

5. ANÁLISIS ESPECTRAL

5.1 Generalidades

Cualquier fenómeno eléctrico en el dominio del tiempo, según Fourier, está compuesto por una o más ondas senoidales de fase, amplitud y frecuencias apropiadas. Por lo tanto, utilizando un filtro conveniente se puede descomponer la forma de onda, tal como la de la Fig.1, en ondas senoidales separadas, o componentes espectrales, que pueden ser evaluadas independientemente. Cada onda se caracteriza por su *frecuencia, amplitud y fase*. Es decir, que hemos transformado la señal en el dominio del tiempo en su equivalente en el dominio de las frecuencias. En general, si para las señales dc RF y de microondas se desea preservar la información de fase, el proceso de transformación se complica, sin agregar significativamente al valor del análisis. Por lo tanto, trabajaremos sin la información de fase. Si la señal que queremos analizar es periódica, Fourier dice que las ondas senoidales constitutivas se encuentran separadas en el dominio de las frecuencias en $1/T$, donde T es periodo de la señal. Para hacer correctamente la transformación del dominio del tiempo al dominio de las frecuencias, la señal debe ser evaluada en todo el tiempo, esto es, de $+\infty$ a $-\infty$. Sin embargo, normalmente se toma un tiempo relativamente corto, y se asume que el comportamiento de la señal durante varios segundos o minutos es indicativo de su total característica.

Como sabemos la transformación también puede ser hecha del dominio de la frecuencia al del tiempo. Este caso requiere la evaluación de todos los componentes del espectro sobre las frecuencias que van de $+\infty$ a $-\infty$, donde la fase de las componentes es realmente critico. Por ejemplo, una onda cuadrada transformada al dominio de las frecuencias y nuevamente al de tiempo, se podría transformar en un onda diente de sierra sino se conserva la fase.

La figura 1 muestra una señal compleja en ambos dominios; de tiempo y de frecuencia.

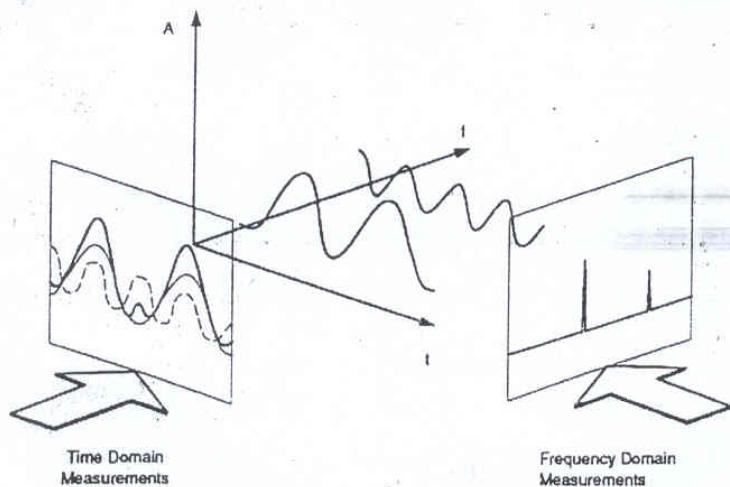


Fig. 1 Relaciones entre los dominios del tiempo y frecuencia de una señal compuesta por la fundamental y la segunda armónica.

5.1.1 ¿Por qué la medición espectral?

Como en el dominio de las frecuencias se puede medir mucho mejor el contenido armónico de una señal, quien trabaja en comunicaciones, está extremadamente interesado en el contenido armónico de una señal. Por ejemplo, un sistema de radio celular debe comprobar el contenido armónico de su portadora que podría interferir con otros sistemas que estén operando a la misma frecuencia que sus armónicas. También debe interesarles la distorsión que pueda producirse en la modulación de su mensaje. La modulación de tercer orden (dos tonos de una señal compleja que se modulan unas a otras) pueden ser particularmente inconvenientes debido a que las componentes de distorsión pueden caer dentro de la banda de interés, en cuyo caso no serán eliminadas.

La ocupación del espectro es otro punto de importancia en el análisis espectral. La modulación de la señal trae aparejado un incremento del ancho espectral, y para prevenir la interferencia con las señales adyacentes, existen normas y organismos que restringen los anchos de banda de las transmisiones. Las interferencias electromagnéticas (EMI) deben ser consideradas también como una forma de ocupación del espectro electromagnético. Aquí, las emisiones indeseadas ya sean las radiadas o conductivas (a través de líneas de transmisión u otros conductores de inter conducción), pueden perjudicar la operación de otros sistemas. Casi todos los que diseñen o fabriquen productos eléctricos o electrónicos están obligados a controlarlos para verificar si los niveles de emisión en función de la frecuencia se ajustan a las normas establecidas.

5.2 EL ANALIZADOR DE ESPECTROS SUPERHETERODINO

5.2.1 Teoría de operación

A pesar de que se analizará a continuación la arquitectura del analizador de espectros superheterodino, existen otras, entre las cuales la más importante es aquella que digitaliza la señal en el dominio del tiempo y luego utilizando la Transformada Rápida de Fourier la presenta en el dominio de las frecuencias. Una ventaja de la FFT consiste en su habilidad para caracterizar los eventos de disparo único. Otra, es su capacidad de medir tanto la magnitud como la fase. Sus mayores limitaciones respecto a los superheterodinos se encuentran en las áreas del rango de frecuencias, sensibilidad, rango dinámico y precio, desventajas estas, que con el continuo avance tecnológico se van acortando o eliminando.

La Fig. 2 muestra un diagrama simplificado de un analizador de espectro superheterodino que no difiere grandemente de un receptor superheterodino de comunicaciones. Su principal diferencia se observa en la presencia de un filtro pasa bajos a la entrada, cuya función es la de prevenir la llegada al mezclador de frecuencias superiores que no se desean en el rango de sintonía y que también al mezclarse con el oscilador local den como resultado la frecuencia intermedia. También se desea que las señales iguales a la FI no lleguen al mezclador. En realidad, los analizadores tienen una configuración similar al que se muestra en la Fig. 3, con lo cual se consigue eliminar las dificultades enunciadas y simultáneamente se rebaja la FI a fin de obtener filtros pasa banda lo suficientemente angostos como para obtener una buena resolución en frecuencias muy elevadas.

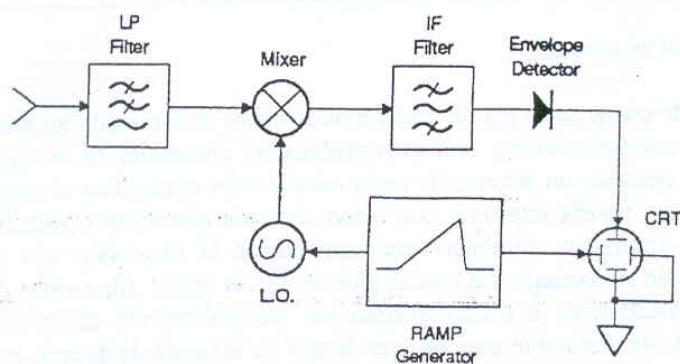


Fig.2 Analizador de espectro superheterodino

Como la salida de un analizador de espectros es una pantalla, en ella deberá obtenerse la información necesaria. El eje horizontal se encuentra calibrado en frecuencia, que incrementa linealmente de izquierda a derecha. El ajuste de frecuencia se suele hacer en dos pasos: primero se ajusta la frecuencia en la línea central del retículo con el control Central Frequency y luego se ajusta el rango (Span) con el control del ancho del barrido (Frequency Span). Estos controles son independientes, de manera que si se ajusta la frecuencia central, no se altera el ancho. Algunos analizadores tienen frecuencias de arranque (Start) y parada (Stop), como alternativa. En cualquier caso se puede determinar la frecuencia absoluta de la señal y la diferencia entre dos señales.

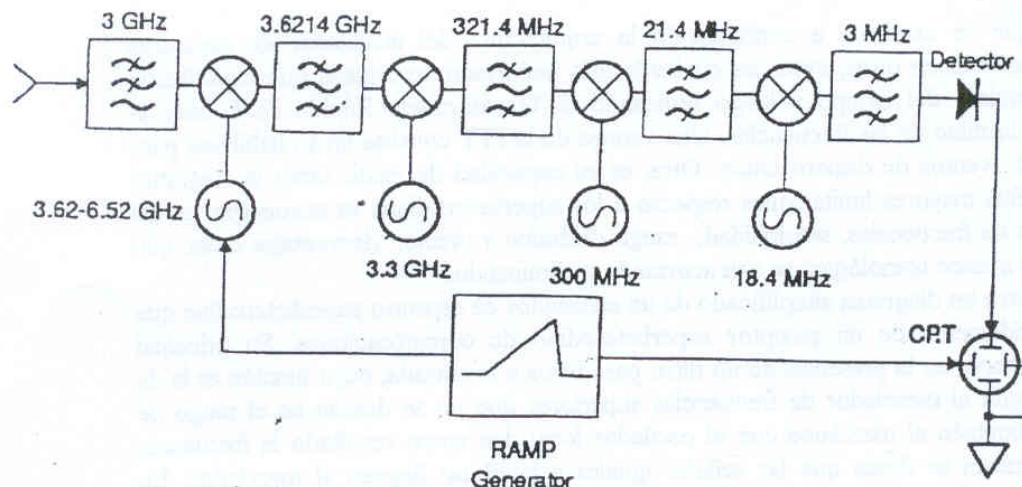


Fig. 3 La mayoría de los analizadores de espectro utilizan de dos a cuatro pasos para la conversión de frecuencia.

El control vertical se calibra en amplitud, con una escala calibrada linealmente en Volt o logarítmica en dB. La escala logarítmica es usada más frecuentemente que la lineal debido a que la logarítmica tiene una amplitud utilizable mucho mayor. La escala logarítmica permite tener señales cuya diferencia en amplitudes sean del orden de 70 a 100 dB o más. Por otro lado, la escala lineal es aplicable para señales que no difieren más de 20 a 30 dB. En cualquiera de los casos, la línea superior de la retícula tiene el nivel de referencia, en valor absoluto obtenido a través de técnicas de calibración; y se utiliza un control de escala por división para asignar otros valores a la retícula. De esta manera se puede medir el valor absoluto de la señal o la diferencia de amplitud entre ellas. La Fig.4 muestra una pantalla (Display) de un analizador de espectros típico controlado por microprocesador.

5.3 ALGUNAS ESPECIFICACIONES Y CARACTERÍSTICAS

5.3.1 Resolución

5.3.1.1 Filtros analógicos

La resolución de frecuencia, es la habilidad de un analizador de espectro para separar dos entradas senoidales con respuestas distintas. La FI está determinada por un filtro pasa banda, y este filtro selecciona los productos de la mezcla deseados y rechaza todas las otras señales. Como la señal de entrada es fija y el oscilador local está barriendo, los productos de la mezcla también se desplazan. Si sucede que un producto de la mezcla se desplaza a través de la FI, se podrá observar la característica pasante del mismo sobre la pantalla, siempre que el ancho de la FI sea comparable al ancho del barrido (Span) y que la velocidad del barrido sea suficientemente lenta (Fig.4). El filtro más angosto de la cadena es el que determina el ancho de banda total, y que en la arquitectura de la Fig. 3 se encuentra en la FI de 3 Mhz.

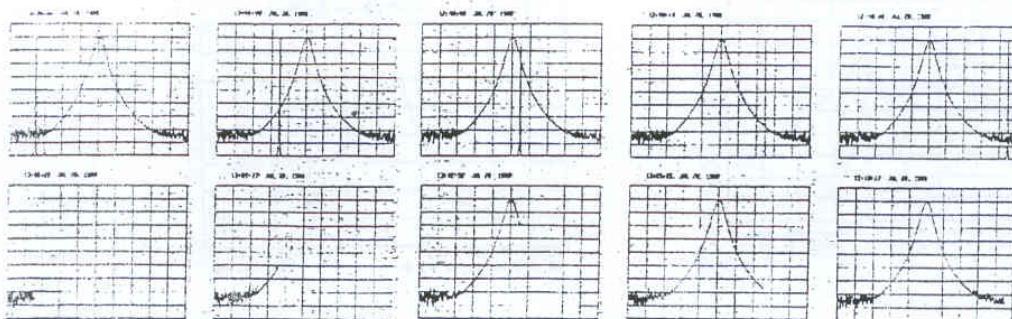


Fig. 4 A medida que los productos de la mezcla barren a través del filtro de FI, se va trazando el contorno del filtro

De manera que al menos que dos señales se encuentren lo suficientemente apartadas, sus trazas caerían una sobre la otra y se verán como una señal única. Afortunadamente los analizadores de espectro tienen filtros de resolución seleccionables (RBW) con lo cual generalmente se hace posible elegir uno que sea lo suficientemente angosto como para resolver entre dos frecuencias que se encuentren no muy separadas.

Las hojas de especificaciones indican la resolución respecto de la potencia, indicando la lista de filtros de FI de 3 dB de ancho de banda. Este número indica cuan cerca pueden estar dos sinusoides de igual amplitud, y ser resueltas con una depresión entre ellas de 3 dB, como se indica en la Fig. 5.

