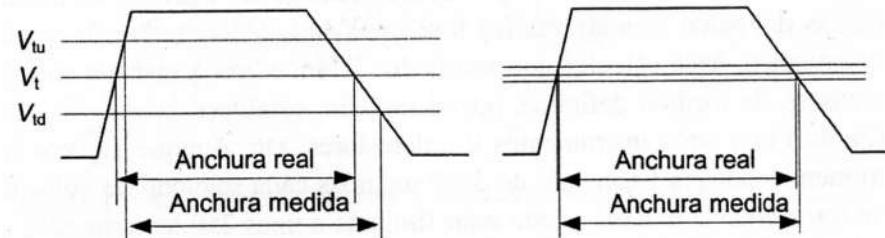
Fuentes de error

A) SISTEMATICOS

A1) Retardo diferencial: diferencia de longitudes entre las entradas del contador.

Importante para **medición de tiempo entre dos eventos**. Similar al caso del VNA, pero en este caso las longitudes son MECANICAS, no eléctricas. También influyen las impedancias de entrada.

A2) Tiempo de gatillado (error sistemático de gatillado): importante para mediciones de intervalo de tiempo. Ocurre cuando $t_{raise} \neq t_{fall}$ ya que el trigger detecta la distancia entre cruces de V_{TH} y V_{TL} , que en este caso no será la misma QUE LA DISTANCIA ENTRE PUNTOS MEDIOS. **Corrección** → aumentar la amplitud de señal (bajar aten. / subir gan.) para bajar al influencia, siempre que no se agrande demasiado el ruido!



A3) Error en base de tiempos (largo plazo): se debe al **envejecimiento del cristal**; no depende de la temperatura. NO puedo compensarlo; se lleva a calibración cada cierto tiempo para que nos digan **cuanto se corrió** respecto a un patrón.

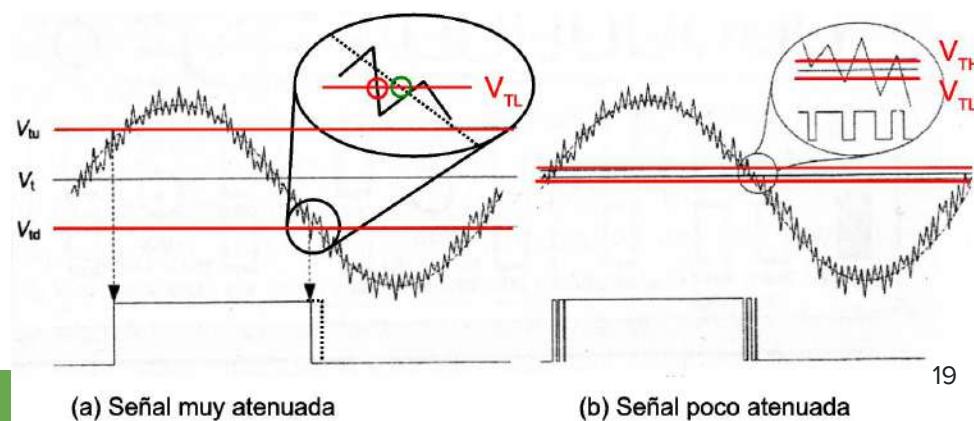
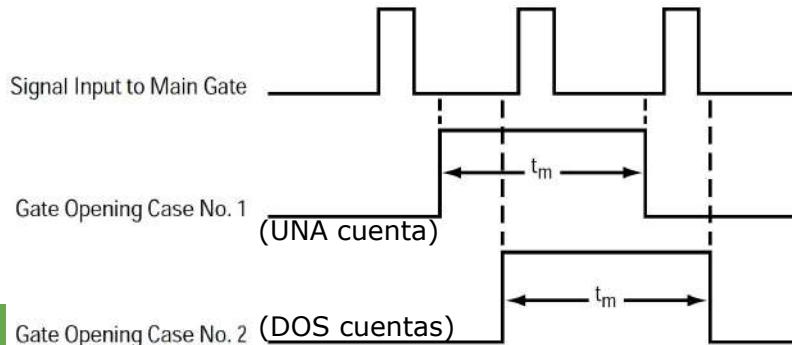
Fuentes de error

B) ALEATORIOS

B1) Error de cuantización (+1 cuenta): debido a la **falta de coherencia (sincronismo)** entre el **reloj interno y la señal de entrada**, en el tiempo de compuerta puede entrar un flanco más o menos, dependiendo de la fase relativa de ambos. Esto no se puede en general predecir. Se expresa en partes por millón, y **afecta a todas las mediciones del contador**.

B2) Error aleatorio de gatillado: causado por el **ruido de la señal y del canal de entrada**. Produce que los límites se crucen antes o después de donde cruzaría la señal original. **Produce error aleatorio en mediciones de periodo y de intervalos de tiempo.**

B3) Error de base de tiempo (corto plazo): se expresa en partes por millón, y se minimiza mediante las técnicas ya mencionadas (TCXO, OCXO).



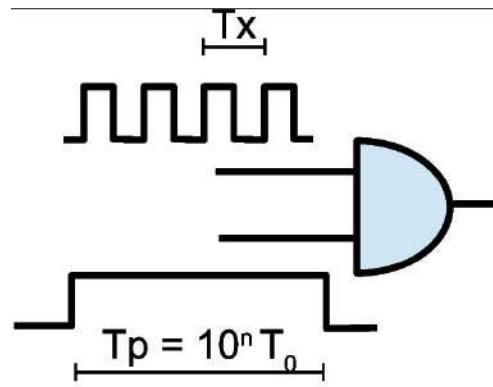
Influencia de los errores en las mediciones [an200, an200-4]

Fuente de error	Frecuencia	Periodo	Intervalos	Tipo error
Retardo diferencial	NO	NO	SI	SISTEMATICO
Trigger sistemático	NO	NO	SI	
Base de tiempo largo plazo	SI	SI	SI	
Error de cuenta	SI	SI	SI	
Trigger aleatorio	NO	SI	SI	ALEATORIO
Base de tiempo corto plazo	SI	SI	SI	

Errores en medición de frecuencia

Es la suma del **error de +1 cuenta** y el **error total de la base de tiempos** (error a largo plazo, A3).

- a) Error de cuenta:



$$N = \# \text{cuentas} = \frac{T_p}{T_x} = \frac{f_x}{f_p} = f_x T_p = f_x \frac{10^n}{f_0}$$

$$\rightarrow f_x = \frac{N}{T_p}$$

Valor relativo del ciclo contado = error de cuenta = $\Delta f / f$

$$= \pm T_x = \boxed{\pm 1 / f_x}$$

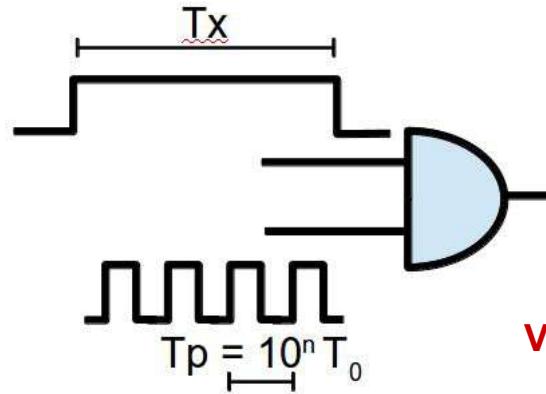
- b) Error total de la base de tiempos: se expresa en **partes por millón**.

(dependiente de la señal, disminuye al aumentar f_x)

Errores en medición de periodo

Es la suma del **error de +1 cuenta**, el **error total de base de tiempos**, y los **errores de trigger**.

- a) Error de cuenta:



$$N = \# \text{cuentas} = \frac{T_x}{T_p} = \frac{f_p}{f_x} = T_x \frac{f_0}{10^n}$$

$$\rightarrow T_x = N \cdot T_p = N \cdot \frac{10^n}{f_0}$$

Valor relativo del ciclo contado = error de cuenta = $\Delta T / T$

$$= \pm T_x / N = \pm T_p = \boxed{\pm 10^n / f_0}$$

- b) Error total de la base de tiempos: se expresa en **partes por millón**.

(dependiente de la base, constante al variar f_x)

- c) Error por trigger:

$$\text{rms trigger error} = \frac{1.4\sqrt{x^2 + e_n^2}}{\Delta V / \Delta T} \text{ sec rms}$$

where

x = noise contributed by the counter's input channels (less than several hundred microvolts in some counters to as high as several millivolts in others)

e_n = rms noise contributed by signal source measured over the counter's bandwidth

V/T = slew rate at trigger point of input signal

Errores en medición de frecuencia y periodo (**CONSIDERANDO SÓLO ERROR DE CUENTA**)

Ejemplo 1

Se desea medir una $f_x = 1 \text{ MHz}$ (alta) con resolución de al menos 10^{-6} (1 cuenta de error cada 10^6 cuentas).

Las opciones de medición son:

1) Si se mide frecuencia:

Para tener resolución (o error) de 10^{-6} , intuitivamente se ve que un ciclo de f_x debería ser una millonésima parte de un ciclo de f_p (**tiempo de compuerta**). Para ello, se necesita realizar al menos $N=10^6$ cuentas. De esto, $N=f_x \cdot T_p \Rightarrow$ el tiempo necesario (función costo) para lograr esta resolución será $T_p = 10^6 / 1 \text{ MHz} = 1 \text{ segundo}$. Esto es un valor normal por lo que es factible esta medición. Si deseamos mayor resolución, se deberá esperar más (T_p mayor).

