

ANALIZADOR DE

FOURIER (Basado en la Application Note 243 de la HP)

Los analizadores de Fourier son utilizados como analizadores de espectros de elevada resolución y analizadores de mallas. En contraste con los analizadores de barrido convencionales, los analizadores basados en Fourier pueden medir señales dinámicas por que miden todas las frecuencias simultáneamente, y no una por una. Estos analizadores basan su funcionamiento en la Transformada Rápida de Fourier (FFT).

1. PROPIEDADES DE LA FFT

Se trata de un algoritmo que transforma datos del dominio del "tiempo" al dominio de la "frecuencia". Como esto es exactamente lo que esperamos que un analizador de espectros realice, será fácil implementar un analizador de señales dinámico basado en la FFT. Sin embargo hay muchos factores que complican la aplicación de este algoritmo.

La FFT no puede transformar al dominio de las frecuencias de una manera continua, en vez de ello, debe muestrear y digitalizar la señal de entrada en el dominio del tiempo, lo cual significa que el algoritmo transforma muestras digitalizadas del dominio del tiempo a muestras en el dominio de las frecuencias tal como se indica en la Fig. 1. A fin de reducir la confusión en que dominio nos encontramos, llamaremos "líneas" a las muestras en el dominio de las frecuencias.

Registros de tiempos (Time records, TR)

Un registro está compuesto de N muestras igualmente espaciadas en el tiempo. Para que el registro se realice

Registro de tiempo: tiempo durante el cual se hace el muestreo (N muestras). Es decir, $TR = N \cdot Ts$

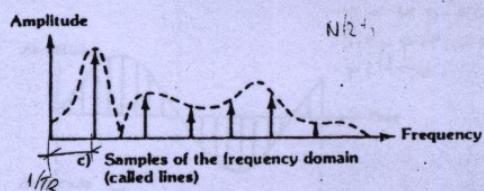
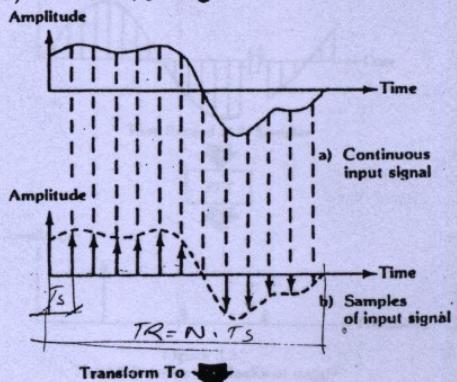


Figure 3.1
The FFT samples in both the time and frequency domains

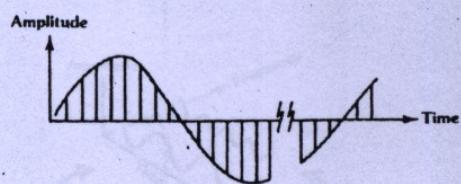


Figure 3.2
A time record is N equally spaced samples of the input

c/ bin corresponde a la salida de un filtro.

más rápidamente, es necesario que N sea una potencia de 2, por ejemplo 1024.

Como se indica en la Fig. 3 este TR es transformado como un bloque completo en un bloque completo de líneas de frecuencias. Se necesitan todas las muestras del TR para computar todas y cada una de las líneas en el dominio de las frecuencias. Esto está en abierta oposición con lo que uno puede esperar, que cada una de las líneas en el dominio del tiempo se transforme en una línea en el dominio de las frecuencias. La comprensión de esta propiedad del "proceso en bloque" de la FFT es fundamental para entender muchas de las propiedades de los analizadores dinámicos de señal.

Por ejemplo, debido que la FFT transforma el bloc completo del TR, no será válido el resultado en el dominio de ~~de~~ ~~FC123~~ hasta tanto no se hayan recolectado todas las muestras en el TR. Sin embargo, una vez completado, la muestra más antigua puede ser descartada, todas las muestras desplazadas en el TR, y agregarse una nueva muestra al final del TR tal como se indica en la Fig. 4. Por lo tanto, una vez que se ha llenado inicialmente un TR, tendremos un nuevo TR por cada muestra en el dominio del tiempo y consecuentemente podríamos obtener nuevos resultados válidos en el dominio de las frecuencias por cada muestra en el dominio de las frecuencias. *tempo*

Esto es muy similar a lo que sucede en los analizadores de filtros paralelos. Cuando una señal es aplicada por primera vez al analizador de filtros paralelos, se debe esperar a que los filtros respondan, y luego se pueden ver cambios rápidos en el dominio de las frecuencias. Con el analizador dinámico de señales no tendremos un resultado válido hasta tanto se haya recolectado un registro de tiempo

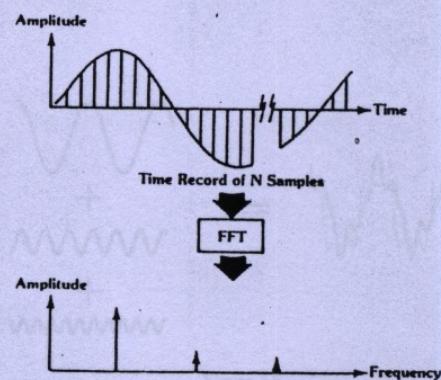
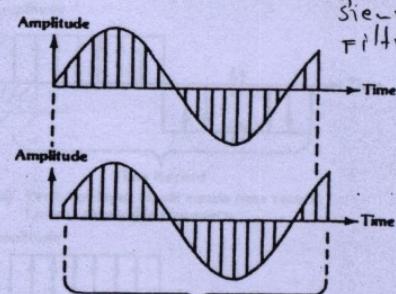


Figure 3.3
The FFT works on blocks of data



New Time Record
One Sample Later
Figure 3.4
A new time record every sample after the time record is filled

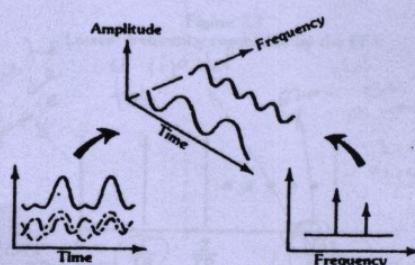


Figure 3.5
The relationship between the time and frequency domains

completo, pudiéndose luego ver cambios rápidos en el espectro.

Nótese que un nuevo espectro por cada muestra es normalmente demasiada información, demasiado rápido. Esto daría frecuentemente miles de transformadas por segundo. Cuál debería ser la velocidad del Analizador Dinámico de Señales es un tema que dejaremos para cuando analicemos el ancho de banda de tiempo real y el proceso de superposición.

Cantidad de líneas en el dominio de las frecuencias

La cantidad de líneas igualmente espaciadas en frecuencia es solo la mitad ($N/2$) de las muestras tomadas. (en rigor $N/2 + 1$), y esto se debe a que cada línea de frecuencia posee dos informaciones: fase y amplitud. La información de fase normalmente no se muestra en los analizadores pero la FFT la calcula.

La información de fase es importante en algunos casos (no tanto en comunicaciones) por cuanto aún cuando una señal tenga las mismas componentes armónicas, según sean sus fases pueden obtenerse formas totalmente distintas. Véase en la Fig. 6 como el desplazamiento de las fases puede resultar en dos señales distintas. (La punteada y la de línea llena).

Espaciamiento de las líneas de frecuencias

La frecuencia más baja que puede resolver un analizador de espectro con FFT debe basarse en la longitud del TR. Podemos ver en la Fig. 7 que si el periodo de la señal de entrada es mayor que el TR no hay manera de determinar el periodo (o su reciproca la frecuencia). Por lo tanto, la línea de frecuencia más baja de la FFT debe producirse a una frecuencia igual a la reciproca de la longitud del TR.

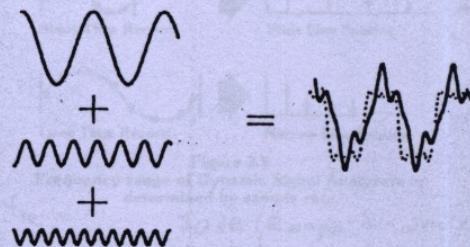


Figure 3.6
Phase of frequency domain components is important

Tiempo mín. del registro de tiempo;
Período de la señal.

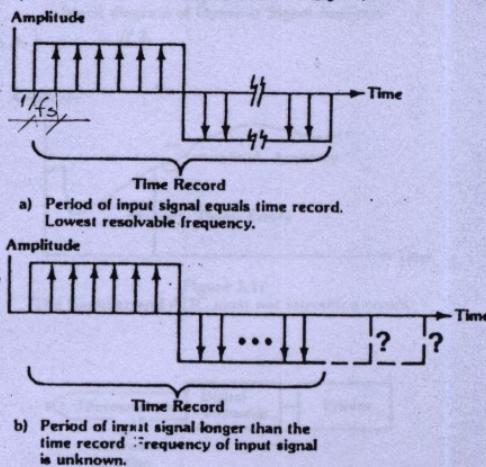


Figure 3.7
Lowest frequency resolvable by the FFT

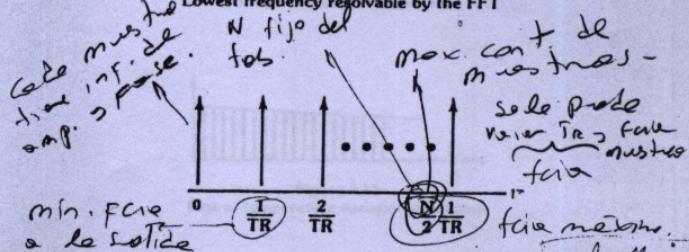


Figure 3.8
Frequencies of all the spectral lines of the FFT

Nro. de muestras que comunica se utiliza: $2^1 = 1024$
Sólo se usa la mitad para sc inf. redundante la otra (inf. de comp.) hace pe trajes con $2^1 \approx$ muestras planas de muy bajo nivel se produce 512.

