

UTN-F.R.C-F.R.V.M	Med. Elec. II-Apuntes anexos del Anal de Fourier	1
-------------------	--	---

ANALIZADOR DE FOURIER

La transformada de Fourier es mayormente una herramienta de análisis, un medio poderoso para entender como se comportan las señales en un sistema. No se la utiliza en forma directa en los sistemas de medición para producir la representación de una señal en el dominio de las frecuencias. La transformada discreta de Fourier (DFT) es una versión discreta de la transformada de Fourier. Ella permite que una señal muestreada en el dominio del tiempo sea transformada en una señal muestreada en el dominio de las frecuencias. Digitalizando una señal del mundo real en el dominio del tiempo y realizando la DFT, se produce la representación de la señal en el dominio de las frecuencias. De esta manera, la DFT va más allá de ser una herramienta de análisis. Puede ser utilizada en un analizador de espectro o de mallas para calcular directamente el resultado deseado.

La DFT es solo una aproximación a la transformada de Fourier. Difiere de la transformada continua de Fourier en varios importantes aspectos.

Obligatoriamente, debido a su naturaleza cuantificada, solo es válida para ciertas frecuencias. La resolución de frecuencias puede ser incrementada mediante el uso de mayor número de muestras.

La teoría tras la DFT asume implícitamente que la onda es periódica. Ya sea este el caso o no, la matemática de la DFT tratará a la forma de onda muestreada como si se repitiese. Esto produce un fenómeno conocido como drenaje o fuga espectral (leakage) el cual es una importante limitación de la DFT, pero que se puede minimizar con el uso apropiado de las ventanas.

1. TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER

La transformada rápida de Fourier (FFT) es un algoritmo rápido y eficiente para implementar la DFT.

El número de cálculos requeridos por la DFT es del orden de N^2 , donde N es el número de muestras, o longitud del registro. Por otro lado, la FFT, requiere $N \log_2 N$ cálculos. El algoritmo más común de la FFT necesita que N sea potencia de 2. Una longitud de registro típica en un analizador de espectro puede ser 2^{10} o sea 1024. Esto significa que la DFT requerirá más de un millón de cálculos, mientras que la FFT solo necesitará 10.240 cálculos. Suponiendo que todos los cálculos insuman el mismo tiempo, la FFT podría calcular en menos del 1% del tiempo de cálculo de la DFT. Está claro que hay un ahorro sustancial de tiempo y esto explica porque la FFT domina en su aplicación en los instrumentos.

2. RELACIONANDO LA TEORÍA CON LAS MEDICIONES

Cuando tratamos de relacionar la teoría de Fourier con las mediciones reales, aparecerán algunas notables diferencias, las que resumimos a continuación.

1. El analizador de espectro muestra normalmente un lado del espectro, mientras que la transformada de Fourier muestra los dos lados del espectro.

Error de
FFT frente a
DFT?

UTN-F.R.C-F.R.V.M	Med. Elec. II-Apuntes anexos del Anal de Fourier	2
-------------------	--	---

2. La resolución de frecuencia (ancho de banda de resolución, RBW) de un analizador de espectro determina el ancho y forma de las líneas espectrales discretas. Idealmente, las líneas son infinitamente finas, pero ellas aparecen con un ancho finito debido al RBW del analizador.
3. Las mediciones serán afectadas por otras distorsiones y el ruido generado internamente. Por ejemplo, el piso de ruido del analizador puede obscurecer las componentes de frecuencia de bajo nivel o los productos de distorsión pueden aparecer como líneas espectrales adicionales.

En particular puede haber un problema al relacionar la amplitud dada por la teoría de Fourier y la amplitud medida. Veamos un simple ejemplo, tal como la función coseno. Como la transformada de Fourier tiene una representación de dos lados, con ambas frecuencias, positiva y negativa, la representación en el dominio de las frecuencias indica dos impulsos, uno a $+f_0$ y la otra a $-f_0$. La amplitud de cada uno de estos impulsos es $V_0/2$. Esta amplitud es duplicada a fin de convertir la amplitud del doble lado a la amplitud equivalente de un solo lado. De esta manera, la amplitud pico igual a V_0 se iguala con el análisis de la serie de Fourier y si es multiplicada por 0,707 para obtener su valor efectivo, igualará a la lectura de un voltmetro y a la de un analizador de espectro.

3. TIEMPO DE MEDICIÓN FINITO

La discusión acerca de la serie o de la transformada de Fourier involucran todo el tiempo, es decir de $-\infty$ a $+\infty$. Por lo tanto, para obtener una verdadera representación en el dominio de la frecuencia de la señal, la función en el dominio del tiempo debe ser conocida durante todo el tiempo. Para el análisis teórico, esto no presenta un problema. No obstante, las mediciones prácticas se producen en un tiempo finito. Normalmente, el usuario del analizador realiza las mediciones en un intervalo de tiempo conveniente y supone que el intervalo elegido adecuadamente representa la señal. Expresado matemáticamente, se supone que la señal es estacionaria. (Una señal es estacionaria si su naturaleza estadística no varía con el tiempo, lo que implica que su espectro es constante).

La característica de muchas señales son constantes en el tiempo en cuyo caso tal suposición es justificada. Por definición, una señal periódica se repite una y otra vez todo el tiempo, produciendo así un espectro constante. Algunas otras señales cambian muy rápidamente y no deberían ser consideradas de tener un espectro constante.

Cuando medimos el espectro de una señal, deberíamos considerar la posibilidad que el contenido del espectro de la señal puede estar variando. Si esta variación es lenta comparado con la duración de la medición, entonces no tiene importancia. Sin embargo, si la señal varía suficientemente rápido, el analizador de espectro puede no producir los resultados esperados. El tiempo de medición necesita ser reducido, pero esto no siempre es posible. El tipo de analizador elegido también puede ser importante, ya que los analizadores FFT son usualmente mejores para señales cuyas características varían rápidamente.

La transformada rápida de Fourier (FFT) puede ser utilizada para implementar un analizador de espectro o de mallas mediante la digitalización de la onda de entrada y realizando una FFT de la señal en el dominio del tiempo a fin de obtener una representación de la señal en el dominio de las frecuencias. Lo que aparenta ser una técnica de medidas

digitalizada en el dominio del tiempo, y entonces el algoritmo de la FFT es ejecutada para encontrar el espectro. La Fig. 3 muestra un diagrama simplificado de un analizador FFT.

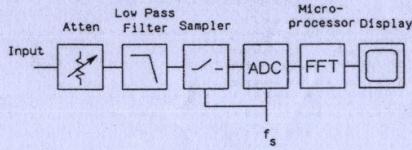


Fig. 3. Diagrama en bloques simplificado de un analizador de espectro que utiliza la FFT

La señal de entrada pasa en primera instancia por un atenuador variable para proveer varios rangos de trabajo. Luego la señal es filtrada por un pasa-bajos para eliminar el contenido de frecuencias elevadas indeseables que se encuentran más allá de la frecuencia máxima del analizador. La forma de onda es entonces muestreada y convertida en forma digital mediante la combinación de un circuito de muestreo y conversor analógico-digital. El microprocesador (u otra circuitería digital) recibe la forma de onda muestreada, calcula el espectro de la onda utilizando la FFT, y despliega el resultado en la pantalla.