2) Si se mide periodo:

Nuevamente, observamos intuitivamente que la cantidad de cuentas para que un ciclo de la base de tiempo represente 1 millonésima parte del periodo medido T_x . A partir de la fórmula $T_x = N \cdot (10^n / f_0)$ obtenemos que $(10^n / f_0) = 10^{-6} \text{ s} / 10^6 = 10^{-12} \text{ seg}$. Esto significa que para obtener esta resolución **para la misma señal de $f_x=1 \text{ MHz}$, pero midiendo periodo, tendría que utilizar una f_0 de 1 THz**, lo cual es muy inconveniente. Mediante ejemplo vemos que, para frecuencias altas, es conveniente medir frecuencia y no periodo.

Errores en medición de frecuencia y periodo (**CONSIDERANDO SÓLO ERROR DE CUENTA**)

Ejemplo 2

Se desea medir una $f_x = 1 \text{ Hz}$ (baja) con resolución de al menos 10^{-6} (1 cuenta de error cada 10^6 cuentas).

Las opciones de medición son:

1) Si se mide frecuencia:

Como en el anterior ejemplo, para obtener la resolución requerida se necesita realizar **al menos $N=10^6$** cuentas. De esto, $N=f_x \cdot T_p \Rightarrow$ el tiempo necesario (función costo) para lograr esta resolución será $T_p = 10^6 / 1 \text{ Hz} = 10^6 \text{ segundos} = 11 \text{ días}$. Esto es un valor excesivo, por lo que no es conveniente medir 1 Hz mediante medición directa de frecuencia.

2) Si se mide periodo:

El periodo T_x para una señal de 1 Hz es 1 segundo. A partir de la fórmula $T_x = N \cdot (10^n / f_0)$ obtenemos que $(10^n / f_0) = 1 \text{ s} / 10^6 = 10^{-6} \text{ seg}$. Esto significa que para obtener esta resolución **para la misma señal de $f_x=1 \text{ Hz}$, pero midiendo periodo, es necesaria como mínimo una base de tiempo $f_0 / 10^n = 1 \text{ MHz}$** , que es un valor normal. Por ejemplo, se puede utilizar un oscilador a cristal en 1 MHz sin dividir ($n=0$). Se ve así que, en este caso representativo de frecuencias bajas, es conveniente hacer medición directa de periodo y luego eventualmente calcular frecuencia.

Relación entre errores frecuencia / periodo (CONSIDERANDO SÓLO ERROR DE CUENTA)

Error relativo por cuenta en medición de **frecuencia** = $\pm 1 / f_x$

Error relativo por cuenta en medición de **periodo** = $\pm 10^n / f_0$

Para un tiempo de compuerta determinado y constante:

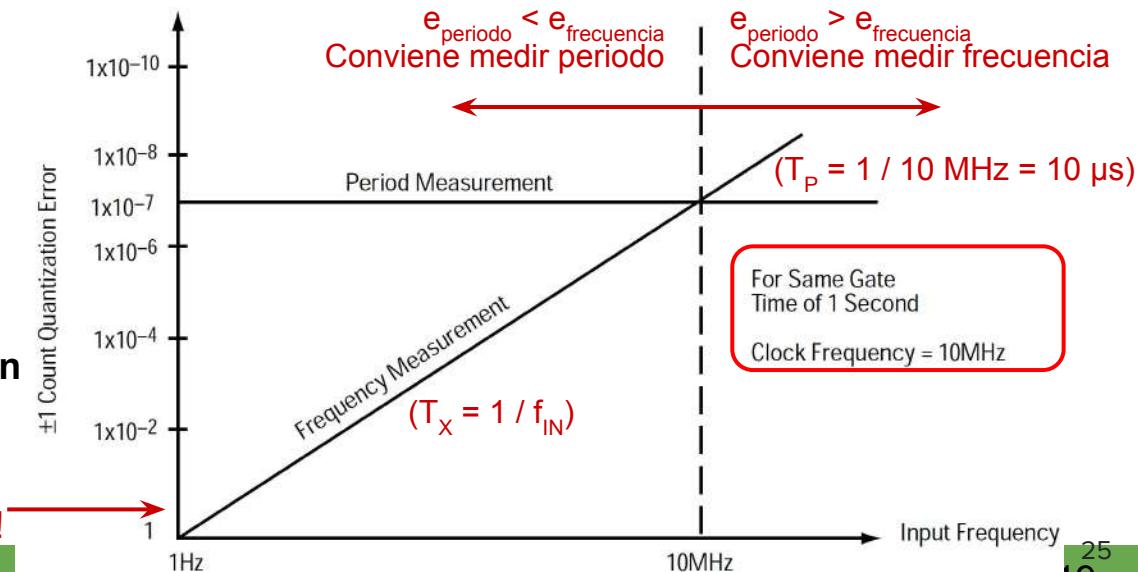
- El error de cuantización para medición de frecuencia es **inversamente proporcional a f_{IN}** .
- Para medición de periodo, el error es **constante, determinado por T_P** e igual a $10^n / f_0$

La medición de periodo **tiene menor error de cuenta para toda $f_{IN} < f_c$**

La medición de frecuencia **tiene menor Error de cuenta para $f_{IN} > f_c$**

Esto se utiliza en el **contador recíproco**,
El cual **conmuta los métodos de medición según se encuentre de un lado u otro del límite**

ATENCIÓN: El error DECRECE hacia arriba!



Bibliografía

Fundamentals of Electronic Counters, Keysight AN200

Understanding Frequency Counter Specifications, Keysight AN200-4 (complementaria para parte de errores)

Medición de amplificadores en frecuencias de audio

Carlos A. Zerbini
Cátedra Medidas Electrónicas 2
Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Córdoba
Año lectivo 2019

Agenda

- Conceptos generales
- Ganancia y potencias a frecuencia fija
- Respuesta en frecuencia (distorsión lineal en frecuencia)
- Distorsión alineal
 - Teoría
 - Distorsión armónica
 - Distorsión por inter-modulación
- Ruido

Mediciones en amplificadores de audio: conceptos generales

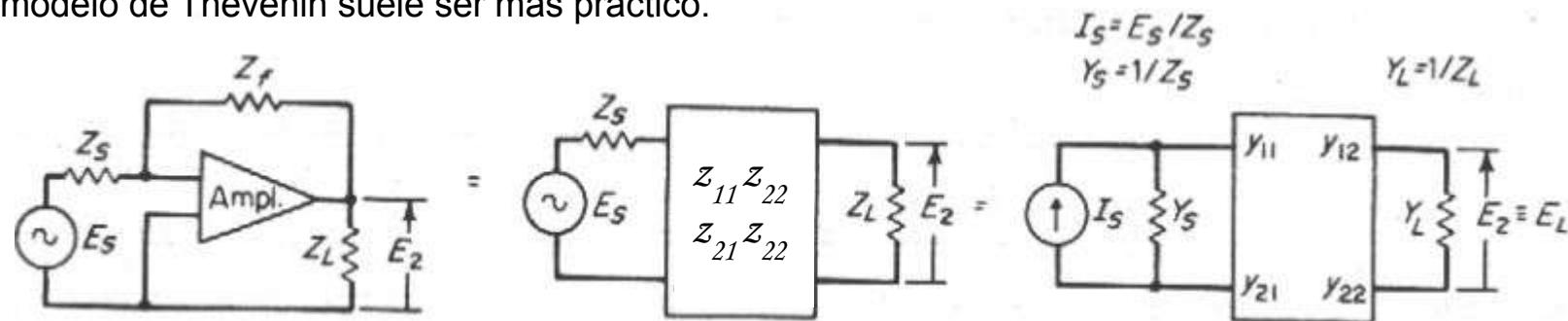
- Funciones generales de los amplificadores
 - Incrementar la potencia disponible
 - Amplificar corriente/tensión disponibles
 - Limitar corriente/tensión de carga
 - Proveer una función de transferencia prescripta (lineal ó no)
 - Proveer impedancia deseada entre fuente y carga
 - Rechazar o atenuar señales de modo común en un par de conductores (promedio)

Nos concentraremos en los dos primeros casos, en especial el primero de ellos.

- La **ganancia de transferencia** es la relación de *magnitud y fase* entre salida y entrada. La **función de transferencia** del amplificador es la variación de esta ganancia con la frecuencia compleja s. Para medirla completamente se requiere una *analizador vectorial de mallas*.
- Las variables de entrada y salida pueden ser tensiones o corrientes. Las ganancias, en tanto pueden ser de **tensión**, de **corriente**, de **trans-impedancia**, de **trans-conductancia**, o de **potencia** (**combinación de tensión y corriente**).
- Si bien en este capítulo se tratará principalmente la medición de amplificadores de potencia en audio, al concepto de audio se refiere a amplificadores generales que trabajan en el rango ~ [20 Hz - 20 KHz]

Mediciones en amplificadores de audio: conceptos generales

- Generalmente se busca que las ganancias sean relativamente insensibles a las variaciones de condiciones ambientales, de Z_L , y de Z_S . Esto se logra mediante el diseño del amplificador, mediante realimentación negativa, para obtener resistencias internas de entrada Z_i y de salida Z_o adecuadas. Para el caso de ganancia de tensión, por ejemplo, se diseña de modo que $Z_i \gg Z_S$ y que $Z_o \ll Z_L$. **Para frecuencias de audio podemos asumir impedancias reales, por lo que hablaremos indistintamente de "Z" o "R".**
- Los amplificadores se pueden modelar mediante sus equivalentes de **Thévenin (tensiones e impedancias)** o de **Norton (corrientes y admitancias)**. Debido a la facilidad para medir tensiones, el modelo de Thévenin suele ser más práctico.