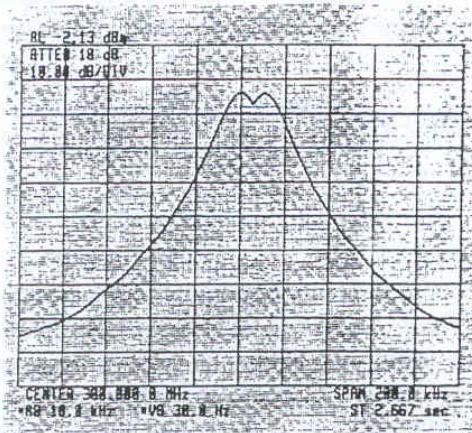


Fig. 5 Dos senoides de igual amplitud separadas por un filtro de FI de un ancho de banda de 3 dB que han sido resueltas

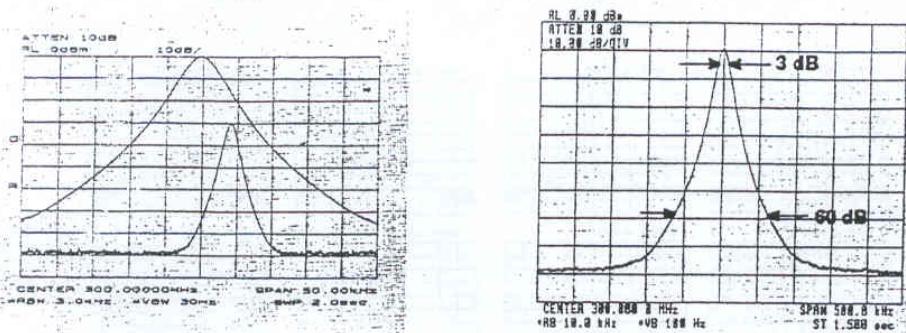


Fig. 6 (izquierda) Una señal de poca amplitud puede perderse bajo el contorno de la respuesta de una señal más fuerte. (derecha) Factor de forma, la relación entre los anchos de banda de 60 dB y 3 dB, ayudan a resolver dos señales de distintas amplitudes.

Muy a menudo se trata con señales de distintas amplitudes, con lo cual la menor de ellas puede quedar escondida bajo el contorno de la mayor como en la Fig 6 (izq). Entonces existe otra especificación para los filtros de resolución: el factor de forma, que determina la relación entre el ancho de banda de los -60 dB y el ancho de banda a -3 dB como en la Fig 6 (der).

Algunos fabricantes especifican la relación 60:6 dB. Un factor de forma aceptable para los filtros gaussianos analógicos varía entre 9 y 12 con los cuales se puede obtener una buena resolución dinámica de los flancos, que en última instancia es función de:

- Ancho de banda de resolución
- Factor de forma del filtro de resolución
- Bandas laterales de ruidos

5.3.1.2 Filtros digitales

Se los suele utilizar para la obtención de filtros de banda de resolución mas angostos (10, 30, y 100 Hz en algunos analizadores, y hasta 2 Hz. en el año 2002). Como se ve en la Fig. 7 la señal análoga lineal descende en el proceso de mezcla a 4,8 KHz pasando luego solo un ancho de 300 Hz a través del filtro pasa banda. La señal de FI es luego amplificada, muestreada y digitalizada.

Una vez en forma digital, la señal es puesta a través de el algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier. Para transformar apropiadamente la señal, el analizador debe estar fijamente sintonizado, (no debe barrer); esto es, la transformación debe ser hecha sobre la señal en el dominio del tiempo. De aquí que el analizador hace incrementos en pasos de 300 Hz, en vez de barrer en forma continua, cuando se selecciona uno de los anchos de banda de resolución. Esta sintonía saltada puede ser vista en la pantalla, la cual es actualizada en incrementos de 300 Hz a medida que el proceso digital es completado.

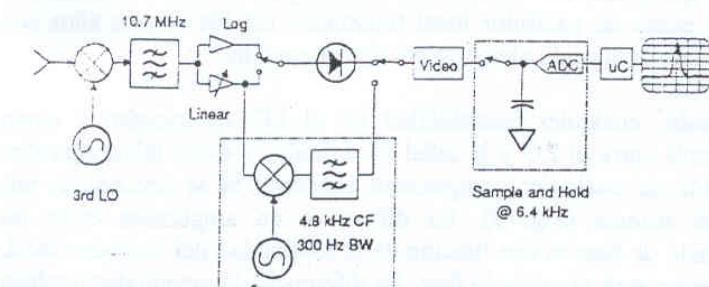


Fig. 7 Implementación digital de filtros de resolución de 10, 30 y 100 Hz

Una ventaja del proceso digital es que el factor de forma de los filtros puede ser del orden de 5:1, selectividad esta, que puede ser elegida para separar las señales que más cercanamente se encuentren.

5.3.1.3 FM Residual

Otro factor que afecta la resolución del analizador de espectros es la estabilidad del LO, particularmente el primero de ellos. El primer oscilador local (LO) es típicamente un oscilador sintonizado YIG (1) (generalmente en un rango entre 2 y 4 CHz.), y este tipo de

oscilador tiene una FM residual de 1 KHz o más. Esta inestabilidad es transferida a los productos de la mezcla restantes de la señal de entrada y del LO, y no es posible determinar si es la señal o el oscilador local la fuente de inestabilidad.

Los efectos de la FM residual del oscilador local no son visibles cuando se opera con RBW anchos. Solo cuando el ancho de banda se aproxima a la excusión pico a pico de la FM ésta se hace presente. A medida que el filtro se va angostando, aparecen múltiples picos aún cuando se trata de una componente espectral individual. En la Fig. 8 los anchos de banda de resolución son de 3, 1 y 0,1 KHz y la FM residual es de alrededor de 1 KHz.

De esta manera, el mínimo valor del ancho de banda de resolución que típicamente se encuentra en los analizadores de espectro, está determinado al menos en parte por la estabilidad del LO. Los analizadores de bajo costo, donde no se adoptan las medidas para evitar la FM residual de los osciladores, tienen un RBW que típicamente se encuentra en 1 KHz. En los analizadores de calidad media se incluye la estabilización del LO y un filtro de 100 Hz. En los analizadores de mayor calidad tienen una síntesis más elaborada, de manera de estabilizar todos los osciladores locales y una banda pasante del orden de los 10 Hz. o menos. Con la posible excepción de los analizadores de espectro económicos, cualquier inestabilidad que vemos en éstos se debe a la señal de entrada.

5.3.1.4 Ruido de fase

Aún cuando posiblemente no seamos capaces de ver el temblequeo (jittering) real del sistema de los osciladores locales del analizador, sigue habiendo una manifestación de inestabilidad de frecuencia o fase de los LO que puede ser observada; *ruido de fase* (también denominado ruido de bandas laterales). No existe un oscilador local totalmente estable. Todos ellos son modulados en frecuencia o en fase por el ruido aleatorio en alguna medida.

Tal como lo hemos mencionado, cualquier inestabilidad en el LO es transferida como productos resultantes de la mezcla entre el LO y la señal de entrada, y como tales, aparecen como bandas laterales alrededor de cualquier componente espectral si se encuentran por encima del piso de ruido del sistema (Fig. 9). La diferencia en amplitudes entre las componentes espectrales y el ruido de fase es una función de la estabilidad del oscilador local. Cuanto más estable sea éste, menor será el ruido de fase. La diferencia de amplitudes también se debe al RBW. Si se reduce el ancho de banda de resolución por un factor de 10, el nivel del ruido de fase disminuye en 10 dB.

La forma del espectro del ruido de fase es una función del diseño del analizador. En algunos analizadores el ruido de fase es un pedestal relativamente plano fuera del ancho de banda de la curva de respuesta. En otros, el ruido de fase puede producirse a medida que se aleja de la señal. El ruido de fase se especifica en términos de dBc o dB relativos a la portadora. Algunas veces se especifica a un desplazamiento específico de frecuencia; otras veces, se da una curva que muestra las características del ruido de fase sobre un rango de desplazamientos de frecuencia a partir de la señal.

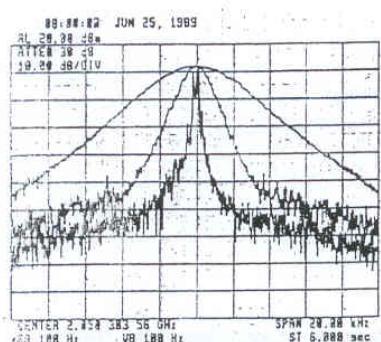


Fig. 8 La FM residual del oscilador local solo puede verse cuando el RBW es menor que el pico a pico de la FM.

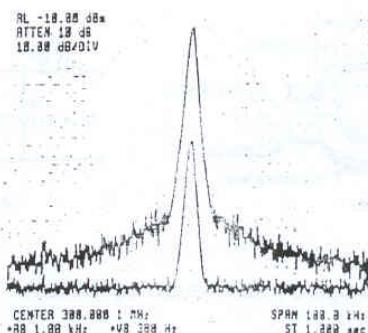


Fig. 9 El ruido de fase solo es desplegado cuando la señal se encuentra bastante por encima del piso de ruido del sistema.

Generalmente, podemos ver el ruido de fase inherente a los analizadores solo en los dos o tres filtros de resolución más angostos, cuando éstos obscurecen la parte más baja de éstos filtros. El uso de filtros digitales no altera este efecto. Para los filtros más anchos, el ruido se oculta bajo la falda de los filtros, de la misma manera que en el caso de dos señales desiguales, ya analizadas con anterioridad.

De cualquier manera, el ruido de fase se convierte en la última limitación en la habilidad del analizador para resolver señales de distinta amplitud.

Nota (1) Los osciladores para generadores de barrido de microondas y analizadores de espectro requieren ser eléctricamente sintonizables sobre un amplio rango de frecuencias de al menos una octava o más. Esto puede ser realizado por diodos de capacidad variable (diodos varactores) o esferas de itrio-hierro-almandina (yttrium- iron-garnet) denominadas YIG. Los diodos varactores tienen una capacitancia aproximadamente igual a la raíz cuadrada de la tensión inversa aplicada. Por lo tanto, cuando ellos deben ser utilizados como parte de un circuito resonante se requiere linealizar la relación tensión-frecuencia dentro del 1 %. La relación entre la máxima y mínima capacidad de un varactor está limitada por la tensión de ruptura y por las capacidades parásitas, lo que hace difícil obtener un ancho de banda de sintonía que exceda una octava.

En contraste, el método de sintonía con esferas yig conduce a anchos de banda muy elevados. Se construyen filtros y resonadores yig a más de 12 GHz. Algunas veces limitada en su rango más por los circuitos activos que por el resonador.

El fenómeno de resonancia yig se produce cuando una esfera altamente pulida de este material ferrite es colocado en una estructura de RF bajo la influencia de un campo magnético continuo. Se produce una resonancia de elevado Q a una frecuencia proporcional al campo magnético continuo. Si el campo de sintonía es suministrado por un electroimán, la característica resultante de la corriente del electroimán versus frecuencia de resonancia es extremadamente lineal (fácilmente mejor que el 0,1 % dentro de una octava).

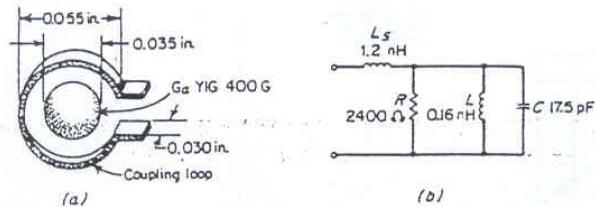


Fig. 10 Resonador YIG típico y su circuito equivalente

Los circuitos de linearización no se hacen necesarios. Una estructura de acoplamiento típica es un lazo metálico alrededor de la esfera como se puede observar en la Fig. 10 (a). El circuito equivalente mirando hacia adentro de los terminales es el de un circuito resonante paralelo RLC más una inductancia en serie como se ve en la Fig. 10(b). Los valores son para una esfera yig dopada con galio con una magnetización de saturación de 400 Gauss y con las dimensiones de acoplamiento como las indicadas.

La Fig. 11 muestra un oscilador y amplificador que cubre un rango de frecuencias de 1,8 a 4,2 GHz.