También, hay una línea de frecuencia a cero Hz o DC. Se trata simplemente del promedio de la entrada en el TR que puede o no ser usada en los analizadores.

Rango de frecuencia de la FFT

Estamos ahora en condiciones de determinar cuál es la máxima frecuencia que podemos medir:

$$f_{\max} = \frac{1}{TR} \cdot \frac{N}{2} \quad f_s = \frac{N}{TR} = N \cdot f_{IR}$$

La utilidad del rango 0- f_{\max} está limitada por el fenómeno conocido como alias que veremos más adelante.

Como podríamos desear ajustar el rango de frecuencia de nuestra medición, debemos variar la frecuencia máxima. El número de muestras de tiempo N es fijo al implementar el algoritmo de la FFT. Por lo tanto, se debe variar el periodo del TR para variar la f_{\max} . Para hacerlo, se debe variar el régimen de muestreo de manera de tener siempre N muestras en el periodo de registro de tiempo variable. Esto se ilustra en la Fig. 9. Obsérvese que para cubrir un rango de frecuencias más elevado, se debe muestrear más rápido.

$$f_s = \frac{N}{TR}$$

2. MUESTREO Y DIGITALIZACIÓN

Recordar que la entrada de este analizador es una tensión análoga continua. Esta tensión puede provenir de un circuito electrónico o puede ser la salida de un transductor y ser proporcional a la corriente, potencia, presión, aceleración o cualquier otro número de otras entradas. Recordemos también que la FFT requiere muestras digitalizadas de la entrada para sus cálculos digitales. Por eso, es que necesitamos agregarle un muestreador y un ADC al

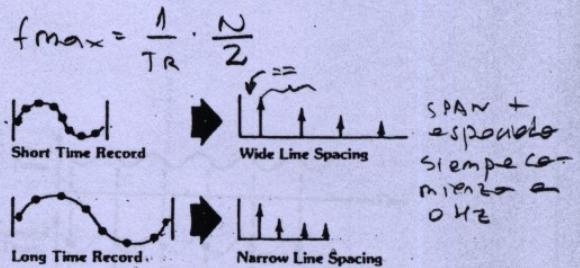


Figure 3.9
Frequency range of Dynamic Signal Analyzers is determined by sample rate

70 dB (Rango dinámico)
12 bits

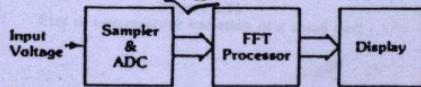


Figure 3.10
Block diagram of Dynamic Signal Analyzer

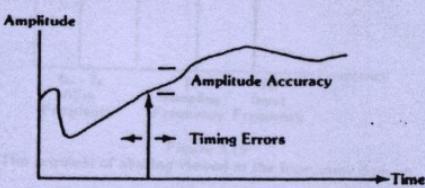


Figure 3.11
The Sampler and ADC must not introduce errors.

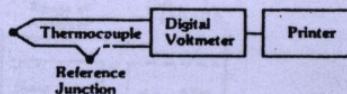


Figure 3.12
A simple sampled data system

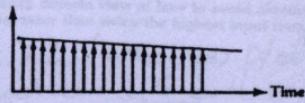


Figure 3.13
Plot of temperature variation of a room

procesador de FFT para hacer un analizador de espectro. Fig. 10

Para que el analizador tenga elevada exactitud para muchas mediciones, el muestreador y el ADC deben ser realmente buenos. El muestreador debe muestrear la entrada a exactamente el tiempo correcto y debe mantener con exactitud la tensión de entrada medida en ese tiempo hasta que el ADC haya finalizado la conversión. El ADC debe tener una elevada linealidad y resolución. Para un rango dinámico de 70 dB el ADC debe tener al menos 12 bits de resolución.

3. ALIASING O DISTORSIÓN ENCIMADA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

La razón por la cual un analizador de espectro basado en la FFT necesita muchas muestras por segundo es para evitar el fenómeno de la distorsión encimada o aliasing.

Consideremos un ejemplo para ver en que consiste el aliasing y como puede ser eliminado. La Fig. 12 representa una termocuadra conectada a un voltímetro digital y este a una impresora destinados a registrar la temperatura cada segundo. ¿Qué puede suceder?

Si estuviésemos midiendo la temperatura de una habitación que solo varía despacio, cada lectura sería prácticamente igual a la previa con un resultado como el indicado en la Fig. 13.

Alias en el dominio de las frecuencias

Si por otro lado, estuviésemos midiendo la temperatura de algo que se calienta y enfria rápidamente, y cuyo periodo fuese igual al tiempo de cada medición, la impresión obtenida indicaría que no existe variación, (Fig. 14), y esto se debe a que no hemos muestreado con suficiente velocidad como para ver las fluctuaciones de la temperatura.

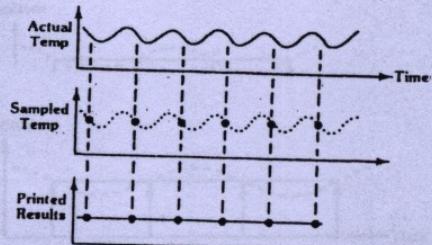


Figure 3.14
Plot of temperature variation of a small part

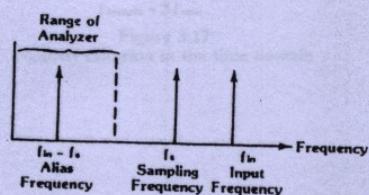
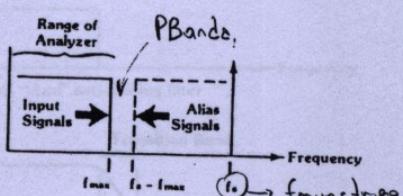


Figure 3.15
The problem of aliasing viewed in the frequency domain



A frequency domain view of how to avoid aliasing — sample at greater than twice the highest input frequency

$f_s > 2 \cdot f_{\max} \Rightarrow$ P/elimina Alias
Práctica: 2,5 a 4 veces.

$$f_f = \frac{f_s}{2} = 2.5-4 f_{\max}$$

$$f_s = 5-8 f_{\max}$$

Estos resultados errados se deben al fenómeno de aliasing o distorsión encimada. El fenómeno de alias en el dominio de las frecuencias se puede ver en la Fig. 15, donde dos señales al mezclarse, su diferencia en frecuencia cae en el rango de frecuencias de interés. Esta diferencia de frecuencias siempre se produce en el proceso de muestreo. En la figura; la frecuencia de entrada (f_{in}) es levemente mayor que la frecuencia de muestreo (f_s) de manera que se genera el término de la baja frecuencia de alias. Si la frecuencia de entrada se hace igual a la frecuencia de muestreo (Fig. 15), entonces el término de alias cae en DC (0 Hz.) y obtendremos una salida constante como la indicada.

Como sabemos el alias no siempre es malo. Se denomina mezcla o heterodino en la electrónica analógica, sin embargo en nuestro caso es necesario eliminarlo.

La Fig. 16 muestra que si muestreamos a una frecuencia mayor que el doble de la máxima frecuencia de entrada ($f_s > 2 f_{in}$), los productos del alias no caerán dentro del rango de frecuencias de salida. Por lo tanto, un filtro (o nuestro procesador de FFT actuará como un filtro) después del muestreador eliminará los productos del alias mientras pasan las frecuencias de entrada deseadas si el régimen de muestreo es mayor que el doble de la frecuencia de entrada. Si el régimen de muestreo es menor, los productos del alias caerán en el rango de frecuencias de la entrada y no habrá filtro que sea capaz de eliminarlos de la señal.

Este régimen mínimo de muestreo se denomina Criterio de Nyquist. Es fácil ver en el dominio del tiempo que una frecuencia de entrada exactamente igual al doble de la frecuencia de entrada no será siempre suficiente. Es menos obvio que algo mayor que dos muestras en cada periodo es suficiente información. (Fig. 17)

SEA

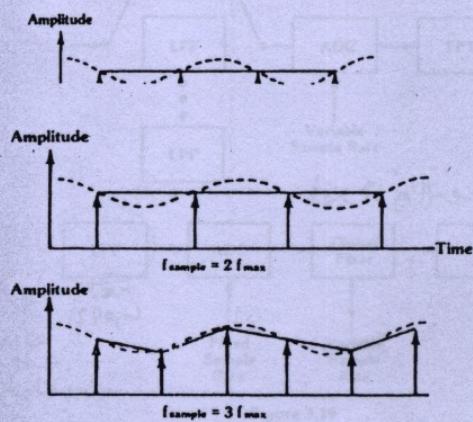


Figure 3.17
Nyquist criterion in the time domain

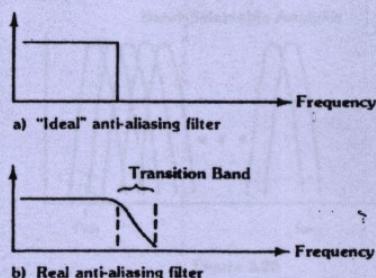


Figure 3.18
Actual anti-alias filters require higher sampling frequencies.