El analizador FFT hace lo mismo que el analizador de banco de filtros, pero sin necesitar muchos filtros pasa-banda. En vez, el analizador FFT utiliza proceso digital para implementar la equivalencia de muchos filtros digitales. Así, cuando se considera la operación del analizador FFT es apropiado pensar en términos de banco de filtros paralelos, con cada filtro en una porción del espacio de frecuencias.

Conceptualmente, el acercamiento a la FFT es simple y directo, digital la señal y calcular el espectro. En la práctica hay ciertos efectos que deben ser tenidos en cuenta a fin de que la medición tenga significado.

7. FORMA DE ONDA MUESTREADA

En un sistema de muestreo, la forma de onda en el dominio del tiempo (Fig. 4a) es multiplicada por la función muestreo (Fig. 4b) para producir la onda muestreada (Fig. 4c). La función muestreo se muestra como una serie de funciones impulso, espaciadas a $T = 1/f_s$ siendo f_s el régimen de muestreo del sistema.

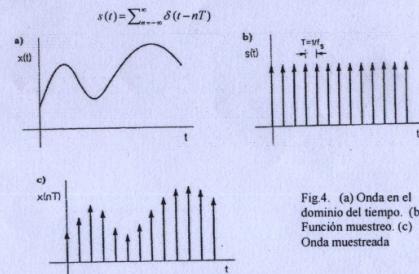


Fig. 4. (a) Onda en el dominio del tiempo. (b) Función muestreo. (c) Onda muestreada

Cuando estas funciones impulsivas son multiplicadas con la forma de onda original, se producen una serie de nuevas funciones impulsivas cada una en concordancia con la amplitud de la forma de onda original.

$$x(nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t - nT)$$

La onda analógica muestreada es convertida, mediante un ADC en una secuencia de números digitales. La salida del conversor es un registro de números que representan la forma de onda muestreada. La versión muestreada y digitalizada siguen reteniendo la forma y la información contenida en la onda no muestreada, si el régimen de muestreo es suficientemente alto.

8. TEOREMA DE MUESTREO

La onda debe ser muestreada lo suficiente para producir un registro de tiempo digitalizado que represente fielmente la forma de onda original. El teorema de muestreo establece que una señal base debe ser muestreada a un régimen mayor que el doble de la frecuencia más elevada presente en la señal. El mínimo régimen de la frecuencia aceptable se denomina régimen de Nyquist. Así

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

La Fig. 5a muestra el espectro de frecuencias, $X(f)$, de la señal $x(t)$, con una frecuencia máxima f_{max} . El espectro de frecuencias de una función muestreo es un infinito número de funciones impulsivas, (Fig. 5b) todas espaciadas f_s en frecuencia. Como sabemos, el espectro

de una onda muestreada puede ser obtenida por convolución de $X(f)$ con $S(f)$, lo cual produce que el espectro original $X(f)$ aparezca centrado alrededor de cada función impulso de $S(f)$. (Fig. 2c).

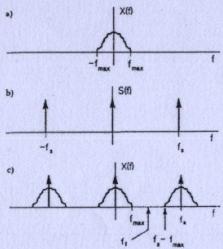


Fig. 5. (a) Espectro de una onda no muestreada. (b) Espectro de la función de muestreo.
(c) Espectro de la onda muestreada.

Este tipo de espectro se encuentra siempre en los sistemas muestreados-la banda base se repite a múltiplos enteros de la frecuencia de muestreo. Obsérvese que el espectro entre 0 y f_s es simétrico respecto $f_s/2$, que también se denomina *frecuencia de plegado*, f_p . La señal original puede ser recuperada aplicando un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte f_c , siempre y cuando que las frecuencias contenidas centradas alrededor de f_p no invadan la señal base. Matemáticamente:

$$f_s - f_{mín} > f_p$$

lo cual es simplemente la reformulación del teorema de muestreo, ya que

$$f_s - f_{mín} > f_s / 2$$

$$f_s / 2 > f_{mín}$$

$$f_s > 2 f_{mín}$$

La Fig. 6 muestra los espectros de dos señales muestreadas, una que responde al teorema de muestreo y la otra que lo viola. Tengamos en cuenta que cuando el teorema de muestreo es violentado, se presentan frecuencias indeseables por debajo de f_p . Este fenómeno es

conocido como *alias o distorsión encimada*, ya que estas componentes de de frecuencias indeseadas aparecen por debajo de otra frecuencia (banda base).

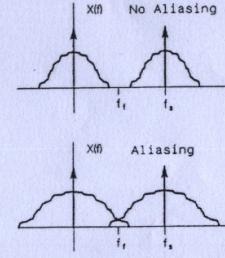


Fig. 6. El alias se produce cuando el régimen de muestreo no es suficientemente elevado.

Para evitar la distorsión encimada en un analizador de Fourier, dos son las condiciones que se deben cumplir:

1. La señal de entrada debe estar limitada en la banda. En otras palabras, debe existir una $f_{mín}$ por encima de la cual no se presenten componentes de frecuencia (en la práctica *esas* componentes de frecuencia por encima de $f_{mín}$ pueden existir, pero deben estar lo suficientemente atenuadas de manera que no afecten la medición). Esto se realiza comúnmente insertando un filtro anti alias en el paso de la señal.
2. La señal de entrada debe ser muestreada a un régimen que satisfaga el teorema de muestreo.

La frecuencia de muestreo requerida por el teorema de muestreo es el valor teórico mínimo requerido para reconstruir la señal apropiadamente. En la práctica, es necesario usar una frecuencia de muestreo algo mayor que este valor. La Fig. 7 muestra la respuesta de frecuencia de un filtro pasa-bajos práctico. El filtro tendrá una pendiente finita por encima de la frecuencia de corte $f_{mín}$. También muestra la respuesta espejo del filtro por encima de la frecuencia de plegado. Esta respuesta representa la posibilidad de una frecuencia alias se haga presente en el filtro anti alias. El sistema se diseña de manera que la frecuencia de plegado (y la frecuencia de muestreo) sean lo suficientemente elevadas como para que el filtro anti alias pueda caer sin afectar. De esta manera, $f_{mín}$ la frecuencia más elevada que el analizador puede medir, debe ser significativamente más baja que f_p . Para la implementación de filtros prácticos, f_p es de 2,5 a 4 veces mayor que $f_{mín}$.

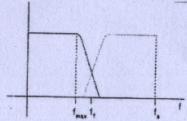


Fig. 7 La respuesta de un filtro anti alias requiere que el régimen de muestreo sea algo mayor que lo establecido por el teorema de muestreo.

El alias también puede ser explicado en el dominio del tiempo. La Fig. 8 muestra un conjunto de puntos que encajan con dos diferentes formas de onda. Una de las ondas viola el teorema de muestreo; la otra no. (por supuesto, la que la viola es la de mayor frecuencia). Al menos que un filtro anti alias remueva la frecuencia alias indeseada, las dos frecuencias senoidales muestreadas serán indistinguibles cuando sean procesadas digitalmente.

