

4. ANÁLISIS Y CARACTERIZACIÓN DE SEÑALES

4.1. Introducción

Las variables que hoy en día se consideran más relevantes en cuanto al efecto que las vibraciones de terreno por voladuras tienen sobre edificaciones son la velocidad máxima de vibración y la frecuencia asociada. La velocidad depende de la energía que porta la onda y que puede ser transmitida a la edificación, mientras que la frecuencia – ciclos de vibración por segundo – determina en parte la eficiencia de la transmisión de energía.

De los dos parámetros: velocidad y frecuencia, el primero (velocidad por componente y resultante) es la más fácil de calcular y los criterios para su selección son pocos. Por otro lado, para calcular la frecuencia existen muchos métodos que pueden ser utilizados y los criterios no están bien unificados aun. Son estas las razones por las cuales se dedica mayor esfuerzo en este capítulo al cálculo de la frecuencia.

Una onda es definida como una función oscilante en el tiempo o espacio que se asemeja a un senoide. El análisis de Fourier, que es basado en una transformada (operación que establece formalmente una relación entre dos representaciones de un mismo fenómeno), es un análisis de onda. La transformada de Fourier expande señales o funciones en términos de sinusoides o exponenciales complejos. Es usual denominar a esta operación: cambio de dominio del tiempo a frecuencias o viceversa. El análisis de Fourier provee una invaluable herramienta en las ingenierías y ciencias, especialmente para el fenómenos periódicos, estacionarios e invariantes en el tiempo.

En este capítulo se examinarán los diferentes tipos de análisis sugeridos por las normas para medir la velocidad y frecuencia en señales producidas por voladuras. También se plantea un método alternativo para calcular la frecuencia, basado en las nuevas relaciones de tiempo-frecuencia, que se asemejan al procedimiento de cruces por cero planteado en diversas normas (ver tabla A.4, pág. 89).

Al final se presenta el desarrollo que se realiza comúnmente (excluyendo algunos puntos específicos para las relaciones de tiempo frecuencia) para la extracción de información de vibraciones con el fin de ser comparada con las normas internacionales.

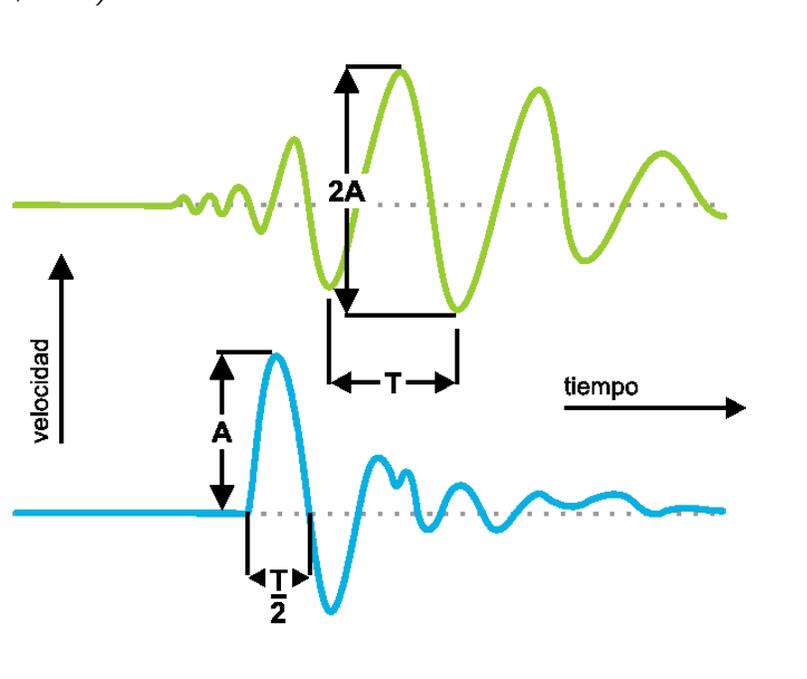
4.2. Tipos de análisis

En la literatura relacionada con el manejo y caracterización de vibraciones producidas por voladuras y obras civiles (Por ejemplo OCE, 1972; Bollinger, 1980; USACE, 1989; Dowding,

2001) se encuentran una variedad de técnicas, incluyendo algunas obsoletas, las cuales pretenden calcular la amplitud y frecuencia para ser comparadas con normas o para utilizarlas en investigaciones, estas técnicas pueden ser catalogadas en uno de los siguientes grupos:

- 1) Análisis como vibraciones armónicas en registros análogos:** Este grupo asume que el movimiento del suelo causado por una voladura, y registrado en medios análogos, se halla en estado sinusoidal estacionario en el intervalo de interés de la señal (véase Figura 4.1, arriba). La amplitud máxima y la frecuencia asociada puede ser hallada entonces por simple inspección de la señal. Una descripción detallada y ejemplos del método se encuentra en Bollinger (1980) y Dowding (2001).
- 2) Análisis como vibraciones transitorias en registros análogos:** Si la primera llegada de vibración es una onda impulsiva y es a la vez el máximo de la señal (ver Figura 4.1 –abajo–), y dado que la curva de magnificación dinámica de los sensores es basada en la respuesta del estado estable del sensor, la información de vibración registrada ha sido transformada; si la señal es análoga y no se puede realizar corrección instrumental, entonces el método utilizado consiste en medir la amplitud y la frecuencia de la señal en el máximo y luego realizar correcciones de las variables por medio de ecuaciones –función de corrección instrumental– preestablecidas para el sensor (Bollinger, 1980).

Figura 4.1. Forma de la onda para el análisis armónico –arriba– y transitorio –abajo– (Adaptado de Bollinger, 1980)



- 3) Análisis digital de señales:** En este grupo se encuentran las técnicas de procesamiento que se aplican a señales digitales con el fin de encontrar algunos parámetros relevantes o para corregir la señal. Entre éstas técnicas están: filtrado, análisis de Fourier, reconocimiento de tipo de ondas, integración y derivación numérica, etc.
- 4) Respuesta espectral:** Este es el mismo método utilizado en dinámica de estructuras, en el cual se encuentra la respuesta máxima de una serie de sistemas estructurales de un grado de libertad bajo el efecto de una vibración temporal; Chopra (2001) es una referencia aconsejable sobre el método, y la aplicación en vibraciones por voladuras se encuentra en Dowding (2001).

El análisis de señales como armónicas y transitorias fueron los tipos de análisis más utilizados cuando las señales se registraban en medios analógicos, en los cuales procedimientos muy elaborados eran impracticables. Estos dos tipos de análisis asumen que las vibraciones producidas por voladuras son o se pueden aproximar a señales armónicas dentro de pequeños intervalos de tiempo de la señal original (Figura 4.1). Las normas internacionales desarrolladas antes de los años 80, y muchas investigaciones básicas sobre el tema, se basaron en señales análogas y usaron este tipo de análisis.

Con la llegada de los computadores digitales, los últimos dos tipos de análisis (procesamiento digital y espectros elásticos de respuesta) se han desarrollado y aplicado cada vez más en el área de manejo y caracterización de señales producidas por voladuras (exceptuando las aplicaciones militares que llevan mucho más tiempo usando estas tecnologías). El uso de computadoras permite mejorar la calidad de información, ya que digitalmente se puede eliminar la información que no se desea (ruido), y por que se pueden utilizar técnicas elaboradas como el espectro de Fourier ó el espectro de respuesta. Sin embargo, el uso inexperto de técnicas como el espectro de Fourier puede llevar a conclusiones erradas.

Dado el avance en la tecnología, con sistemas de adquisición que arrojan señales digitales, la tendencia es utilizar técnicas de análisis elaboradas, como el espectro elástico, que relaciona las vibraciones con su efecto en sistemas estructurales y también con daño cosmético (Dowding, 2001), y técnicas de procesamiento digital de señales. Sin embargo es usual disponer de sistemas de adquisición que arrojan valores pico de las variables deseadas, como ejemplos de estos sistemas están los fabricados por Instantel (en internet <http://www.instantel.com>) y Blastronics (en internet <http://www.blastronics.com.au/>), los sistemas de monitoreo elaborados por estas empresas son los preferidos en el sector de la minería.

4.3. Selección del tipo de análisis

Para la selección del tipo de análisis se deben tener en cuenta varios factores, entre los cuales sobresalen: 1) el tipo de instrumentación disponible, esto es si el sistema de registro es análogo o digital, si el sensor mide desplazamiento, velocidad o aceleración; si se registran

las series de tiempo o solamente valores extremos de una variable, 2) la calidad y cantidad de información que se pueda obtener de la voladura como, la magnitud de la carga, la ubicación de ésta, el tipo de explosivo utilizado, etc., 3) Las técnicas cuyos resultados sean comparables con valores incluidos en las normas internacionales, 4) el alcance del proyecto, esto es, si se pretende verificar el acatamiento de una norma específica ó se buscan relaciones empíricas específicas para el área de estudio.