Necesidad de un filtro anti alias

Desdichadamente, en el mundo real raramente restringe el rango de frecuencias de sus señales. Las señales inducidas de la frecuencia de línea o de las estaciones de radio pueden producir alias en el rango de frecuencias deseado. La única manera de hacer cierto que el rango de frecuencias deseados se encuentra limitado es mediante el agregado de un filtro pasa bajos antes del muestreador y del ADC. Tal filtro se denomina filtro anti alias.

Un filtro ideal es como el indicado en la Fig. (18^a). Pasarán todas las frecuencias deseadas sin pérdidas y será rechazada completamente cualquier frecuencia superior que de otra manera podría producir alias dentro del rango de frecuencias. Sin embargo no es posible ni teóricamente construir un filtro así, y mucho menos prácticamente. En vez, Todos los filtros reales se asemejan al indicado en la Fig. 18b con una caída gradual y rechazo finito de las señales indeseadas, pudiendo consecuentemente producir alias en ese rango de frecuencias. Para eliminar esa posibilidad, se eleva la frecuencia de muestreo a más del doble de la frecuencia de transición. Esto garantiza que cualquier señal que podría producir alias son convenientemente atenuadas por el filtro. Típicamente esto significa que el régimen de muestreo es ahora de dos y medio a cuatro veces de la máxima frecuencia de entrada deseada. Por lo tanto un Analizador de Espectro FFT de 10. MHz puede requerir un ADC que trabaje a 40 MHz.

Filtros
anti alias

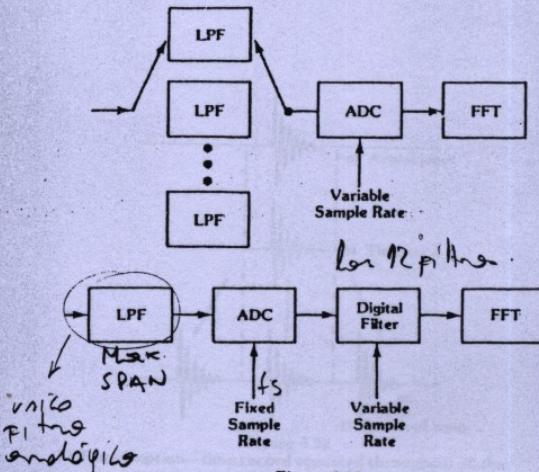


Figure 3.19
Block diagrams of analog and digital filtering

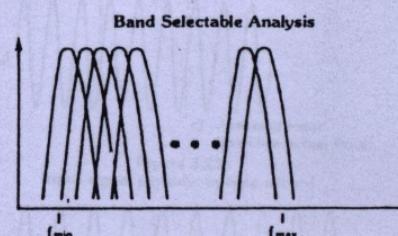
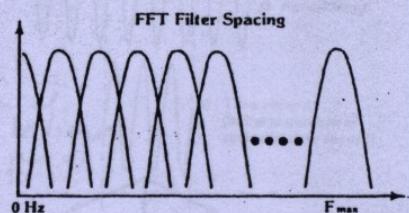


Figure 3.20
High resolution measurements with Band Selectable Analysis

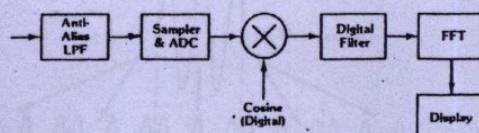


Figure 3.21
Analyzer block diagram

$$\begin{aligned}
 & 4 \text{ decadas} \quad \left. \begin{array}{l} 10 - 100 \\ 100 - 1000 \\ 1000 - 10K \\ 10K = 1M \end{array} \right\} \\
 & 12 \text{ rangos} \quad \left. \begin{array}{l} 8-56 \\ 35-70 \\ 68-720 \end{array} \right\} \\
 & \qquad \qquad \qquad 12 \text{ filters}
 \end{aligned}$$

Necesidad de más de un filtro anti alias

Recordemos que debido a las propiedades de la FFT debemos variar el régimen de muestreo cada vez que variamos el span del analizador. Para reducir la frecuencia de span, se debe reducir el régimen de muestreo. Desde nuestras consideraciones de Alias, nos damos cuenta ahora que también se debe reducir la frecuencia del filtro anti alias en la misma medida.

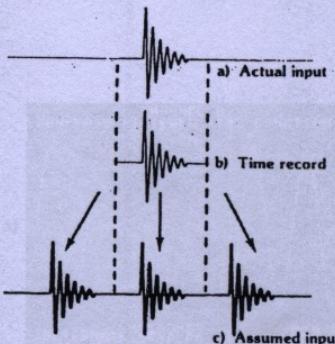
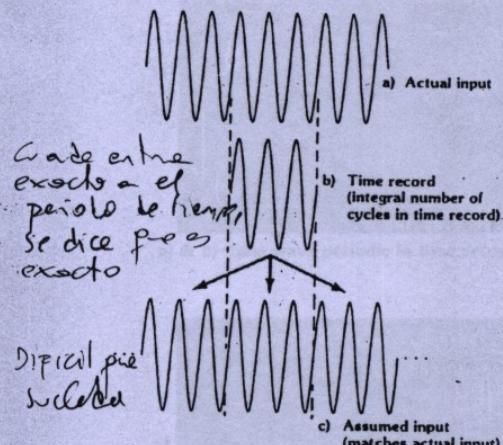
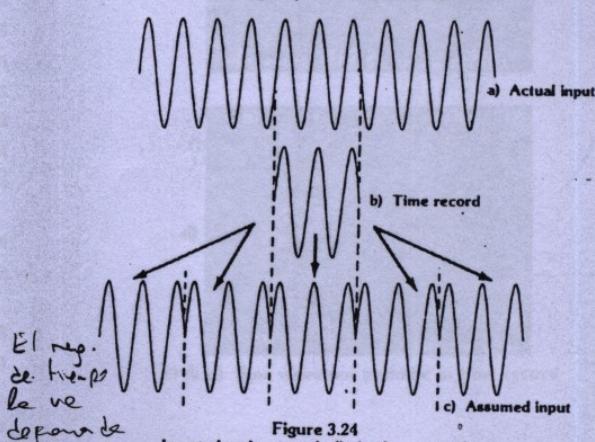
Si tuviésemos por ejemplo un analizador de Fourier de cuatro décadas y tres spans por década, esto significa que se hace necesario 12 filtros anti alias.

Cada uno de estos filtros debe tener un muy buen desempeño. Es deseable que sus bandas de transición sean tan angostas como sea posible a fin de que tantas líneas como sea posible queden libres de los productos del alias. A más de ello, en un analizador de 2 canales, cada par de filtros deben estar bien adaptados para hacer mediciones con elevado grado de exactitud. Estos dos puntos significan que cada uno de estos filtros es costoso. Tomados juntos agregan un precio significativo al analizador.

Filtros digitales

Afortunadamente hay una alternativa más económica que es el filtro digital que filtra la señal de entrada luego que ella ha sido muestreada y digitalizada (Fig. 19).

En los filtros analógicos debemos cambiar el filtro cada vez que variamos el régimen de muestreo del ADC. Cuando se utiliza el filtro digital, se deja constante el régimen de muestreo* al régimen necesario para el span de frecuencia más elevada del analizador, lo cual significa que no debemos cambiar el filtro anti-alias. Para conseguir el filtrado y el régimen de muestreo

Figure 3.22
FFT assumption—time record repeated throughout all timeFigure 3.23
Input signal periodic in time recordFigure 3.24
Input signal not periodic in time record

reducido, necesitamos para el rango de frecuencias más angosto, colocar a continuación del ADC un filtro digital.

Filtro digital estructurado

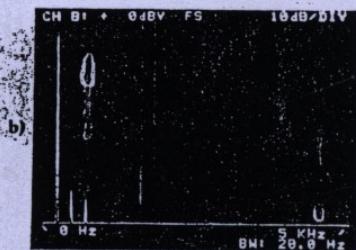
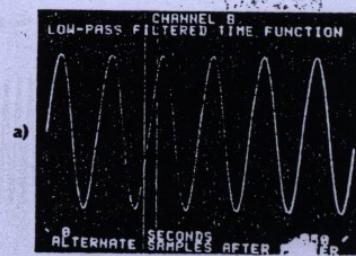
El filtro digital es conocido como filtro destructor. No solo filtra la presentación digital de la señal al rango de frecuencias deseado (span), también reduce el régimen de muestreo de su salida al régimen necesario para ese span de frecuencias. Debido a que este filtro es digital, no existen variaciones en su manufactura, envejecimiento, o corrimiento. Por lo tanto en un analizador de dos canales los filtros de cada canal son idénticos. Es fácil diseñar un filtro digital que trabaje en varios span de frecuencias con lo cual se elimina la necesidad de varios filtros por canal. Todos estos factores tomados en conjunto implica que es mucho más económico el filtro digital que el analógico.

4. ANÁLISIS SELECCIONABLE DE BANDA

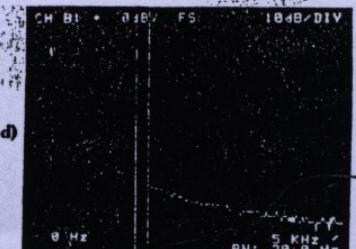
Supongamos que queremos medir una señal pequeña que se encuentra muy cercana en frecuencia a una grande. Podría ser que queramos medir las bandas laterales generadas por la alimentación de 50 Hz en un oscilador de 20 KHz.