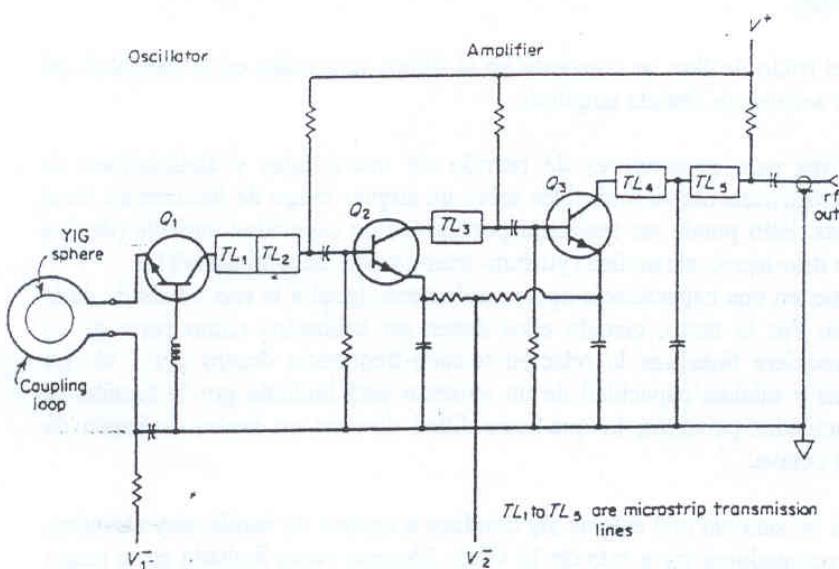


Fig. 11 Oscilador que va de 1,8 a 4,2 GHz y el amplificador

5.3.2 Tiempo de Barrido (Sweep Time)

5.3.2.1 Filtros de resolución analógica

Si la resolución fuese el único criterio para juzgar un analizador de espectros, se debería elegir aquel que tuviese el filtro de resolución más angosto (FI) y el problema quedaría resuelto. Pero sucede que la resolución afecta el tiempo de barrido, y por lo tanto debe tenerse mucho cuidado en este aspecto.

La resolución interviene debido a que los filtros de FI son circuitos de banda limitada que requieren un tiempo finito para cargarse y descargarse. Si los productos de la mezcla son desplazados demasiado rápidamente, se producirá una perdida de amplitud, tal como se indica en la Fig. 12 (el detector de envolvente también tiene incidencia sobre el tiempo de repuesta de los filtros de FI). El tiempo en que los productos de la mezcla se encuentran en el filtro de FI es directamente proporcional al ancho de banda e inversamente proporcional a la velocidad de barrido, en Hz, o sea

$$\text{Tiempo en la banda pasante} = (\text{RBW}) / (\text{Span}) / (\text{ST}) = [(\text{RBW})(\text{ST})] / (\text{Span}),$$

donde RBW = ancho de banda de resolución; ST = tiempo de barrido

Por otro lado, el tiempo de crecimiento (t_r) está en estos casos relacionados por una constante que depende del tipo de filtro utilizado. Para los filtros de repuesta gausiana el valor de K varía entre 2 y 3.

$$\text{Tiempo de crecimiento} = K / \text{RBW}$$

Si igualamos ambos tiempos y resolvemos para el tiempo de barrido, tendremos

$$K / \text{RBW} = [(\text{RBW})(\text{ST})] / (\text{Span}) \quad o \quad \text{ST} = K(\text{Span}) / (\text{RBW})^2$$

Aquí se muestra la importancia del dramático efecto que provoca un cambio de resolución sobre el tiempo de barrido. Algunos analizadores de espectro tienen filtros de resolución solo seleccionables por décadas, de manera que si se selecciona un filtro de una década menor a fin de obtener una resolución mayor, el tiempo de barrido se incrementa en 100.

Actualmente la mayoría de los analizadores de espectro acoplan automáticamente los ajustes del tiempo de barrido, el ancho del espectro (span) y el ancho de banda de resolución, condición esta, que se puede eliminar para alguna aplicación particular.

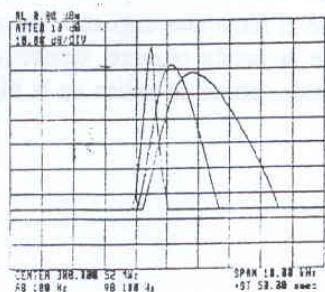


Fig. 12 El barrido demasiado rápido produce una caída de amplitud y un desfase de la frecuencia indicada

5.3.2.2 Filtros de resolución digitales

En estos casos el efecto es distinto que en el caso de los filtros analógicos. Esta diferencia se produce debido a que la señal analizada es procesada en bloques de 300 Hz (por ejemplo). De manera que cuando se selecciona un BWR de 10 Hz, el analizador esta procesando simultáneamente el dato de cada bloc de 300 Hz a través de 30 filtros continuos de 10 Hz. Si el proceso digital fuese instantáneo, tendríamos una reducción de 30 en el tiempo de barrido. (20 prácticamente). Para los filtros de 30 Hz la reducción es de un factor de 6 aproximadamente. El tiempo de barrido para los filtros de 100 Hz es casi el mismo que para los filtros analógicos. Los barridos mas rápidos para los filtros de 10 y 30 Hz pueden disminuir drásticamente el tiempo requerido para las mediciones de elevada resolución.

5.4 DETECTOR DE AMPLITUD

El analizador de espectro convierte la salida de FI en video utilizando el detector de amplitud. En su forma más sencilla, el detector es un diodo seguido por una combinación RC, según se puede ver en la figura 13. La salida de la cadena FI, generalmente una onda senoidal, se aplica al detector. La constante de tiempos del detector es tal que la tensión a través del capacitor iguala la tensión pico de la señal de FI en todo momento; esto es, el detector sigue las variaciones más rápidas posibles de la envuelta de la señal de FI, pero no los valores instantáneos de la propia FI del analizador.

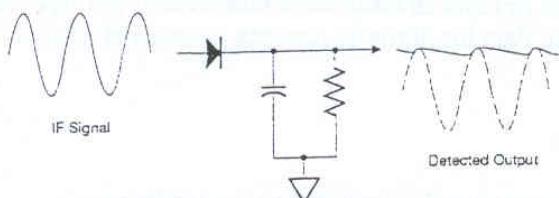


Fig. 13 Detector de amplitud

Para la mayoría de las mediciones se elige un RBW lo suficientemente angosto como para resolver las componentes individuales de la señal de entrada. Si se fija la frecuencia del oscilador local de manera que el analizador quede sintonizado a una de las componentes espectrales de la señal, la salida de la FI será una onda senoidal de amplitud constante. La salida del detector de amplitud será entonces una tensión constante (DC), y no habrá variación que el detector pueda seguir.

Sin embargo, hay veces que deliberadamente se elige un RBW lo suficientemente ancho para que incluya dos o mas componentes espectrales. Otras veces no se puede eludir. Las componentes espectrales están más juntas en frecuencia que el filtro mas angosto. Suponiendo que solo tenemos dos componentes espectrales dentro de la banda pasante, tendremos dos ondas senoidales que interactivan creando una nota de batido, como se indica en la Fig 14, a medida que varíe la fase entre ellas

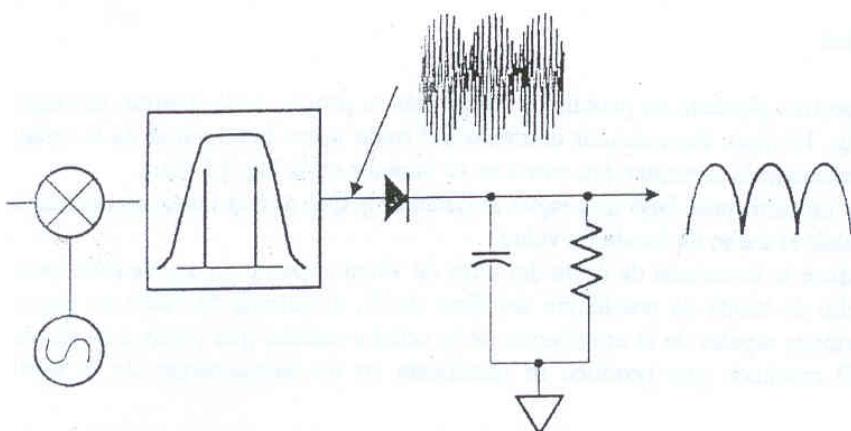


Fig. 14 Salida del detector de amplitud que sigue los picos de la señal de FI

¿Qué es lo que determina el máximo régimen al cual la envolvente de la señal de FI se puede variar?. El ancho de banda del filtro de resolución (RBW). Este ancho de banda es el que determina en qué medida pueden estar separadas dos señales senoidales de entrada y, luego del proceso de mezcla, se encuentren en el filtro al mismo tiempo.

Si suponemos que la FI final es de 21,4 MHz y el ancho de banda de 100 KHz, dos señales separadas por 100 KHz producirán, con la frecuencia apropiada del oscilador local (LO) y con dos o tres procesos de mezcla, los productos de mezcla de 21,35 y 21,45 MHz.. Ver Fig. 14. El detector debe estar capacitado para seguir las variaciones creadas por estas dos señales pero no la propia señal de FI de 21,4 MHz.

El detector de envolvente es el que convierte al analizador en un voltímetro. Si se repite la situación de arriba se tiene dos señales de igual amplitud en la banda pasante de FI al mismo tiempo; qué es lo que se puede esperar ver en la pantalla?

Un vatímetro indicaría un nivel de potencia de 3 dB por encima de cada señal: esto es, la potencia total de las dos. Suponiendo que las dos señales estén lo suficientemente cerca tal que, con el analizador sintonizado al centro de ambas, habrá una atenuación despreciable debido a la caída de ganancia en los laterales de la FI, la indicación en la pantalla variará entre el doble de tensión de cada una (6dB mayor) y cero (menos infinito en la escala logarítmica). Se debe recordar que las dos señales son ondas senoidales (vectores) de distintas frecuencias, y que continuamente varían la fase de una respecto de la otra. En cierto momento ellas se suman exactamente en fase; y en otro, exactamente en fase opuesta.

De esta manera el detector de envolvente, sigue las variaciones de amplitud de los picos de la señal de la cadena de FI, pero no sus valores instantáneos, confiriéndole al analizador las características de un voltímetro.

A pesar de que los filtros implementados digitalmente no tienen un detector de envolvente analógico, se lo simula para mantener la consistencia con los otros.

5.5 SUAVIZACIÓN DE LA PRESENTACIÓN

5.5.1 Filtro de vídeo

El analizador de espectros presenta en pantalla la señal, más su propio ruido interno, tal como se lo indica en la Fig. 15 (izq). Para reducir el efecto del ruido sobre la amplitud de la señal, suele filtrarse o promediarse la presentación como se ve también en la Fig. 15 (der).

El filtro de video es un filtro pasa bajo que sigue al detector y que por lo tanto no reduce el nivel de ruido al reducir el ancho de banda de video.

A medida que se reduce la frecuencia de corte del filtro de video al punto en que se hace igual o menor que el ancho de banda de resolución del filtro de FI, el sistema de video no puede seguir más las variaciones rápidas de la envolvente de la señal o señales que pasan a través de la cadena de FI. El resultado que produce se manifiesta en un aplanamiento de la señal presentada.

Debido a que el filtro de video tiene su propio tiempo de respuesta la ecuación del tiempo de barrido se convierte en

$$ST = k \cdot (\text{Span}) / [(\text{RBW})(\text{VBW})]$$

cuando el ancho de banda de video se hace igual o menor que el ancho de banda de resolución. La mayoría de los analizadores de espectro ajustan automáticamente el tiempo de barrido para los diferentes anchos de banda de video como de resolución.

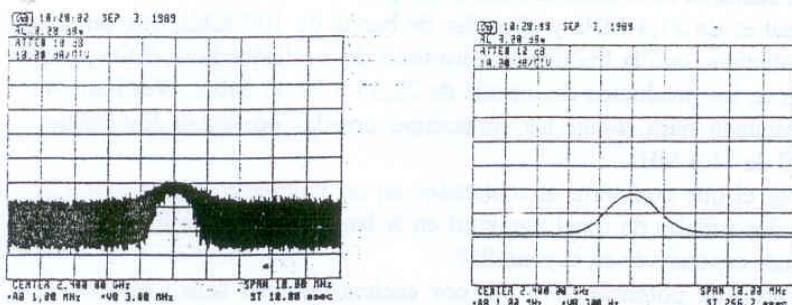


Fig. 15 (izquierda) Señal más ruido. (derecha) Señal después de ser filtrada

5.5.2 Premediación de video

Los analizadores de espectros con pantalla digital ofrecen otro tipo de filtrado de la presentación en pantalla: *promediado de video*. En este caso, el promediado es cumplimentado sobre dos o más barridos sobre la base de punto- por- punto. En cada punto de la presentación, el nuevo valor es promediado con los datos previamente promediados:

$$A_{\text{avg}} = [(n - 1) / n] A_{\text{prev avg}} + (1 / n) A_n$$

donde A_{avg} = nuevo valor promediado

$$A_{\text{prev avg}} = \text{promedio del barrido anterior}$$

$$A_n = \text{valor medido de un barrido corriente}$$

$$n = \text{número de barridos corrientes}$$

De esta manera la presentación converge gradualmente a un valor promedio sobre un cierto número de barridos. Al igual que con el filtro de video, se puede seleccionar el grado de filtrado o promediado ajustando el número de barridos sobre el cual se desea hacer el promedio. Mientras que el promediado de video no tiene efecto sobre el tiempo de barrido, el tiempo para llegar a un cierto grado de promedio es prácticamente el mismo que con el filtro de video debido al número de barridos requeridos.

En muchos casos no importa de tipo de filtro que se utilice. Si la señal es ruido o una señal senoidal de bajo nivel muy similar a un ruido, se consigue el mismo resultado ya sea con un filtro de video o con promediado de video.