Las características de este estudio son:

- 1) Las estaciones instaladas por Cementos del Valle en conjunto con el Observatorio Sismológico del SurOccidente están dotadas de sistemas de adquisición digital de 16 y 18 bits, con sismómetros que tienen respuesta plana en velocidades entre 2 y 100 Hz, registrándose series de tiempo cuando se cumple con el algoritmo de disparo STA/LTA (*Short Term Average — Long Term Average*) ó amplitud umbral; el algoritmo STA/LTA compara el promedio temporal de la amplitud en una ventana pequeña con una ventana larga, cuando este valor supera un umbral se registra un evento.
- 2) Cementos del Valle proporcionó información básica sobre las voladuras, incluyendo el número de identificación de voladura, sector de explotación, posición de la voladura respecto al sistema local de referencia de la mina La Calera, volumen de caliza explotado (desplazado), cantidad en sacos de 25 kg de ANFO. De estos datos, las más relevantes son posición y cantidad de ANFO, ya que ellos están directamente relacionados con el proceso de la voladura. Otros como el sector y el volumen explotado serían importantes si se deseara tener en cuenta diferencias en el rendimiento debido a diferencias geológicas del macizo explotado.
- 3) Con el fin de valorar los posibles efectos en construcciones cercanas en términos de las normas internacionales, debe conocerse los métodos bajo los cuales las normas fueron elaboradas y su alcance; algunas solo utilizan los valores de partícula pico sobre la componente vertical para evaluar daños cosméticos en las edificaciones, otras normas recomiendan usar la resultante vectorial –velocidad de partícula–, la frecuencia dominante asociada a las señales ó el periodo asociado a la máxima oscilación, para mayor información sobre el tema véase sección 3 (pág. 19 y un resumen en la tabla A.4 en pág. 89).
- 4) Los alcances de este proyecto son:
 - a. Verificar que las vibraciones generadas por voladuras en la mina La Calera cumplan con las normas internacionales disponibles.
 - b. Proponer una técnica de análisis a ser usada en futuras investigaciones de los niveles de vibración generadas por el hombre.

Con los tipos de registros de los sistemas de adquisición digital disponibles en este proyecto es posible realizar cualquier tipo de análisis de los mencionados, ver sección 4.2 (página

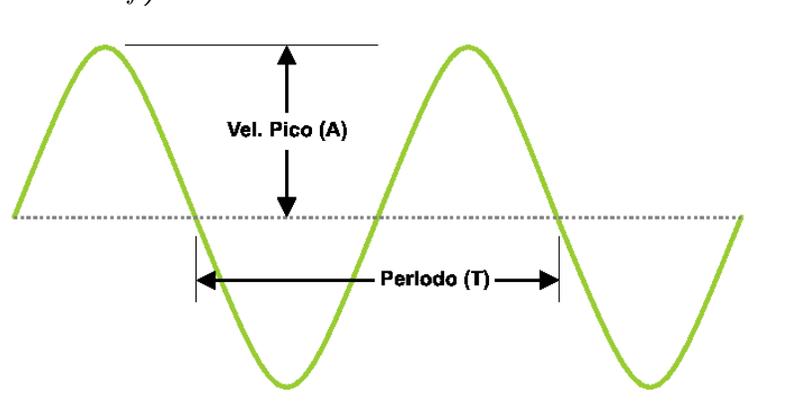
41); sin embargo, no todos estos han sido utilizados en la elaboración de las normas internacionales (alcance 4a.), por lo tanto se escogió un método compatible con las normas y que adicionalmente sirva para lograr el alcance 4b. El método que se escogió esta basado en procesamiento digital de señales y se explica a continuación.

4.4. Generalidades del procesamiento digital de señales utilizado

Generalmente en el análisis de las señales de vibraciones producidas por voladuras se considera una pequeña cantidad de parámetros, de los cuales la velocidad pico en cada componente, la frecuencia asociada a las velocidades pico y máximo de la resultante vectorial de la señal (utilizando el arreglo tridimensional o en las componentes horizontal), son los mas comunes.

Si la señal fuera siempre un sinusoidal perfecto, medir la amplitud (A) y la frecuencia ($f = 1/T$) seria simple y directo, ya que el movimiento sinusoidal está caracterizado por una amplitud y frecuencia constante (Figura 4.2). Esto no ocurre con los registros de vibraciones producidas por voladuras, donde estas dos variables cambian en función del tiempo y por lo tanto se requiere establecer ciertos criterios para caracterizar la señal.

Figura 4.2. Señal sinusoidal y parámetros que describen el movimiento en este tipo de ondas (amplitud A y frecuencia f)



A continuación se presentan los criterios encontrados en la literatura en el momento de estimar la velocidad pico por componente, la suma vectorial tanto horizontal como resultante y la frecuencia, criterios que son utilizados por las diferentes normas internacionales.

4.4.1. Estimación Velocidad

Bollinger (1980) define cinco factores a tener en cuenta en el momento de escoger valores representativos de velocidad, los cuales son:

1. Las tres componentes del sensor, longitudinal $-L-$, Vertical $-Z-$ y transversal $-E-$ (Figura 4.3, -b-), representan una descomposición vectorial del movimiento del suelo (Figura 4.3, -a-). Para estimar la magnitud de este vector es necesario medir la amplitud de cada una de las componentes y sumarlas vectorialmente como aparece en la ecuación 4.1 (Figura 4.3, -c-); también es común realizar la suma vectorial de las componentes horizontales (ecuación 4.2), que son las directamente relacionadas con la fuerza cortante en la estructura y con el daño (Figura 4.3, -d-).

La suma geométrica de amplitudes a partir de las dos o tres componentes es rápida y muy fácil de obtener. Es importante anotar que algunas de las normas internacionales define el criterio de daño a partir de la componente vertical y no de la suma vectorial, para mayor información ver sección 3, (página 19).

2. La máxima amplitud en las componentes individuales puede ocurrir en diferentes posiciones de la señal (a diferentes momentos durante el episodio de vibración). Era usual en otros tiempos hacer combinaciones vectoriales separadas para cada una de las amplitudes máximas, pero con el uso de computadoras este procedimiento ha cambiado; ya no se evalúan únicamente unas pocas sumas vectoriales, sino todas.
3. Con amplitudes y frecuencias cambiando continuamente en la señal debido al arribo de diferentes tipos de ondas (compresionales $-P-$, cortantes $-S-$ y de superficie Rayleigh $-R-$ y Love $-L-$), se debe estimar donde, o en que segmento, se deben tomar las velocidades en las tres componentes. normalmente se escoge la condición mas adversa que puede ser la máxima velocidad o el periodo mas largo.
4. Hay que tener mucho cuidado cuando se mide la velocidad de cero a pico (A) y cuando se mide la velocidad de pico a pico ($2A$). Para medir la velocidad pico normalmente se calcula la línea base de cada canal (valor medio cero) y con respecto a esta se mide la amplitud máxima o mínima del registro. Sin embargo, si la variación de amplitud no es marcadamente asimétrica, puede ser apropiado estimar este valor midiendo la velocidad de pico a pico y luego tomar como amplitud exactamente la mitad de este valor.

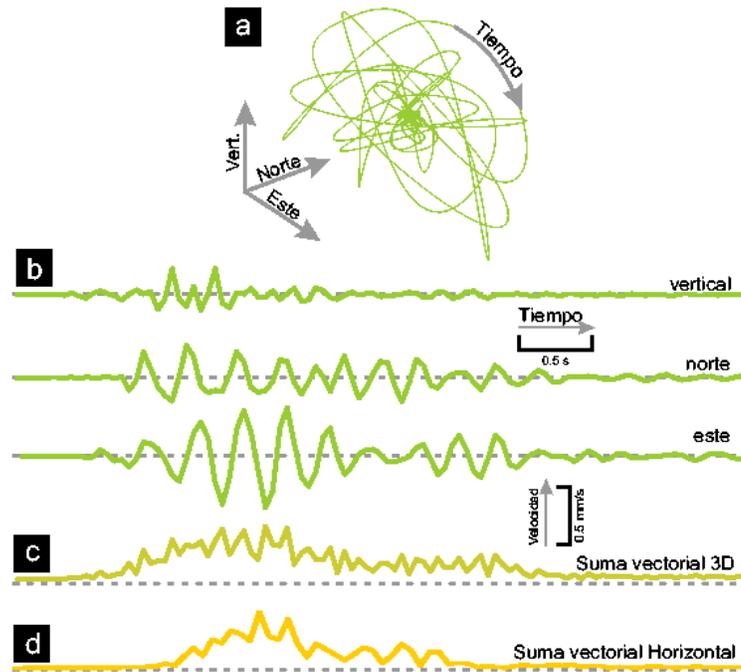
Usualmente en vibraciones producidas por voladuras se presenta una variación rápida en amplitud, por lo cual la última forma de medir la velocidad (pico a pico) debe ser evaluada para cada caso particular con el fin de obtener el valor más representativo del máximo movimiento del suelo.