Recordemos que la FFT es equivalente a un conjunto de filtros igualmente espaciados, que van desde 0 Hz hasta la máxima frecuencia. Por tanto, Nuestra resolución se halla limitada por la frecuencia máxima dividido por el número de filtros.

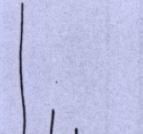
Para poder resolver bandas laterales de 50 Hz en un oscilador de 20 KHz se requieren 400 líneas de la FFT. En realidad se necesitan dos a tres veces más líneas para una medición más exacta de las bandas laterales. Si este Analizador Dinámico no tuviese la cantidad de líneas suficiente (por ejemplo, 400), un incremento del número de líneas



a) & b) Sine wave periodic in time record



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



Muchos comp. en PC10.

Figure 3.25
Actual FFT results

significa un costo extra, que aún en el caso que esto no importase, seguimos teniendo problemas para observar los resultados. Con una pantalla de 10 cm, las bandas laterales solo a unos 0,25 mm de la portadora.

Una mejor manera de resolver el problema es el de concentrar los filtros en el rango de frecuencias de interés como se ve en la Fig. 20. Si seleccionamos la frecuencia mínima así como la frecuencia máxima de nuestros filtros podemos realizar un efecto de "zoom" para la obtención de elevada resolución. Ahora tenemos la capacidad de ver todo el espectro de una vez con baja resolución así como la habilidad de ver aquello que nos interesa con una resolución mucho mayor.

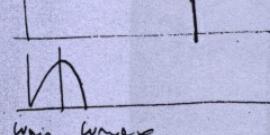
Esta capacidad de incrementar la resolución se denomina Análisis Seleccionable de Bandas (BSA), también llamado "zoom", lo cual se realiza mediante el proceso de heterodinaje.

Las diferencias fundamentales entre este proceso en las radios o en el Analizador de Espectros Superheterodino y el BSA se muestra en la Fig. 21. En una radio, la señal senoidal para realizar la mezcla es una tensión analógica. En el analizador de Fourier, la mezcla se realiza luego que la entrada ha sido digitalizada, de manera que la "onda senoidal" es una serie de números digitales en un multiplicador digital. Esto significa que la mezcla se realizará con una señal digital estable y muy exacta de manera que nuestra representación de elevada resolución también será estable y exacta.

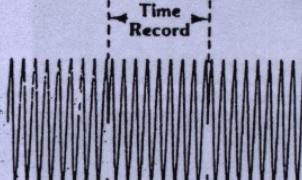
5. VENTANAS

Hay otra propiedad de la FFT que afecta su uso en el análisis en el dominio de las frecuencias. Recordemos que la FFT computa el espectro de frecuencias de un bloque de muestras de la entrada llamado un registro de tiempo. También, el

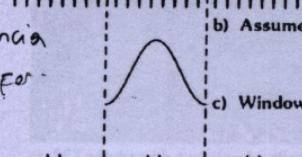
consiste en trastolar todo el banda base al inicio o final cero (porque a más + bajo hay mejor resolución).



a) Actual input



b) Assumed input



c) Window function (filtro)



d) Windowed input (señal mult por el filtro)

Figure 3.26
The effect of windowing in the time domain

algoritmo de la FFT se basa en el supuesto que este registro de tiempo se repita en el tiempo como lo ilustra la Fig. 22.

Esto no produce problema alguno con un transitorio como el mostrado. ¿Pero qué sucede si medimos una señal continua, como podría ser una onda senoidal? Si el registro de tiempo contiene un número entero de ciclos de la onda sinusoidal de entrada, entonces este supuesto se adapta exactamente a la verdadera forma de onda de entrada como se ve en la Fig. 23. En este caso, se dice que la forma de onda de entrada es "periódica" en el registro de tiempo.

La Fig. 24 demuestra la dificultad con este supuesto cuando la entrada no es periódica en el registro de tiempo. El algoritmo de la FFT hace el cálculo sobre la base de una onda altamente distorsionada como se indica en la Fig. 24.c. La Fig. 25 a y b corresponden a una señal periódica en el TR, donde las componentes adicionales corresponden a la distorsión de la onda sinusoidal.

Por otro lado, en c y d de la fig. 25 se muestra una señal senoidal que no es periódica en el registro de tiempo. Su potencia ha sido distribuida a través del espectro.

Esta distribución de la energía a través del dominio de las frecuencias se denomina "drenaje" (leakage). Estamos viendo el drenaje de energía de una línea de resolución de la FFT en todas las otras líneas.

Es importante comprender que el drenaje se produce como consecuencia que hemos tomado un tiempo finito de registro de tiempo. Para que una onda senoidal tenga una sola línea espectral, es necesario que el registro se haga todo el tiempo, desde menos infinito a más infinito. Como esto es imposible siempre tendremos drenaje si la onda continua de entrada no es periódica en el registro de tiempo.

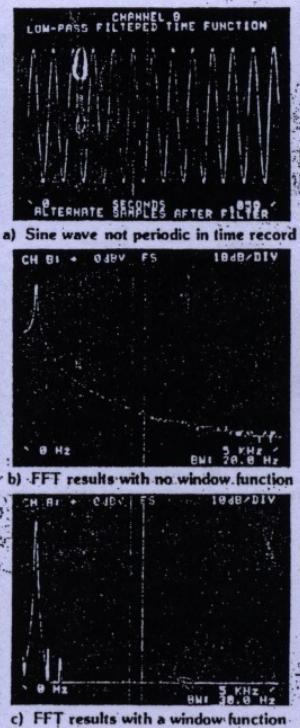


Figure 3.27
Leakage reduction with windowing

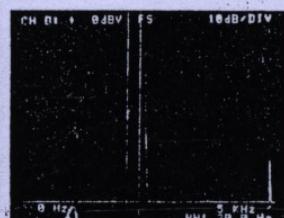


Figure 3.28
Windowing reduces leakage but does not eliminate it.

Ventana Hanning: p/ señas periódicas, pseudo periódicas.

para que sea

Es obvio, a partir de la Fig. 25 que el problema del drenaje es lo suficientemente serio como para enmascarar las señales que se encuentran cercanas a nuestra onda senoidal. Como tal, la FFT no sería un analizador muy útil. La solución a este problema se obtiene con las ventanas.

Bueno

En la fig. 26 hemos reproducido nuevamente la forma de onda de entrada de una onda senoidal que no es periódica en el registro de tiempo. Nótese que la mayor parte del problema parece producirse en los bordes del registro de tiempo, el centro es una buena senoide. Si la FFT pudiese concentrarse en el centro del registro de tiempo e ignorar los bordes, es de esperar que obtengamos una presentación mucho más cercana a una línea espectral en el dominio de las frecuencias.

que sea

Si multiplicáramos nuestro registro de tiempo por una función que sea cero en los extremos del registro de tiempo y grande en el centro, concentraremos entonces la FFT en el centro del registro de tiempo. Tal función se muestra en la Fig. 26c y se denominan funciones ventanas debido a que ellas nos fuerzan a ver los datos a través de una ventana angosta.

La Fig. 27 nos muestra el gran adelanto que hemos logrado al hacer pasar por una ventana los datos que no son periódicos en el registro de tiempo. Sin embargo, es importante comprender que hemos adulterado los datos de entrada y que por lo tanto no se puede esperar un resultado perfecto. La FFT supone que la entrada es como la indicada en la Fig. 26d, algo similar a una señal senoidal modulada en amplitud. Este es un espectro mucho más cercano a la línea espectral de la onda senoidal de entrada de la Fig. 26b, pero sigue siendo incorrecta. La fig. 28 nos demuestra que el efecto de la ventana no nos dado un espectro tan angosto

↓
h a

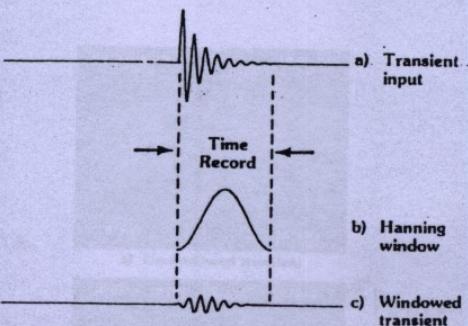


Figure 3.29
Widowing loses information from transient events.

como la función sin ventana pero periódica en el registro de tiempo.

Ventana Hanning → *tiempo y señales periódicas*

Muchas funciones pueden ser utilizadas como ventanas, pero la más usada es la Hanning y es la que hemos utilizado en la Fig. 27 como ejemplo de uso de una ventana en la reducción del drenaje. La ventana Hanning también es la usada comúnmente en la medición de ruido aleatorio. Tmb. pl señales y periódicas

Ventana uniforme o rectangular → *transitorios*

Supongamos tener un evento transitorio tal como el indicado en la Fig. 29,a. Si se la multiplica por la función ventana de la Fig. 29b, se tendrá una señal altamente distorsionada como la que se ve en 29c. El espectro de frecuencia de un verdadero transitorio sin y con ventana se ve en la Fig. 30. La ventana Hanning ha tomado el transitorio, que por su naturaleza tiene un espectro ampliamente distribuido en el dominio de las frecuencias haciéndolo aparecer como si fuese una señal senoidal. Consecuentemente, en este caso no se puede usar la ventana Hanning ya que deseáramos usar todos los datos del registro de tiempo uniformemente y por tanto usaremos la ventana "uniforme" que pesa todo el registro de tiempo uniformemente.