Circuito básico del amplificador realimentado, y sus modelos equivalentes

Medición de amplificadores en frecuencias de audio

1) Ganancia y potencia de salida a frecuencia fija

- Ganancia de inserción
- Máxima Potencia Disponible
- Máxima ganancia de Potencia Disponible

2) Respuesta en Frecuencia (distorsión lineal en frecuencia)

- Respuesta en módulo
- Respuesta en fase

3) Componentes no deseadas que genera el amplificador: Distorsión Alineal

- Ensayo monotonal: Distorsión Armónica Total (THD) y Total mas ruido (THD+N)
- Ensayo bitonal: Distorsión por intermodulación (métodos SMPTE/DIN y CCIF)

4) Tensiones y corrientes aleatorias existentes en el amplificador: Ruido

- Piso de Ruido
- Relación señal-ruido
- Rango Dinámico

Agenda

- Conceptos generales
- Ganancia y potencias a frecuencia fija
- Respuesta en frecuencia (distorsión lineal en frecuencia)
- Distorsión alineal
 - Teoría
 - Distorsión armónica
 - Distorsión por inter-modulación
- Ruido

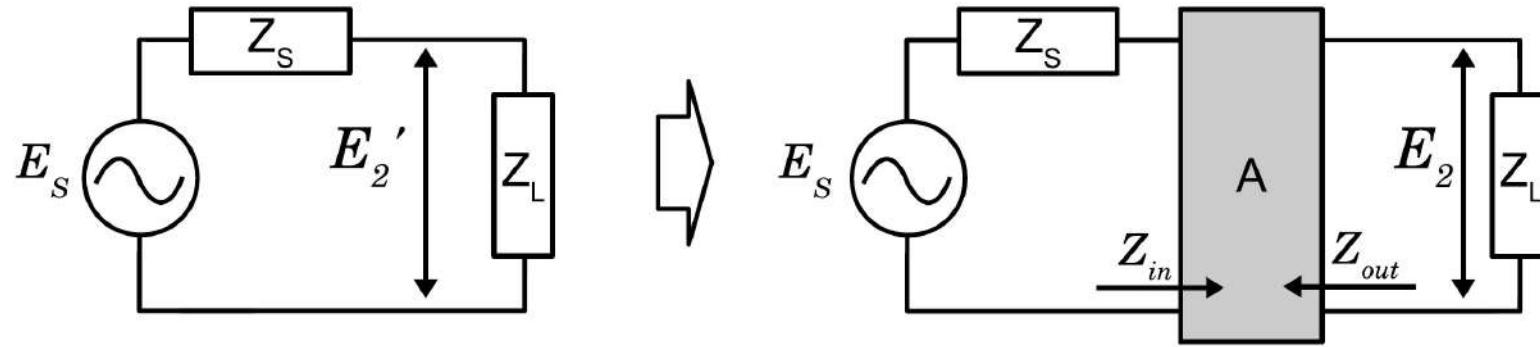
Ganancia y potencia de salida a frecuencia fija

- Para nuestro caso, la ganancia o amplificación se expresa como relación de **tensiones o potencias**, y suele expresarse en **decibeles**, por sus ventajas respecto a escalabilidad de cifras y reemplazo de operaciones de multiplicación/división por operaciones de suma/resta.
- En audio, los amplificadores suelen ser de **tensión (Z_i alta, Z_o baja)** o de **potencia ($Z_i = Z_s$, $Z_o = Z_L$)**.

Ganancia de inserción

- En general, las impedancias de entrada y salida de un amplificador pueden **no ser las ideales (mínimas, infinitas o adaptadas)**. Por ejemplo, la impedancia de un micrófono, una línea telefónica o de audio, etapas previas o posteriores en una cadena de amplificación, etc.. Además, el amplificador podría tener libertad para colocarse en **distintos lugares de la cadena (por ej. amplis de TV por cable)**.
- En estos casos, nos interesa conocer el **aumento de tensión o potencia resultante de insertar el amplificador en cierto punto de una línea o circuito**. Para medir esto, se define la medición de **ganancia de inserción**.
- **Ganancia de inserción:** “relación de la potencia P_2 o tensión E_2 , entregada a la impedancia de carga Z_L con el amplificador insertado, respecto a la potencia P'_2 o tensión E'_2 que se entregaría a la misma carga si el generador estuviera directamente conectado a ella”
- La ganancia de inserción de un amplificador **es función de las impedancias de generador y carga, así como del propio amplificador**. Por ello, la **ganancia de inserción siempre debe ir acompañada de las impedancias utilizadas para medirla!**
- La GI puede no corresponder con la **ganancia nominal del amplificador, o con su máxima ganancia**

Medición de la ganancia de inserción



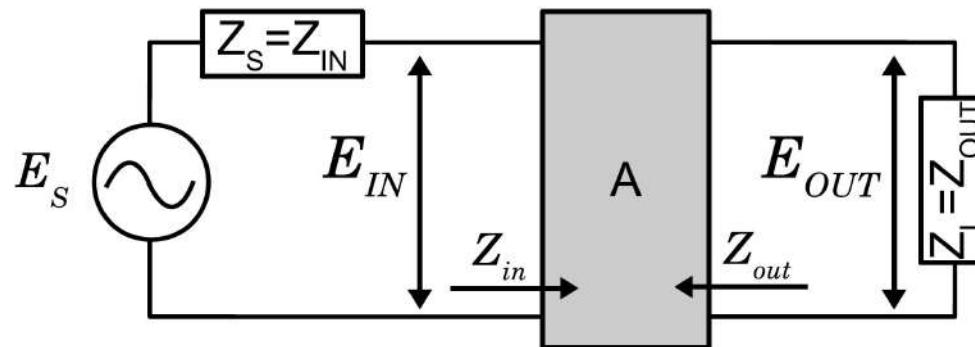
$$GI_{potencia} = \frac{P_2}{P'_2} = \frac{|E_2|^2}{|E_2'|^2} \quad GI_{tension} = \frac{E_2}{E'_2}$$

Potencia disponible y ganancia de potencia disponible

- En general, las potencias y tensiones son dependientes de las siguientes variables:
 - Impedancia de **generador** $Z_s = R_s + j X_s$
 - Impedancias del **amplificador** Z_i (**entrada**) y Z_o (**salida**)
 - Impedancia de **carga** Z_L
- Si considero **casos especiales** de estas impedancias, puedo definir:
 - **Máxima potencia disponible de entrada:** potencia que es capaz de entregar el **generador** a una carga adaptada para máx. transferencia de potencia.
Carga *conjugada* $R_s - j X_s \Rightarrow$ corriente entregada por el generador $E_s / (2 R_s)$
 \Rightarrow tensión en la $Z_{IN} = E_s / 2 \Rightarrow$ **potencia en la Z_{IN} ($= R_s$):** $P_s = E_s \cdot I_s = E_s^2 / (4 R_s)$
 - **Máxima potencia disponible de salida:** potencia $P_o = E_L \cdot R_L$ que es capaz de entregar el **amplificador** a una carga adaptada para máx. transferencia de potencia
- **Uniendo ambas condiciones (entrada y salida adaptadas), obtengo la máxima ganancia de potencia disponible** $G_{disp} = P_o / P_s$
- La G_{disp} depende sólo del **amplificador**. NO depende de los valores de R_{IN} y R_{OUT} , ya que tiene validez sólo cuando el generador y la carga están adaptados! (por lo tanto no tendría sentido hablar de distintos R_{IN} y R_{OUT})

Medición de la máxima potencia disponible y la máxima ganancia de potencia disponible

- Se adaptan las impedancias (resistencias) de generador y carga a las impedancias (resistencias) de entrada y salida del amplificador respectivamente (ver siguiente slide)
- Se ajusta el generador para obtener **máxima señal de salida, con distorsión conocida (si se cuenta con medios para medirla) o simplemente con deformación despreciable**



$$P_{IN,disp} = \frac{E_{IN}}{Z_{in}}$$

$$P_{OUT,disp} = \frac{E_{OUT}}{Z_L}$$

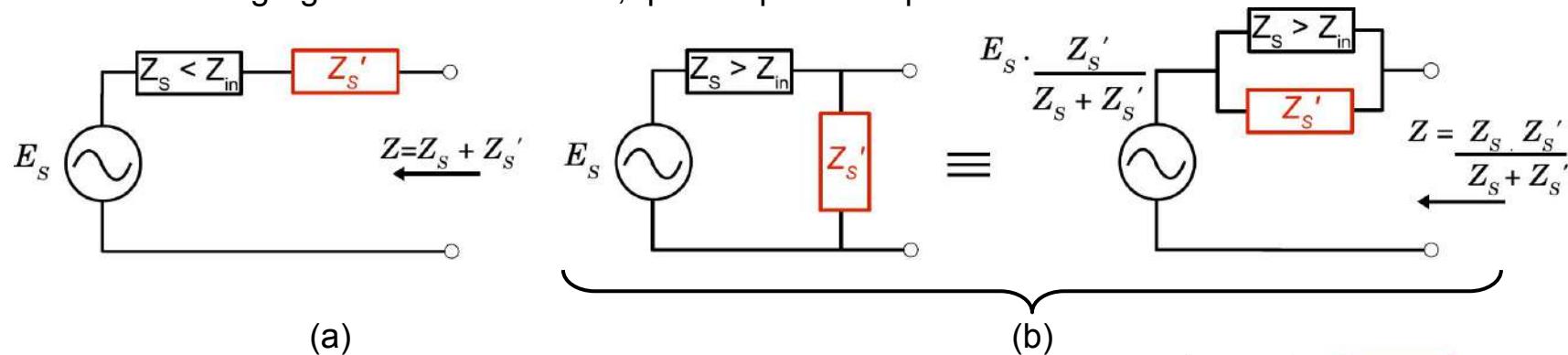
$$GP_{disp} = \frac{P_{IN,disp}}{P_{OUT,disp}}$$

Medición de la máxima potencia disponible y la máxima ganancia de potencia disponible

Por lo común, las condiciones anteriores $Z_S = Z_{IN}$ y $Z_L = Z_{OUT}$ requieren de redes adaptadoras. Para adaptar las impedancias de generador y de entrada, pueden darse dos casos:

- $Z_{IN} > Z_S \rightarrow$ se agrega una resistencia en serie
- $Z_{IN} < Z_S \rightarrow$ se agrega una resistencia en paralelo

Otro método es agregando un **atenuador**, que adapta las impedancias.