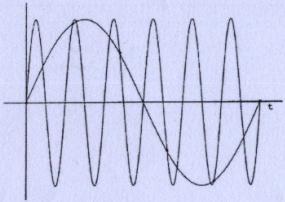


Fig. 8. Alias en el dominio del tiempo

9. PROPIEDADES DE LA FFT

Un registro de tiempo de N muestras de longitud, es la entrada, y el espectro de frecuencias de N muestras de longitud, es la salida. Recordemos que N suele ser restringido a una potencia de 2 a fin de simplificar el trabajo de cálculo de la FFT. Un valor típico para la longitud del registro suele ser 1024 puntos. El espectro de frecuencias producido por la FFT es simétrico alrededor de la frecuencia de plegadizo ($f_c = f_s / 2$). De esta manera, la primera mitad del registro de salida es redundante con la segunda mitad y solo son retidos los puntos de muestreo numerados desde el 0 hasta $N / 2$.

que hace desde $\frac{N}{2}$ hasta $N-1$?

Esto significa que la longitud efectiva del registro de salida es $(N / 2) + 1$ puntos. Estos son puntos complejos (real + j imaginario) que contienen tanto la información de magnitud como la de fase.

Prácticamente, la salida de la FFT contiene $(N / 2) + 1$ puntos, extendiéndose desde 0 hasta f_c . Generalmente, no todos los puntos son desplegados, ya que el filtro anti alias empieza a caer antes de f_c .

Una configuración común de 1024 muestras en el registro de tiempo, que produzca 513 puntos complejos en el dominio de la frecuencia, podría desplegar 401 puntos. Los $N / 2$ (o algo así) puntos en el dominio de las frecuencias se los refiere generalmente como *bins* y numerados de 0 a $N / 2$ (P.e., 0 a 512 para $N = 1024$).

Estos bins son equivalentes a los filtros/detectores individuales de los analizadores de bancos de filtros, centrados cada uno de estos en cada bin. El bin 0 contiene el nivel de DC de la señal de entrada.

Los bins se encuentran igualmente espaciados en frecuencia, con el escalón de frecuencia, f_{esc} , igual a la reciproca de la longitud del registro de tiempo.

$$f_{esc} = 1 / \text{longitud del registro de tiempo}$$

La longitud del registro de tiempo puede ser determinado de la frecuencia de muestreo y del número de puntos de muestras en el registro de tiempo

$$f_{esc} = f_s / N$$

La frecuencia asociada con cada bin está dada por

$$f_n = n f_s / N$$

donde n es el número del bin

La frecuencia del último bin, que contiene la máxima frecuencia de salida del FFT, es de $f_c / 2$. Por lo tanto, el rango de frecuencia de un FFT es de 0 a $f_c / 2$. (Nótese que intencionalmente esta frecuencia no es denominada f_{max} , la que es reservada para el límite superior de la frecuencia del instrumento y que puede no ser la misma que el último bin de la FFT)

Supongamos que un ciclo de una señal senoidal cae exactamente en el registro de tiempo, como se indica en la Fig. 9. Esta onda senoidal será mostrada en el bin 1 de la salida de la FFT.

Si la frecuencia de la onda se duplica, entonces dos ciclos caerán en el registro de tiempo, y su energía aparecerá en el bin 2.

Triuplicando la frecuencia original de la onda, tendríamos una respuesta en el dominio de las frecuencias en el bin 3, y así sucesivamente.

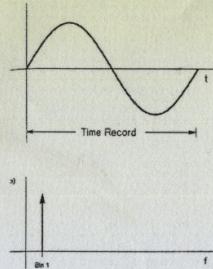


Fig. 9 a) Una onda senoidal que cae exactamente en un registro de tiempo
b) La linea espectral muestra en el bin 1 la salida de la FFT

10. CONTROL DEL RANGO DE FRECUENCIA (SPAN)

EL FFT es inherentemente un transformador de la banda base. En otras palabras, el rango de frecuencias del FFT siempre arranca en 0 Hz y se extiende a alguna frecuencia máxima $f_s/2$.

Esto puede ser una limitación significativa en las situaciones de medición donde necesita ser analizada, una banda de frecuencias angostas (que no arranque de DC).

Por ejemplo, supongamos que un FFT tenga una frecuencia de muestreo $f_s = 256$ KHz. El rango de frecuencias de la FFT será de 128 KHz ($f_s/2$). Si $N = 1024$, la resolución de frecuencia será $f_s/N = 250$ Hz. Las líneas espectrales que se encuentren más juntas que 250 Hz no podrán resolverse. (esta es una aproximación ya que la resolución de frecuencia también depende de la función ventana)

Una forma de incrementar la resolución de frecuencia es el de incrementar N , el número de muestras en el registro de tiempo, que también incrementa el número de bins a la salida del FFT.

Desafortunadamente, esto incrementa el tamaño de los conjuntos con que la FFT tiene que tratar y en concordante incrementa el tiempo de cálculo.

El tiempo de cálculo del algoritmo de la FFT limita a menudo el comportamiento del instrumento (en la forma del régimen actualización de la pantalla), de manera que el aumento del tamaño del FFT es muchas veces no deseable.

Si se reduce f_s , también se incrementa la resolución pero a expensas de reducir el límite superior de frecuencia de la FFT y automáticamente el ancho de banda del instrumento. Esta posibilidad vale la pena tenerla por cuanto da al usuario control sobre la resolución de frecuencia y el rango de frecuencias del instrumento.

A medida que se reduce el régimen de muestreo, se debe reducir la frecuencia de corte y el filtro anti alias, porque de lo contrario se ha de producir alias. Se puede utilizar un conjunto de filtros seleccionables, pero es más económico implementar filtros digitales adicionales. Un *filtro digital por décadas* decrece simultáneamente el ancho de banda de la señal y el régimen de muestreo (Fig. 10).

El régimen de muestreo dentro del filtro digital es f_s , mientras que mientras que el régimen de muestreo fuera del filtro es f_s/n , donde n es el *factor decimal*, siendo este un número entero. Similarmente, el ancho de banda a la entrada del filtro es BW y el ancho de banda a la salida es BW/n .

El filtro digital provee protección del alias mientras se reduce el régimen de muestreo de manera tal que la resolución de frecuencia de la FFT se incrementa. Aún se requiere el filtro analógico anti alias, ya que el filtro digital es en si mismo un sistema de muestreo que debe ser protegido del alias.

El filtro analógico protege al instrumento en su *span* de frecuencias más amplio, operando a f_s . Los filtros digitales se colocan después de la protección del filtro analógico y se utilizan cuando el usuario selecciona rangos de frecuencias más angostos.