Debemos notar que el transitorio tiene la propiedad de ser cero al comienzo y al final del registro de tiempo. Recordemos que hemos introducido las ventanas para forzar la entrada para ser cero al comienzo y al final del registro de tiempo. En este caso no hace falta hacer ventana de la entrada. Cualquier función igual a esta se denomina "función auto ventana". Este tipo de función no genera drenaje en la FFT y por tanto no la necesita. Existen muchas funciones auto ventana y algunas de

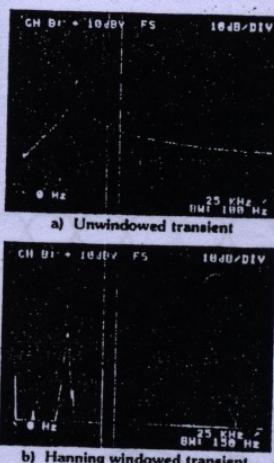


Figure 3.30
Spectrums of transients

Poniendo ventana cuando no corresponde.
• No se puede colocar una lg. ventana a cielo señal.

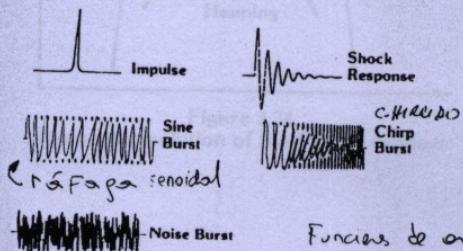


Figure 3.31
Self-windowing function examples

Funciones de onda autoventana (no necesitan ventana o tienen autoventana -rectangulares).

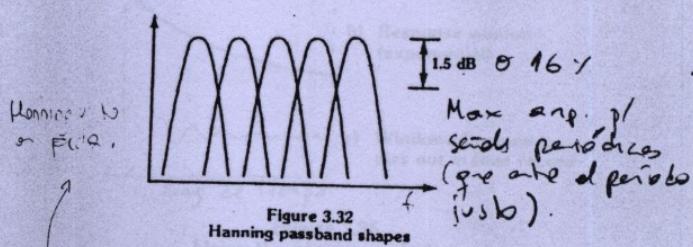


Figure 3.32
Hanning passband shapes

Ventana → a el dominio del t (señal y mostrear la señal).

Max resp. p/ señales periódicas (que sea el periodo justo).

ellas se indican en la Fig. 31. Los impactos impulsos, repuestas a los choques, ráfagas senoidales, ráfagas de ruido, y pseudo ruido aleatorio pueden ser auto ventana. Las funciones auto ventana son a menudo usadas como fuente de excitación en la medición a la respuesta en frecuencia de mallas, especialmente si se trata de mallas con baja amortiguación (elevado Q). Esto se debe a que las funciones de auto ventanas no generan drenaje en la FFT.

Recordemos que aún con la ventana Hanning, se presenta algún drenaje cuando la señal no es periódica en el registro de tiempo. Esto significa que sin una excitación auto ventana, la energía puede drenar de un circuito resonante poco amortiguado en líneas adyacentes. El espectro resultante parecerá ser más amortiguado de lo que realmente es.

Ventana superior plana (Flattop)

Hemos mostrado la necesidad de la ventana uniforme para analizar las funciones auto ventana como son los transitorios. También necesitamos la ventana Hanning para la medición de ruido y señales periódicas como las senoidales.

Ahora introduciremos una tercera función, la ventana flattop, para eliminar el sutil efecto de la ventana Hanning. Para entender este efecto, necesitamos mirar la ventana Hanning en el dominio de las frecuencias. Recordemos que la FFT actúa como una serie de filtros en paralelo. La Fig. 32 muestra la forma de estos filtros cuando se utiliza la ventana Hanning. Obsérvese que la ventana Hanning le da al filtro una parte superior redondeada. Si una de las componentes de entrada es centrada en el filtro será medida con exactitud. (en realidad será periódica en el registro de tiempo). De otra manera, la forma del filtro hará que se atenúen las componentes hasta 1,5 dB

Hanning
resolución
vs
exactitud

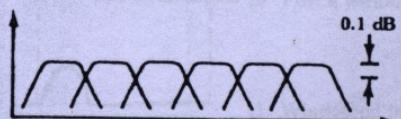


Figure 3.33
Flat-top passband shapes

Menos resolución. Poco
la esp. no
varía por
efecto de la
ventana.

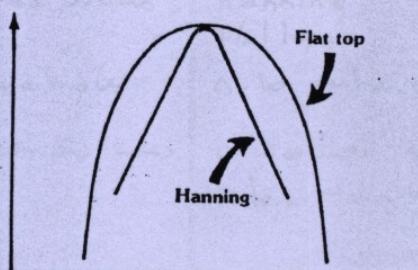


Figure 3.34
Reduced resolution of the flat-top window

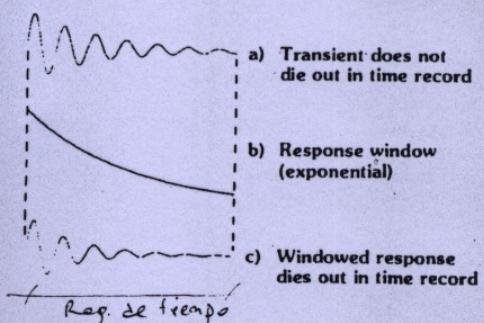


Figure 3.35
Using the response window

dB (16%) cuando caigan en la mitad de camino entre los filtros.

Este error es inaceptablemente grande cuando tratamos de medir la amplitud de señales con la mayor exactitud. La solución se encuentra eligiendo una función ventana que le dé al filtro una banda pasante más plana. (Fig. 33). El error de esta función ventana no supera el 0,1 dB (1%), o sea una mejora de 1,4 dB. La mejora de la exactitud no se produce gratuitamente. La Fig. 34 muestra que hemos aplanoado la parte superior del filtro pasa banda a expensas de un ensanche del mismo (menor resolución). El operador del analizador será quien tiene que elegir, entre exactitud o resolución.

Otras funciones ventana

Son posibles otras funciones ventana aunque las tres enunciadas anteriormente son por lejos las más utilizadas para mediciones corrientes. Para situaciones de mediciones especiales se puede usar otro grupo de funciones ventana. Veremos dos de ellas muy útiles para hacer análisis de mallas y de estructuras sometidas a impactos.

Un equipo con martillo y un trasductor de fuerza es utilizado para excitar una estructura para medir la respuesta. Típicamente la entrada de fuerza es conectada a un canal del analizador y la respuesta de la estructura es conectada al otro canal a través de otro trasductor. Este impacto de fuerza es obviamente una función auto ventana. La respuesta de la estructura es también una función auto ventana si desaparece en el registro de tiempo del analizador. Para garantizar que la respuesta ya a cero al final del registro de tiempo, una ventana con ley exponencial denominada ventana respuesta es a veces agregada. La Fig. 35 muestra una ventana respuesta actuando en una estructura levemente amortiguada que no cae totalmente a

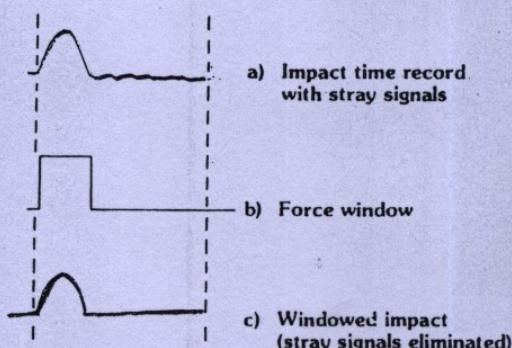


Figure 3.36
Using the force window

Más usados: Hanning.
Flat top.

Evaluables: Auto ventana

Buenas → p/ cosas a pesar de
(Ventana rta, Ventana Fuerte)

cero en el registro de tiempo. La ventana respuesta a diferencia de la Hanning no cae a cero en ambos extremos del registro de tiempo. Sabemos que la respuesta de una estructura será cero al comienzo del registro de tiempo (antes que el martillo impacte) y por lo tanto no es necesario que la función ventana sea cero allí. También sabemos que la mayor parte de la información acerca de la respuesta de la estructura está contenida al comienzo del registro de tiempo de manera que nos aseguramos que esto sea respondido con mayor peso por la función ventana respuesta.

El registro de tiempo de la fuerza de excitación debería ser el impacto con la estructura. Sin embargo, el movimiento del martillo antes de impactar sobre la estructura puede provocar señales dispersas en el registro de tiempo. Una manera de eliminarlas es el uso de la ventana de fuerza indicada en la Fig. 36. La ventana de fuerza vale la unidad donde el dato del impacto es válido y cero en el resto, de manera que el analizador se encuentra imposibilitado de medir el ruido disperso que pudiera presentarse.

En la discusión precedente hemos hablado algunas veces acerca de las funciones ventana en el dominio del tiempo. Otras veces hemos hablado acerca de la forma del filtro pasabanda en el dominio de las frecuencias provocado por estas ventanas. Cambiamos nuestra perspectiva libremente al dominio con el cual nos resulte más simple la explicación. De igual manera algunos Analizadores de señales llaman "ventanas" a las funciones uniforme, Hanning y flattop, y otros Analizadores llaman a estas funciones "pasabandas". El usar cualquier terminología es indiferente ya que el dominio de las frecuencias y el dominio del tiempo son intercambiables.