Adaptación de impedancias:

- $Z_{IN} > Z_S$
- $Z_{IN} < Z_S$
- Mediante atenuador

Algunos conceptos importantes

- **Medición de potencias**
 - En bajas frecuencias, es más práctico medir tensiones y luego calcular los valores de potencia.
 - En altas frecuencias, debido a la existencia de ondas estacionarias, se miden potencias directamente. Para ello se requieren sensores especiales que se verán en la Unidad 10.
- En el ensayo de **ganancia de inserción** se mide tensión **en un único punto de la línea, con y sin el amplificador**. En el ensayo de máxima potencia y ganancia disponible, se mide **en la salida y en la entrada del amplificador**.

Uso del Decibel

- Una unidad muy utilizada para expresar **relación entre dos potencias genéricas P_2 y P_1** , es el **Decibel**. Esa es una unidad **relativa**, es decir que **expresa relaciones entre dos potencias**.
- Como ya dijimos, en la práctica de baja frecuencia se suelen medir **tensiones**, por lo que la fórmula del decibel se **expresa reemplazando la fórmula de las potencias**. Queda una **expresión que depende de las tensiones medidas, y de las resistencias donde ambas se midieron**

$$\text{Relacion [dB]} = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\frac{V_2^2}{R_2}}{\frac{V_1^2}{R_1}} = 10 \cdot \log_{10} \frac{V_2^2}{V_1^2} + 10 \cdot \log_{10} \frac{R_1}{R_2} = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_2}{V_1} + 10 \cdot \log_{10} \frac{R_1}{R_2}$$

- **SÓLO en el caso especial donde $R_2 = R_1$, el segundo factor se anula y queda la exp. simplificada:**

$$\text{Relacion [dB]} = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

Es importante tener en cuenta que todas estas expresiones son distintas formas de la misma expresión original, es decir que todas ellas DEBEN ARROJAR EL MISMO RESULTADO! Lo que cambia es el valor de la RELACIÓN de potencias, que será el CUADRADO de la relación de tensiones respect.:

Ej. si $V_2 = 4V_{\text{rms}}$, $V_1 = 2V_{\text{rms}}$, y $R_1 = R_2$:

$$10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log 4 = +6 \text{ dB}$$

$$20 \log \frac{V_2}{V_1} = 20 \log 2 = +6 \text{ dB}$$

Unidades ABSOLUTAS BASADAS en el Decibel

- A veces, el **nivel de referencia** para expresar decibeles se **asume como un valor standard**: por ejemplo, cuando se dice que un ripple es de “+- 2 dB” en la banda pasante de un amplif., sé que la referencia es **la tensión o potencia de salida a 1 KHz (ver resp. en frecuencia)**.
- En otros casos, se **ADOSEA** un indicador del nivel de referencia a fin de expresar un valor absoluto mediante el **dB**. Ejemplo **dBm (ref = 1mW)**, **dBV (ref. = 1V_{rms})**, **dBu (ref. = 0,223 V_{rms})**

dBm → “**dBs referidos a 1mW**”. Es una unidad de **potencia absoluta**. **Ya que los instrumentos suelen medir tensiones, para expresar en dBm TENGO que conocer sobre QUÉ CARGA medí cada tensión**. Antiguamente, los amplis eran ADAPTADOS entre etapas a valor standard 600Ω por lo que se podía asumir este valor. Hoy suelen trabajar como amplis de TENSION (Z_{IN} alta, Z_{OUT} chica) por lo que esto no es necesariamente válido.

dBu → “**dBs REFERIDOS A LA TENSIÓN EFICAZ que produce 1mW sobre 600Ω** ”. Al referirse directamente a un valor de tensión de referencia, permite independizarse de los valores de carga, por lo que **es la unidad más utilizada en las especificaciones de audio**. Valores comunes son 0 dBu y +4dBu:

$$1 \text{ mW} = \frac{V^2}{R} \Rightarrow V = \sqrt{0,001 \text{ W} \times 600\Omega} = 0,776 \text{ V}_{rms}$$

$$\Rightarrow V [\text{dBu}] = 20 \log_{10} \frac{V}{0,776}$$

Ejemplos :

$$0 \text{ dBu} \Rightarrow V = 0,776 \times 10^0 = 0,776 \text{ V}$$

$$+ 4 \text{ dBu} \Rightarrow V = 0,776 \times 10^{(4/20)} = 1,23 \text{ V}_{rms}$$

Agenda

- Conceptos generales
- Ganancia y potencias a frecuencia fija
- Respuesta en frecuencia (distorsión lineal en frecuencia)
- Distorsión alineal
 - Teoría
 - Distorsión armónica
 - Distorsión por inter-modulación
- Ruido

Respuesta en frecuencia (distorsión lineal en frecuencia)

La señal de audio consiste en general de una *suma de componentes en frecuencia en el rango ~ [20Hz - 20 KHz]*. Por ello, es importante observar cómo responde el amplificador en *módulo y fase* a cada una de ellas. En particular, interesa buscar posibles **puntos de inestabilidad**.

La respuesta en frecuencia se relaciona con las **distorsiones lineales en frecuencia y en fase**:

- **Distorsión lineal en frecuencia:** debida a que la respuesta en frecuencia no es “plana” \Rightarrow algunas componentes se amplifican más que otras, y puede haber frecuencias en que el amplificador se vuelve inestable
- **Distorsión lineal en fase:** las distintas componentes de frecuencia de la señal son **retardadas distintos tiempos**, donde el retardo depende del defasaje como $\Delta\theta / \Delta f$. **La distorsión de fase puede destruir ciertas señales, como las cuadradas.**

En amplificadores destinados a reproducir sonidos, estas distorsiones no son críticas ya que el oído no es sensible a ellas. Sí lo son las **frecuencias de corte, y las inestabilidades** que pueden llevar al amplificador a **oscilación, dañándolo**. **Nos concentraremos entonces en estos factores.**

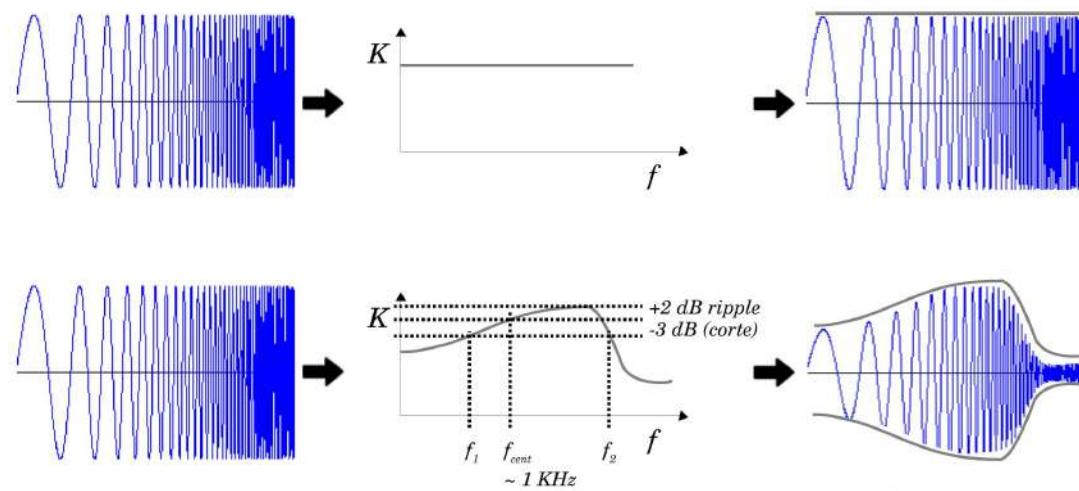
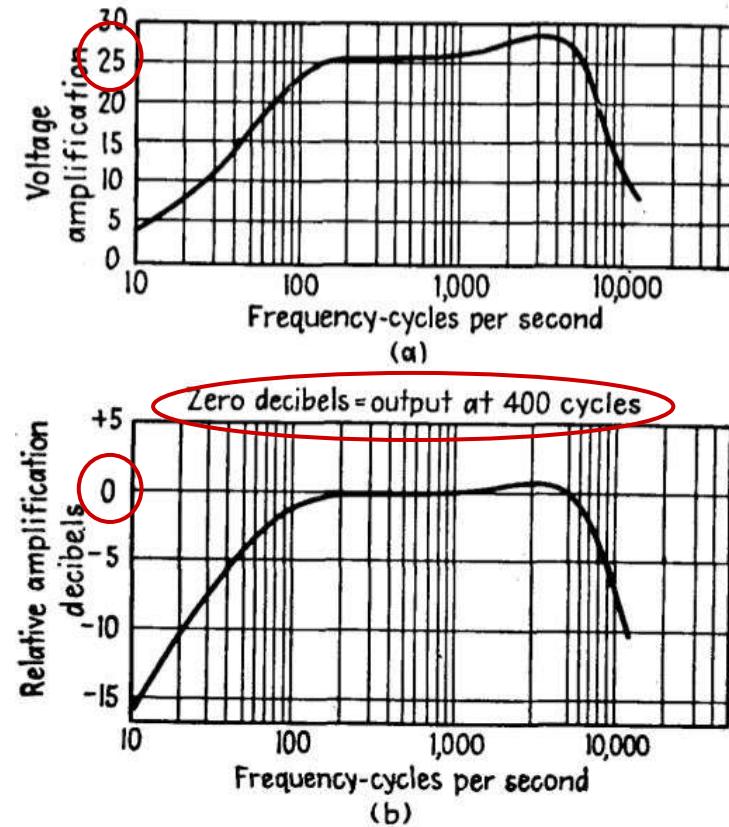
Medición de Respuesta en frecuencia