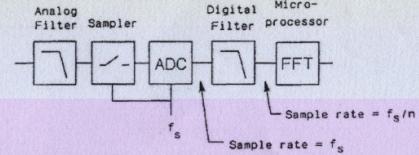


Fig. 10 Filtros digitales por décadas son normalmente utilizados para reducir el régimen de muestreo en la FFT

11. ANÁLISIS SELECCIONABLE DE BANDA

Variando el régimen de muestreo, el rango de frecuencias del analizador puede ser controlado pero el arranque de frecuencia del *span* es siempre DC. La resolución de frecuencia puede ser incrementada arbitrariamente pero a expensas de una menor frecuencia máxima. El *análisis seleccionable de banda* (también conocida como *zoom*) permite al operador reducir el rango de frecuencia mientras se mantiene constante la frecuencia central. En otras palabras, el rango de frecuencias desplegado no se limita a comenzar a DC. Esto es útil porque se puede analizar bandas muy angostas fuera de DC.

El análisis seleccionable de banda se realiza variando el diagrama en bloques (Fig. 11). La salida del ADC es multiplicada por una senoide digital, la que al mezclarse disminuye la frecuencia similar a lo que ocurre en un receptor superheterodino o en un analizador de espectro de barrido. El rango de frecuencias de interés (Fig. 12) es mezclado con una senoide compleja en el centro de la frecuencia, lo que provoca que el rango de frecuencia se mezcle hacia abajo a la banda base. El filtro digital es configurado para el span apropiado usando el factor por décadas apropiado.

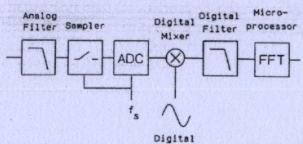


Fig.11 Un mezclador digital provee análisis de banda seleccionable en un analizador de Fourier

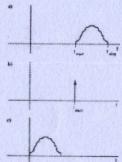


Fig.12 a). El espectro de la señal a ser medida
b). El espectro del oscilador digital
c). La versión de la frecuencia trasladada del espectro original

La salida del filtro digital pasa por la FFT para la obtención del espectro de frecuencias. El ancho de banda del filtro digital puede ser reducido significativamente, produciendo rangos de frecuencia hasta de tan solo 1 Hz

12. DRENAGE (LEAKAGE) O FUGA ESPECTRAL

La FFT opera en un registro de tiempo finito en la intención de aproximarse a la Transformada de Fourier, la cual integran sobre todo el tiempo. Las matemáticas de la FFT (y la DFT) operan en un registro de tiempo de longitud finita, pero tienen el efecto de la réplica del registro de tiempo de longitud finita todo el tiempo (Fig. 13). Con la forma de onda mostrada en la Fig. 13b, el registro de tiempo (TR) de longitud finita representa la

vendadera onda perfectamente bien, de manera que el resultado de la FFT se aproxima a la integral de Fourier muy bien.

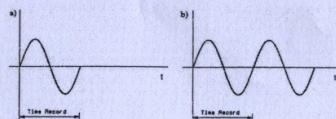


Fig. 13. (a) Forma de onda que se ajusta exactamente en el TR. (b) Cuando se repite, no se introducen transitorios.

Sin embargo, la forma y la fase de la onda puede ser tal que se introduzca un transitorio cuando la onda es repetida todo el tiempo, tal como se muestra en la Fig. 14. En este caso, el espectro de la FFT no es una buena aproximación para la integral de Fourier. Como el usuario del instrumento no tiene control sobre como la onda se ajusta al registro de tiempo, en general, debe asumir que una discontinuidad puede existir. Este efecto, conocido como drenaje (leakage) o fuga espectral, es muy notable en el dominio de las frecuencias. En vez de aparecer una línea espectral fina y espléndida, se despliega en un amplio rango de frecuencias (Fig. 14).

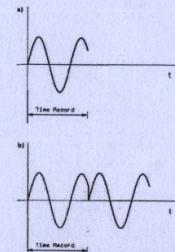


Fig. 14 (a) Una forma de onda que no se ajusta exactamente en un TR. (b) Cuando se multiplica, se introduce una severa distorsión, produciendo drenaje en el dominio de las frecuencias

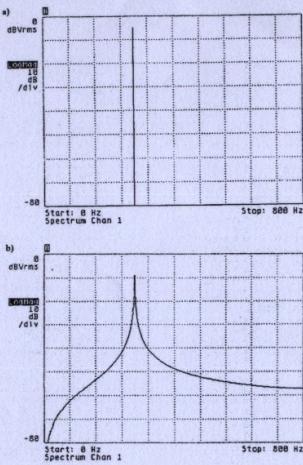


Fig. 15 (a) Medición de una linea espectral sin drenaje. (b) medición de una linea espectral con drenaje

La solución habitual al problema de drenaje es el de forzar a la forma de onda a que sus extremos terminen en cero en el TR; entonces ellas serán siempre iguales y no se producirán transitorios cuando el TR sea repetido. Esto se realiza multiplicando el registro de tiempo por una función ventana. Por supuesto, la forma de la ventana es importante ya que afectará a los datos, y tampoco debe introducir un transitorio el mismo. Se han desarrollado muchas funciones ventana en particular para aplicaciones de procesamiento de señales digitales. Nosotros examinaremos las más comunes.

13. VENTANA HANNING

También conocida como la ventana Hann, la ventana Hanning es una de las ventanas más comunes en el procesamiento de señales digitales. Las muestras del TR son evaluadas por la siguiente función

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

donde $n = \text{Nº del bin}$ y $N = \text{número de bins}$

La ventana Hanning provee una suave transición a cero a medida que se aproximan a ambos extremos del registro de tiempo (Fig. 16). Por lo tanto, el registro de tiempo al que se le ha aplicado la ventana producirá un transitorio cuando sea repetido por el algoritmo de la FFT. Claramente, el TR original ha sido modificado y el efecto en el dominio de las frecuencias debe ser considerado. La forma de la ventana Hanning en el dominio de las frecuencias es la transformada de Fourier de la función ventana.

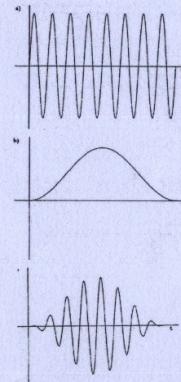


Fig. 16. (a) El registro de tiempo original. (b) La ventana Hanning (c) El TR con ventana

UTN-F.R.C-F.R.V.M	Med. Elec. II-Apuntes anexos del Anal.de Fourier	17
-------------------	--	----

La respuesta en el dominio de las frecuencias de la función ventana determina la forma de la banda pasante de los filtros individuales que la FFT produce matemáticamente. La Fig. 17a muestra la respuesta superpuesta de frecuencia de varios bins usando ventana Hanning. Obsérvese que el filtro tiene una forma redondeada y que la respuesta neta del analizador cae algo entre bins. Por lo tanto, una línea espectral que se encuentre entre los dos filtros será medida con un error determinado por la forma del filtro. La ventana Hanning introduce un error máximo de 1,5 dB (16%), lo que puede ser un error significativo en algunas aplicaciones. La forma de una ventana es siempre un compromiso entre la exactitud de la amplitud (lo que depende de cuan plano sea el filtro pasa-banda) y la resolución de frecuencia (que depende del ancho del filtro). La ventana Hanning, comparada con las otras ventanas comunes, suministra una buena resolución de frecuencia a expensas de una exactitud algo menor. La Fig. 18a muestra el espectro de una onda senoidal que ha sido medida utilizando la ventana Hanning.