Ventana de fuerza

USO DE LOS ANALIZADORES DINÁMICOS DE SEÑALES

(Basado en la Application Note 243 de la HP)

1. MEDICIONES EN EL DOMINIO DE LAS FRECUENCIAS

Cuando estudiamos Analizadores de Espectros Súper-heterodinos, tuvimos la oportunidad de analizar varios ejemplos de medición que son totalmente aplicables al Analizador Dinámico, por lo que no lo repetiremos, pero sí, estudiaremos otros casos en el área de las maquinarias, estructuras y electrónica.

Caracterización de las maquinarias rotantes

Las maquinarias rotantes pueden ser pensadas como si fuesen osciladores mecánicos, o si se prefiere, los osciladores electrónicos pueden ser vistos como máquinas rotantes que pueden ir a millones de RPM. Por tanto, muchas de las mediciones que hacemos a los osciladores electrónicos también son importantes en la caracterización de las máquinas rotantes:

Para caracterizar una máquina rotante debemos primeramente cambiar la vibración mecánica en una señal eléctrica. Esto se hace normalmente montando un acelerómetro sobre la carcasa del rulemán donde el desbalance del eje y las imperfecciones de las bolillas son mayores. Un espectro típico pude verse como en la Fig. 4. Obviamente que es mucho más complicado que la señal proveniente de un oscilador electrónico. Aquí también hay que tener en cuenta el ruido aleatorio y las vibraciones parásitas que el acelerómetro pueda tomar y que no pertenezcan al motor.

En la Fig. 5 hemos utilizado el Análisis Seleccionable de Banda de nuestro analizador para separar las vibraciones del estator de 120 Hz de las vibraciones causadas por el desbalance del rotor que se encuentra a solo a unas pocas décimas de Hz

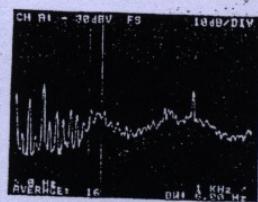


Figure 4.4
Spectrum of electrical motor vibration

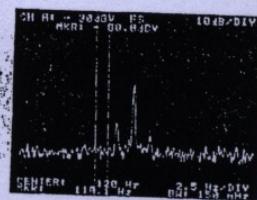


Figure 4.5
Stator vibration and rotor imbalance measurement with Band Selectable Analysis

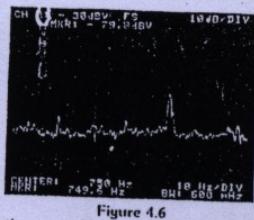


Figure 4.6
Vibration caused by small defect in the bearing

más abajo. (por efecto del deslizamiento en los motores de los motores de inducción de CA). La habilidad para resolver líneas espectrales cercanas es crítico para diagnosticar porqué los niveles de vibración de las máquinas rotantes puede ser excesivo. La acción que tomemos para corregir una vibración excesiva a 120 Hz (100 Hz en nuestros casos) es completamente diferente que si fuese que un polo del estator estuviese flojo o que el motor esté desbalanceado.

Como los rulemanes son la parte menos confiable de la mayoría de las máquinas rotantes, nos gustaría probar también con el espectro si hay alguna indicación de falla en los rulemanes. Cualquier defecto en el rulemán, que podría ser por descascaramiento de la pista, se producirá una pequeña vibración cada vez que una bolilla pase por ahí. El dominio de las frecuencias es ideal para separar las pequeñas vibraciones de las otras frecuencias presentes. Esto significa que podemos detectar rulemanes con dificultades y programar la reparación de la máquina mucho antes que el problema sea demasiado grave y se haga necesaria una reparación inmediata.

En la mayoría de las situaciones de control de las máquinas rotantes, no es de interés el nivel absoluto de cada componente de vibración, lo que si puede ser mucho más útil son sus variaciones con el tiempo. La máquina es medida cuando es nueva y a lo largo de su vida, y estos espectros sucesivos son los que se comparan. Si no se produce una ruptura inesperada, las componentes espectrales incrementarán gradualmente a medida que más se use la máquina. Sin embargo, si se produce algún impedimento en los rulemanes, las componentes de frecuencias correspondientes al defecto incrementarán rápidamente.

Una muy buena manera de almacenar y comparar estos espectros, es el de almacenarlos en una PC. (Fig. 7).

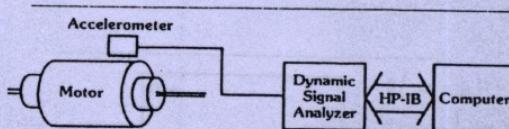


Figure 4.7
Desktop computer system for monitoring rotating machinery vibration

Caracterización de los filtros

Haremos uso ahora de un analizador de doble canal con una disposición como la indicada en la Fig. 9. Debido a que el filtro es lineal podemos usar el seudo ruido aleatorio como señal estímulo para ensayos muy rápidos. Usaremos la ventana uniforme ya que el seudo ruido aleatorio es periódico en el TR. Debemos trabajar con cuidado, colocando el control de sensibilidad en ambos canales en la posición más sensible que no sobrecargue los conversores análogos digitales.

Anal. de respuesta

Con estas consideraciones tendremos una respuesta en magnitud como la indicada en la Fig. 10a y la fase indicada en la Fig. 10b. La principal ventaja de esta medición sobre la medición tradicional es la velocidad. Esta medición puede ser realizada en 1/8 de segundo con un Analizador Dinámico de Señales contra 30 segundos. Este incremento en la velocidad es particularmente importante cuando el filtro que se ensaya está siendo ajustado o cuando hay que verificar grandes cantidades en una línea de producción.

Respuesta en frecuencia de las estructuras

La malla que se ensaya no tiene por qué ser electrónica. En la Fig. 11, se está midiendo la respuesta en frecuencia de una estructura simple, en este caso se trata de una placa de circuito impreso. Debido a que esta estructura se comporta linealmente. Podremos usar el ruido seudo aleatorio como estímulo para este ensayo. Pero también podríamos utilizar ruido aleatorio verdadero, barrido con una señal senoidal o un impulso (golpe de martillo) como señal excitadora. En la Fig. 12 cada una de estas mediciones y las respuestas en frecuencia. Como podemos ver la respuesta es siempre la misma.

La respuesta en frecuencia de una malla lineal es una propiedad exclusiva de la malla, independiente del estímulo usado.

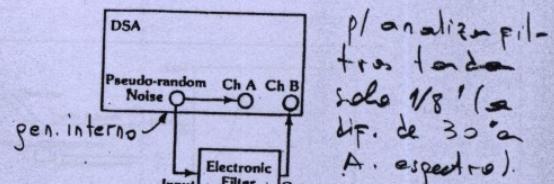
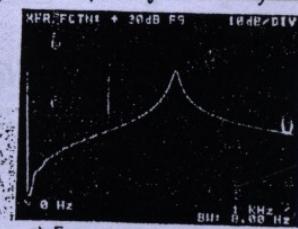


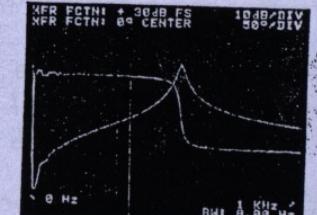
Figure 4.9 Test setup to measure frequency response of filter.

Señal per. a el reg de tiempo → no produce decaje.

No saturan la entrada (la venas a la mitad roja o paroj si bajamos 10dB, debes bajarle 10dB a la atenuación)



a) Frequency response magnitude



b) Frequency response magnitude and phase

Puede dar fase = dif. de A.E.

Figure 4.10 Frequency response of electronic filter using PRN and uniform window.

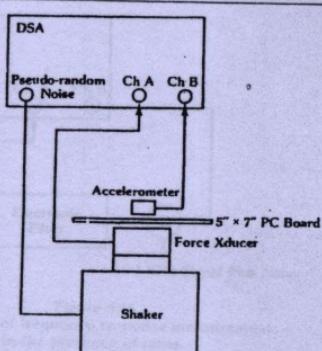


Figure 4.11 Frequency response test of a mechanical structure.

Como todos los estímulos en la Fig. 12 dan los mismos resultados, podemos usar aquel que sea más fácil y sencillo. Generalmente será el de impacto, ya que en este caso no se hace necesario el sacudidor.

En las Figs. 11 y 12 hemos medido la aceleración de la estructura dividido por la fuerza aplicada. Esta cualidad se denomina **aceleración mecánica**. Para hacer una escala apropiada que indique en el requerido g's/Kg, se debe entrar con la sensibilidad de cada transductor al analizador a través de una posibilidad denominada *unidades de ingenieros*. Las unidades de ingenieros solo cambian la ganancia de cada canal del analizador de manera que la indicación en la pantalla corresponda al parámetro físico que el transductor esté midiendo.

Otras mediciones de respuesta en frecuencia junto a la aceleración mecánica se hacen a menudo en las estructuras mecánicas. Cambiando los transductores podemos medir, por ejemplo, **masa efectiva** (fuerza / aceleración), **movilidad** (velocidad / fuerza), **impedancia** (fuerza / velocidad); etc. Muchas veces no hace falta tener todos los transductores. Del ejemplo anterior, si integramos la aceleración, tendremos la velocidad, y así con otros parámetros cuya conversión se puede hacer muchas veces oprimiendo simplemente un botón en el analizador, o usando otros medios.