5. En instrumentación antigua, en la cual los registros son analógicos, las mediciones de amplitud se realizan hasta el centro de la línea (amplitud pico).

Como ya se explico, la suma vectorial, que representa la magnitud del movimiento de la partícula en cada instante de tiempo, es calculada como

$$s_{res}(t) = \sqrt{s_L(t)^2 + s_Z(t)^2 + s_E(t)^2}, \quad (4.1)$$

Figura 4.3. Movimiento de partícula, descomposición y sumas vectoriales de la voladura de la fecha 2000/06/20 grabada a 200 Hz y remuestreada a 6 Hz, -a- movimiento de partícula en tres dimensiones –vertical, norte y este–, el tiempo varia a lo largo del movimiento de partícula; -b- descomposición del movimiento de partícula en las señales tiempo-vertical, tiempo-norte y tiempo-este; -c- suma vectorial –resultante vectorial– de las componentes vertical, norte y este, la suma vectorial es la longitud del vector en la figura -a- desde cero a la posición de la partícula en cada instante; d) suma vectorial de las componentes horizontales –norte y este–.



donde $s_L(t)$ es la señal –velocidades– en la componente longitudinal, $s_Z(t)$ es la vertical y $s_E(t)$ es la transversal, y $s_{res}(t)$ es la magnitud con valores reales y positivos del movimiento de partícula. También es común realizar la suma vectorial de las componentes horizontales (Longitudinal y transversal), que se calcula así:

$$s_{res-h}(t) = \sqrt{s_L(t)^2 + s_E(t)^2} \quad (4.2)$$

Sin embargo, en algunas ocasiones se recurre a la suma vectorial de los máximos de la señal, este valor puede ser calculado así:

$$s_m = \sqrt{\text{máx}(s_L(t))^2 + \text{máx}(s_Z(t))^2 + \text{máx}(s_E(t))^2}, \quad (4.3)$$

donde $\text{máx}(\cdot)$ es una función que encuentra el valor extremo de la señal y s_m es un único valor máximo. s_m es conservativo y mayor al máximo de la suma vectorial, $\text{máx}(s_{res}(t))$.

Las observaciones empíricas de daño cosmético se han realizado con velocidades pico en una sola componente. Las normas utilizan este tipo de observaciones empíricas, y adicionalmente incluyen un factor de seguridad que disminuye los valores máximos. Es por lo tanto más real y aconsejable utilizar la ecuación 4.1 que la 4.3.

En el momento, gracias a datos digitalizados y a las computadoras digitales, encontrar velocidades pico y vectoriales es un proceso sencillo, es sólo una operación euclidiana aplicada a un arreglo de datos.

4.4.2. Estimación de las frecuencias

En la literatura técnica, respecto a estimación de frecuencias en señales de voladuras (por ejemplo en Dowding, 2001; Bollinger, 1980; USACE, 1989) sobresalen tres métodos: 1) Espectro de frecuencias de Fourier, 2) Espectro de respuesta, 3) Periodo respecto a dos ceros consecutivos y otros similares.

Otro método que se ha popularizado y que puede ser incluido en el análisis de frecuencias, pero que no se ha aplicado en esta área (vibraciones por voladuras) son las *wavelets*. Éste tipo de análisis trabaja con conceptos mas amplios que el Espectro de Frecuencia de Fourier, el análisis de Fourier se puede considerar un subconjunto de los *wavelets* (las funciones propias son senos y cosenos), sin embargo, las normas internacionales no han sido desarrolladas con este métodos.

La transformada de Fourier, que caracteriza la señal con su promedio en la ventana de análisis, no permite examinar la variación temporal de las frecuencias; adicionalmente tiene la restricción de que la señal debe ser estrictamente periódica o estacionaria, de otra forma el espectro resultante y las frecuencias obtenidas no tiene mucho sentido físico (Huang et al., 1998).

Debido a las deficiencias y limitaciones de la transformada de Fourier se han creado varias técnicas para estimaciones espectrales, las que tratan de resolver los problemas de esta transformada. En términos generales, la mayoría de las técnicas espectrales se basan en: 1) estimadores espectrales de gran resolución (ver por ejemplo: Percival y Walden, 1993; Gray y Davisson, 1999) o 2) derivaciones de la transformada de Fourier análoga.

Los estimadores espectrales están relacionados con el uso de la transformada de Fourier en pequeñas ventanas de tiempo. En estas técnicas es usual dividir la señal en segmentos que pueden estar traslapados o no, en los cuales la señal es aproximadamente una función armónica (Oppenheim et al., 2000); luego, mediante el uso de una ventana en el dominio temporal (rectangular, triangular, Hamming, Hanning, Blackman, etc.), se aísla un segmento al cual se le calcula la transformada de Fourier, obteniéndose una representación en el dominio de las frecuencias. Estos métodos tienen algunos inconvenientes, entre ellos (Picone

et al., 1988; Coton, 1998; Huang et al., 1998; Rossberg, 2002):

- No proveen información precisa de la variación de las frecuencias en el tiempo, pues su resolución temporal está asociada con la longitud de las ventanas usadas.
- Se presenta distorsión en los picos de frecuencia cuando se cambian las propiedades de la ventana (ancho y fase).
- Se presenta distorsión ante la presencia de una señal no estacionaria, es decir se producen armónicos ficticios en el espectro.
- Con el fin de localizar un evento en el tiempo el ancho de la ventana debe ser angosto, reduciendo la resolución frecuencial de la señal (Principio de Heisenberg–Gabor).

El otro tipo de análisis, el espectro de respuesta, que ha sido recomendado por Dowding (2001) y se plantea como un método válido en normas como la española (UNE 22-381-93), no ha sido utilizado para la elaboración de esta (UNE 22-381-93) u otras normas, y que por lo tanto no se puede comparar con los datos experimentales con los que se han producido las normas.

Debido a los problemas que tiene la transformada de Fourier y su versión para señales muestreadas, la DFT (por sus siglas del inglés *Discrete Fourier Transform*), al igual que cuando se realiza ventaneo y DFT, también debido a la falta de información experimental que correlacione daños con vibraciones producidas por voladuras y el espectro de respuesta, se buscaron métodos que:

1. Estimen la frecuencia en un punto determinado de la señal con una buena aproximación,
2. que cumpla con los procedimientos utilizados en la elaboración de las normas internacionales pertinentes, y
3. no generen distorsión en la parte no estacionaria de la señal, es decir que sea aplicable a ondas no estacionarias.

Exceptuando los *wavelets*, que funcionan bien en señales no transitorias pero son difíciles de interpretar en términos de frecuencias, se encontraron dos métodos que pueden servir para el análisis de las señales registradas debidas a las voladuras; estos son:

Filtros variantes en frecuencia (FVF): Tienen como función aislar las componentes de vibración dentro de bandas frecuenciales angostas, para medir en ellas valores máximos

de velocidad y estimar un espectro de amplitudes máximas. Esta técnica es ampliamente utilizada en el análisis de amplitudes de ondas superficiales (Herrman, 1973; Russell et al., 1988).

Análisis de señal compleja: Este método es una derivación de la transformada de Fourier análoga, en el cual se realiza una separación del contenido de fase y amplitud de la señal. A partir de esta información se puede estimar la frecuencia instantánea, que es una medida de la tendencia central de la frecuencia en el espectro de frecuencias (Barnes, 1993b, 1998).

El método FVF tiene el inconveniente de cambiar la no transitoriedad de la señal. En él, la medición de máximos se realiza solo sobre una banda angosta de frecuencias, pero el máximo de la señal puede deberse a una suma de contribuciones de varias frecuencias.

El método de análisis de señal compleja, basado en la distribución tiempo-frecuencia, provee información detallada del parámetro frecuencia; la no transitoriedad de la señal no es eliminada en el análisis. Este tipo de análisis es muy utilizado en el área de ingeniería electrónica y eléctrica y es uno de los temas de mayor debate en las revistas técnicas *Transactions on Signal Processing* y *Signal Processing Letters* de la Sociedad de Procesamiento de Señales de la IEEE (de las siglas en inglés *Institute of Electrical and Electronics Engineers*). Este tipo de análisis tiene limitaciones, las cuales se tratarán en la sección 4.5.5 (página 61).