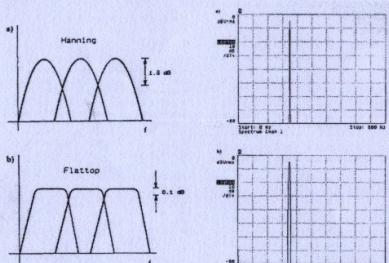


Fig. 17. (a) La ventana Hanning introduce un error máximo de amplitud de 1,5 dB (b) la ventana plana (flat top) introduce un error máximo de 0,1 dB.

14. VENTANA PLANA (FLATTOP)

Una ventana con una pasa-banda más plana reduce la amplitud de la profundidad entre bins minimizando el error de amplitud. Una línea espectral que cae a mitad de camino entre los centros de dos bins será atenuada en una magnitud mucho menor. La ventana plana superior tiene tal característica y se muestra en la Fig. 17b. Como la respuesta de cada bin se solapa considerablemente más que la ventana Hanning, la desventaja de la ventana plana

UTN-F.R.C-F.R.V.M	Med. Elec. II-Apuntes anexos del Anal.de Fourier	18
-------------------	--	----

es la reducción de la resolución de frecuencia. La línea espectral aparecerá más ancha en la pantalla del analizador, limitando la habilidad para resolver frecuencias demasiado juntas. La ventana flattop es considerada una ventana de elevada exactitud en la amplitud, teniendo un máximo error de amplitud de 0,1 dB (0,1%). La Fig. 18b muestra el espectro de una onda sinusoidal medida con una ventana plana superior.

15. VENTANA UNIFORME

La ventana uniforme es en realidad la ausencia completa de ventana, todas las muestras permanecen inalterables. A pesar de eso la ventana uniforme tiene problemas potenciales de drenaje. En algunos casos la forma de onda en el registro de tiempo tiene el mismo valor en ambos extremos del registro, y por lo tanto eliminando el transitorio introducido a la FFT. Tal forma de onda se la denomina *auto ventana*. Formas de onda tales como el *ruido aleatorio* (PRN), Ráfagas (Burst) senoidales, impulsos, senoidales amortiguadas pueden ser todas ellas auto ventanas.

La ventana uniforme es apropiada para hacer mediciones de cuando se usa la fuente interna de ruido en el analizador. La fuente de ruido es a menudo un generador PRN que produce una forma de onda de ruido la cual es periódica dentro del registro de tiempo del instrumento. Como la fuente de ruido y el registro de tiempo se encuentran sincronizados, no se producen transitorios y el drenaje en el dominio de las frecuencias queda eliminado.

16. VENTANA EXPONENCIAL

Una de las ventajas del analizador FFT es que puede medir el contenido de frecuencias de un transitorio rápido. (Esto no es generalmente posible en la mayoría de los analizadores de barrido convencionales ya que este perderá algo del transitorio cuando barre a través del span). Tal tipo de transitorio puede ser la respuesta escalón o impulsiva de una malla eléctrica. También, los analizadores FFT son utilizados para mediciones mecánicas, incluyendo el análisis de vibraciones y de estructuras.

Una respuesta transitoria típica se muestra en la Fig. 19a. Como se observa la forma de onda es auto ventana debido a que muere en la longitud de un TR, reduciendo el problema de drenaje. Si la onda no se disipa en el registro de tiempo, como se muestra en la Fig. 19b, se deberá usar entonces alguna forma de ventana. Si se aplicara a la onda algún tipo de ventana tal como la Hanning, la porción inicial del TR sería forzada a cero. Este es precisamente donde se encuentra la mayor parte de la energía del transitorio, de manera que tal tipo de ventana es inapropiada.

Una ventana con una respuesta exponencial en caída es útil para esta ocasión. La porción inicial de la onda no es modificada, pero el final del TR es forzado a cero. La Fig. 19c muestra una ventana exponencial y la Fig. 19d muestra la función en el dominio de tiempo resultante cuando la ventana exponencial es aplicada a la Fig. 19 b.

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

donde k es la constante de tiempo exponencial, elegida por el usuario para proveer la apropiada magnitud de caída de la exponencial para prevenir el drenaje.

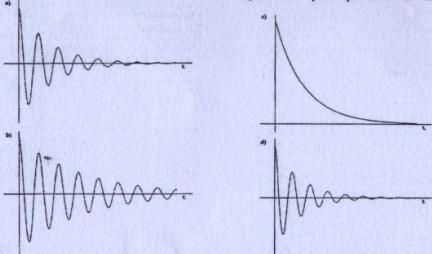


Fig. 19. (a) Respuesta transitoria auto-ventana. (b) Una respuesta transitoria que necesita ventana. (c) Ventana exponencial. (d) Respuesta del transitorio con ventana.

17. SELECCIÓN DE LA FUNCIÓN VENTANA

La mayoría de las mediciones requieren el uso de ventanas tal como la Hanning o la flattop. Estas son las apropiadas para las mediciones espectrales típicas. La elección entre las dos ventanas, entonces, será una cuestión de elección entre exactitud de la amplitud y resolución.

Habiendo utilizado el dominio del tiempo para explicar porque se produce el drenaje, debemos ahora introducirnos con el pensamiento en el dominio de las frecuencias: Cuanto más angosta sea la banda pasante de la ventana del filtro en el dominio de las frecuencias, mejor podrá el analizador discernir entre líneas espectrales muy cercanas y al mismo tiempo, la amplitud de la líneapectral será menos certeza. De otra manera, cuanta más ancho y plana sea la ventana del filtro en el dominio de las frecuencias, mayor será la exactitud de la medición de la amplitud, y por supuesto, la resolución de frecuencia se verá reducida. Eligiendo entre estas dos funciones ventanas es realmente una elección de la forma del filtro en el dominio de las frecuencias.

Las ventanas exponencial y uniforme pueden ser consideradas para situaciones especiales. La ventana uniforme (sin ventana) es utilizada allí donde se puede garantizar que no habrá efectos de drenaje, tal como el caso cuando se hacen mediciones de mallas usando la fuente interna PRN del analizador. La ventana exponencial es para ser usada cuando la señal de entrada es un transitorio.

18. CARACTERIZACIÓN DE LOS OSCILADORES

Los analizadores de espectro FFT son utilizados a menudo para caracterizar los osciladores. Una especificación importante de un oscilador es su distorsión armónica (estudiado previamente). La Fig. 20 muestra la fundamental de un oscilador de 1 KHz hasta su sexta armónica. Debido a que la frecuencia de la fundamental de 1 KHz no es siempre precisa, se debería utilizar ventana para reducir el drenaje. (Se suele utilizar la ventana plana superior para obtener lecturas de amplitud más exactas)

Obsérvese que la sensibilidad de entrada del analizador es seleccionada de manera que la fundamental se encuentre cerca de la parte superior de la pantalla. En general, se debe colocar la sensibilidad en el rango más sensible y que no sobrecargue el analizador. Se puede producir una severa distorsión de la señal de entrada si el pico de la señal excede el rango del conversor analógico-digital. Por lo tanto, todos los analizadores dinámicos de señales tienen alguna forma de advertencia al usuario cuando se encuentra en estas condiciones (si se atenúa la señal en, por ejemplo 10 dB, la indicación en la pantalla también debe disminuir en 10 dB).