- Se ajusta máxima amplificación y generador para producir señal de salida sin deformación apreciable. Se selecciona una frecuencia central estimada en **1KHz** y se mide la ganancia en ese punto. Esta será nuestra referencia de “**0 dB**” para evaluar la respuesta en frecuencia
- Se barre hasta llegar a los puntos inferior f_1 y superior f_2 de -3dB respecto al punto central elegido, que definirán el **ancho de banda del amplificador**
- Se corrobora que la freq. central de 1Khz sea próxima a la **media geométrica** $f_c = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$. Si se encuentra muy lejos, se corrige y se repite el proceso
- Se evalúa la **respuesta en frecuencia**:
 - **Por barrido manual:** se obtienen mediciones precisas de puntos precisos
 - **Con generador de barrido:** se utiliza el modo X-Y del osciloscopio o analizador de distorsión. Se obtiene una visión global de la respuesta en frecuencia para corroborar zonas intermedias
- La especificación incluirá las **frecuencias de corte, así como el ripple de ganancia DENTRO DE LA BANDA PASANTE**. En especial, se releva el pico máximo de ganancia para evaluar estabilidad.

$$\text{Frequency Response} = x - x \text{ kHz, } +x / -x \text{ dB}$$

Ancho de banda ripple de ganancia

Medición de Respuesta en frecuencia



Respuesta en frecuencia evaluada mediante generador de barrido

Respuesta para ganancias absoluta (a) y relativa (b) en decibeles, con punto central $\sqrt{f_1 f_2} = 400$ Hz. En nuestro caso utilizaremos ganancia relativa al punto central, como en (b)

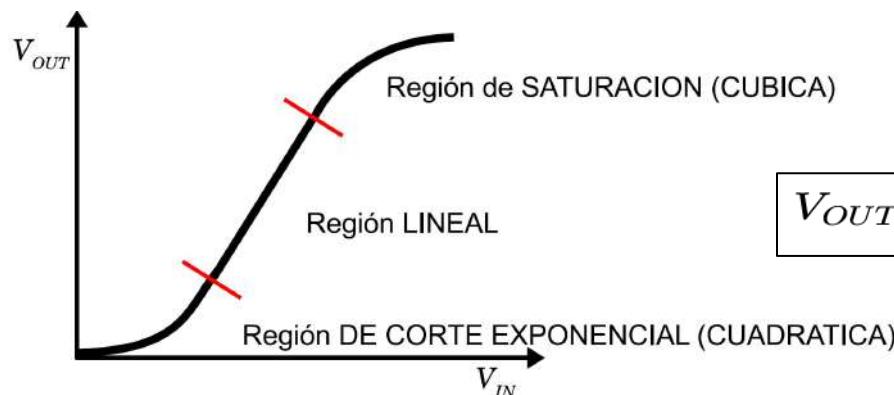
<https://www.soundguys.com/frequency-response-explained-16507/>

Agenda

- Conceptos generales
- Ganancia y potencias a frecuencia fija
- Respuesta en frecuencia (distorsión lineal en frecuencia)
- Distorsión alineal
 - Teoría
 - Distorsión armónica
 - Distorsión por inter-modulación
- Ruido

Teoría de distorsión alineal

- El principal efecto de la distorsión alineal es producir a la salida del amplificador componentes en frecuencia que no están presentes en su entrada
- Se debe a la **característica de transferencia** de los dispositivos activos. A iguales incrementos (lineales) de la variable de entrada (v o i), llega un punto en que la variable de salida no registra incrementos lineales
- Esta deformación **no se mide directamente, sino mediante los ensayos de distorsión alineal**



$$V_{OUT} = A \cdot V_{IN} + B \cdot V_{IN}^2 + C \cdot V_{IN}^3 + \dots + N \cdot V_{IN}^n$$

Teoría de distorsión alineal: *distorsión armónica (tono único de entrada)*

Si $V_{IN} = V_1 \cos \omega_1 t$:

$$V_{OUT} = AV_1 \cos \omega_1 t + BV_1^2 \cos^2 \omega_1 t + CV_1^3 \cos^3 \omega_1 t + \dots$$

Aplicamos las identidades:

$$\cos^2 \omega_1 t = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_1 t)$$

$$\cos \omega_1 t \cdot \cos 2\omega_1 t = \frac{1}{2}(\cos 3\omega_1 t + \cos \omega_1 t)$$

$$V_{OUT} = AV_1 \cos \omega_1 t + \frac{BV_1^2}{2}(1 - \cos 2\omega_1 t) + \frac{CV_1^3}{2} \cos \omega_1 t(1 - \cos 2\omega_1 t)$$

CUADRATICO CUBICO (saturacion,
(distorsión por cruce) recorte o "clipping")

$$V_{OUT} = \underbrace{\frac{BV_1^2}{2}}_{\text{DC}} + \underbrace{\left(AV_1 + \frac{CV_1^3}{4}\right)}_{\text{FUNDAMENTAL (deseada)}} \cos \omega_1 t + \underbrace{\frac{BV_1^2}{2} \cos 2\omega_1 t - \frac{CV_1^3}{4} \cos 3\omega_1 t}_{\text{ARMÓNICAS indeseadas}}$$

+ auto-compresion/expansion

Teoría de distorsión alineal: *distorsión por inter-modulación (múltiples tonos de entrada)*

Si $V_{IN} = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t$ (caso mas simple) :

$$V_{OUT} = A(V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t) + B(V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t)^2 + C(\dots)^3 + \dots$$

Aplicando identidades y desarrollando, obtenemos:

Componentes de segundo orden:

- 2 componentes de continua
- **2 batidos (mezclas) suma/diferencia por inter-modulación (IMD de 2º orden)**
- 2 armónicas segundas

Componentes de tercer orden:

- 2 armónicas tercera
- **4 batidos (mezclas) por inter-modulación (IMD de 3º orden)**
- 2 auto-compresiones (si $C > 0$) o auto-expansiones (si $C < 0$)
- 2 compresiones cruzadas ($C > 0$) o expansiones cruzadas ($C < 0$)

Teoría de distorsión alineal

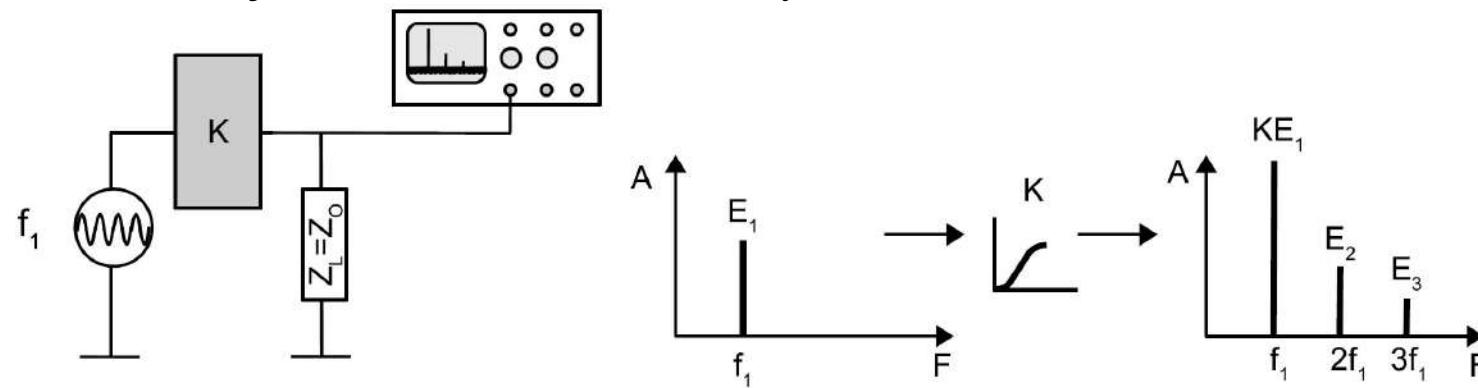
- En la práctica, los EFECTOS DE 2° ORDEN (armónicas 2° y suma/diferencia) son LOS MÁS IMPORTANTES. Le siguen los efectos de 3° orden (armónicas 3° y sumas/diferencias de 3° orden)
- En la práctica, la señal de audio contiene múltiples componentes. A la salida, se presentarán todos estos efectos aplicados sobre todas estas componentes, lo cual es muy difícil de evaluar sin una metodología
- Para CARACTERIZAR estos efectos, se diseñan ensayos que MAXIMICEN UNO U OTRO EFECTO y MINIMICEN LOS DEMÁS EFECTOS ⇒ NORMAS
- Es MUY IMPORTANTE que las especificaciones INCLUYAN LAS CONDICIONES RELEVANTES PARA EL ENSAYO, a fin de que RESULTADOS DE DISTINTOS FABRICANTES SEAN COMPARABLES EN FORMA OBJETIVA
- La PRUEBA DE AUDICIÓN es siempre la EVALUACIÓN PRÁCTICA FINAL, que depende también del tipo de sonido, la acústica del lugar y otros efectos psicológicos