4.5. Análisis de señal compleja

Este tipo de análisis no es nuevo. Su primera implementación en 1931 se usó en la modulación y demodulación de transmisión FM, luego en procesamiento digital de señales (Oppenheim y Shafer, 1972) y actualmente es usado en prospección sísmica para visualizar cambios de impedancia en el subsuelo (Taner et al., 1979).

En Ingeniería Civil se encuentran aplicaciones en el campo de dinámica, como en la detección del daño estructural, buscando cambios en la frecuencia natural instantánea y asumiendo que estos ocurren debido a diferencias en las propiedades de la estructura antes y después del daño (Bernal y Gunes, 2000). Otra aplicación es en la solución analítica de sistemas dinámicos no lineales, en ésta no se utiliza una señal sino una función, la cual es transformada a la función analítica que puede resolverse fácilmente (Feldman, 1993a,b, 1997; Braun y Feldman, 1997).

El principal objetivo del análisis de la señal compleja, en este proyecto, es estimar los valores de fase, frecuencia y ancho de banda para cada instante de la señal, valores que White (1991) les llama atributos instantáneos de la señal. Esta técnica también permite estimar otros parámetros como: simetría, kurtosis (dispersion de la señal), calidad de la frecuencia instantánea y frecuencia dominante instantánea (Steeghs y Drijkoningen, 2001); y también

puede ser utilizado para refinar la evaluación de: correlación cruzada, medición de tiempos de arribo, conjugada de la convolución, suma de series de tiempo, producto de series de tiempo, correlación y semejanza (Taner et al., 1979).

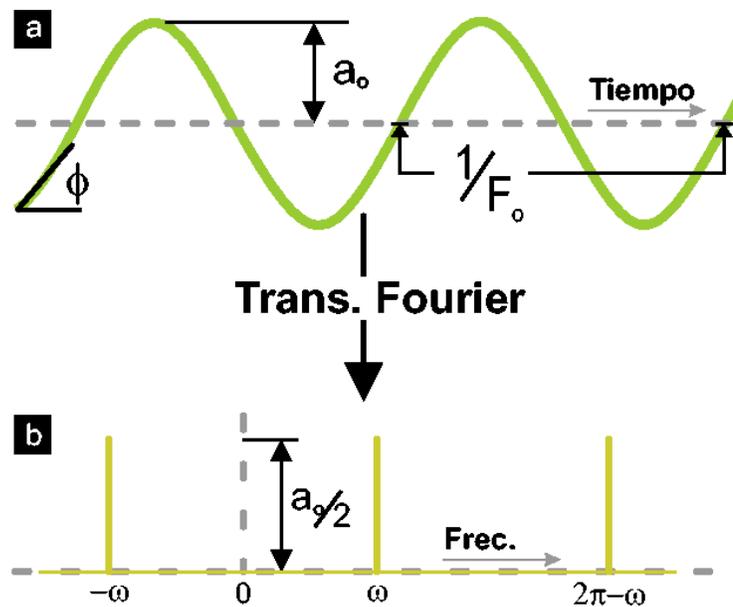
4.5.1. Señal compleja

Una señal sísmica puede ser vista como una superposición de componentes armónicas. La señal sísmica más simple tiene la forma

$$s(t) = a_o \cos(\omega_o t + \phi) \quad (4.4)$$

(Figura 4.4 a), donde el término ω_o es la frecuencia angular (o $\omega_o = 2\pi f_o$), ϕ es la fase inicial y a_o es la amplitud.

Figura 4.4. Señal armónica y la magnitud de su espectro, -a- parámetros que caracterizan la señal armónica las cuales son: frecuencia f_o , fase inicial ϕ y amplitud a_o ; en el caso continuo (ecuación 4.4) la señal existe para todos los valores de t ; -b- espectro de Fourier (magnitud) de la señal en a., la magnitud de las frecuencias el caso continuo es $a_o/2$ en $-\omega$ y ω y 0 en cualquier otro caso, para señales discretas es $a_o/2$ para todo ω_o y $2\pi - \omega_o$ y 0 para cualquier otro caso (repetiéndose más allá de la frecuencia de Nyquist esta secuencia).



Aplicando la transformada de Fourier a la ecuación 4.4, se convierte la serie de tiempo $s(t)$ a una serie de frecuencias $S(i\omega)$ aplicando $s(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} S(i\omega)$, obteniéndose $a_o e^{\delta(\omega - \omega_o) + \delta(\omega + \omega_o)} / 2$,

donde $\delta(\cdot)$ es la función delta definida para el caso continuo (función impulso en el caso discreto) toma el valor 1 cuando $\omega = \pm\omega_o$ y 0 para cualquier otro valor de ω ; por lo tanto, en cualquier instante de tiempo esta señal está descrita por dos frecuencias ($\pm\omega_o$, Figura 4.4 b), que llevaría a pensar que la señal esta constituida por dos componentes armónicas, una con frecuencia positiva y la otra negativa o por dos positivas en ω_o y $2\pi - \omega_o$ para el caso discreto (la secuencia por encima de la frecuencia de Nyquist se repite).

El artificio resultante de aplicar la transformada de Fourier sobre la señal de tiempo (tener dos componentes armónicas de la señal) puede ser evitado reemplazando la componente armónica (ecuación 4.4) por un exponente complejo (Scheuer y Oldenburg, 1988), obteniendo

$$\hat{s}(t) = a_o e^{i(\omega_o t + \phi)}, \quad (4.5)$$

donde la unidad imaginaria, i , esta definida como $\sqrt{-1}$ y $\hat{s}(t)$ es la señal definida en el plano complejo, a esta señal se le llama señal compleja.

La anterior ecuación (4.5) puede ser expresada en términos de variable compleja generalizando la formula de Euler, $e^{i\omega_o t} = \cos(\omega_o t) + i \sin(\omega_o t)$, de la forma $\hat{s}(t) = s(t) + i s^*(t)$, donde $s(t)$ y $s^*(t)$ son secuencias reales. En señales de tiempo continuo $\hat{s}(t)$ es una función analítica (cumple con las condiciones de Cauchy-Riemann) y a las series de tiempo se les denominan señales analíticas o complejas. La parte real de la señal compleja es la señal original ($\Re\{\hat{s}(t)\} = s(t)$) mientras la conjugada o parte imaginaria ($\Im\{\hat{s}(t)\} = s^*(t)$) es determinada a partir de un desplazamiento en fase de 90° . En el caso de la función coseno la conjugada es la función seno, para señales no armónicas se utiliza la transformada de Hilbert (véase Anexo D Transformada de Hilbert, página 147).

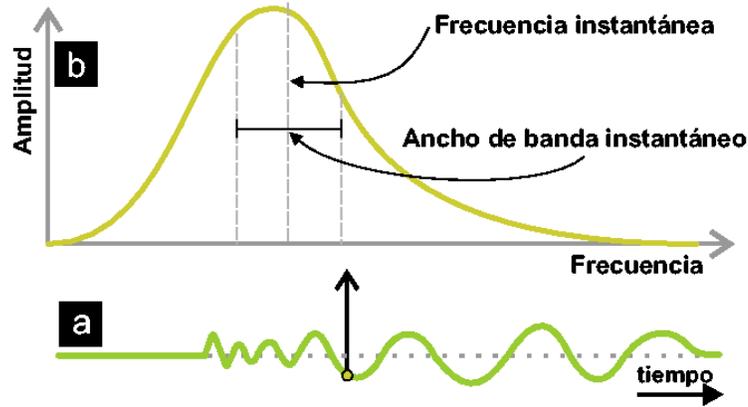
La transformada de Fourier de la Ecuación 4.5 es simplemente $a_o e^{i\phi\delta(\omega - \omega_o)}$; la frecuencia angular (ω_o) ahora solo tiene un valor y la frecuencia instantánea puede ser hallada a partir de la derivada de la fase ($\omega_o t + \phi$) en la representación compleja de la señal, lo que se explica a continuación.

4.5.2. Frecuencia instantánea

La frecuencia instantánea es interpretada en el contexto de análisis de señales en tiempo-frecuencia como la evolución temporal de frecuencia en la señal (Flandrin y Stockler, 1999). Desde el punto de vista probabilístico Loughlin y Tacer (1997) y Barnes (1993a) muestran que la frecuencia instantánea es el primer momento o media de la densidad espectral de la señal en un instante de tiempo (véase figura 4.5).