También es importante asegurarse que el analizador no se encuentre infra cargado. Si la señal que va al ADC es demasiado pequeña, mucha de la información útil del espectro puede encontrarse por debajo del nivel de ruido del analizador. Por lo tanto, colocar la sensibilidad de entrada en el rango más sensible que no cause sobrecarga da los mejores resultados.

La Fig. 20a es la presentación de la amplitud del espectro en escala logarítmica para asegurarse que los productos de distorsión que se encuentren muy lejos de la fundamental puedan ser vistos. Todas las amplitudes de las señales en la pantalla están en dBV (decibelios por debajo de 1 V_{ref}). Sin embargo, como la mayoría de los analizadores FFT tienen capacidades muy versátiles en la pantalla, el espectro también puede ser desplegado linealmente como en la Fig. 20b. Aquí las unidades de amplitud son voltios.

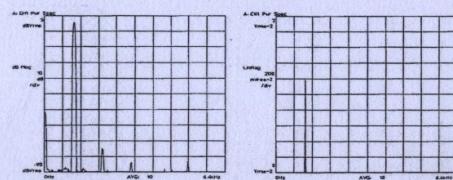


Fig. 20. Distorsión armónica de un oscilador de audio. (a) Escala de amplitud logarítmica. (b) Escala de amplitud lineal

UTN-F.R.C-F.R.V.M	Med. Elec. II-Apuntes anexos del Anal de Fourier	21
-------------------	--	----

19. PANTALLA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

Muchos de los analizadores FFT proveen una pantalla de datos en el dominio del tiempo. Una puede creer que se trata de una equivalencia con la pantalla del osciloscopio. En realidad, existen diferencias significativas.

En principio, el régimen de muestreo del analizador FFT ha sido elegido para optimizar los resultados del análisis de la FFT: Específicamente, el régimen de muestreo debe ser lo suficientemente elevado para satisfacer el teorema de muestreo con cierto margen que tenga en cuenta la forma del filtro anti-alias. Tipicamente, el régimen de muestreo será 2.5 veces la frecuencia máxima. De manera que a la frecuencia más elevada, estará entre dos y tres muestras por periodo de la onda. Es evidente que con tan pocas muestras por periodo no se producirá una forma de onda en la pantalla que se asemeje a lo que pueda verse en la pantalla de un osciloscopio (Los osciloscopios digitales normalmente utilizan más muestras por periodo y pueden proveer adicionales procesos de las señales digitales para reconstruir la forma de onda).

El filtro pasa-bajos ideal. Así limita abruptamente la respuesta de frecuencia del analizador produciendo oscilaciones en el dominio del tiempo.

En el análisis seleccionable de banda (BSA), la forma de onda de tiempo puede ser desplegada después que ha sido mezclada con la sinusode compleja. La forma de onda resultante es compleja (Tiene parte real y parte imaginaria) y a menudo se hace difícil su interpretación.

A pesar de lo señalado, la pantalla en el dominio del tiempo es útil para muchas aplicaciones. Se puede monitorear la forma de onda de entrada que luego será analizada por la FFT y también el analizador puede ser usado como un registrador de onda con una extensión limitada. Algunos analizadores proveen inter-etapas de tiempo grandes para capturar grandes cantidades de datos en el dominio del tiempo. Luego de ser capturadas, una porción del registro de tiempo puede ser analizada para el contenido de frecuencias.

20. MEDICIONES DE MALLAS

Tradicionalmente, las mediciones de mallas (network) se hacen aplicando una sinusode al dispositivo bajo ensayo (DUT) y midiendo su salida, luego se repite lo mismo a cada frecuencia de interés. Esta técnica puede ser utilizada con el analizador FFT, pero aquí se trata de una técnica más rápida y eficiente. Un analizador de espectro FFT puede ser usado para hacer mediciones de mallas utilizando su fuente interna. La fuente es conectada a la entrada del DUT, y la salida del DUT es conectada a la entrada del analizador (ver Fig. 21). Tenemos que recordar que el analizador FFT se comporta como un analizador de banco de filtros. Para hacer una medición de malla usando una sinusode, se debería colocar iterativamente la frecuencia de la sinusode al centro de cada filtro y registrando las lecturas. Esto requiere tantas mediciones como binés haya. Por otro lado, si se suministra una señal que pueda suministrar energía simultáneamente a cada uno de los binés de la FFT, será suficiente para la medición. El ruido aleatorio proporciona tal requerimiento.

UTN-F.R.C-F.R.V.M	Med. Elec. II-Apuntes anexos del Anal de Fourier	22
-------------------	--	----

El ruido aleatorio de banda ancha tiene la misma energía en todos los binés de la FFT y provee un estímulo al DUT de manera que la respuesta de frecuencia será la respuesta de frecuencia de la malla.

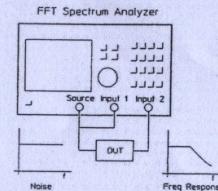


Fig. 21. Un analizador FFT puede realizar mediciones de mallas usando una fuente de ruido

Una señal de pseudo ruido aleatorio (PRN) es usada a menudo porque puede ser sincronizada con el registro de tiempo del analizador de manera tal que no produce drenaje. Así, la ventana uniforme es usada cuando se hace mediciones de mallas usando una fuente PRN.

Una fuente de ruido aleatorio verdadero (no pseudo) es útil para mallas no lineales. Las mallas no lineales producen una distorsión considerable que compromete los resultados de la medición de una malla. Con una fuente de ruido aleatorio, este efecto de distorsión puede ser promediado ya que son diferentes para cada medición. (Ver bibliografía Cap. 10) Con PRN, el ruido y los productos de distorsión para cada medición, y el promedio **no** la afectará.

Esto pone de manifiesto un problema fundamental cuando se mide mallas no lineales: *la respuesta en frecuencia no es una propiedad de las mallas solamente-también depende del estímulo*. Cada estímulo, en general, dará un resultado diferente. También, si se cambia la amplitud del estímulo, se obtendrá un resultado diferente. Para minimizar este problema, considérese siempre en utilizar una señal de ensayo lo más similar posible a la que usa a la entrada la malla.