Agenda

- Conceptos generales
- Ganancia y potencias a frecuencia fija
- Respuesta en frecuencia (distorsión lineal en frecuencia)
- Distorsión alineal
 - Teoría
 - **Distorsión armónica**
 - Distorsión por inter-modulación
- Ruido

Medidas de distorsión alineal armónica: distorsión armónica total (THD)

- Se aplica una señal senoidal según los sigs criterios:
 - Salida claramente diferenciable del ruido
 - Frecuencia igual a la media geométrica de las frecuencias de corte. Se estima en 1 KHz
- Si la frecuencia es muy baja, la fundamental se atenúa y la THD resultará mayor a su real valor
- Si la frecuencia es muy alta, las armónicas se atenúan y la THD resultará menor a su real valor

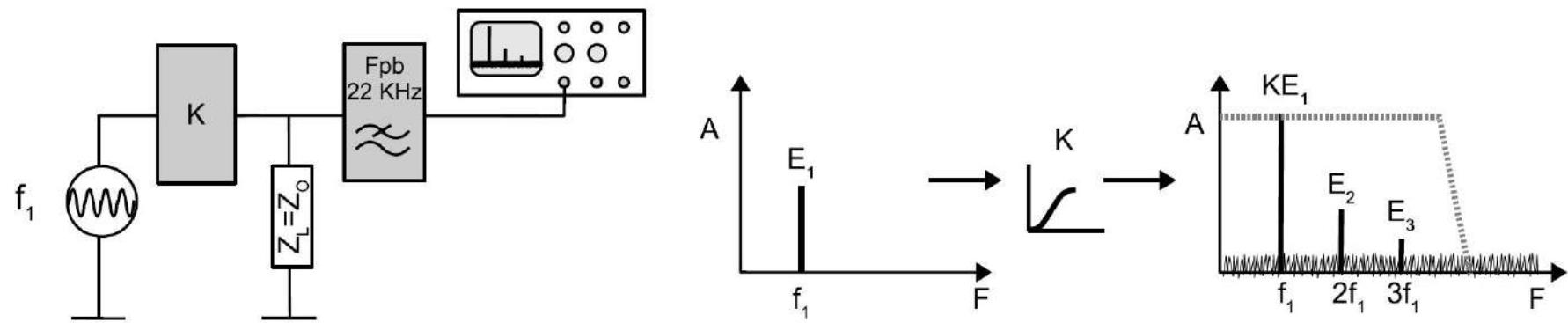


$$D(\%) = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_m^2}}{E_1} \times 100 \simeq \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_m^2}}{E_0} \times 100; E_0 = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_m^2}$$

THD(x order) less than x%, x dBu, x – x KHz, x gain

Medidas de distorsión alineal armónica: distorsión armónica total más ruido (THD+N)

- Además de las componentes armónicas, considera el **ruido a la salida del amplificador**. Ya que el ruido se encuentra siempre presente, la **THD+N** es una medición más realista que la THD
- El nivel de ruido es **una integral en un ancho de banda prefijado**. Para fijar este ancho de banda, **se coloca un FPb**. Luego, el ruido se mide como un valor RMS total (ver sección ruido).



$$D(\%) = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_{noise}^2}}{E_1} \times 100 \simeq \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_{noise}^2}}{E_0} \times 100; E_0 = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_{noise}^2}$$

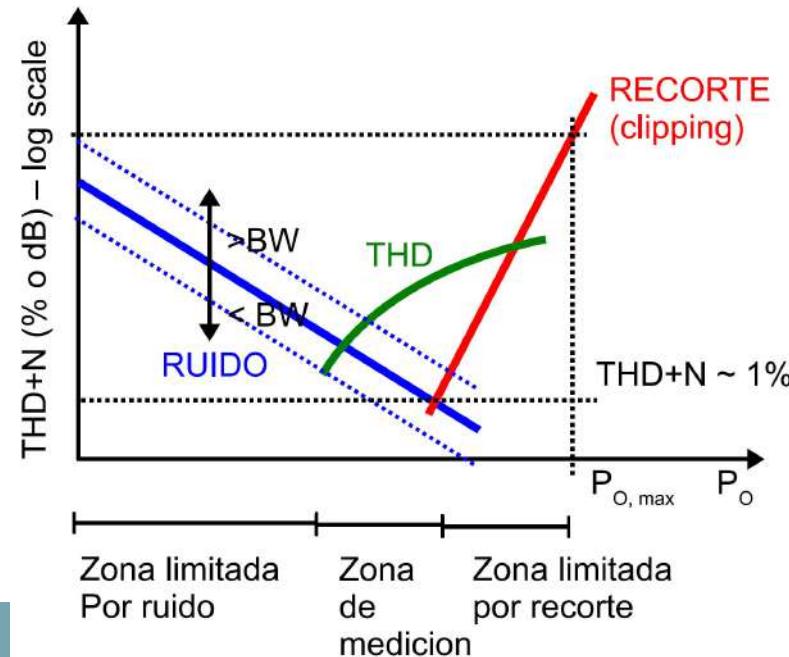
THD + N(x order) less than x%, x dBu, x – x KHz, x gain, x BW

Medidas de distorsión alineal armónica: distorsión armónica total **más ruido** (THD+N)

Las curvas de THD+N vs. P_o son tres:

- Zona dominada por el **ruido**
- **Zona dominada por la THD del amplificador**
- Zona de recorte o clipping, con crecimiento abrupto de la distorsión porcentual

Las mediciones de THD+N se deberían realizar en la zona dominada por THD, que representa la zona de trabajo normal del amplificador. Es decir, NO se mide ni con señal tan baja para ser dominada por el ruido, ni con señal tan alta como para que se produzca saturación del amplificador.

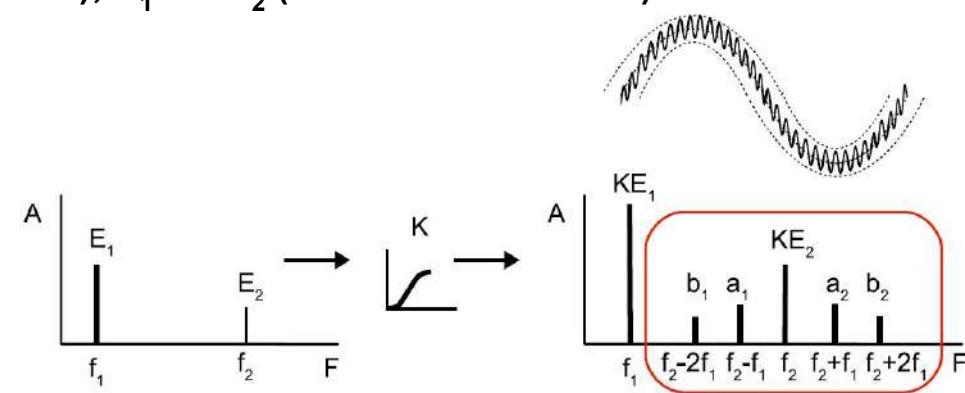
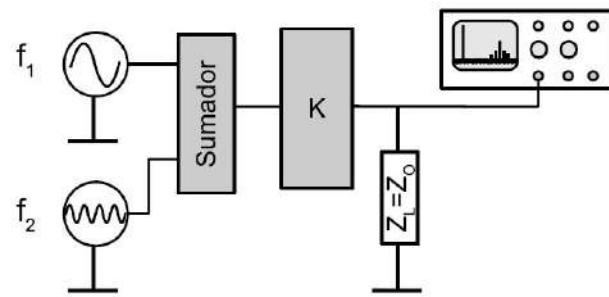


Agenda

- Conceptos generales
- Ganancia y potencias a frecuencia fija
- Respuesta en frecuencia (distorsión lineal en frecuencia)
- Distorsión alineal
 - Teoría
 - Distorsión armónica
 - Distorsión por inter-modulación
- Ruido

Medidas de distorsión alineal por inter-modulación: método SMPTE

- Standard **RP120-1983**, propuesto por la *Society of Motion Picture and TV Engineers (SMPTE)*
- Aplica una componente grande en baja frecuencia y una componente chica en alta frecuencia
- **Efecto no lineal:** la amplificación experimentada por la componente de alta (f_2) VARÍA AL RITMO de la componente de baja (f_1). Es decir f_2 se encuentra modulada por f_1 a la salida.
- $f_1 = 60 \text{ Hz} / f_2 = 7 \text{ KHz}$. $E_1 = +4 \text{ dBu} (\sim 1,23 \text{ V})$; $E_2 = 4 E_1$ (relación 4:1 o 12 dB)