Como se vió anteriormente la señal compleja puede ser expresada de la forma $\hat{s}(t) = s(t) + i s^*(t)$ (véase figura 4.6 -a-), una representación más adecuada para el problema en este proyecto es en términos de la magnitud y fase, con lo cual la representación de la señal

Figura 4.5. Diagrama de una señal y un espectro hipotético en un instante de tiempo, en -a- se muestra la señal en el dominio del tiempo, en -b- el espectro de la señal marcado con un punto, donde se puede observar la frecuencia instantánea como valor medio del espectro y la del ancho de banda instantáneo como la desviación estándar de los datos respecto a la media.



compleja es

$$\hat{s}(t) = A(t)e^{i\theta(t)}. \quad (4.6)$$

Si los términos reales de la señal compleja ($s(t)$ y $s^*(t)$) son conocidos o se pueden calcular, entonces se puede encontrar la magnitud (amplitud o envolvente), $A(t)$, y la fase instantánea, $\theta(t)$ (véase fig 4.6 -b-), de la señal como

$$A(t) = \sqrt{s^2(t) + s^{*2}(t)} = |S(t)| \quad y \quad (4.7)$$

$$\theta(t) = \arctan\left(\frac{s^*(t)}{s(t)}\right). \quad (4.8)$$

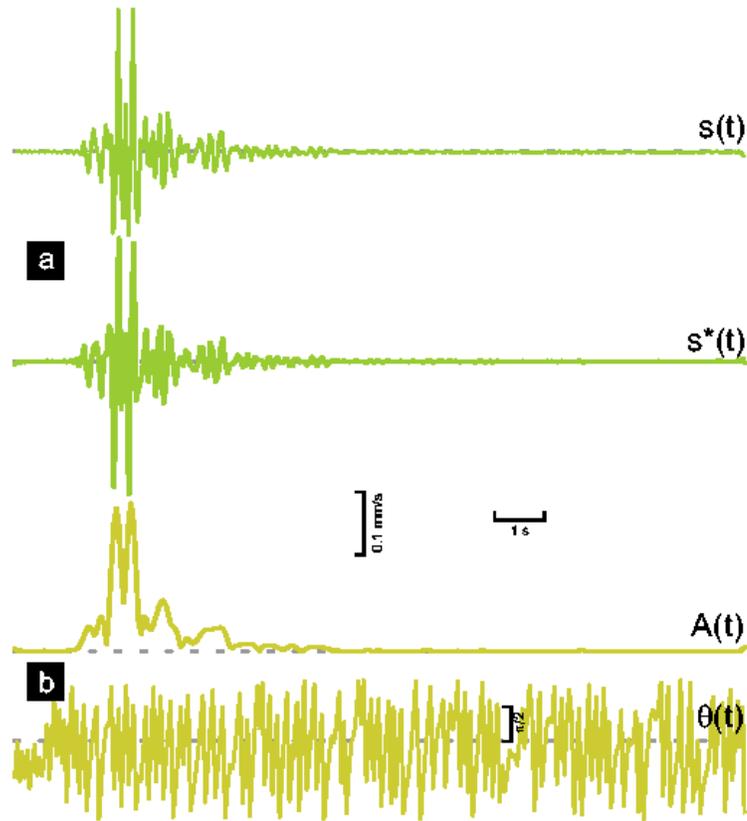
La variación de la fase en el tiempo está relacionada con la frecuencia angular de la señal y es denominada frecuencia angular instantánea (Taner et al., 1979). Expresado de otra forma, la frecuencia angular instantánea es la derivada respecto al tiempo de la fase, es decir,

$$\frac{d}{dt} \theta(t) = \omega(t). \quad (4.9)$$

En muchos casos, incluyendo el de este proyecto, se necesita la frecuencia (cantidad de ciclos por unidad de tiempo), enés de la frecuencia angular (radianes por unidad de tiempo), para lo cual se utiliza la relación entre frecuencia angular y frecuencia, $f = \omega/2\pi$, con la cual se obtiene la relación

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \theta(t). \quad (4.10)$$

Figura 4.6. Señal compleja -a- y representación en magnitud y fase -b- de la señal de la componente vertical de la voladura de la fecha 2000/06/20, la señal originalmente muestreada a 200 Hz, fue remuestreada a 20 Hz.



Dado que una función solo es derivable si es continua, y que $\theta(t)$ esta relacionada con la función arcotangente, definida en el intervalo $[-\pi/2, \pi/2]$, la función $\theta(t)$ es incierta y no es diferenciable fuera de ese intervalo. Una técnica que permite eliminar el uso de la fase en la evaluación de la frecuencia instantánea consiste en reemplazar la ecuación 4.8 en 4.10 y expandir la ecuación diferencial, de lo cual se obtiene

$$f_t(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{s(t) \frac{d s^*(t)}{dt} - s^*(t) \frac{d s(t)}{dt}}{s^2(t) + s^{*2}(s)} \quad (4.11)$$

(Taner et al., 1979).

Al calcular la frecuencia instantánea de esta forma se puede presentar que en señales muestreadas se den frecuencias hasta la frecuencia de Nyquist; también se presenta el inconveniente de requerir dos diferenciaciones, una para la parte real y otra para la conjugada

de la señal compleja. Para resolver el problema de la doble diferenciación se han planteado varios métodos de los cuales se mostrara el de Claerbout (1992) y Barnes (1992).

El desarrollo de Claerbout (1992) parte de la ecuación de señal en términos del exponencial complejo (ecuación 4.6), a la cual se aplica logaritmo natural en ambos lados con el fin de eliminar el exponencial, obteniéndose

$$\begin{aligned}\ln(\hat{s}(t)) &= \ln(A(t)) + \ln(e^{i\theta(t)}) \\ &= \ln(A(t)) + i\theta(t),\end{aligned}\quad (4.12)$$

por lo tanto la fase instantánea para este caso solo depende de la conjugada del logaritmo de la señal compleja, es decir $\theta(t) = \Im\{\ln(\hat{s}(t))\}$, y la frecuencia instantánea puede ser calculada como

$$f_c(t) = \frac{1}{2\pi} \Im \left\{ \frac{d}{dt} \ln(\hat{s}(t)) \right\} = \frac{1}{2\pi} \Im \left\{ \frac{1}{\hat{s}(t)} \frac{d\hat{s}(t)}{dt} \right\} = \frac{1}{2\pi} \Im \left\{ \frac{s^*(t) \frac{d\hat{s}(t)}{dt}}{s^*(t) \hat{s}(t)} \right\}. \quad (4.13)$$

La derivada respecto al tiempo de la señal compleja en la ecuación anterior (4.13) puede ser reemplazada por términos en diferencias. Reagrupando y organizando se obtiene

$$f_c(t) = \frac{2}{\pi T} \left[\frac{\hat{s}(t+T) - \hat{s}(t)}{\hat{s}(t+T) + \hat{s}(t)} \right] \quad (4.14)$$

(Claerbout, 1976).

Escribiendo en una forma práctica la ecuación anterior, es decir representandola de una forma útil para ser programada en un computador utilizando las secuencias reales de la señal, se obtiene que la frecuencia instantánea está dada por

$$f_c(t) = \frac{2}{\pi T} \left[\frac{s(t)s^*(t+T) - s(t+T)s^*(t)}{(s(t) + s(t+T))^2 + (s^*(t) + s^*(t+T))^2} \right]. \quad (4.15)$$

En esta ecuación la frecuencia instantánea esta corrida media muestra hacia adelante, $t+T$, y se pueden presentar valores de frecuencia mayores a los de Nyquist si el cambio de amplitudes en la señal es brusco.