Sin embargo, existe una diferencia entre los dos sistemas. Mientras que el filtro de video realiza su trabajo en tiempo real; esto significa que vemos su total efecto a medida que la presentación progresá en la pantalla. Cada punto solo es promediado una vez, en un tiempo aproximadamente de $1/VBW$ por cada barrido. Por otro lado, en el video promediado se requiere múltiples barridos para obtener el promedio final.

Como resultado, se puede obtener significativas diferencias según sea el método utilizado. Por ejemplo, una señal cuyo espectro cambie con el tiempo puede llevar a diferentes promedios en cada barrido cuando se utiliza filtro de video. Sin embargo, si se utiliza el promediado de video sobre varios barridos, se obtendrá una aproximación mucho mas exacta al verdadero valor promedio (Fig. 16 y 17).

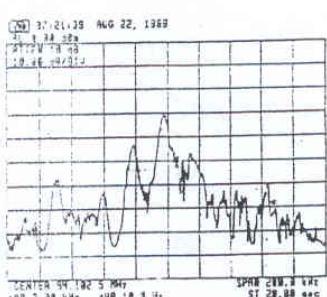


Fig. 16 Filtrado analógico

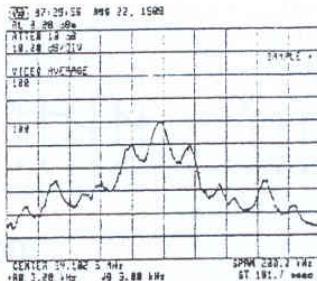


Fig. 17 Promediado digital

5.6 MEDICIONES DE AMPLITUD

5.6.1 TRC

Hasta el año 1970 todas las pantallas eran analógicas. Su mayor problema se centra en el manejo de elevados tiempos de barrido cuando se utilizan filtros de resolución de anchos de banda angostos. En el caso extremo, en la pantalla se ve un punto que se mueve lentamente a través del TRC. La solución se introdujo con los tubos de persistencia variable, aun cuando

continúa con el inconveniente del ajuste del tiempo de persistencia con cada nueva situación de medición.

Con el advenimiento de la círcuitería digital, rápidamente se la incorporó en los analizadores de espectro. Una vez de que el trazo es digitalizado y puesto en memoria, se encuentra permanentemente disponible para ser desplegado. Es fácil actualizar la información sin parpadeos, resplandores o desvanecimientos.

5.6.2 Pantallas digitales

Estos sistemas no dejan de tener sus dificultades, ya que cada punto ha sido representado por lo ocurrido en cierto rango de frecuencia y se quiere representar en forma continua en la pantalla. Supongamos tener la situación indicada en la Fig. 18, donde tenemos representada una onda continua en cierta parte del espectro, y en el resto solo ruido. También tenemos un sistema analógico cuya salida deseamos sea representada en forma continua, tan fielmente como sea posible, utilizando para ello técnicas digitales.

Como un primer método, simplemente digitalizamos los valores instantáneos de la señal al final de cada intervalo. Este es el *modo de muestras*. Para dar al trazo la forma de un trazo continuo, se utiliza un método en el cual se trazan vectores entre los puntos, con lo cual se consigue un presentación razonable. De las condiciones de la Fig. 18, pareciera obtenerse una presentación aceptable, como se indica en la Fig. 19. Por supuesto, cuanto mayor sea el número de puntos en el trazo, mejor será la réplica de la señal analógica. El número de puntos es limitado, siendo 1000 puntos el máximo que típicamente ofrecen los fabricantes. Tal como se muestra en la Fig. 20, con un mayor número de puntos se obtiene una imagen más cercana a la señal analógica.

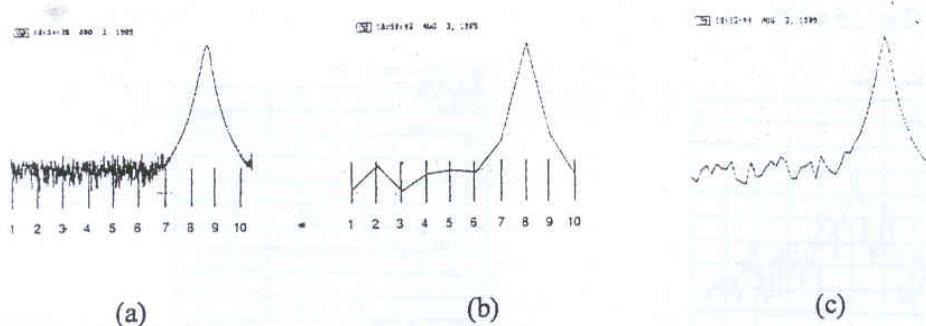


Fig. 18 (a) Cuando se digitaliza una señal analógica; ¿cuál será el valor desplegado en cada punto?. (b) Aquí se indica en el modo de muestras como queda la señal de (a) con la utilización de 10 puntos. (c) Un mayor número de puntos produce una representación más cercana a la representación analógica.

Mientras el modo de muestras realiza un buen trabajo en la indicación del ruido aleatorio, no lo es tan bueno, en su función habitual: el análisis de sinusoides. Si observamos por ejemplo, un peine de 100 Mhz, podríamos expandir el Span entre 0 y 22 Ghz. Con 1000 puntos como longitud del registro, cada punto representa un intervalo de 22 MHz, que es mucho mayor que el mayor ancho de banda dc 3 MHz de resolución que tienen la mayoría de los analizadores de

espectro. Como resultado de ello, la verdadera amplitud de los dientes del peine solo serán mostrados si caen en el centro de la FI cuando se toma la muestra.

Estos no son los únicos problemas que se pueden presentar en las mediciones, y es por ello que es muy importante en todos los casos conocer las características, posibilidades y especificaciones de cada instrumento en particular. (recomendamos leer la bibliografía indicada).

5.7 EXACTITUD DE LA AMPLITUD

5.7.1 Inexactitud relativa

Cuando se realizan mediciones relativas de una señal de entrada, se utiliza cierta parte de la señal como referencia. Si se mide por ejemplo, la distorsión de la segunda armónica, se está utilizando la fundamental como referencia, ya que solo nos interesa en cuanto difiere la segunda armónica de la fundamental.

Los factores que pueden afectar la falta de exactitud de las mediciones relativas pueden ser debidas a:

- Respuesta en frecuencia
- Fidelidad del Display
- Δ Atenuador
- Δ Atenuador ganancia de FI
- Δ RBW

Si nos referimos a la Fig. 19, debido a que el atenuador de entrada RF debe operar en todo el rango de frecuencia del analizador, su exactitud en los alcances, al igual que su respuesta en frecuencia, es una función de la frecuencia. A bajas frecuencias, es de esperar que el atenuador se comporte bastante bien; a 20 Ghz, ya no tan bien. Por otra parte, el atenuador de FI (o control de ganancia) es de suponer que es más exacto, ya que actúa en una sola frecuencia. Otro parámetro que puede variar durante el curso de la medición es el RBW:

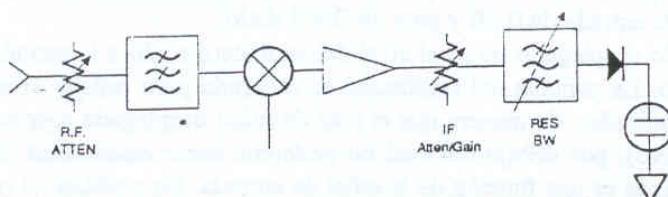


Fig. 19 Controles que afectan la exactitud de la medición

5.7.2 Exactitud absoluta

La exactitud absoluta esta determinada por el calibrador, que normalmente se encuentra incluido en el instrumento, y cuya exactitud para una amplitud y frecuencia específica es trasladada a otras frecuencias y amplitudes. Las rutinas de auto calibración generan coeficientes (por ejemplo, variaciones en la amplitud versus cambios en el RBW) que el analizador usa después para corregir los datos medidos, obteniéndose como resultado una menor probabilidad de cometer errores en la medición.

5.7.3 Sensibilidad

Una de las aplicaciones principales de los analizadores de espectro es la captación y la determinación del nivel de las señales débiles. La fundamental limitación de esta medición es la generación del ruido aleatorio producida por el mismo analizador y que aparece en la pantalla como una señal de ruido, y que por debajo de ella, no se puede hacer ninguna medición. Un punto de arranque para el análisis del ruido en la pantalla, es la ganancia de la primera etapa del analizador. Esta etapa amplifica el ruido generado por la terminación de entrada y agregando algo por su cuenta. A medida que la señal pasa por el sistema, es típicamente lo suficientemente elevado en amplitud de manera que el ruido generado por la ganancia de las etapas subsiguientes solo agrega una muy pequeña cantidad a la potencia de ruido. Es cierto que el atenuador de entrada y uno o más mezcladores pueden encontrarse entre el conector de entrada del analizador y la primera etapa amplificadora, y que todos estos elementos generan ruido. Sin embargo, el ruido que ellas generan es o está muy cerca del mínimo absoluto de -174 dBm / Hz , (kT_B), el mismo que la terminación de entrada del primer amplificador, de manera que no afretan significativamente al nivel de entrada de ruido que pueda ser amplificado por la primera amplificadora.

Mientras que el atenuador de entrada, mezclador, y otros elementos de circuito entre el conector de entrada y la primera amplificadora tienen poco efecto sobre el verdadero ruido generado, tienen si un marcado efecto sobre la habilidad del analizador para presentar señales de bajo nivel debido al efecto atenuador que tienen. Esto es, reducen la relación señal a ruido, y por lo tanto degradan la sensibilidad.

Podemos determinar la sensibilidad simplemente tomando nota del nivel de ruido indicado en el Display sin señal aplicada. Este nivel es el piso del ruido del propio analizador, y que por supuesto, todas aquellas señales que se encuentren por debajo de este nivel, quedarán enmascaradas y no podrán ser observadas o medidas.

La sensibilidad según queda expresada por las normas (DIN IEC 714), es aquel nivel de entrada necesario para obtener una indicación que esté 3 dB por encima del nivel de ruido medio, con una atenuación de entrada de 0 dB y para un BWR dado.

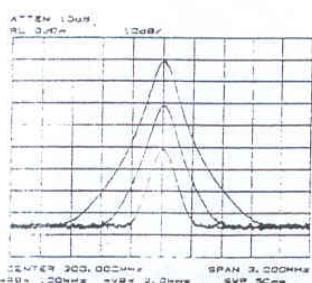
Sin embargo, el piso de ruido desplegado no es el nivel del verdadero ruido a la entrada, pero si, el nivel de ruido efectivo. La pantalla del analizador es calibrada para reflejar el nivel de una señal a la entrada del analizador, de manera que el piso de ruido desplegado representa un piso de ruido ficticio (efectivo), por debajo del cual no podemos hacer mediciones. El nivel del ruido verdadero a la entrada es una función de la señal de entrada. En realidad, el ruido es algunas veces la señal de interés. Al igual que una señal discreta, la señal de ruido debe estar por encima del piso de ruido efectivo para poder ser medido. El piso de ruido de entrada efectivo incluye las pérdidas (atenuación) del atenuador de entrada, de los mezcladores, etc., que se encuentren antes de la primera etapa de ganancia.

Nada se puede hacer acerca de las pérdidas de conversión de los mezcladores, pero si tenemos control sobre el atenuador de RF de entrada. Mediante el cambio de la atenuación de entrada, variaremos la atenuación de la señal de entrada y de esta manera variaremos la relación entre la señal y el piso de ruido, el nivel del piso de ruido efectivo a la entrada del analizador, y la sensibilidad. Obtendremos la máxima sensibilidad mediante la selección de la mínima (cero) atenuación de RF.

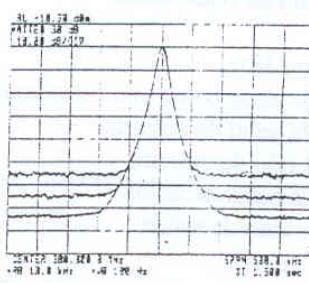
Los diferentes analizadores manejan los cambios de atenuación de entrada de distintas maneras. Debido a que el atenuador de entrada no tiene efecto sobre el verdadero ruido de

entrada en el sistema, algunos analizadores simplemente dejan el ruido desplegado en la misma posición independientemente de la posición del atenuador de entrada. Esto es, la ganancia de FI permanece constante. Si esto sucede, el atenuador de entrada afectará la posición de la señal de entrada real sobre la pantalla. A medida que incrementamos la atenuación de entrada, atenuamos la señal de entrada, la posición de la señal en la pantalla se desplaza hacia abajo, mientras que el ruido permanece estacionario. Para mantener la calibración absoluta de manera que la verdadera señal de entrada tenga siempre la misma lectura, el analizador cambia el nivel de referencia (el valor de la línea superior del retículo), que es lo que hacen los analizadores HP más viejos.