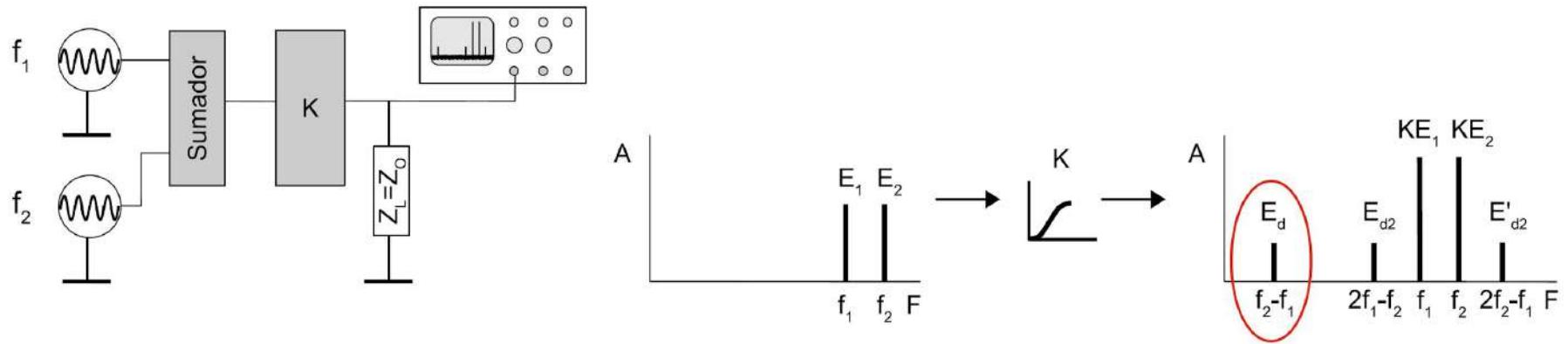


$$D(\%) = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \dots} = \frac{\sqrt{(a_1+a_2)^2 + (b_1+b_2)^2 + \dots}}{E_2} \times 100$$

IMD(x order, SMPTE) less than x%, x Hz / x Hz, x : x, +x dBu

Medidas de distorsión alineal por inter-modulación: método CCIF

- Standard propuesto por el *Comité Consultivo Telefónico Internacional (CCIF)*
- Dos señales de igual amplitud, en frecuencias altas y cercanas
- **Efecto no lineal:** aparece una **componente en baja frecuencia $f_2 - f_1$** (**las otras NO INTERESAN**)
- Algunos analizadores realizan un barrido, con espaciado ($f_2 - f_1$) cte o variable
- $f_1 = 19 \text{ KHz}$ / $f_2 = 20 \text{ KHz}$. $E_1 = +4 \text{ dBu} (\sim 1,23 \text{ V})$; $E_2 = E_1$ (**relación 1:1 o 0 dB**)



$$D(\%) = \frac{E_d}{E_1+E_2} \times 100$$

IMD(x order, CCIF) less than x%, x Hz / x Hz, x : x, +x dBu

Agenda

- Conceptos generales
- Ganancia y potencias a frecuencia fija
- Respuesta en frecuencia (distorsión lineal en frecuencia)
- Distorsión alineal
 - Teoría
 - Distorsión armónica
 - Distorsión por inter-modulación
- Ruido

Concepto de Ruido en amplificadores de audio

- Mínima señal que puede amplificarse → limitada por **tensiones/corrientes de variación aleatoria** en los circuitos del amplificador. Ellas reciben la denominación general de **ruido**, y son limitantes para amplificadores que trabajan con señales débiles [TermanPettit]
- Tanto el **ruido** como la **interferencia** empeoran la calidad de las señales procesadas en equipos tales como amplificadores, repetidores, o detectores. Por ejemplo, en un receptor, el ruido/interferencia limitan la **sensibilidad**, mientras que en un sistema digital pueden generar **errores en los datos recibidos** [Grazzini]
- El ruido y la interferencia tienen **efectos parecidos**, pero **orígenes muy distintos**
- **Interferencia:** es predecible → por lo general se puede **eliminar**
- **Ruido:** señales aleatorias y por tanto impredecibles → se **minimiza**
- **En un amplificador**, se busca en general que se produzca una corriente/tensión eléctrica en carga **en respuesta a una señal de excitación de entrada**. **Sin embargo**, en la salida habrá también otras componentes:
 - **Distorsión armónica** y por intermodulación (sólo con señal, ya se vió anteriormente)
 - **Interferencia** de otros equipos/sistemas (por ej. la línea) y **ruido** (llamado “hiss” o “buzz”): **se producen aún sin excitación aplicada**

Tipos de ruido

1. **Ruido de disparo, granalla, o *shot noise***: debido a la naturaleza discontinua de los portadores de carga en conductores y semi-conductores. Actualmente tiene poca importancia.

$$I_{sn} = \sqrt{2qiB}; \quad q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}; \quad i = \text{corriente promedio}$$

2. **Ruido térmico, blanco, de resistencia o de Johnson**: movimiento aleatorio de portadores de carga en un **medio conductor con temperatura > cero absoluto**. Todo conductor eléctrico produce tensión variable entre sus terminales, por el movimiento aleatorio de electrones libres por agitación térmica.

Tensión producida a circuito abierto:
 (valor **medio del cuadrado** de la tensión
 de ruido)

$$e_n^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R \cdot df$$

$k = 1,374 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ $R = \text{Parte resistiva de la impedancia}$
 $\text{En general, variable con } f$

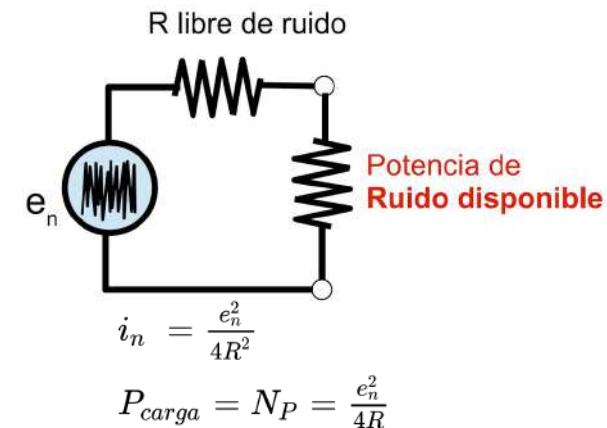
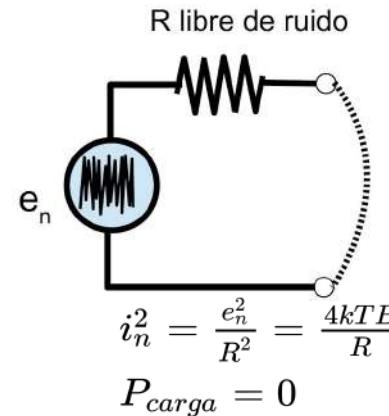
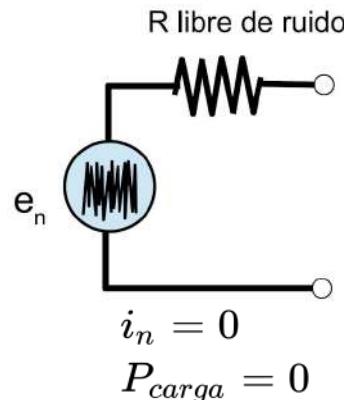
Ahora, si la componente resistiva R es **constante en el rango $[f_1; f_2]$** , esto se simplifica:

$$e_n^2 = 4kTR(f_2 - f_1) = 4kTRB$$

Se observa que esta tensión **es proporcional al ancho de banda B pero independiente de su punto central, por ello se llama BLANCO** (en la práctica se considera blanco si es +- uniforme hasta $\sim 10^{13} \text{ Hz}$). Sin embargo, el ruido observado sobre un **circuito conectado a esta resistencia** (ej. un C, una L, un ampli) **depende de la R en F de ese circuito!**

Efectos de ruido blanco en los amplificadores de audio

Consideremos ahora el modelo de la resistencia R conectado a diferentes cargas:



Potencia de ruido disponible: potencia de ruido que se entregaría a una resistencia de carga $R_L = R$.