21. MEDICIONES DE FASE

Hasta aquí, solo hemos analizado las magnitudes de una señal en el dominio de las frecuencias. Sin embargo, el análisis de las mallas requiere que tanto de la magnitud como de la fase sean medidas. Ya hemos mencionado que la salida de la FFT es un conjunto de puntos complejos que contienen la información de tanto fase como de magnitud. Este hecho hace que el analizador de FFT pueda realizar una verdadera medición de una malla eléctrica. En la medición de la malla, la información de fase es la respuesta de fase del dispositivo que se mide. Más precisamente, es la diferencia de fase (en función de la

UTN-F.R.C-F.R.V.M	Med. Elec.. II-Apuntes anexos del Anal de Fourier	23
-------------------	---	----

frecuencia) entre la aplicación simultánea del estímulo y respuesta medida. Muchos analizadores de FFT tienen dos canales de entrada con lo que pueden medir simultáneamente la entrada y la salida del dispositivo bajo prueba. En este caso, la respuesta en frecuencia del dispositivo es la diferencia de fase entre los dos canales. En las mediciones de espectro, la utilidad de la información de fase es menos obvia. Como la fase es un concepto relativo, uno se pregunta "la fase respecto de qué"? La fase desplegada en el analizador de FFT depende de la posición relativa de la onda en el registro de tiempo. Si se produce una diferencia de fase de 90° en el TR, la respuesta en la pantalla será un cambio de 90° . Muchos analizadores, proveen, al igual que los osciloscopios, posibilidades de gatillado a fin de obtener un cierto control sobre el registro de tiempo. Si se utiliza esta posibilidad, se puede entonces estabilizar la fase de una señal en particular. Esto, por ejemplo, permite que las fases de las armónicas sean comparadas con la fundamental. Si no se utiliza el gatillado, el analizador adquirirá un registro de tiempo cuando esté listo, con lo cual no se encontrará en correlación con la señal de entrada. En este caso, la fase de la señal variará en forma aleatoria de una medición a otra. Se puede hacer uso de las fases relativas entre múltiples señales presentes en un registro de tiempo simple, como podría ser una señal entrada modulada.

22. CARACTERIZACIÓN DE LOS FILTROS ELECTRÓNICOS

Otro uso típico para un analizador de malla FFT es la de caracterizar un filtro electrónico de baja frecuencia. Una posible implementación aparece en la Fig. 22. Debido a que el filtro es lineal, es posible el uso PRN como estímulo y poder obtener así obtener un ensayo muy rápido. Se utiliza la ventana uniforme debido a que el PRN es periódico en el TR. No se necesita premeditación ya que la señal es periódica y razonablemente grande. Hay que se muy cuidadoso, como en el caso de canal único, el de colocar la sensibilidad de entrada los dos canales en la posición de máxima sensibilidad que no sobrecargue al DAC.

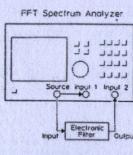


Fig. 22. Disposición para medir la respuesta en frecuencia de un filtro

Con estas consideraciones en mente, la respuesta en frecuencia, incluyendo ambas magnitud y fase se muestra en la Fig. 23. La principal ventaja de esta medición respecto a las técnicas tradicionales de barrido, es la velocidad. Esta medición puede hacerse en 1/8 de segundo con el analizador FFT, pero tomará más de 30 segundos con un analizador de mallas de barrido. Este incremento en la velocidad es particularmente importante cuando el

UTN-F.R.C-F.R.V.M	Med. Elec.. II-Apuntes anexos del Anal de Fourier	24
-------------------	---	----

filtro que se ensaya está siendo ajustado, o cuando se necesita hacerlo, a grandes volúmenes, en una línea de producción.

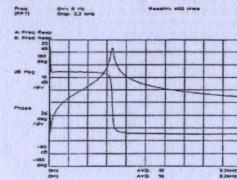


Fig. 23. Respuesta en frecuencia de un filtro electrónico utilizando PRN y ventana uniforme

23. COHERENCIA

Algunas veces los componentes a ser ensayados no pueden ser aislados de otras perturbaciones. Un ejemplo es el de tratar de medir la respuesta en frecuencia de una fuente de alimentación común que contiene una gran concentración de energía a la frecuencia de comutación. Otro, sería el de tratar de medir la respuesta en frecuencia de una parte de una maquinaria en la presencia de fuertes vibraciones de una máquina cercana.

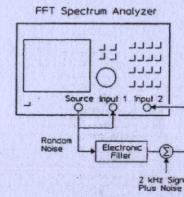


Fig. 24 Agregando ruido y una señal de 2 KHz

La Fig. 24 muestra una manera de simular este tipo de situaciones mediante el agregado de ruido y una señal de 2 KHz a la salida de un filtro electrónico. La respuesta en frecuencia

medida se muestra en el trazo superior de la Fig. 24. La inclusión del filtro de video ha reducido el ruido pero no ha eliminado la interferencia de 2 KHz. Si no conocésemos la fuente de interferencia, podríamos pensar el filtro tiene una resonancia adicional a 2 KHz. Usando la medición de coherencia se puede eliminar la componente no relacionada de 2 KHz.

Los analizadores FFT hacen a menudo mediciones de coherencia. Este tipo de medición no es posible con los analizadores de malas tradicionales. Mide la potencia en el canal de respuesta que es causado por la potencia en el canal de referencia. El valor de la coherencia es adimensional que indica cuanta potencia de salida es coherente con la potencia de entrada. Si el valor de la coherencia es 1 significa que toda la potencia a la salida es causada por la entrada. Si el valor de la coherencia es 0 que nada de la potencia a la salida es provocada por la entrada.

El trazo inferior de la Fig. 24 muestra la 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). La función coherencia muestra que la respuesta a 2 KHz no es causada por la entrada sino por interferencia. Sin embargo, la respuesta del filtro cerca de 1 KHz tiene una excelente coherencia y de tal manera aquí la medición es buena.

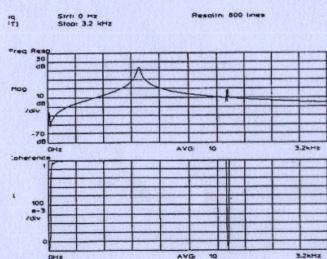


Fig. 24. Respuesta en frecuente y coherencia con agregado de ruido y señal de 2KHz

24. MEDICIONES DE CORRELACIÓN

La correlación es una medida de la similitud entre dos cantidades. Para entender la correlación entre dos formas de ondas, empezaremos multiplicando las formas de ondas entre ellas a cada instante en el tiempo y sumamos sus productos. Si, como en la Fig. 25a las

formas de ondas son idénticas, y cada producto es positivo y la suma resultante es grande. Sin embargo, en la Fig. 25b, los dos registros son distintos, entonces algunos productos serán positivos y otros negativos. Habrá un tendencias de los productos a cancelarse, de manera que la suma final sería cero.

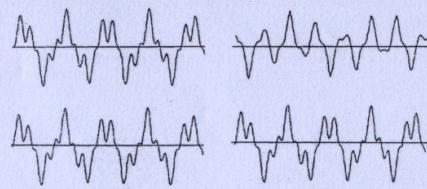


Fig. 25. (a) Correlación de dos señales idénticas. (b) Correlación de dos señales diferentes

Considérese ahora la forma de onda de la Fig. 28, y la misma onda desplazada en el tiempo. Si el desfase fuese cero, las condiciones serían iguales que antes, esto es, las formas de las ondas estarían en fase y la suma final de los productos sería grande. Sin embargo, si el desfase en el tiempo entre las dos formas de ondas se hace grande, las formas de las ondas parecerían diferentes y la suma final pequeña.