En los más nuevos, un microprocesador interno, varía la ganancia de FI para desplazar las variaciones en el atenuador de entrada. De esta manera, las señales verdaderas de entrada permanecen estacionarias en la pantalla cuando variamos el atenuador de entrada, mientras que el ruido desplegado se mueve hacia arriba o abajo. En este caso, el nivel de referencia permanece invariable (Fig. 20). En cualquiera de los casos, conseguimos la mejor relación S/N (sensibilidad) seleccionando la mínima atenuación de entrada.



(a)



(b)

Fig. 20 (a) Algunos analizadores de espectro cambian el nivel de referencia cuando el atenuador de RF varía, de manera que la señal se mueve en la pantalla, pero el ruido del analizador no lo hace. (b) Otros analizadores mantienen el nivel de referencia constante mediante el cambio de la ganancia de FI, de manera tal que al variar el atenuador de RF, se desplaza el ruido del analizador, pero no así la señal de entrada.

El ancho de banda de resolución también afecta la relación S/N, o la sensibilidad. El ruido generado en el analizador es aleatorio y de amplitud constante sobre un amplio rango de frecuencias. Como la resolución, o la FI, que es quien determina a través de sus filtros el ancho de banda, viene después de la primera etapa de ganancia, la potencia total de ruido que pasa a través de los filtros queda determinado por el ancho de banda de los filtros. Esta señal de ruido es detectada y llega por último a la pantalla. Su naturaleza aleatoria hace que el nivel desplegado varíe como

$$\sim 10 \log(bw_2/bw_1),$$

donde bw_1 = ancho de banda de resolución de inicio y bw_2 = ancho de banda de resolución de finalización.

De manera tal que si variamos el RBW por un factor de 10, el nivel de ruido desplegado varía en 10 dB, como se muestra en la Fig. 20 (a).

Conseguiremos la mejor relación S/N, o la mejor sensibilidad, usando el mínimo RBW posible de nuestro analizador.

En resumen, conseguimos la mejor sensibilidad seleccionando el mínimo RBW y la mínima atenuación de entrada. Este ajuste nos da la mejor relación S/N. También podemos seleccionar el mínimo VBW (ancho de banda del filtro de video) para ayudarnos a ver una señal a o cerca del nivel de ruido (Fig.20). Por supuesto que, seleccionando RBW y VBW angostos alargamos el tiempo de barrido.

5.7.4 Figura de ruido

Muchos fabricantes de receptores especifican el comportamiento de un receptor en función de la *figura de ruido* en vez de hacerlo en función de la sensibilidad. Un analizador de espectro es un receptor, y por tanto se podrá analizar su figura de ruido para una señal senoidal. La figura de ruido puede ser definida como la "degradación de la relación señal-ruido a medida que la señal pasa a través del dispositivo"; un analizador de espectro en este caso. Se puede expresar la figura de ruido como

$$F = (Sí / Ni) / (So / No),$$

donde F = es la figura de ruido como una relación de potencias

$Sí$ = potencia de la señal de entrada

Ni = potencia de ruido de entrada

So = potencia de la señal de salida

No = potencia de ruido de salida

Si examinamos esta expresión, se la puede simplificar para el analizador de espectro. Primeramente, la señal de salida es la señal de entrada multiplicada por la ganancia del analizador. Despues, hay que tener en cuenta que la ganancia del analizador es la unidad debido a que el nivel de la señal a la salida (indicada en el Display) es la misma que el nivel a la entrada (conector de entrada). De manera que, la expresión luego de la sustitución, queda

$$F = No / Ni$$

Esta expresión nos dice que todo lo que necesitamos para determinar la figura de ruido es comparar el nivel de ruido como se lee en el Display, al nivel de ruido en el conector de entrada. La figura de ruido se expresa generalmente en términos de dB, o

$$NF = 10 \log (F) = 10 \log (No) - 10 \log (Ni)$$

El nivel de ruido a la entrada para una impedancia de entrada de 50 Ohm (adaptada) será

$Ni = kTB$, que a temperatura ambiente y para 1 Hz de ancho de banda es,

$$kTB = -174 \text{ dBm}$$

y donde KTB es la *potencia de ruido disponible*, que es un concepto teórico que supone que la tensión de ruido generada por una resistencia puede ser representada por un generador de

ruido $e_a = (4KTBR)^{1/2}$ en serie con una resistencia ideal (libre de ruido) R que suministra potencia a una $RL = R$.

Sabemos que el nivel de ruido desplegado en el analizador varía con el ancho de banda. De manera que, todo lo que se necesita para determinar la figura de ruido del analizador es medir la potencia de ruido en algún ancho de banda, calcular la potencia de ruido que hubiésemos medido en un ancho de banda de 1-Hz utilizando $10 \log (b_{w2} / b_{w1})$, y compararlo con los - 174 dBm. Por ejemplo, si se mide -110 dBm en un BWR de 10 KHz, tendremos.

$$\begin{aligned} NF &= (\text{ruido medido})_{\text{dBm}/\text{RBW}} - 10 \log (\text{RBW} / 1) - kTB_B = 1 \\ &= -110 \text{ dBm} - 10 \log (10.000 / 1) - (-174 \text{ dBm}) \\ &= -110 - 40 + 174 \\ &= 24 \text{ dB} \end{aligned}$$

15

La figura de ruido es independiente del ancho de banda. Cualquiera sea el ancho de banda seleccionado, el resultado será exactamente el mismo. Si por ejemplo, se elige un ancho de banda de 1 KHz, el ruido medido sería de -120 dBm y $10 \log (\text{RBW} / 1)$ sería 30. Combinando todos los términos se tendrá $-120 - 30 + 174 = 24$ dB, la misma figura de ruido que la anterior.

La figura de ruido de 24 dB de nuestro ejemplo nos dice que la señal senoidal debe estar 24 dB por encima de kTB para ser igual que el ruido promedio desplegado en este analizador en particular. Por lo tanto se puede usar la figura de ruido para determinar la sensibilidad para un ancho de banda dado o para comparar la sensibilidad de diferentes analizadores en el mismo ancho de banda.

5.8 RANGO DINÁMICO

Cuando se habla de rango dinámico de un analizador generalmente se piensa como la habilidad de este para medir señales armónicamente relacionadas y la interacción de dos o más señales; por ejemplo, la medición de la distorsión de la segunda o tercera armónica, o la intermodulación de tercer orden. Cuando hablamos de tales mediciones, recordemos que el mezclador de entrada de un analizador de espectros no es un dispositivo lineal, de manera tal que siempre genera distorsión por su cuenta, y lo debe ser para trasladar la señal de entrada a la FI deseada. Pero los productos de distorsión no deseados generados por el mezclador caen a la misma frecuencia que los productos de distorsión que deseamos medir de la señal de entrada.

De manera tal que debemos definir el rango dinámico de esta manera: "Es la mayor diferencia de nivel entre dos señales senoidales, expresado en dB, aplicadas simultáneamente a la entrada del analizador de espectros, que pueda ser medida con un cierto error determinado por las especificaciones técnicas". Obsérvese que la exactitud de la medición es parte de la definición.

Para su evaluación se utilizan dos generadores de señales de RF, donde la amplitud de una de ellas se ajusta al límite de la sensibilidad del analizador, aumentando la amplitud de la segunda señal hasta que la amplitud de la señal más pequeña sea cubierta por los efectos de sobreexcitación, respuestas espurias, bandas laterales de ruido u otros efectos. La diferencia

entre la amplitud máxima determinada de esta manera y la sensibilidad del analizador es el rango dinámico

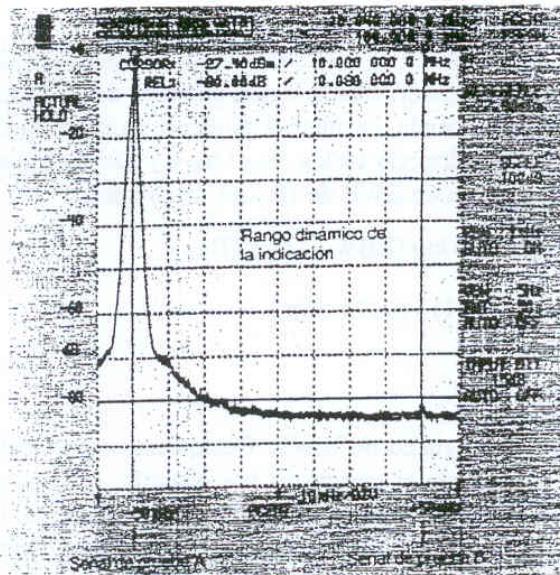


Fig. 21 En este ejemplo el rango dinámico es algo mayor que 80 dB. En las cercanías de la señal de prueba A el rango dinámico es menor debido a las bandas laterales de ruido

5.9 TECNICAS Y APLICACIONES PARA ANALIZADORES

5.9.1 Medidas de modulación

Con el control Hz/Div puesto en cero y el eje x representando el tiempo en vez de frecuencia, el analizador de espectro opera como un receptor de sintonía fija para medir amplitud en función del tiempo. Esto se denomina modo *síncroscopio*. Cuando el analizador es sintonizado a la frecuencia de la portadora con un ancho de banda de por lo menos dos veces la frecuencia de modulación y con escala lineal, la envolvente de una onda modulada en amplitud se ve como en la figura 22. El índice de modulación m puede ser calculado en la forma indicada.

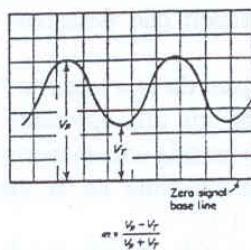


Fig. 22 Envolvente de AM vista en el analizador de espectro con barrido cero, modo síncroscopio.

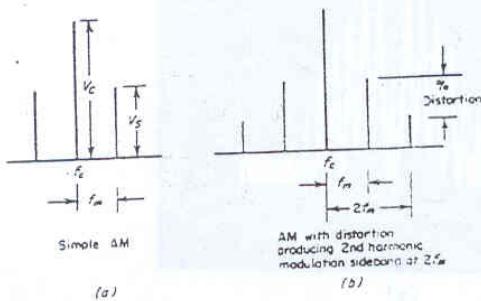


Fig. 23 Espectro de AM. f_c = frecuencia de portadora, f_m frecuencia de modulación y $m = \frac{V_s}{V_c}$

Cuando el analizador opera normalmente, las dos bandas laterales separadas de la portadora, V_s a f_c , por la frecuencia de modulación f_m se las ve en la Fig. 23. El índice de modulación puede ser calculado utilizando las amplitudes de las bandas laterales y de la portadora. Con la habilidad que tiene el modo log para apreciar señales cuyas amplitudes difieren en 70 dB o más, se hace posible medir en AM un $m = 0,0006$. También como se ve en la Fig 23, es fácil medir el porcentaje de distorsión que se produce durante el proceso de modulación.

El conocimiento de la configuración de las bandas laterales en FM, nos permite calcular el índice de modulación de FM, $\Delta\theta$, a partir de lo que se observa en la pantalla. Sin embargo, cuando $\Delta\theta$ es menor que aproximadamente 0,2, las bandas laterales de FM son idénticas a las bandas laterales de AM y debe utilizarse el modo sincroscopio (similar a un osciloscopio que trabaja en el dominio de tiempo) para distinguirlas. Para mayores valores de $\Delta\theta$, aparecen pares de bandas laterales adicionales.

Las amplitudes de las bandas laterales por par son iguales cuando existe una AM o FM pura. Por lo tanto, cuando existe una inigualdad en el primer par, uno puede estar seguro que se produce modulación de amplitud y de frecuencia a la misma frecuencia y al mismo tiempo. Sin embargo, puede suceder que exista una relación de fase y magnitud que produzca bandas laterales de igual altura, y por lo tanto debe tenerse cuidado. La Fig. 24 muestra el espectro de dos señales de FM. El índice de modulación puede ser expresado como

$$\Delta\theta = \frac{\Delta fp}{fm}$$

donde Δfp = máxima desviación de frecuencia
 fm = frecuencia de modulación

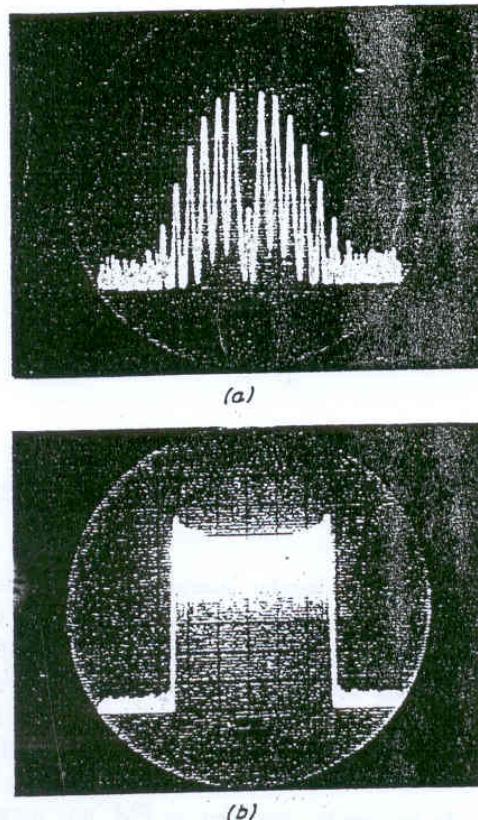


Fig. 24 Presentaciones de FM en un analizador de espectro: (a) FM de baja desviación. Este es el espectro de una señal de FM de 10 MHz. La desviación ha sido ajustada para el segundo nulo de la portadora ($\Delta\theta = 5,6$). El espacio entre las bandas laterales es de 25 KHz, y la desviación de frecuencia, por tanto, $\Delta f_p = 5,6 \times 25 \text{ KHz} = 130 \text{ KHz}$ (50 KHz x Div a 10 MHz). (b) FM de alta desviación. El ancho de banda requerido para esta transmisión de FM es de 2,5 MHz. (0,5 MHz/Div). Al expandir la escala se observa un espacio entre bandas laterales de 10 KHz., que es la frecuencia de modulación f_m .