La otra aproximación para encontrar la frecuencia instantánea a partir de la ecuación 4.10, descrita por Barnes (1992), consiste en suavizar los valores obtenidos con el promedio temporal de esta en un intervalo de tiempo entre t y $t+T$, así:

$$f_a(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(\tau) d\tau. \quad (4.16)$$

Sustituyendo la definición de de frecuencia instantánea (ecuación 4.10) en la ecuación anterior (ecuación 4.16) se obtiene

$$f_a(t) = \frac{\theta(t+T) - \theta(t)}{2\pi T}. \quad (4.17)$$

Esta ecuación se puede aplicar directamente a registros digitales cuyo intervalo de muestreo es T . Una ventaja que tiene la representación anterior es que el valor obtenido de la frecuencia instantánea no puede ser mayor a la frecuencia de Nyquist, ya que la diferencia máxima en la fase solo puede ser π (Barnes, 1992). La ecuación 4.17 puede ser simplificada, pues como ya se había dicho, la fase instantánea puede ser escrita como $\theta(t) = \Im\{\ln(\hat{s}(t))\}$, y reemplazada en la ecuación 4.17 se obtiene

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \frac{1}{2\pi T} [\Im\{\ln(\hat{s}(t+T))\} - \Im\{\ln(\hat{s}(t))\}], \\ f_a(t) &= \frac{1}{2\pi T} \Im \left\{ \ln \left[\frac{\hat{s}(t+T)}{\hat{s}(t)} \right] \right\}, \\ f_a(t) &= \frac{1}{2\pi T} \arg \left[\frac{\hat{s}(t+T)}{\hat{s}(t)} \right]. \end{aligned} \quad (4.18)$$

Para expresar computacionalmente la ecuación 4.18, utilizando división compleja, podemos escribir:

$$f_a(t) = \frac{1}{2\pi T} \arctan \left[\frac{s(t)s^*(t+T) - s(t+T)s^*(t)}{s(t)s(t+T) + s^*(t)s^*(t+T)} \right]. \quad (4.19)$$

Barnes (1992) plantea además otra ecuación empleando un diferenciador *FIR* (por *Finite Impulse Response*, Respuesta de Impulso Finita) de tres puntos. Este diferenciador no introduce desplazamiento en el tiempo y utiliza una integral entre una muestra de tiempo anterior y una posterior, este tipo de diferenciador y su aplicación al problema utilizando la ecuación 4.10 se muestra a continuación:

$$f_b(t) = \frac{1}{2\pi T} \int_{t-T}^{t+T} f(\tau) d\tau = \frac{\theta(t+T) - \theta(t-T)}{4\pi T}, \quad (4.20)$$

esta ecuación se puede transformar en términos de la señal compleja como

$$f_b(t) = \frac{1}{4\pi T} \Im \left\{ \ln \left[\frac{\hat{s}(t+T)}{\hat{s}(t-T)} \right] \right\},$$

que en forma computacional se expresa de la siguiente forma:

$$f_b(t) = \frac{1}{4\pi T} \arctan \left[\frac{s(t-T)s^*(t+T) - s(t+T)s^*(t-T)}{s(t-T)s(t+T) + s^*(t-T)s^*(t+T)} \right]. \quad (4.21)$$

Esta ultima ecuación (4.21) tiene como ventaja ser simétrica respecto a un punto central, lo cual no introduce desplazamiento en el tiempo. Sin embargo, esta representación sigue

teniendo el inconveniente de presentar frecuencias por encima de la de Nyquist cuando hay cambios bruscos en los valores de la variable observada en el intervalo de suavizado $t - T$ a $t + T$.

4.5.3. Ancho de banda instantáneo

La frecuencia instantánea esta relacionada directamente con la frecuencia media de la densidad espectral de la señal en un instante de tiempo, la densidad espectral en estos casos generalmente se asume Gaussiana, y desde este punto de vista es natural hablar de la desviación estándar de la frecuencia instantánea, a la cual se le llama ancho de banda instantáneo (figura 4.5). Tanto la frecuencia instantánea como el ancho de banda instantáneo son momentos condicionales de bajo orden en la densidad espectral que varia con el tiempo (Loughlin y Davidson, 2000).

La forma exacta de la densidad espectral asociada con los valores de frecuencia instantánea (valor esperado) y ancho de banda instantáneo (desviación estándar) no es conocida; sin embargo, según Barnes (1993a) no hay necesidad de conocer la forma de la densidad espectral si se cumplen dos condiciones: 1) que la frecuencia central instantánea y la frecuencia instantánea sean la misma, 2) que el ancho de banda espectral sea siempre real y positivo. Cuando se cumplen las anteriores condiciones el ancho de banda instantáneo, $\sigma_f(t)$, se define a partir de la señal compleja (ecuación 4.6) como

$$\sigma_f(t) = \left[\frac{A'(t)}{2\pi A(t)} \right] = \left| \frac{d}{dt} \ln(A(t)) \right|, \quad (4.22)$$

donde $A(t)$ es la amplitud instantánea o envolvente de la señal y $A'(t)$ es la derivada respecto al tiempo. El ancho de banda instantáneo según la ecuación anterior (4.22) es una medida de la tasa de cambio relativa de la amplitud con el tiempo. Por medio de un sencillo análisis dimensional podemos darnos cuenta que $\sigma_f(t)$ esta expresado en dimensiones de $[T^{-1}]$ y tiene unidades de frecuencia que pueden ser expresadas en Hertz.

Si se tiene la amplitud instantánea se puede calcular el ancho de banda directamente aplicando una diferenciación (ecuación 4.22). Para aplicar este procedimiento se puede utilizar diferenciadores tipo FIR sobre la amplitud (envolvente) instantánea, con diferenciadores de dos (ecuación 4.16) y tres puntos (ecuación 4.20) para obtener resultados congruentes con los de la frecuencia instantánea. Para obtener una ecuación que pueda ser utilizada en computadora se expresa la solución en términos de las secuencias reales de la señal compleja, es decir utilizando la señal, $s(t)$, y su conjugada, $s^*(t)$.

Empleando un diferenciador de dos puntos sobre la parte derecha de la ecuación 4.6 se obtiene el ancho de banda en términos de la envolvente de la señal como

$$\sigma_{f_a}(t) = \frac{1}{2\pi} \left| \frac{\ln(A(t+T)) - \ln(A(t))}{T} \right|,$$

y esta ecuación en términos de las secuencias reales de la señal compleja es

$$\sigma_{f_a}(t) = \frac{1}{4\pi T} \left| \ln \left[\frac{s^2(t+T) + s^{*2}(t+T)}{s^2(t) + s^{*2}(t)} \right] \right| \quad (4.23)$$

(Barnes, 1992).

Esta ecuación (4.23) introduce un corrimiento de media muestra al igual que su homóloga, la frecuencia instantánea.

Utilizando un diferenciador de tres puntos sobre la amplitud instantánea se obtiene el ancho de banda como

$$\sigma_{f_b}(t) = \frac{1}{2\pi} \left| \frac{\ln(A(t+T)) - \ln(A(t-T))}{2T} \right|,$$

y su representación con los valores de señal compleja sera entonces

$$\sigma_{f_b}(t) = \frac{1}{8\pi T} \left| \ln \left[\frac{s^2(t+T) + s^{*2}(t+T)}{s^2(t-T) + s^{*2}(t-T)} \right] \right|. \quad (4.24)$$

(Barnes, 1992).

4.5.4. Implementación del análisis de señal compleja

El análisis de señal compleja en este proyecto tiene como fin, como ya se mencionó, calcular valores de frecuencia en un punto o intervalo (donde se presente la máxima velocidad). Adicionalmente, el método escogido es compatible con las diferentes normas internacionales y sirve en la formulación de relaciones empíricas que involucran frecuencia y otras variables del proceso de la voladura.

En secciones anteriores se mostraron varios métodos para calcular la frecuencia instantánea y el ancho de banda instantánea. En la tabla 4.1 se hace un compendio las ecuaciones para calcular la frecuencia instantánea y el ancho de banda instantáneo, de las cuales se escogerá un par para su aplicación en este proyecto.

Analizando las ecuaciones en la tabla resumen (4.1) se pueden apreciar algunos inconvenientes, esencialmente en la forma de calcular la frecuencia instantánea. Uno de los problemas aparece en el cálculo de las frecuencias f_a y f_b , para lo cual se utiliza la función arcotangente que esta definida en el intervalo $[-\pi/2, \pi/2]$; si se aplican las ecuaciones sin prever esta discontinuidad se presentara repetición cíclica cuando las frecuencias en la señal son superiores a $1/4T$ para f_a (figura 4.7 -b-) y $1/8T$ para f_b (figura 4.7 -c-). Este problema puede ser superado si se interpola la señal por lo menos a 4 veces la frecuencia de muestreo para f_a y 8 para f_b (figura 4.8), este cambio en la frecuencia de muestreo no produce distorsión en el espectro, únicamente hace que la señal pase a ser de banda estrecha.

Tabla 4.1. Resumen de las ecuaciones utilizadas en el calculo de parámetros frecuencia y ancho de banda instantáneos.