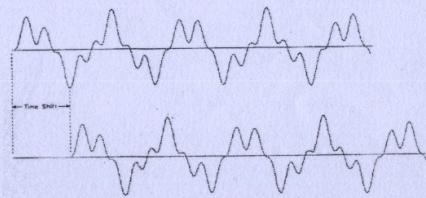


Fig. 26. Correlación desplazada en el tiempo

25. AUTOCORRELACIÓN

Yendo un paso más adelante, podemos encontrar el promedio de los productos para cada desfase dividiendo cada suma final por el número de productos que han contribuido con el. Graficando los productos promedios en función del desfase en el tiempo, la curva resultante muestra que es mayor cuando el tiempo de desfase es cero y disminuye a cero cuando el desfase incrementa. La curva se denomina función de autocorrelación de la onda. Es un gráfico de similitud (o correlación) entre una forma de onda y ella misma, en función del tiempo de desfase.

La función de autocorrelación, $R_{xx}(\tau)$, es una premediación en el tiempo especial definida por

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

Esto es, la autocorrelación se basa en tomar una señal, multiplicarla por la misma señal desplazada τ unidades en tiempo, y promediar el producto sobre todo el tiempo.

La función de autocorrelación siempre tiene un máximo a $\tau = 0$ igual al valor cuadrático medio de $x(t)$. Si la señal $x(t)$ es periódica, la función de correlación también es periódica con el mismo período. Por otro lado, el ruido aleatorio, solo correlaciona a $\tau = 0$.

La función de autocorrelación puede ser usada para mejorar la relación S/N de las señales periódicas. La componente de ruido aleatorio se concentra alrededor de $\tau = 0$ mientras que la componente periódica se repite a sí misma con la misma periodicidad que la señal. Otra cosa que hay que recordar es que los ruidos impulsivos como los trenes de pulsos, silbido de bocíllos, el rechino de los engranajes se distinguen más en correlación que el análisis en el dominio del tiempo.

La función de autocorrelación se entiende mejor mirando unos pocos ejemplos. El ruido aleatorio de la Fig. 27 no es similar a ella misma para cualquier cantidad de desfase de tiempo (ya que es aleatorio) de manera que tiene un solo pico en el punto donde el desfase de tiempo es cero.

La fig. 28 muestra la autocorrelación de una onda senoidal y de una onda cuadrada. Ambas son casos especiales de un enunciado general; la autocorrelación de cualquier forma de onda periódica es periódica y tiene el mismo período como la onda misma.

Esto puede ser útil cuando se trata de extraer una señal oculta en el ruido. La Fig. 29a muestra como se presenta el ruido aleatorio, pero en realidad se encuentra sepultada en el una señal de bajo nivel. Podemos ver en la Fig. 29b donde se ha tomado 100 promedios de autocorrelación de la señal. El ruido es el pico alrededor del desfase de tiempo igual a cero mientras que la autocorrelación de la onda senoidal es claramente visible, repitiéndose a sí misma con el período de la onda senoidal.

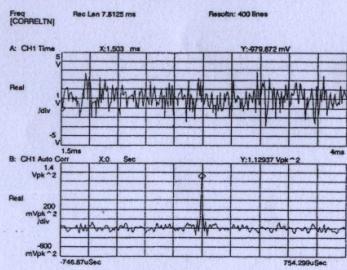


Figure 27. Autocorrelación de un ruido aleatorio

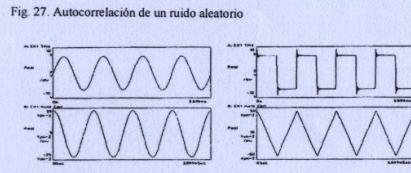


Figure 28. Autocorrelación de formas de ondas periódica

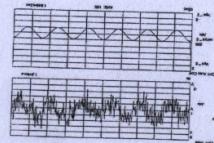


Figure 29. Autocorrelación de una señal inmersa en el ruido

26. CORRELACIÓN CRUZADA

La correlación cruzada es una medida de similitud entre dos señales en función del desfase de tiempo entre ellas. Si la misma señal está presente en las dos formas de ondas, se refuerzan en la función de correlación cruzada, mientras que cualquier ruido no correlacionado es reducido. En muchos problemas de análisis de mallas, el estímulo puede ser correlacionado con la respuesta para reducir el efecto del ruido.

La correlación cruzada puede ser definida por

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

Una aplicación para la correlación cruzada está en la determinación del retardo de tiempo entre señales. Estas señales pueden ser impulsivas, como pueden ser las de radar y sonar.

28. ANCHO DE BANDA EN TIEMPO REAL

Hasta ahora hemos ignorado el hecho que el cálculo de la FFT insume un tiempo finito de un registro de tiempo(TR). En realidad, si la transformada pudiese ser hecha en un tiempo menor que el periodo de muestreo, podría ser ignorado. La Fig. 30 muestra que bajo estas condiciones un nuevo espectro podría obtenerse con cada muestra. Pero como ya lo hemos mencionado tendríamos más espectros cada segundo de los que podríamos usar. Debido a la complejidad del algoritmo de la FFT, se necesitaría una computadora sumamente rápida y cara para la generación del espectro tan rápidamente.

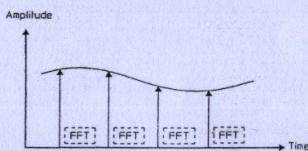


Fig. 30. Una nueva transformada cada muestra

Una alternativa razonable es el de agregar un buffer de registro de tiempo antes de la FFT. La Fig. 31 muestra como esta disposición permite al analizador calcular el espectro de frecuencias del registro de tiempo previo mientras recolecta el registro de tiempo en curso. Si la transformada puede calcular antes que se complete el buffer del registro de tiempo, se dice entonces que el analizador está trabajando en tiempo real.

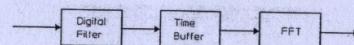


Fig. 31. Buffer de tiempo agregado al diagrama en bloques



Fig. 32. Operación en tiempo real

Para ver lo que esto significa, considérese el caso en el cual la FFT toma un tiempo mayor que el requerido para llenar el registro de tiempo. Esto se indica en la Fig. 3. A pesar que el buffer está lleno, la última transformada no ha sido completada, de manera que la recolección debe parar. Cuando la transformada ha finalizado, el registro de tiempo puede ser transferido a la FFT y comenzar la colección para otro registro de tiempo. Debido a que algunos datos de entrada se han perdido, se dice que el analizador no trabaja más en tiempo real.

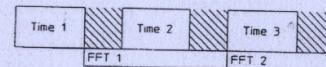


Fig. 33. Operación en tiempo no real

Recordemos que el TR no es constante sino que varía deliberadamente para cambiar el rango de frecuencias (SPAN) del analizador. Para spans amplios, el TR es más corto. De ahí, a medida que el span incrementa, se arriba a un span donde el registro de tiempo se hace igual al tiempo de cálculo de la FFT. Esta frecuencia del span se denomina ancho de banda de tiempo real, o RTBW. Para frecuencias de span a o por debajo del RTBW, el analizador no pierde ningún dato.

Nota: Estos apuntes han sido realizados en base a los libros *Spectrum and Network Measurements* y *Electronics Test Instruments* de Robert A. Witte (Agilent Technologies) y se encuentran sujetos a revisión, por lo que se solicita a los lectores comuniquen a la cátedra cualquier error que encuentren.