18

A medida que el índice de modulación es incrementado desde un valor fraccional, la nulidad de la portadora se produce a $\Delta\theta = 2,40; 5,52$, y $8,65 + n\pi$; de manera que del espectro de la pantalla $\Delta\pi$ es conocido con exactitud en estos puntos, y conociendo f_m , la Δf_p puede ser calculada con exactitud, para ser utilizada, por ejemplo, en la calibración del modulador de FM. Este método se denomina de *nulidad de portadora* para la medición de la desviación de frecuencia.

En la mayoría de los casos la desviación de la frecuencia pico a pico es el ancho del espectro ocupado por la señal de FM. Generalmente la desviación de frecuencia pico es substancialmente mayor que la frecuencia de modulación, es decir que $\Delta\theta$ es substancialmente mayor que 1. A frecuencias de modulación muy bajas, sub-audio, pero con una desviación relativamente grande, el espectro presentado será la señal que barre lentamente hacia atrás y adelante a través de la pantalla en una magnitud exactamente igual al doble de la máxima desviación. A medida que la frecuencia de modulación se ve incrementada, la misma representación se mantiene aproximadamente verdadera como se ve en la Fig. 24..

5.9.2 Estabilidad de frecuencia y pureza espectral

Estas mediciones son de modulación de frecuencia no intencionales ni deseadas. El analizador de espectro y su oscilador local deben tener una estabilidad de frecuencia y pureza espectral mayor que la señal a ser medida, lo que debe ser previamente determinado mediante las especificaciones o haciendo un ensayo con una fuente de señal estable conocida.

El corrimiento de frecuencia de una señal se mide simplemente observando las excursiones de la señal a través de la pantalla; como se en la Fig. 25. Sobre períodos de minutos, se trata de estabilidad o corrimiento de término largo, y cuando se trata de segundos, de término corto.

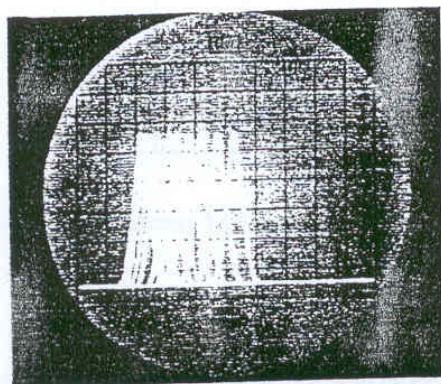


Fig. 25 Aquí se mide el corrimiento de frecuencia que se produce en un oscilador durante su calentamiento. El gatillado se produce independientemente cada 5 segundos y es almacenado en la pantalla. La escala de frecuencias es de .2 KHz/Div con una frecuencia central dc 20 MHz. El corrimiento es de 600 Hz/45 segundos.

Cuando las componentes de modulación de frecuencia son mayores de 1 Hz, de manera que el ojo ya no la puede seguir, pero que son menores que la capacidad de resolución del analizador, la señal aparece manchada como se ve en la Fig. 26. Esta señal de FM que proviene del ruido o del zumbido de la fuente de alimentación se la menciona a veces como FM residual y se mide el ancho de la mancha, lo que constituye la desviación de frecuencia pico a pico.

Los componentes de modulación de gran ancho de banda de frecuencia elevada producen lo que algunas veces se denomina *ruido de fase* (que hemos analizado en 5.3.1.4) en una señal y dan como resultado bandas laterales de ruido continuamente distribuidas a cada lado de la portadora, como se ve en las Figuras 26 y 27. Como se trata de señales de ruido distribuidas, no pueden ser resueltas como bandas laterales individuales. Su amplitud, pero no la de la portadora, dependerá del ancho de banda del analizador de espectro utilizado. La amplitud de estas bandas laterales solo puede ser determinada en términos de su *densidad espectral* a varias separaciones de la portadora. La información de esta medición puede ser dada como el nivel en dB que la envolvente pico de estas bandas laterales están por debajo del nivel en dB de la portadora a varias separaciones en frecuencia de la portadora. También puede ser expresado como la *densidad de potencia espectral* en potencia por ancho de banda a varias separaciones de la frecuencia de portadora, en cuyo caso debe darse el nivel de portadora.

expresado como la *densidad de potencia espectral* en potencia por ancho de banda a varias separaciones de la frecuencia de portadora, en cuyo caso debe darse el nivel de portadora.

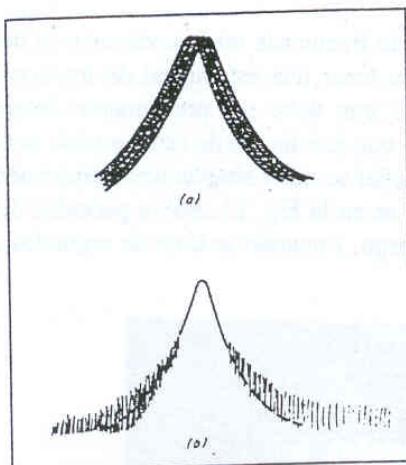


Fig. 26. Efectos de la resolución en el analizador (a) FM residual y (b) bandas laterales de mido.

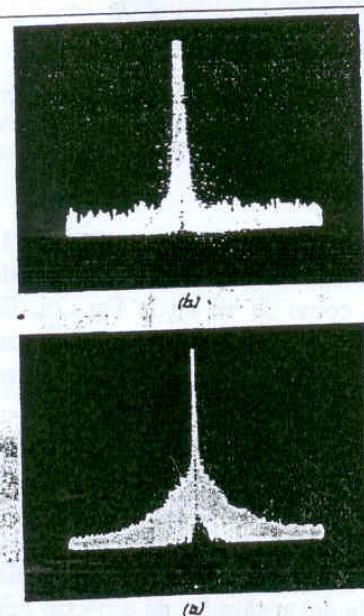


Fig. 27. Comparación de la pureza espectral de osciladores utilizando un analizador de espectro. En (a) las bandas laterales de ruido mayores están distribuidas alrededor de la portadora. El oscilador en (b) tiene bandas laterales de mido de menor nivel, pero tiene FM residual de baja frecuencia. Las bandas laterales no se resuelven con un RBW de 0,3 KHz; sin embargo, el régimen de desviación es lo suficientemente bajo como para que el movimiento hacia adelante y atrás de la señal de onda continua pueda verse.

5.9.3 Distorsión y ruido

Como la distorsión en la característica de transferencia de una malla afecta a las componentes de frecuencia de la señal transmitida a través de la malla, se puede entonces utilizar un analizador de espectros para hacer las mediciones de distorsión, y es este en muchos casos la herramienta más apropiada para realizar dicha medición, la cual es muy sencilla y queda reflejada en la Fig. 23.

El ruido blanco, medido con un analizador, es un procedimiento prácticamente directo por el cual se determina la densidad de ruido en W/Hz.

El ancho de banda de ruido del analizador de espectro se determina, tal como se indica en la Fig. 28 utilizando el método común. Se aplica una señal de onda continua a la entrada y se expande el eje x hasta obtener la característica de selectividad del analizador. Se utiliza la escala cuadrática para el eje vertical o en su defecto la lineal y se la re-dibuja en escala cuadrática. El filtro de video, que se encuentra después del detector, se lo utiliza con un ancho de banda mucho menor que el filtro de resolución de FI, a fin de promediar la presentación del ruido blanco que se desea medir, promediándolo y haciéndolo más legible a un valor definido cuando este se presenta en la forma normal de "pasto".

Cuando se utiliza el modo cuadrático en el eje y, la detección sigue una ley cuadrática o potencia, y entonces, no se hace necesario hacer ningún tipo de corrección. La potencia se lee en el eje vertical directamente si está calibrado, y sino, sustituyéndola por una onda continua, y dividido por el ancho de banda dc de ruido para obtener la densidad de potencia de ruido.

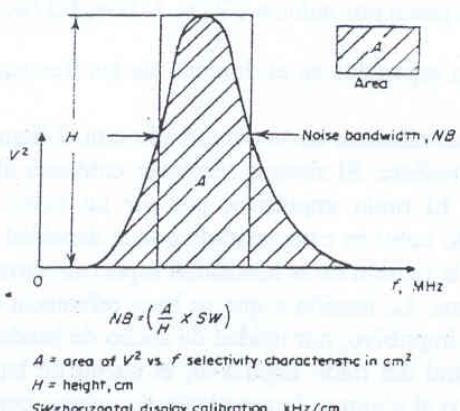


Fig. 28 Ancho de banda de ruido

Se debe prestar especial cuidado de no sobrecargar la entrada del analizador o dañarla cuando el ruido que se mide se extiende sobre un espectro muy amplio. Una densidad de 1mW/MHz que se extiende sobre 100 MHz constituye una potencia total de 100 mW, que podría sobrecargar el instrumento. Se debe utilizar el mayor ancho de banda consistente con los requerimientos de la resolución. La sobrecarga puede ser determinada utilizando el mismo método que se utiliza para cuando se mide la distorsión armónica. La indicación es válida si la inserción de x dB de atenuación de entrada produce una caída en la pantalla de x dB.

5.9.4 Medida de impulso de ruido

El ruido impulsivo es una señal de banda ancha, que en el dominio del tiempo es un tren de pulsos angostos generalmente de una frecuencia de repetición baja que puede ser o no de amplitud y frecuencia de repetición aleatoria. Por ejemplo, los ruidos impulsivos creados por el encendido de los motores de los automotores y comutación de motores eléctricos. Como se ve en la Fig. 29, un tren de impulsos en el dominio del tiempo produce un peine de componentes de igual amplitud sobre un amplio rango en el dominio de las frecuencias.

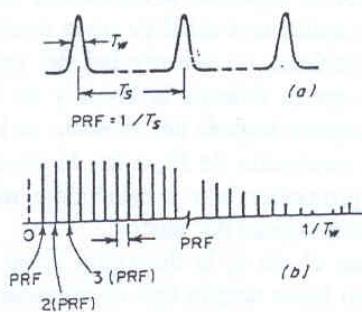


Fig. 29 (a) Representación en el dominio del tiempo de un tren de pulsos. El ancho del pulso se designa con T_w y el periodo con T_s . (b) La representación en el dominio de las frecuencias del tren de pulsos de arriba. Las componentes de frecuencia se encuentran separadas entre sí por $1/T_s = PRF$ y sus amplitudes pasan por nulos a $1/2T_w, 1/2T_w, 1/3T_w, \dots$

Las componentes se encuentran separadas en el dominio de las frecuencias por la frecuencia de repetición de pulsos.

La duración de los pulsos es generalmente corta comparado con el tiempo de crecimiento del sistema con el cual, el ruido interfiere. El sistema responde entonces al área del impulso y a cada impulso individualmente. El ruido impulsivo, por ser un ruido blanco, es una señal distribuida en frecuencia y por lo tanto es caracterizada por la densidad espectral o intensidad espectral. Es caracterizada por la tensión de la intensidad espectral, cuya unidad es el volt por hertz o sub-unidades de la misma. La tensión a que se hace referencia es la tensión pico que induciría en un sistema, el ruido impulsivo, por unidad de ancho de banda.

Para medir la intensidad espectral del ruido impulsivo, el ancho de banda del analizador de espectro debe ser ancho respecto al régimen de repetición de pulsos, pero angosto comparado con la recíproca del ancho del pulso. Tal como se ve en la Fig. 30, el ancho de banda del analizador ocupa varias líneas espectrales. La respuesta pico del analizador a cada pulso debe ser visto como si en un instante todas las componentes estuviesen dentro del ancho de banda sumándose linealmente para producir la respuesta pico. De esta manera la intensidad espectral es el número de líneas por unidad de frecuencia multiplicado por la amplitud de cada línea. La amplitud de las componentes senoidales que se dan aquí, son valores eficaces. Tal como se ve en la figura 21, la intensidad espectral de un impulso en volt por hertz es $\sqrt{2}$ veces el área del impulso en volt-segundo.

La medición de un impulso de ruido es similar a la medición de ruido blanco, excepto de que se utiliza el ancho de banda del impulso IB: el filtro de video no se utiliza debido a que se quiere la respuesta pico y no la promediada.