*Con + escelos + una misma redacción,
Podemos obt. el + mayor. físicos.
Coherencia*

Hasta aquí, hemos realizado mediciones en el cual hemos sido capaces de aislarlas del resto del mundo. Esto es, el único estímulo a la malla ha sido el aplicado por nosotros y la única respuesta ha sido la causada por este estímulo controlado. Sin embargo, hay veces que los componentes que queremos ensayar no se los puede aislar de otras perturbaciones. Por ejemplo, en electrónica podríamos querer medir la respuesta en frecuencia de una fuente comutada que tiene una elevada componente de conmutación. O podríamos tratar de medir la

*Si lanza, queda a fruto
del estímulo o consecuencias
de una señal externa*

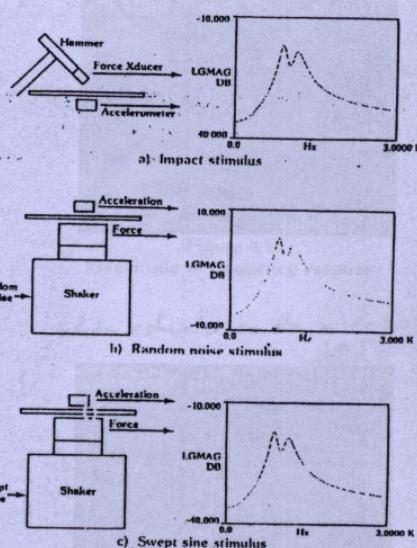


Figure 4.12
Frequency response of a linear network is independent
of the stimulus used.

malla lineal \Rightarrow espectro = sin importar el tipo de excitación (no depende del estímulo)

*Ac. receína = ac. estructura
Fuerte aplicada*

*Masa efectiva = $F = M \cdot a$
 \rightarrow aceleración*

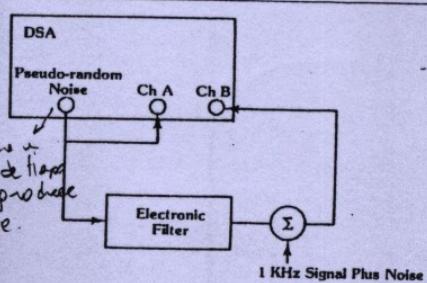


Figure 4.15
Simulation of frequency response measurement
in the presence of noise.

respuesta en frecuencia de parte de una maquinaria mientras que otras máquinas crean una severa vibración.

En la Fig. 15 hemos simulado esta situación agregándole ruido y 1 KHz a la salida de un filtro electrónico. La respuesta en frecuencia medida se ve en la Fig. 16. Si se hace la promediación del valor eficaz disminuye la contribución del ruido, pero no queda completamente eliminada la señal interferente de 1 KHz. Si no supiésemos de la interferencia, podríamos pensar que este filtro tiene una resonancia adicional a 1 KHz. Pero los Analizadores Dinámicos de Señales tienen casi siempre la posibilidad de hacer una medición adicional que no es posible con los analizadores de mallas tradicionales, que se denomina **coherencia**.

phaser
principio

La coherencia mide la potencia en el canal de respuesta que es **causada por la potencia en el canal de referencia**. Es la potencia de salida que es coherente con la potencia de entrada.

La Fig. 17 muestra la misma magnitud de la respuesta en frecuencia de la Fig. 16 y su coherencia. La coherencia va desde 1 (toda la potencia de salida a esa frecuencia es causada por la entrada) a 0 (nada de la potencia de salida a esa frecuencia es causada por la entrada). De la función de coherencia podemos fácilmente ver que la respuesta a 1 KHz no es provocada por la entrada, pero si por la interferencia. Sin embargo nuestro filtro cerca de los 500 Hz tiene una excelente coherencia ya que la medida en ese lugar es buena.

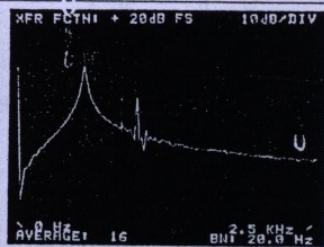


Figure 4.16
Magnitude of frequency response

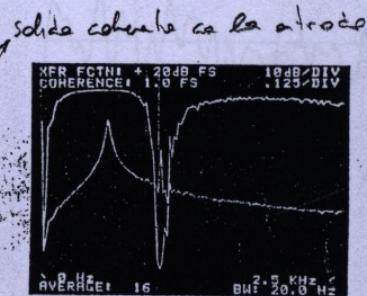


Figure 4.17
Magnitude and coherence of frequency response

2. MEDICIONES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

Un Analizador Dinámico de Señales generalmente tiene la capacidad de desplegar el registro de tiempo en su

pantalla. Esta será la misma forma de onda que veríamos con el osciloscopio, una vista en el dominio del tiempo de la entrada. Para frecuencias muy bajas o un fenómeno de disparo único el almacenamiento del registro de tiempo digital elimina la necesidad de un osciloscopio de almacenamiento. Pero existen otras mediciones en el dominio del tiempo que este analizador también las puede hacer. Comenzaremos recordando lo que es la correlación y luego mostraremos como hacer las mediciones usando un Analizador Dinámico de Señales

Correlación Auto correlación \rightarrow con misma señal
Correlación cruzada \rightarrow con otra.

{ Es la medida de la similitud entre dos "cantidades". Para comprender la correlación entre dos formas de ondas, comenzemos multiplicando estas dos formas de onda entre ellas en cada instante de tiempo y sumemos todos sus productos. Si, como en la Fig. 18, las formas de ondas son idénticas, cada producto será positivo y la suma resultante será grande. Sin embargo si fuese como en la Fig. 19, señales diferentes, entonces la suma de los productos sería en algunos casos positiva y negativa en otros. Habrá una tendencia entre los productos a cancelarse, de manera que la suma final será menor.

Consideremos ahora la forma de onda de la Fig. 20a, y la misma forma de onda desfasada en el tiempo, Fig. 20b. Si el desfase fuese cero, estaremos en la misma circunstancia que la anterior, esto es, las formas de onda estarían en fase y la suma final de los productos sería grande. Sin embargo, si el desfase de tiempo entre ambas formas de ondas se hace grande, las formas de onda se hacen distintas y la suma final es pequeña.

Haciendo un paso más, podemos encontrar el producto promediado para cada desfase de tiempo dividiendo cada suma final por el número de productos que han contribuido a ella. Si ahora trazamos los productos promediados en función de los desfases del

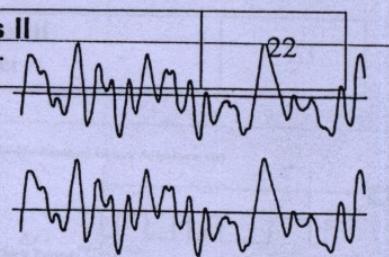


Figure 4.18
Correlation of two identical signals

Multiplicando \rightarrow sumando \Rightarrow valor + constante

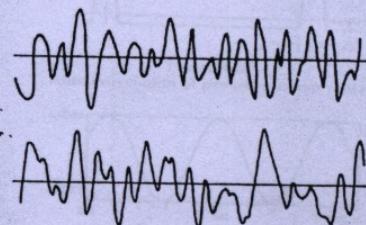


Figure 4.19
Correlation of two different signals

Multiplicando \rightarrow sumando \Rightarrow valor constante.

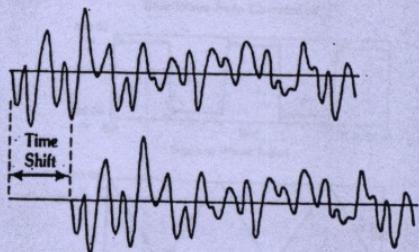
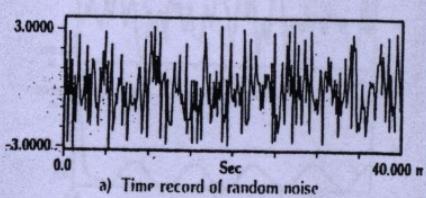
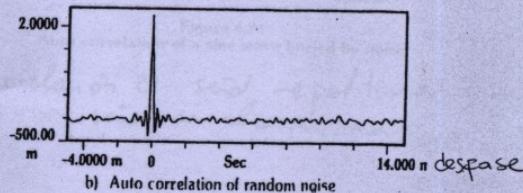


Figure 4.20
Correlation of time displaced signals



a) Time record of random noise



b) Auto correlation of random noise

Ruido aleatorio solo es igual a si mismo cuando están en fase.

tiempo, la curva resultante será mayor cuando el desfase sea cero y disminuirá a cero a medida que incrementen los desfases del tiempo. A ésta curva se la denomina función de auto correlación de la forma de onda. Es un gráfico de la similitud. (o correlación) entre una forma de onda y ella misma, en función del desfase del tiempo.

La función auto-correlación es más fácil de entender si vemos algunos pocos ejemplos. El ruido aleatorio que se muestra en la Fig. 21 no es similar a él mismo con ningún desfase de tiempo (después de todo, es aleatorio) de manera que solo tiene un pico para su auto correlación. Sin embargo, el ruido aleatorio, se repite a sí mismo periódicamente, de manera que cuando los desfases de tiempo igualan a un múltiplo del periodo, la auto correlación se repite exactamente igual a si mismo, tal como se ve en la Fig. 22. Ambos dos casos son especiales de una expresión más general; la auto correlación de cualquier forma de onda periódica es periódica y tiene el mismo periodo que la propia forma de onda.