Es independiente del valor de R, ya que es válida definida sólo para el caso $R_L = R$!

$$N_P = V_{R_L} \times I_{R_L} = i_n^2 \times R_L = \frac{e_n^2}{4R^2} \times R = \frac{e_n^2}{4R} = kTB \quad \text{A } T_{\text{amb}}, N_P \text{ depende sólo de B!}$$

$$\text{Si } T = 290K : N_{dBm} = 10\log \frac{kTB}{1mW} = 10\frac{kT}{1mW} + 10\log B = -174dBm + 10\log B$$

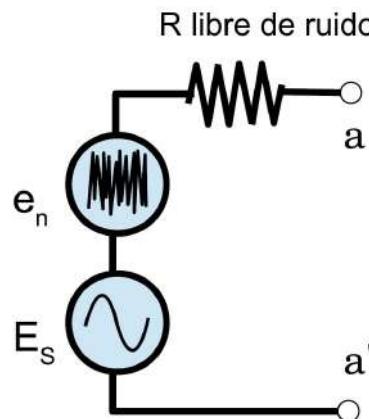
La potencia de ruido disponible es **teórica** ya que supone que R_L (o lo que esté conectado) **no suma ruido térmico**. Ahora deberíamos sumar lo que **aporta** R_L (o el circuito que se conecta en la carga)

Relación señal-ruido

- Medida de la **calidad de señal de salida** que entrega un dispositivo [Grazzini]
- Medida en que **el ruido está asociado con la señal**
- Relación de **potencias (promedio)** señal/ruido, o **el equivalente expresado en base a tensiones eficaces**. Dado que suelen ser **números muy grandes**, se expresa en decibeles

$$SNR[\text{veces}] = \frac{E_s^2}{e_n^2} \quad SNR [dB] = 10 \cdot \log \frac{S_{\text{prom}}}{N_{\text{prom}}} = 20 \cdot \log \frac{V_{\text{signal}}}{V_{\text{noise}}}$$

1) **Máxima SNR** → cuando se tiene una fuente con resistencia interna R **en circuito abierto**:



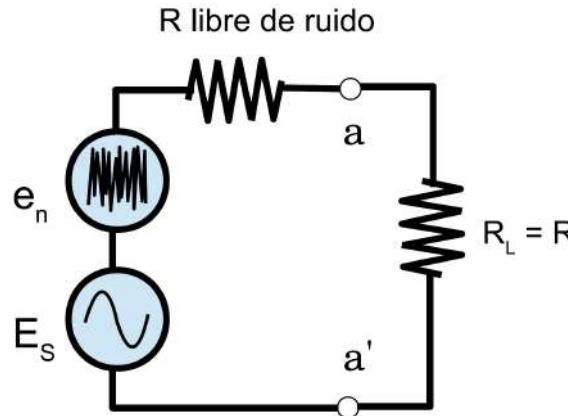
Tension señal en $a - a'$: E_s

Tension ruido en $a - a'$: $\sqrt{4kTB}$

$$SNR_{\max} [\text{veces}] = \frac{E_s^2}{e_n^2} = \frac{E_s^2}{4kTB} = \frac{E_s^2}{4R} \frac{1}{kTB} = \frac{N_P}{S_P}$$

Relación señal-ruido

2) Si ahora conecto una carga R_L , la SNR se verá reducida respecto a su máximo:



$$\text{Tension señal en } a - a' : \frac{E_s}{2}$$

$$\text{Tension ruido en } a - a' : \sqrt{4kTB(R/2)}$$

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} = \frac{E_s^2}{4kTB(R/2)} = \frac{E_s^2}{8kTBR} = \boxed{\frac{SNR_{max}}{2}}$$

3) Finalmente, si en lugar de conectar una carga conecto un **amplificador** en a-a', se amplifican igualmente señal y ruido. Además, el amplificador introduce ruido adicional por lo que la SNR se degrada
 \Rightarrow **número o figura de ruido** (y ancho de banda equivalente de ruido [TermanPettit])

Figura de ruido de un amplificador

Especifica el **deterioro de la SNR** provocado por un amplificador (o cualquier red de 4 puertos, en general)

$$F = \frac{SNR \text{ en ENTRADA [veces]}}{SNR \text{ en SALIDA [veces]}} = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} \geq 1$$

$$F = SNR \text{ en ENTRADA [dB]} - SNR \text{ en SALIDA [dB]} \geq 0$$

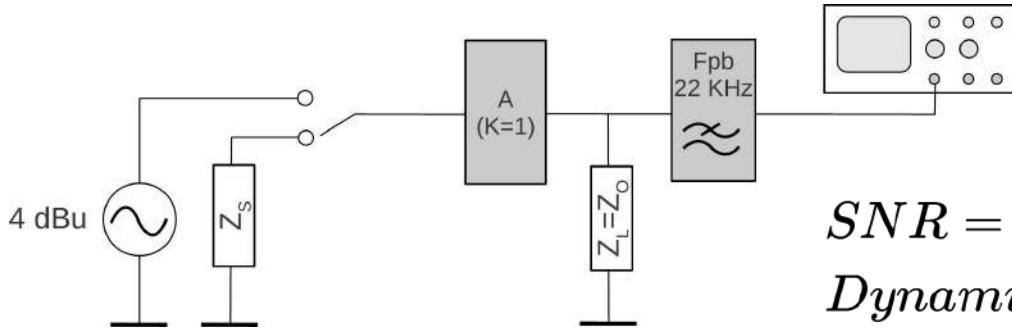
Si tomamos como ENTRADA la **potencia de ruido disponible**:

$$F = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} = \frac{\frac{P_s}{kTB}}{\frac{G \cdot P_s}{N_o}} \Rightarrow N_o = F \cdot \underbrace{GkTB}_{\text{Ruido de salida}}$$

Si el ampli fuera IDEAL
($F = 1$ o 0 dB)

Medidas de ruido en amplificadores de audio

- **Nivel de ruido de salida:** se mide como **la integral del piso de ruido en el ancho de banda del amplificador (kTB)**. Para ello:
 - se reemplaza el generador por su resistencia equivalente generadora de ruido térmico
 - se coloca a la salida un filtro pasabajo limitador de ruido (B), de ancho ~ 22 KHz (margen para que el filtro deje pasar hasta 20 KHz)
 - se mide **directamente el resultado de la integral**, mediante un voltímetro true rms
 - **la ganancia, de ser posible, se hace unitaria**
- **SNR:** se aplica una señal y se mide la relación entre esta señal y el ruido medido
- **Rango dinámico:** finalmente, se lleva a señal máxima y se aplica su relación respecto al ruido anterior

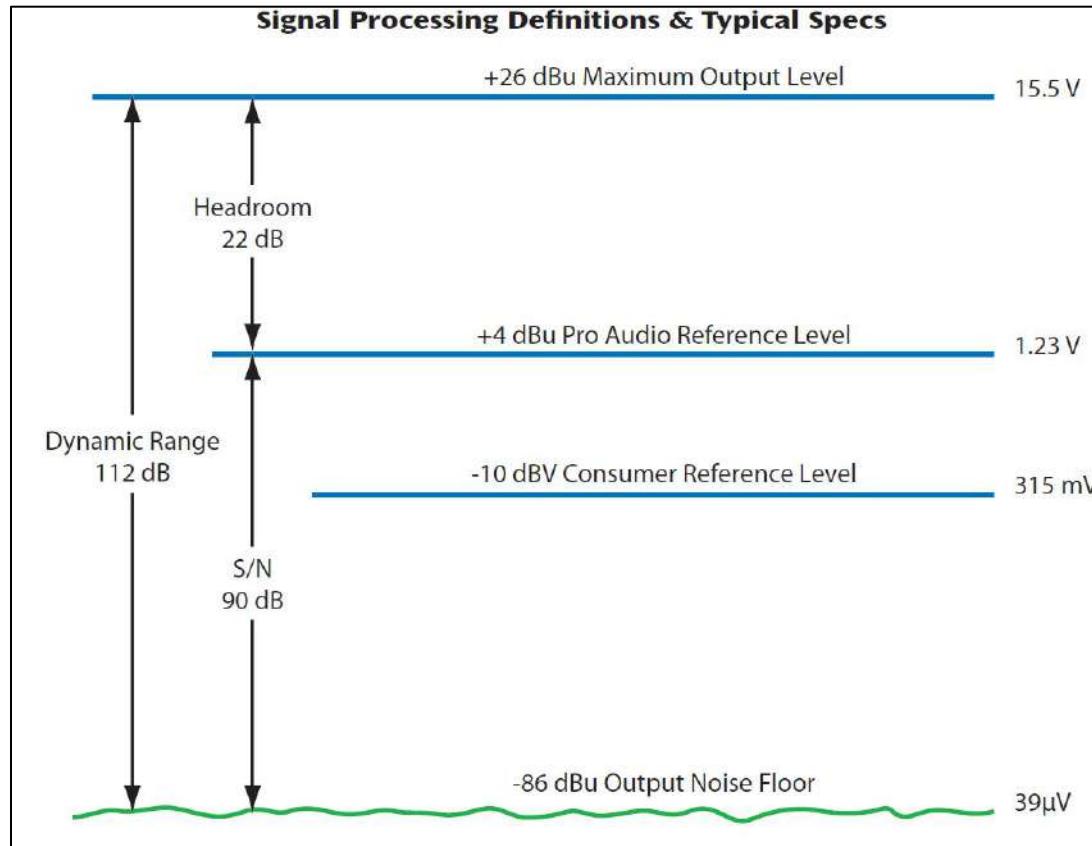


$$SNR = x \text{ dB rel. } x \text{ dBu, } x \text{ BW, } x \text{ gain}$$

$$Dynamic Range = x \text{ dB rel. } x \text{ dBu, } x \text{ BW}$$

(se ASUME MÁXIMA SEÑAL)

Medidas de ruido en amplificadores de audio



Ejemplo de las relaciones entre piso de ruido, SNR, y rango dinámico [Rane145]

Bibliografía

Básica:

- F. E. Terman, J. M. Pettit, **Mediciones Electrónicas, Ch. 8: Mediciones en los amplificadores.** Ed. Arbó
B. M. Oliver, J. M. Cage, **Electronic Measurements and Instrumentation, Ch. 13: Measurements on audio and video amplifiers.** McGraw-Hill, 1971
B. Metzler, **Audio Measurement Handbook.** Audio Precision, Inc., 1993

Complementaria:

- R. Cabot, **Fundamentals of Modern Audio Measurement,** Journal of the Audio Engineering Society, 1997
Guidelines for measuring audio power amplifier performance, TI App. Report SLOA068, Oct. 2001

Especificación de mediciones:

- D. Mathew, **How to write and read audio specifications,** Audio Precision White Paper, 2010
D.Bohn, **Audio Specifications,** Application Note 145, Rane Corp., 2000