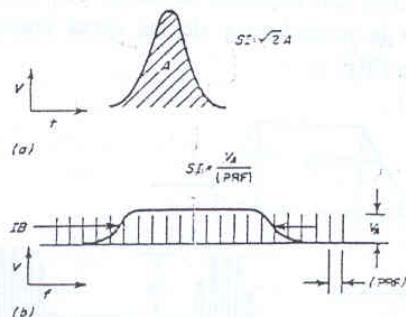


Fig. 30 Análisis espectral del ancho de banda de un impulso.

En la Fig. 30

$$IB = V_r/SI, \text{ de donde } SI = V_r/IB$$

donde $SI =$ intensidad espectral [V/Hz]

$V_r =$ respuesta del analizador al impulso de ruido [Va x # de líneas en IB]

$IB =$ ancho de banda impulsivo {Hz}

también en la figura

$A =$ área en el dominio del tiempo del impulso

$V_a =$ amplitud en el dominio de las frecuencias de las componentes de ruido.

La respuesta pico del analizador a cada pulso debe ser visto como si en un instante todas las componentes estuviesen dentro del ancho de banda sumándose linealmente para producir la respuestas pico. De esta manera la intensidad espectral es el número de líneas por unidad de frecuencia multiplicado por la amplitud de cada línea. La amplitud de las componentes senoidales que se dan aquí, son valores eficaces. Tal como se ve en la Fig. 30, la intensidad espectral de un impulso en volt por hertz es $\sqrt{2}$ veces el área del impulso en volt-segundo.

La medición de un impulso de ruido es similar a la medición de ruido blanco, excepto de que se utiliza el ancho de banda del impulso IB: el filtro de video no se utiliza debido a que se quiere la respuesta pico y no la promediada.

El ancho de banda del impulso (IB) del ruido puede ser calculado de la siguiente manera:

$$IB = 1,5 [B_{-3dB} - (BWR)]$$

aprobado por las normas DIN IEC 114 oct 1986

Se debe tener aún más cuidado de las sobrecargas que en la medición del ruido blanco, puesto que las tensiones pico pueden ser especialmente elevadas aún cuando la intensidad espectral distribuida sea baja. Se debe utilizar el mayor ancho de banda consistente con los requerimientos de la envolvente de la intensidad espectral.

5.9.5 Mediciones de señales de AM pulsantes

El espectro de una portadora de frecuencia f_c modulado por un pulso trapezoidal es el que se ve en la Fig. 31. La frecuencia central del espectro es la f_c . Las componentes espectrales, líneas, se encuentran espaciadas de la portadora y de las otras líneas a un múltiplo de la frecuencia de repetición de los pulsos PRF.

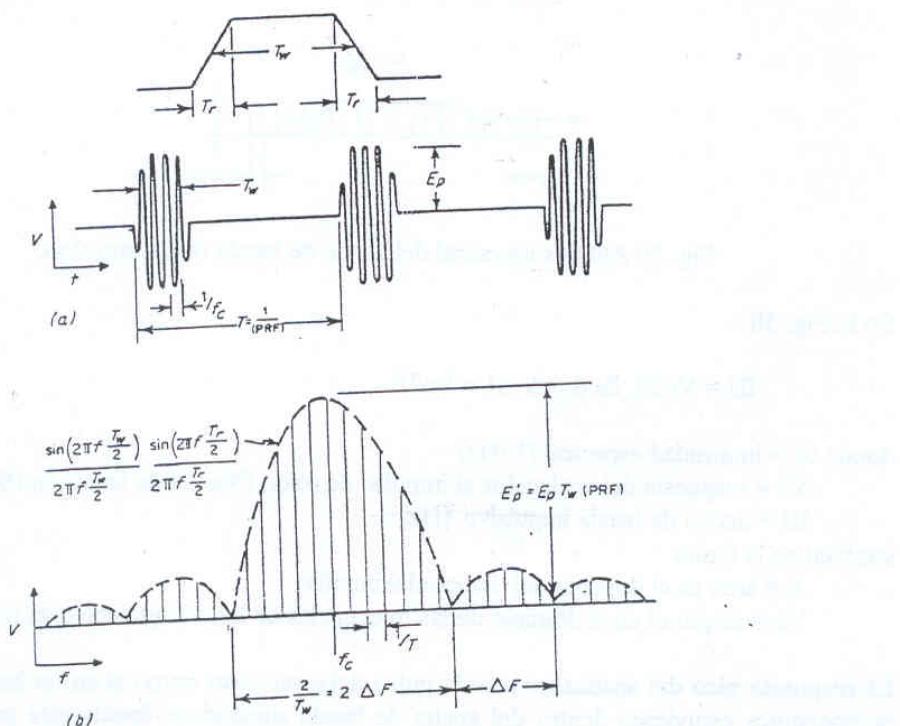


Fig. 31 Una onda continua modulada por un pulso trapezoidal

La forma del espectro, su envolvente está dada por

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

con nulos espaciados a cada lado de la frecuencia de portadora por múltiplos de la recíproca del ancho del pulso medido al 50% de su amplitud.

Se puede obtener información al examinar, uno por uno, los efectos que cambian los parámetros en el dominio del tiempo de una señal que tiene, el espectro, en el dominio de las frecuencias.

-Si se varía la frecuencia de la portadora, todo el espectro permanece invariable en sus dimensiones de amplitud y frecuencia, pero se desplaza a su nueva frecuencia de portadora.

-Si la frecuencia de repetición de pulsos aumenta, las dimensiones de frecuencia de la envolvente permanecerán invariables, pero crecerán en amplitud en proporción con el cambio

de la frecuencia de repetición de los pulsos, incrementando el espacio entre las componentes de las líneas espectrales, haciéndose iguales a la nueva frecuencia de repetición de los pulsos.

-Si el ancho del pulso aumenta, la amplitud de la envolvente incrementa proporcionalmente, y las dimensiones de frecuencia se achican en proporción.

-Si el trapecio varía en su forma variando T_r pero no T_w , la forma de la envolvente del espectro varía pero no su amplitud o la posición de los nulos.

5.9.6 Línea Espectral y Pulso Espectral o Intensidad Espectral

La respuesta que tiene un analizador de espectro a estos pulsos periódicos de rf pueden ser de dos tipos y dan dos espectros diferentes pero similares, como se ve en la Fig. 32. Una respuesta se denomina *línea espectral* y la otra se denomina *pulso espectral* o *intensidad espectral*, debido a que es el mismo tipo de respuesta que se obtuvo con el ruido impulsivo ya visto. Recuérdese que ambas son respuestas a un pulso de periódico de RF y que línea o pulso se refieren a la respuesta o presentación en la pantalla del analizador.

Una línea espectral se produce cuando los 3 dB del BWR del analizador es menor que el menor espacio entre las componentes espectrales de la señal de entrada. Como las componentes individuales están espaciadas por la frecuencia de repetición de los pulsos de la RF periódica, esto significa que el RBW del analizador debe ser substancialmente menor que la frecuencia de repetición de los pulsos para obtener este tipo de representación. Todas las componentes individuales pueden ser resueltas solo, y si solo una, se encuentra dentro del RBW a un tiempo y entonces se obtiene una verdadera presentación en el dominio de las frecuencias de las componentes de Fourier de la señal de entrada. Cada componente se comporta como si fuese una onda continua.

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

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

El *pulso espectral* se produce cuando el RBW del analizador es mayor que la frecuencia de repetición de los pulsos. El analizador de espectro no puede en este caso resolver para cada componente individual de Fourier ya que se producen varias líneas en su ancho de banda. No se trata ahora de una verdadera presentación en el dominio de las frecuencias, sino una combinación de ambos dominios, de tiempo y de frecuencia.

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

La presentación tiene tres características distintivas:

1. El espacio entre líneas de pulsos incrementa linealmente con la velocidad de barrido. Los pulsos espectrales se producen a la frecuencia de repetición de los pulsos (PRF) y se

encuentran espaciados en tiempo real por $1/\text{PRF}$. La forma del espectro de la envolvente no varía con la velocidad de barrido.

2. El espacio entre las líneas impulsivas en la pantalla no varía cuando se modifica el ancho de la presentación (SPAN o Hz/Div). Tal como es de esperar varía horizontalmente el espectro de la envolvente.

3. Como la respuesta es exactamente como el ruido impulsivo, la amplitud de la envolvente, como se ha medido por sustitución de una onda continua, incrementa linealmente con una pendiente de 6 dB por octava a medida que el BWR incrementa. Este incremento de B persiste hasta que B se hace igual a la mitad del lóbulo principal, y de ahí en adelante no se producen más incrementos. En este punto, B ha recogido casi toda las componentes espectrales. La pantalla se encuentra ahora en el dominio del tiempo.

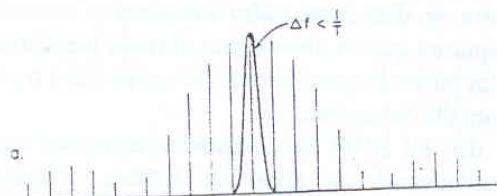
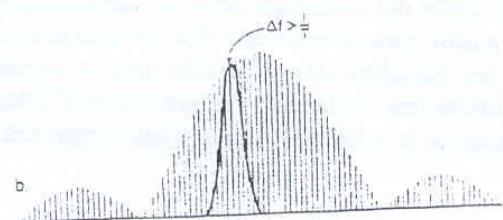
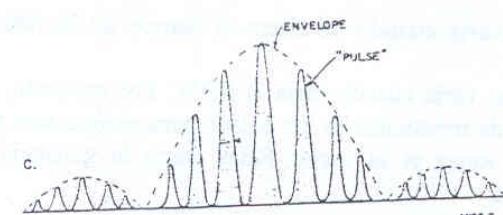


Fig.32

a). Espectro de líneas



b). Ancho de banda que contiene varias líneas espectrales



c). A) y b) son promediados cuando se hace presente el pulso graficando la "intensidadpectral"

En el espectro del pulso descrito, la respuesta del analizador a cada pulso de RF de entrada, es la respuesta a los impulsos del amplificador de FI del analizador.

¿Por qué utilizar una respuesta espectral impulsiva? La envolvente espectral, su forma, su amplitud, y su extensión espectral, es muchas veces de mayor interés que las líneas individuales. El uso de la presentación espectral por pulsos con elevado RBW da una mayor respuesta de lo que pueden dar las líneas. La amplitud en el centro del espectro de la envolvente con un espectro de líneas es, de la Fig. 31, $Tw(\text{prf})Ep$ y con un espectro de pulsos es $IB \times Tw \times Ep$ con lo que se tendrá que

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

y por lo tanto, la amplitud de la respuesta incrementa con IB , como lo es siempre con la respuesta con pulsos.

El nivel del ruido propio del analizador incrementa con la \sqrt{B} de manera que la relación S/N incrementa en forma similar. Operando con un $BWR > prf$ aumenta la sensibilidad para las señales de RF pulsantes e incrementa el rango dinámico. El nivel de entrada debe mantenerse a un valor tal que el pico de la señal pulsante escasamente no sobrecargue la entrada del mezclador.

El área entre el espectro de líneas y el espectro de pulsos es un área gris donde no predomina ninguna característica especial, donde la interpretación de la presentación en la pantalla es difícil y es mejor abolirla.

El criterio para estar en la respuesta de líneas cuando se observa una respuesta de RF pulsante es que

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

El modo para estar en el modo de la respuesta a los pulsos es que $BWR > prf$, de manera que así hay una década de área gris que será abolida. Nuevamente hay que tener cuidado con la sobrecargas con los pulsos de RF de entrada para evitar la saturación del analizador.

5.10 ALGUNAS SUGERENCIAS SENCILLAS PARA UNA MEJOR INTERPRETACIÓN DE LAS PRESENTACIONES DEL ANALIZADOR DE ESPECTRO

Aunque algunas de ellas ya han sido explicitadas, vale la pena reiterar algunos conceptos que por ser elementales son el fundamento de medidas más complicadas.

5.10.1 Modulación de amplitud (AM)

La Fig. 24 (A) muestra una onda continua (CW) simple sobre la pantalla del analizador, con el eje horizontal indicando frecuencia y el eje vertical indicando la magnitud de la señal tal como se presenta a la entrada del analizador. Si la señal de CW es modulada con una senoide simple, aparecerán dos bandas laterales a cada lado de la señal tal como se muestra en (B). Estas bandas laterales estarán separadas de la portadora por la frecuencia de modulación (fm). En la figura (C) se muestra como serán estas bandas laterales si la modulación fuese del 100% (escala lineal). Nótese que las bandas laterales tienen una amplitud que es exactamente la mitad de la portadora. En otras palabras, tal como se ve en el analizador, una portadora modulada al 100 % tendrá bandas laterales que están 6 dB por debajo de la portadora. Es así como el analizador de espectro se convierte en una excelente herramienta para medir porcentajes de modulación en una portadora de AM.

Para un espectro de AM arbitrario como el mostrado en (D) en escala logarítmica, se mide el número de dB en que las bandas laterales se encuentran debajo de la portadora, por ejemplo 26, se le sustrae 6 dB de este valor para obtener el número de dB que las bandas laterales se encuentran por debajo del 100 %, en este caso 20 dB. Como una atenuación de 20 dB es

equivalente a una relación de .1, el índice de modulación RF en este caso es .1. La escala logarítmica permite resolver índices de modulación muy bajos.