Ecuación	Descripción
$f_c(t) = \frac{2}{\pi T} \left[\frac{s(t)s^*(t+T) - s(t+T)s^*(t)}{(s(t)+s(t+T))^2 + (s^*(t)+s^*(t+T))^2} \right]$	(ec. 4.15, pág. 54) Frecuencia instantánea según Claerbout (1976).
$f_a(t) = \frac{1}{2\pi T} \arctan \left[\frac{s(t)s^*(t+T) - s(t+T)s^*(t)}{s(t)s(t+T) + s^*(t)s^*(t+T)} \right]$	(ec. 4.19, pág. 55) Frecuencia instantánea utilizando un FIR de dos puntos (Barnes, 1992).
$f_b(t) = \frac{1}{4\pi T} \arctan \left[\frac{s(t-T)s^*(t+T) - s(t+T)s^*(t-T)}{s(t-T)s(t+T) + s^*(t-T)s^*(t+T)} \right]$	(Ec. 4.21, página 55) Frecuencia instantánea utilizando un FIR de tres puntos (Barnes, 1992).
$\sigma_{f_a}(t) = \frac{1}{4\pi T} \left \ln \left[\frac{s^2(t+T) + s^{*2}(t+T)}{s^2(t) + s^{*2}(t)} \right] \right $	(ec. 4.23, pág. 56) Ancho de banda instantáneo con FIR de dos puntos (Barnes, 1992).
$\sigma_{f_b}(t) = \frac{1}{8\pi T} \left \ln \left[\frac{s^2(t+T) + s^{*2}(t+T)}{s^2(t-T) + s^{*2}(t-T)} \right] \right $	(ec. 4.24, pág. 57) ancho de banda instantáneo usando FIR de tres puntos (Barnes, 1992).

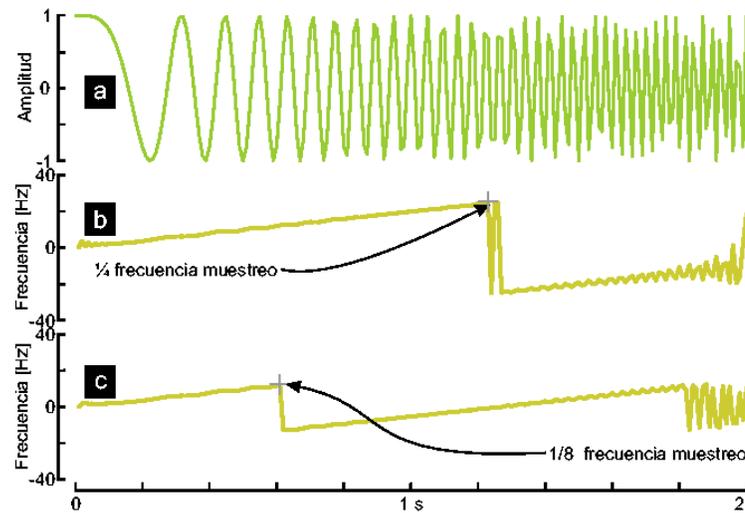
La ecuación 4.15 –Aproximación de Claerbout– puede tener valores de frecuencia instantánea superiores a la frecuencia de muestreo cuando los cambios son muy rápidos o desviaciones de la frecuencia instantánea respecto a la frecuencia real de la señal cuando la frecuencia de muestreo es baja.

Para observar el comportamiento anómalo de la ecuación de Claerbout respecto a la desviación de la frecuencia instantánea, se planteó un experimento (figura 4.9) con señales chirp lineales¹. Cuando se calculo al frecuencia instantánea con la señal chirp muestreada a 100 Hz (como la figura 4.7 -a-), resulto la frecuencia instantánea desviada respecto a la frecuencia instantánea teórica. Este problema desapareció al aumentar la frecuencia de muestreo –interpolación– a 1000 Hz (Figura 4.9 señal oscilante respecto a la frecuencia instantánea teórica).

El poco control sobre los valores de frecuencia instantánea calculados con la ecuación 4.15 –Aproximación de Claerbout–, hace que este método no sea utilizado en este proyecto.

¹En términos generales una función chirp es un coseno cuyas propiedades cambian con la variable independiente (p.e: tiempo – t). La función chirp esta definida como $y(t) = A(t) \cos f_i(t)t$, donde $A(t)$ es la amplitud y $f_i(t)$ es la frecuencia, ambas variantes con tiempo. Para el caso lineal y utilizado aquí, $f_i(t) = f_0 + \beta t$ donde $\beta = (f_1 - f_0)/t_1$ y $A(t) = 1$ y f_0 la frecuencia inicial y f_1 es la frecuencia en el tiempo t_1

Figura 4.7. Señal chirp y repetición cíclica de la frecuencia instantánea -a- señal chirp muestreada a 100 Hz (f_m) con incremento lineal de 0 a 40 Hz en 2 s; -b- frecuencia instantánea a partir de ec. 4.19 presenta repetición cíclica cuando la frecuencia de la señal es mayor a 25 Hz ($f_m/4$); -c- frecuencia instantánea calculada con ec. 4.21 presenta repetición cíclica cuando la frecuencia de la señal es mayor a 12.5 Hz ($f_m/8$).

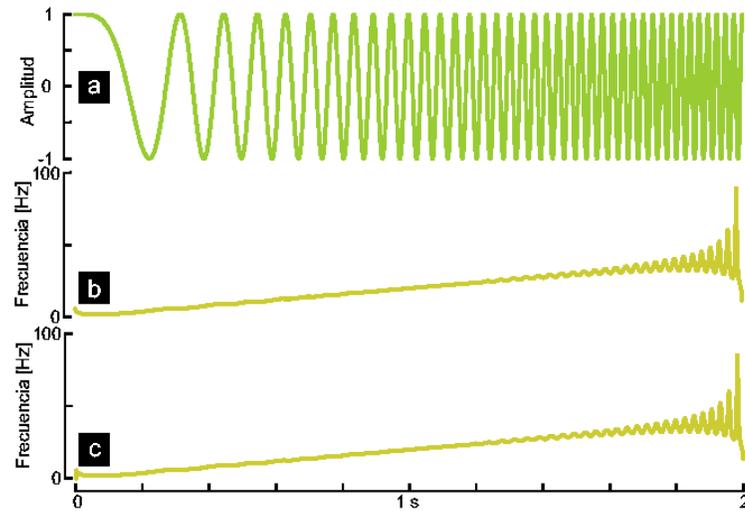


Con el método de Barnes (1992) la frecuencia instantánea (ecuación 4.21 — FIR de tres puntos), y el ancho de banda instantáneo (ecuación 4.24), presenta valores altos y cambios de fase abruptos cuando hay cambios marcados en el tipo de ondas, comparado con la frecuencia instantánea de la ecuación 4.19, (figura 4.10, valores altos en -c- y bajos en -b-). Por este motivo se escogió la ecuación de dos puntos para la aplicación de frecuencia instantánea en este proyecto.

El esquema general utilizado para calcular los parámetros frecuencia instantánea y ancho de banda instantáneo es el siguiente:

1. Generación o lectura de datos. Se generaran señales sintéticas (de tipo armónico, chirp, etcetera) para ver el comportamiento de los parámetros o se leen los archivos con información de vibraciones producidas por voladuras.
2. Remuestreo de la señal
3. Corrección de línea base y eliminación de ruido por inducción eléctrica (60 Hz) por medio de filtro pasa banda entre 1 y 50 Hz.
4. Calculo de la transformada de Hilbert.

Figura 4.8. Señal chirp y frecuencia instantánea. -a- la señal chirp originalmente muestreada a 100 Hz (figura 4.7), ahora remuestreada a 1000 Hz, con incremento lineal de 0 a 40 Hz en 2 s; -b- frecuencia instantánea a partir de ec. 4.19 con señal remuestreada y -c- frecuencia instantánea calculada con ec. 4.21.

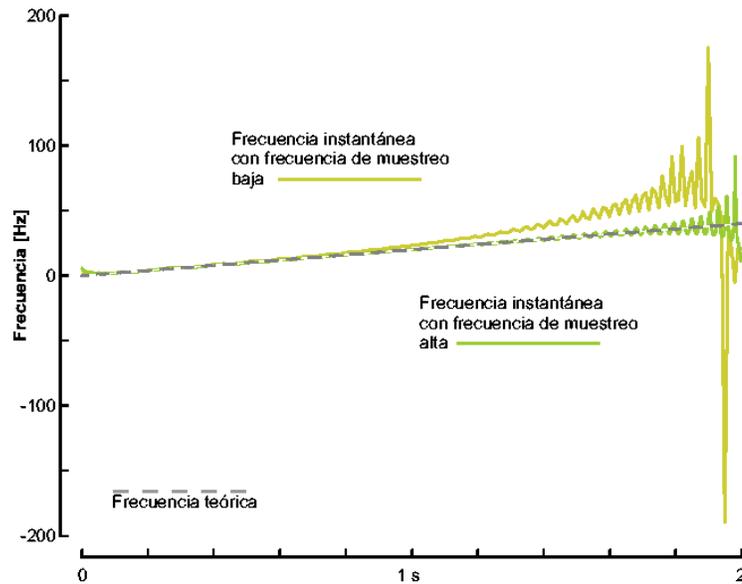


5. Cálculo de parámetros a partir de datos resultantes del punto anterior y aplicando las ecuaciones 4.19 y 4.23 (tabla 4.1).