Auto correlación periódica,

Esto puede ser útil cuando se trata de extraer una señal oculta en el ruido. La Fig. 24a muestra como se ve un ruido aleatorio, pero dentro de él se encuentra oculta una pequeña señal senoidal. Esto lo podemos ver en la Fig. 24b donde se ha tomado 100 promedios de la auto correlación de esta señal. El ruido se ha convertido en un pico alrededor del desfase cero mientras que la auto-correlación de la onda senoidal es claramente visible, se repite a si mismo con el periodo de la onda senoidal.

Como podemos transformar cualquier onda en el dominio del tiempo en el dominio de las frecuencias, tal vez nos deberíamos preguntar que es la transformación en frecuencia de la función de auto correlación. En realidad, no tenemos ninguna nueva información en la función de auto correlación, tenemos la misma información en el espectro de la señal. Pero como siempre, un cambio de perspectiva entre

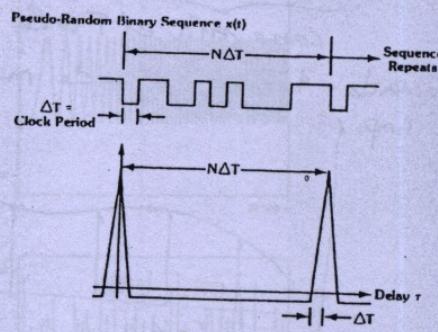


Figure 4.22
Auto correlation of pseudo-random noise

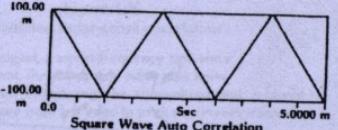
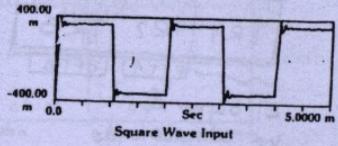
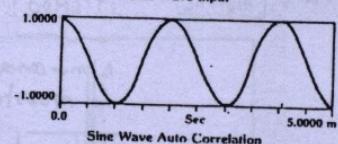
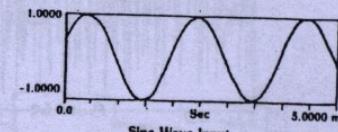


Figure 4.23
Auto correlation of periodic waveforms

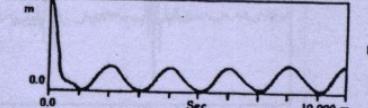
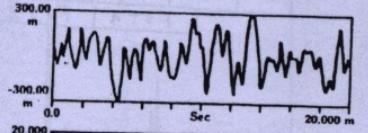


Figure 4.24
Auto correlation of a sine wave buried by noise

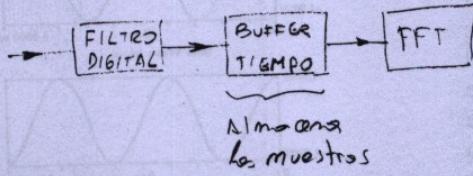
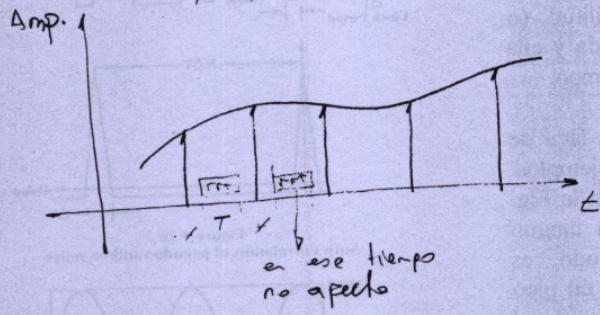
Correlación de señal repetitiva,
es una señal de la misma Frec.

ANCHO DE BANDA EN E REAL

La TFF debe hacer la transf. de los N muestras que están en el Registro de tiempo.

como min. el T de la señal

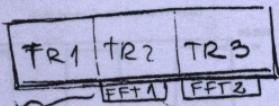
Muestreado transf. p/ cada muestra $\Rightarrow T \gg$



$$F_{\text{MAX}} = \text{SPAN} = \frac{N}{2} \cdot \frac{1}{T}$$

invariable

F_{MAX} inv prop. T .
La freq. de sampleo
debe aumentar p/mostrar el N .



El buffer los va almacenando

> hace la transf. } Pero no interfiere. Trabajamos en
previa. $\quad \quad \quad$ T real. ($\text{FFT} \leq RT$)

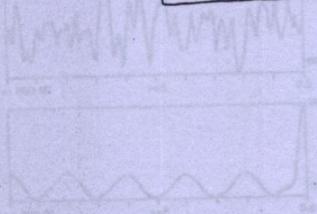
inp paralela

El T de FFT es cte (N para lo que tarda).

Ancho de Banda } RTBW
de tiempo real } ($\text{FFT} \Rightarrow RT$)



=> no esto trabajando en tiempo real.



entregar los resultados

ambos dominios, muy a menudo clarifica los problemas. En general, las señales impulsivas tales como trenes de pulsos, zumbido en rulemanes, rechinado de los engranajes se manifiestan mejor en mediciones de correlación, mientras que las señales con varias ondas senoidales de diferentes frecuencias como son la provenientes de las vibraciones estructurales, y de las máquinas rotantes son más claras en el dominio de las frecuencias.

Correlación cruzada

Si la auto correlación se relaciona con la similitud entre una señal y el desfase en el tiempo de su propia versión, entonces es razonable suponer que la misma técnica puede ser utilizada para medir la similitud entre dos formas de ondas no idénticas. Esto se denomina **función de correlación cruzada**. Si la misma señal está presente en ambas formas de ondas, la función de correlación cruzada se verá reforzada, mientras que el ruido no correlacionado será reducida. En muchos análisis de problemas de mallas, los estímulos pueden ser sometidos a la correlación cruzada con la respuesta para reducir los efectos del ruido. Los problemas de análisis de mallas tales como Radar, sonares activos, acústicas de los ambientes donde el estímulo puede medirse y ser usada para remover el ruido contaminante a partir de la respuesta mediante la correlación cruzada.

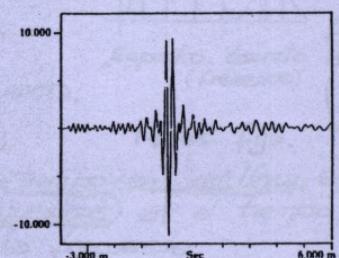
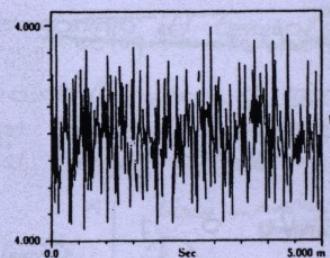
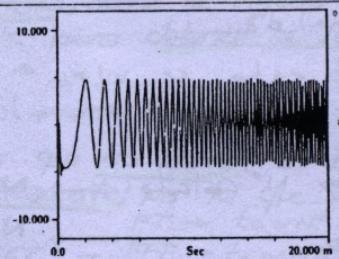


Figure 4.25
Simulated radar cross correlation

- a) 'Transmitted' signal, a swept-frequency sine wave.
- b) 'Received' signal, the swept sine wave plus noise.
- c) Result of cross correlating the transmitted and received signals. Distance from left edge to peak represents transmission delay.

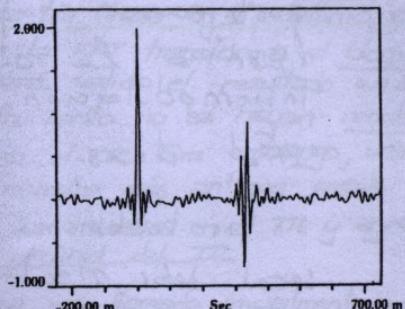


Figure 4.26
Cross correlation shows multiple transmission paths.

17/05/07

Transf. discreta de Fourier \Rightarrow trabaja con señales discretas, + muestras = + resolución.

Supone que la señal es periódica.

Aparecen que son comp. que aparecen y ensucian la señal de salida.

FFT \rightarrow esta se usa en la realidad en vez de la discreta.

Algoritmo + eficiente para implementar la T.F.

DFT \rightarrow N° cálculos $\rightarrow N^2$ (por lo general usamos $N=2^{10}=1024 \rightarrow > 1$ millón)

FFT \rightarrow $\rightarrow N \cdot \log_2(N) \rightarrow 1024 \cdot 10 = 10.240$

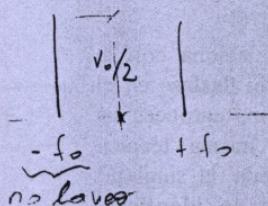
Tarda sólo el 1% de la DFT

Línea espectral = impulso.

1º Aspecto)

$$V(t) = V_0 \cos(2\pi f_0 t)$$

$$\text{Verifica: } V_0 = 0,327$$



Solo trabajamos en el lado de fases positivas.

2º Aspecto)



3º Aspecto)

Distorsión \rightarrow ruido que se genera en el instrumento.

"Inst. siempre debe reflejar lo que en realidad sucede" \rightarrow puede parecer comp. de fases que no lo es, en vez de dar a la onda completa. Pueden ser generadas por intermodulación.

Señal estacionaria \rightarrow no varía la amplitud de frecuencia ni mantiene.

Siempre trabajamos en un tiempo finito, si el analista la señal debe mantenerse

FFT \Rightarrow mucho + rápido para analizar los aspectos principales (p. ej. elementos digitales).