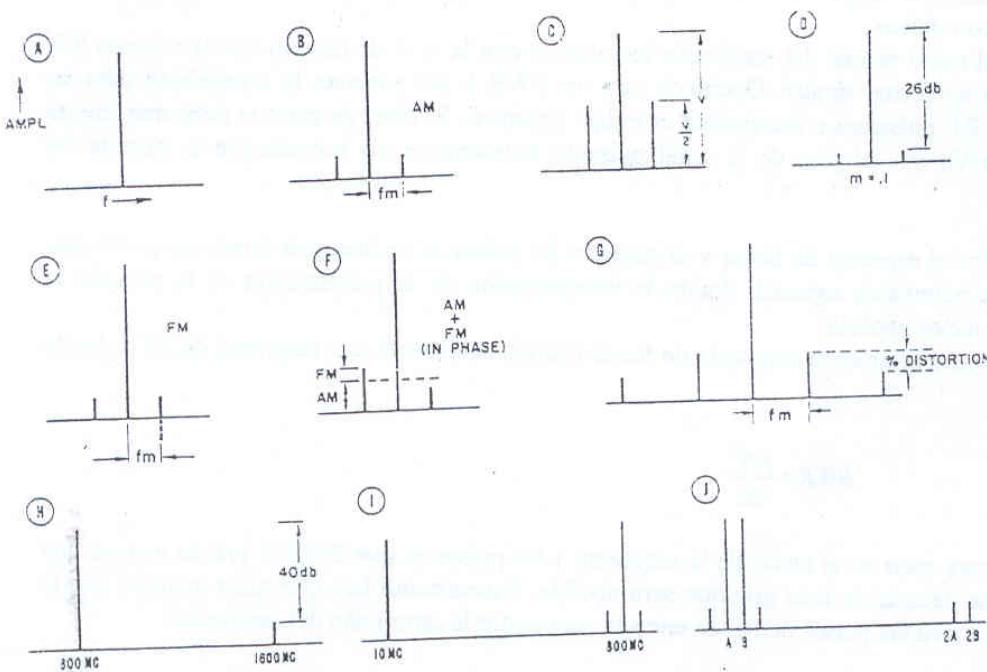


Fig. 33 Ejemplos típicos de modulación y distorsión (ver texto)

5.10.2 Modulación de frecuencia (FM)

Tal como ya se ha explicado, el analizador de espectro se comporta para la FM con bajos índices de modulación de igual manera que con la AM. Esto es así porque este tipo de analizador no retiene información de fase. Si la información de fase fuese retenida, se vería como en (E) con una banda lateral hacia arriba y con la otra como se muestra en líneas cortadas extendiéndose por debajo de la línea de base. Aquí nuevamente las bandas laterales están separadas de la portadora por la frecuencia de modulación y el índice de modulación puede ser determinado de la misma manera que para AM. Como la modulación de fase es en muchos aspectos muy similar a la modulación de frecuencia para bajos índices de modulación, su espectro será idéntico al de FM.

La Fig. 33 (F) muestra la modulación simultánea de una portadora con AM y FM. Las bandas laterales no son idénticas en amplitud. La única manera de obtener una asimetría con una banda lateral más grande que la otra, es que exista modulación simultánea de AM y FM y a la misma frecuencia de modulación. Esta asimetría puede ser fácilmente explicable observando en E de la Figura que una banda lateral de FM se extiende por encima de la línea y la otra por debajo cuando la información de fase puede ser retenida. El analizador suma ambos espectros e indica la magnitud absoluta del resultado. La diferencia de amplitud entre estas dos bandas laterales es el doble de la amplitud del vector de FM, pudiéndose entonces medir tanto el índice de modulación de AM como el de FM.

Esta medición depende de que el pico de desviación de frecuencia de FM coincida con el pico de AM. Este es el caso general ya que la FM incidental es generalmente causado por el pico de excusión de los elementos de modulación de amplitud, tal como el amplificador de potencia reaccionando sobre el oscilador. Si la FM no estuviese presente las bandas laterales de AM tendrían exactamente el valor promedio de las dos bandas laterales indicadas. La relación del vector de FM al vector de AM multiplicado por el índice de modulación de AM será el índice de modulación de frecuencia. Es importante tener en cuenta que estas mediciones deben ser hechas en la escala lineal.

5.10.3 Distorsión

El analizador de espectros es una importante herramienta para medir distorsión. La Fig.33(G) muestra una portadora modulada con una onda senoidal de un solo tono que produce dos bandas laterales simétricas espaciadas en la frecuencia de modulación y dos bandas laterales adicionales que se encuentran a partir de la portadora al doble de la frecuencia de modulación. Estas pequeñas bandas laterales adicionales son los productos de distorsión que se producen como consecuencia de la ley no cuadrática del proceso de modulación. La relación entre la banda lateral más pequeña y la mayor determina el porcentaje de distorsión.

El barrido extremadamente ancho y respuesta plana del analizador de espectro hace posible medir la distorsión de la propia portadora. En (H) se muestra una portadora de 800 MHz y su segunda armónica de 1600. Si la señal de 1600 MHz estuviese, por ejemplo, 40 dB por debajo de la de 800 la distorsión sería del 1%.

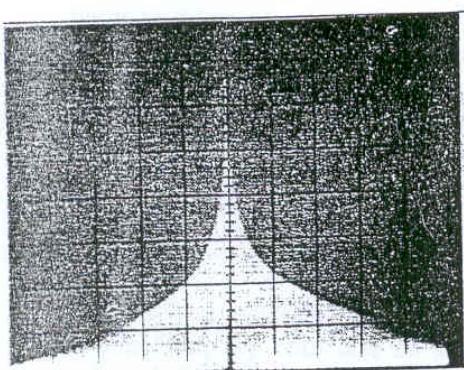
Otro tipo importante de distorsión que se puede producir en el analizador de espectros es el de la intermodulación de segundo orden. Esto se muestra en la Fig. 33(I). Esto se produce cuando la señal de alta frecuencia tal como una portadora de 800 MHz se mezcla con una señal de igual amplitud de baja frecuencia como podría ser de 10 MHz para producir bandas laterales alrededor de la señal de frecuencia elevada. Estas bandas laterales estarán espaciadas en este caso a 10 MHz de la portadora.

Este tipo de distorsión se puede medir introduciendo una señal limpia de 10 y 800 MHz de la misma amplitud en el analizador e incrementando simultáneamente la amplitud de ambas hasta que se comiencen a observar las bandas laterales alrededor de los 800 MHz. La relación entre la portadora de 800MHz y las bandas laterales es la medida de la intermodulación de segundo orden.

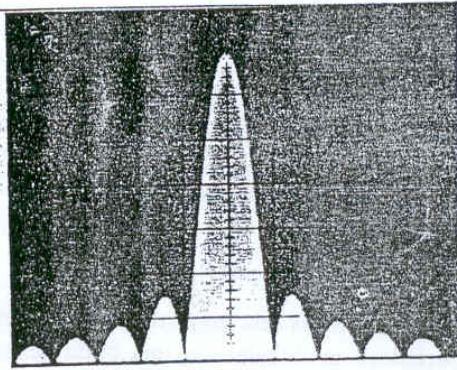
El tercer tipo de distorsión importante del analizador se denomina intermodulación de tercer orden. Este tipo de distorsión se produce cuando dos señales apretadamente espaciadas son de amplitudes lo suficientemente grandes como para producir armónicas al doble de sus frecuencias. Estas armónicas se intermodulan con las señales fundamentales para producir bandas laterales alrededor de las señales fundamentales como se indica en la Fig. 33(J). Esta intermodulación de tercer orden es en realidad una combinación de la distorsión armónica y de la intermodulación de segundo orden. Se mide, de la misma forma que se mide la distorsión armónica, introduciendo dos señales limpias a las frecuencias A y B, incrementando sus amplitudes hasta que comience a observarse las bandas laterales. La relación entre la portadora a esas bandas laterales es la intermodulación de tercer orden.

Una medición importante, por supuesto, es la recomendada práctica de utilizar el atenuador de RF para asegurarse que la entrada del mezclador no ha sido sobrecargada. Comutando 10 dB en el atenuador, cualquier producto de distorsión proveniente de una señal externa deberá moverse 10 dB en la pantalla.

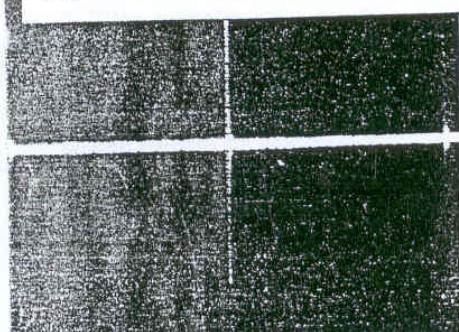
5.10.4 Algunas imágenes y su interpretación



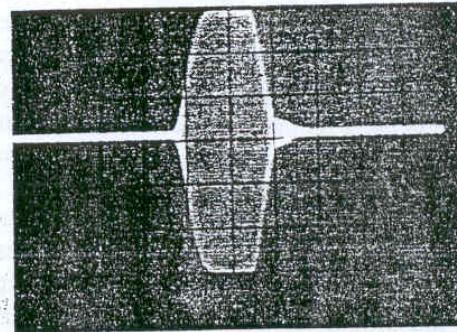
(A)



(B)

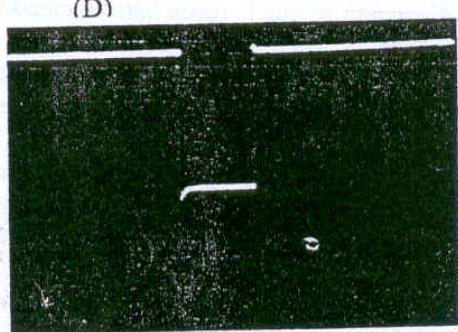


(C)



(D)

(E)



(A). Ancho del espectro (SPAN) = 10 MHz/div
BWR = 10 KHz
Escala logarítmica, $f_c = 1620$ MHz

(B). Span = 300 KHz/div
BWR = 10 KHz
Escala lineal, $f_c = 1620$ MHz

(C). – Aquí se ve que el periodo de los pulsos es de 250 μ s. Lo que da una FRP de 4 KHz.
 (50 μ s/div)

(D). El pulso de RF tiene un ancho de pulso algo mayor que 3 μ s (2 μ s/div) lo que concuerda con (B) del analizador.

(E). Para comparación aquí se muestra el pulso de salida de RF detectado por un diodo

Fig. 34 Esta es una situación hipotética de vigilancia del espectro donde se nota una señal interferente de 1620 MHz. Disminuyendo el ancho del espectro con el control SPAN, se observa que la señal interferente es un pulso de RF. Los nulos del lóbulo principal se encuentran aproximadamente en 600 KHz, de manera que 2/ancho del pulso nos conduce a un ancho de pulso de aproximadamente de 3,3 μ s. La información en el *dominio del tiempo* de (C) y (D) se obtiene conectando un osciloscopio a la salida del conector de FI que tienen la mayoría de los analizadores de espectro.

5.10.5 Compuerta de tiempo (Time-Gating)

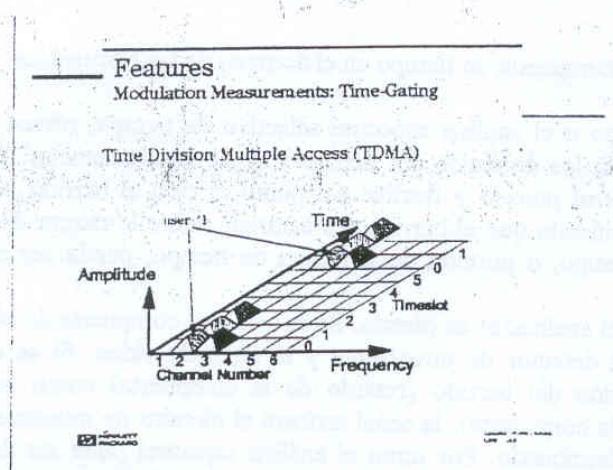


Fig. 35 Análisis de un sistema de comunicaciones (TDMA) de acceso múltiple por división de tiempo.

A fin de poder explicar las posibilidades de la compuerta de tiempo de los modernos analizadores de espectro, utilizaremos una aplicación de las comunicaciones digitales, el TDMA (Time-Division-Multiple-Access). Este es un método común utilizado en comunicaciones a fin de incrementar la capacidad del canal en las mismas bandas de frecuencia. El TDMA divide los canales de frecuencias en ranuras de tiempo, de manera que el usuario pueda ocupar la misma frecuencia, pero usando diferentes ranuras de tiempo. El mantenimiento de la calidad del servicio digital requiere mediciones de la señal de TDMA en ambos dominios, en el de tiempo y en el de frecuencia. El tiempo de las ráfagas (bursts), así como los tiempos de crecimiento y de caída deben ser verificados para que no se superpongan a las ráfagas de las ranuras de tiempos adyacentes. En el dominio de las frecuencias, la calidad de la modulación puede ser confirmada examinando el espectro de RF.