Para observar el comportamiento de la frecuencia y ancho de banda instantáneos utilizando la ecuación 4.19 y 4.23 se realizaron pruebas con diferentes tipos de señales. La primera de ellas corresponde a una señal armónica –seno– monofrecuencia en 0.5 Hz (Fig. A.7, pág 95) con la cual la frecuencia y ancho de banda instantáneos se encuentran concentrados alrededor de la frecuencia teórica. Sin embargo, en los extremos de la señal ($t = 0$ y $t = 10$) la frecuencia y ancho de banda instantáneos crece, esto se debe a la discontinuidad de la señal en esos puntos y puede ser interpretado como impulso (con un valor muy pequeño) en la señal.

Adicionalmente se generó la señal multifrecuencia de la forma $y(t) = A_1 \text{sen}(2\pi f_1 t) + A_2 \text{sen}(2\pi f_2 t)$ (Fig. A.8), con frecuencias f_1 y f_2 de 0.5 y 1 Hz, y ponderación A_1 y A_2 de 1.0; se puede observar en esta figura que la frecuencia instantánea máxima está alrededor de 0.75 Hz, es decir, es el promedio de ambas frecuencias. También, en algunos lugares de la señal la frecuencia se hace negativa y el ancho de banda instantáneo crece considerablemente, este proceso es periódico (cada $t = 1$) esto se debe a que la relación entre la amplitud de los dos armónicos es muy pequeña y el método no es capaz de resolver la frecuencia.

Figura 4.9. Frecuencias instantáneas usando método de Claerbout (1992) para dos señales con frecuencia de muestreo de 100 y 1000 Hz. La frecuencia instantánea mas desviada respecto a la teórica es de la muestreada a 100 Hz, la frecuencia instantánea que oscila respecto a la teórica es muestreada a 1000 Hz.

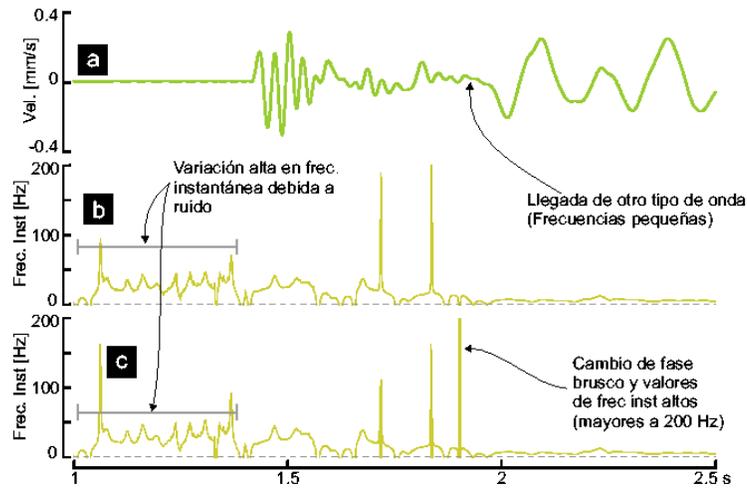


Por último se graficaron las tres componentes de una voladura registrada el 7 de abril de 2000 y sus respectivas frecuencias y anchos de banda instantáneos (Figura A.9, pág 96), se puede observar que antes de la llegada de las primeras ondas (P) la frecuencia instantánea y ancho de banda instantáneo no tienen un patrón definido. Adicionalmente se hizo un acercamiento donde se encuentran los valores máximos de la señal (velocidad), este acercamiento esta entre 1 y 2.5 en tiempo y entre 0 y 25 Hz en frecuencias (Figura A.10, pág. 97), allí se puede observar la estabilidad del método cuando se calcula la frecuencia y ancho de banda instantáneos alrededor del máximo de la señal.

4.5.5. Limitaciones del análisis de la señal compleja

Todos los métodos de procesamiento de señales tiene limitaciones y el análisis de señal compleja no esta exento de ellas. Existen diversas opiniones sobre la interpretación de la frecuencia instantánea y el ancho de banda instantáneo –atributos instantáneos de la señal–, las cuales van desde su no existencia hasta ser aceptadas únicamente para el caso de señales con una sola frecuencia en cada instante de tiempo o monocomponente (Huang et al., 1998; Boashash et al., 1991). Las dificultades más importantes que limitan la aceptación del concepto como frecuencia y ancho de banda instantáneos son:

Figura 4.10. Señal de voladura y frecuencias instantaneas. -a- Señal de voladura (fecha 2000/06/20) muestreada a 200 Hz y remuestreada a 1000 Hz, -b- frecuencia instantánea calculada con ecuación 4.19, -c- frecuencia instantánea calculada con la ecuación 4.21



1. Esta influenciado por el análisis espectral de Fourier, pues para hallar la señal analítica la Transformada de Hilbert se recurre a la transformada de Fourier.
2. El concepto de frecuencia instantánea asume que la señal contiene una sola frecuencia. Si existe mas de una, entonces la frecuencia instantánea arroja un valor que no esta relacionado con ninguna frecuencia, sino con el promedio ponderado (en amplitud de cada onda) de cada una de las frecuencias (Loughlin y Tacer, 1997).
3. La derivada de la fase (ec. 4.9), independientemente del método numérico utilizado para calcularla, puede arrojar frecuencias negativas, lo cual no es fácil de interpretar ya que se supone que no hay energía en el espectro de la señal analítica para tales frecuencias cuando se realiza la transformada de Hilbert (Steeghs, 1997).
4. Para que la frecuencia instantánea tenga sentido es necesario que la señal sea de banda angosta (Huang et al., 1998). Esta fue otra de las razones por la cual se utiliza incremento de la frecuencia de muestreo por interpolación.

4.6. Secuencia de procesamiento

Para el análisis de los datos se utilizó *MATLAB*®, que es un lenguaje de alto nivel orientado a operaciones con matrices, con una amplia gama de librerías *-toolbox-* en diferentes áreas y altas prestaciones gráficas. De las librerías la mas usada en este proyecto fue la de procesamiento de señales (*Signal Processing Toolbox*).

Adicionalmente al procesamiento planteado en la sección anterior (sección 4.5 – Análisis de señal compleja) se realizó el cálculo de la transformada de Fourier y calculo de frecuencia por el método de la bisección, este último es utilizado en la instrumentación de vibraciones para voladuras (Dowding, 2001, página 142).

La transformada de Fourier se calculo ventaneada como se presenta en el manual *Signal Processing Toolbox User's Guide* de MathWorks (2000), página 3-11; El método de la bisección se aplicó como lo muestra en Chapra y Canale (1999), página 131.

Los tipos de análisis descritos anteriormente son recomendados por las normas o están implementados, en el caso de la bisección, en sismógrafos de campo. La frecuencia escogida por análisis de Fourier corresponde a la más baja, o frecuencia dominante, asociada con el máximo de la señal (Dowding, 2001, página 151). Por otro lado el método de la bisectriz arroja solo un valor de frecuencia dentro del intervalo que se encuentra la máxima velocidad.

El procesamiento utilizado en la elaboración de este proyecto se puede resumir en los siguientes pasos:

1. Conversión de formato de *Geosys* → *MATLAB*® (digitalizado a 100 Hz).
2. Corrección de línea base.
3. Filtrado de la señal en la banda 0 a 50 Hz, con el fin de eliminar el ruido causado por inducción eléctrica (a 60 Hz).
4. Remuestreo de la señal a 1000 Hz.
5. Cálculo de la resultante vectorial (ecuación 4.1) y resultante vectorial horizontal (ecuación 4.2).
6. Búsqueda de los valores máximos: velocidad pico por componente, máximo de la resultante vectorial y horizontal.
7. Cálculo y búsqueda de la frecuencia asociada al máximo valor de velocidad por componente por medio del método de la bisectriz.
8. Cálculo de la transformada de Hilbert, de la frecuencia y ancho de banda instantáneo de la señal, y lectura de estos valores en el máximo de la señal.
9. Cálculo del espectro de Fourier por componente y búsqueda de la frecuencia mínima asociada con el valor de máxima velocidad por componente.

En general, el procedimiento anterior (excluyendo algunos puntos específicos utilizados en relaciones de tiempo-frecuencia y en el tipo de programa utilizado para el análisis) es el

utilizado para la comparación de las mediciones con valores representativos de las normas internacionales en control de vibraciones por actividad humana.

El procedimiento mostrado fue aplicado a las 504 señales de voladuras grabadas en las estaciones sismológicas instaladas en Mulaló y San Marcos entre 1999 y 2002 y los resultados se encuentran en el Anexo F, tabla F.1 (página 159).