

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA HERRAMIENTA SOFTWARE QUE
ATENÚE EL RUIDO COHERENTE GROUND ROLL PRESENTE EN DATOS
SÍSMICOS MULTICOMPONENTES.

RAÚL ANDRÉS VERA PINEDA



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENÍERIAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2011

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA HERRAMIENTA SOFTWARE QUE
ATENÚE EL RUIDO COHERENTE GROUND ROLL PRESENTE EN DATOS
SÍSMICOS MULTICOMPONENTES.

RAÚL ANDRÉS VERA PINEDA

DIRECTOR:
Msc CARLOS ANDRÉS NIÑO NIÑO

CODIRECTOR:
PhD. WILLIAM MAURICIO AGUDELO ZAMBRANO
Msc SAÚL ERNESTO GUEVARA OCHOA

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2011

A Dios Todopoderoso, porque este trabajo no es para gloria del hombre sino para gloria de su santo nombre.

A mi madre Rita Cecilia, por habernos dado todo su ser a mí y a mis hermanas; nada en mi vida hubiese sido posible sin ti.

A mi padre Víctor Raúl, por darme su ejemplo de tenacidad, perseverancia y haberme colmado de amor.

A mis abuelos María Cecilia y Ángel Miguel, largos han sido los años en que me han brindado todo su amor y apoyo incondicional. Dios lo bendiga por siempre.

AGRADECIMIENTOS

El Autor expresa sus agradecimientos a:

Carlos Niño, director del proyecto, por el tiempo, conocimiento y buena voluntad puesto en este trabajo, así como también por la amistad brindada.

William Agudelo y Saúl Guevara, por el tiempo y valiosas sugerencias y recomendaciones aportadas a este trabajo. También por darme la oportunidad de mostrar los resultados en eventos del Instituto Colombiano del Petróleo.

Al Instituto Colombiano del Petróleo por hacer posible convenios con la Universidad Industrial de Santander de donde nacen grupos de investigación como Petrosísmica, donde los estudiantes tienen nuevas oportunidades y nacen proyectos como este.

A toda mi familia en general, pero muy especialmente a mis padres, mis abuelos Ángel Miguel y María Cecilia y mis tías María Isabel y María Esperanza, que durante toda mi carrera universitaria y más aún durante la realización de este proyecto siempre me apoyaron incondicionalmente y se mostraron en muchas ocasiones orgullosos de mí. Dios los colme de infinitas bendiciones.

A mis amigos que fueron un bastón de apoyo en trances personales, especialmente a Javier Arias y Diego Castro que en varias ocasiones me distrajeran cuando los problemas me sofocaban.

A DIOS Todopoderoso que me dio la vida y está presente en ella, todo lo que soy y todo lo que tengo a EL se lo debo.

Tabla de contenido

| | |
|---|----|
| 1. INTRODUCCIÓN | 12 |
| 2. MARCO TEÓRICO | 14 |
| 2.1 Métodos Sísmicos..... | 14 |
| 2.2 Tipos de ondas sísmicas | 15 |
| 2.3 Datos Sísmicos Multicomponentes..... | 17 |
| 3. LA TRANSFORMADA S..... | 20 |
| 4. METODO DE POLARIZACIÓN DE SEÑALES TRICOMPONENTES | 25 |
| 4.1. Descripción Intuitiva..... | 25 |
| 4.2. Funciones Tricomponentes | 27 |
| 4.3 Elementos Elípticos | 29 |
| 5. FILTRADO DE POLARIZACIÓN | 38 |
| 5.1 Trazas Lineales y Circulares | 40 |
| 5.2 Filtrado de Ondas Rayleigh | 43 |
| 6. TRANSFORMADA S INVERSA | 50 |
| Resultados | 57 |
| Conclusiones..... | 57 |
| Bibliografía | 61 |

Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1 Método sísmico de refracción..... | 15 |
| Figura 2 Paso de la onda P a través de la corteza terrestre | 15 |
| Figura 3 Paso de la onda S a través de la corteza terrestre | 16 |
| Figura 4 Paso de la onda Love a través de la corteza terrestre | 16 |
| Figura 5 Paso de la onda Rayleigh a través de la corteza terrestre | 17 |
| Figura 6 Orientación de los receptores para la sísmica convencional y multicomponente | 18 |
| Figura 7 Esquema del recorrido de los rayos reflejados en tres capas. Registro sísmico captado por la componente vertical. | 18 |
| Figura 8 Ilustración del método de polarización de señales tricomponentes | 26 |
| Figura 9 Método de análisis de polarización por hodograma | 29 |
| Figura 10 Elementos Elípticos..... | 30 |
| Figura 11 Componentes radial (x), transversal (y) y vertical (z) de una señal sísmica real multicomponente afectada por el <i>ground roll</i> | 34 |
| Figura 12 Espectros de Fourier de los elementos elípticos..... | 35 |
| Figura 13 Espectro S de los ejes mayor $a \tau_n, f_n$ de la señal sísmica multicomponente de la figura 11 | 39 |
| Figura 14 Espectro S de los ejes menor $b \tau_n, f_n$ de la señal sísmica multicomponente de la figura 11 | 39 |
| Figura 15 Espectro S de la diferencia entre los ejes mayor y menor $a \tau_n, f_n - b \tau_n, f_n$ de la señal sísmica multicomponente de la figura 11 | 40 |
| Figura 16 Componentes radial (x), transversal (y) y vertical (z) de la señal sísmica de la figura 11..... | 47 |
| Figura 17 Espectro S antes del filtrado de la componente radial de la señal sísmica multicomponente de la figura 11 | 48 |
| Figura 18 Espectro S después del filtrado de la componente radial de la señal sísmica multicomponente de la figura 11..... | 48 |
| Figura 19 Registro sísmico original de la componente vertical de un conjunto de datos sísmicos multicomponentes reales..... | 49 |
| Figura 20 Registro sísmico de la figura 19 después de la aplicación del filtro vectorial de polarización de la ecuación (49) traza por traza..... | 49 |
| Figura 21 Señal sintética compuesta por tres frecuencias diferentes | 51 |
| Figura 22 Espectro S de amplitud de la figura 21 | 51 |
| Figura 23 Manipulación del espectro S de amplitud de la figura 22 | 51 |
| Figura 24 Aplicación de la versión discreta de la transformada S inversa clásica | 52 |
| Figura 25 Aplicación de la versión discreta de la transformada S inversa nueva | 54 |
| Figura 26 Señal sísmica multicomponente de la figura 11 | 54 |
| Figura 27 Componente radial de la señal sísmica multicomponente de la figura 11 | 55 |
| Figura 28 Componente vertical de la señal sísmica multicomponente de la figura 11 . | 55 |

TITULO: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA HERRAMIENTA SOFTWARE QUE ATENÚE EL RUIDO COHERENTE GROUND ROLL PRESENTE EN DATOS SÍSMICOS MULTICOMPONENTES^a.

AUTOR: Raúl Andrés Vera Pineda^b

PALBRAS CLAVE: Ondas Rayleigh, *Ground Roll*, Ruido Coherente, Señal Sísmica Tricomponente, Transformada S, Elementos Elípticos, Polarización.

De la teoría de Fourier, una señal real puede ser vista como la superposición de infinitas oscilaciones senoidales en el tiempo, cuyo espectro de amplitud y fase representan la contribución de cada frecuencia a la señal real. En el presente trabajo se extiende esta idea a señales sísmicas reales de tres componentes (tricomponentes), las cuales son vistas como superposiciones de señales oscilando en las direcciones **x**, **y** y **z**. Al considerar una misma frecuencia de cada componente, esta dibuja un movimiento elíptico en el espacio tridimensional, de manera que la señal tricomponente puede ser vista como superposición de elipses cuya información espectral reemplazaría los espectros de Fourier de cada componente por separado.

Teniendo en cuenta que las señales sísmicas tricomponentes son señales no estacionarias cuyas características frecuenciales dependen del tiempo, para llevar a cabo este razonamiento se hace uso de la Transformada S, una técnica de representación espectral en tiempo-frecuencia con características de la Transformada Continua Wavelet (CWT) y la Transformada localizada de Fourier (STFT), que se usa para la implementación de un filtro vectorial de polarización que rechaza componentes frecuenciales de las señales sísmicas tricomponentes según un análisis de polarización de las características del ruido coherente llamado *ground roll* presente en los datos sísmicos a procesar y que se desea atenuar.

^a Proyecto de Investigación

^b Facultad de FÍSICO-MECÁNICAS. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, y Telecomunicaciones. Director Carlos Andrés Niño Niño. Codirectores William Mauricio Agudelo Zambrano y Saúl Ernesto Guevara Ochoa.

TITLE: DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A SOFTWARE TOOL FOR GROUND ROLL COHERENT NOISE ATTENUATION PRESENT IN MULTICOMPONENT SEISMIC DATA^c.

AUTHOR: Raúl Andrés Vera Pineda^d

KEYWORDS: Rayleigh Waves, Ground Roll, Coherent Noise, Tricomponent Seismic Signal, S Transform, Elliptical Elements, Polarization.

From Fourier theory, a real signal can be seen as an infinite superposition of sinusoidal oscillations in time, whose amplitude and phase spectrum represents the contribution of each frequency to the actual signal. The present work extends this idea to real seismic signals of three components, which are seen as overlapping signals oscillating in the **x**, **y** and **z** directions of a multicomponent digital sensor. When considering a same single frequency of each component, this draws an elliptical motion in three dimensional space, so that the tricomponent signal can be seen as a superposition of ellipses whose spectral information would replace the Fourier spectra of each signal component separately.

Considering that the tricomponent seismic signals studied are nonstationary whose frequency characteristics depend on time, to carry out this reasoning it makes use of the S Transform, a time-frequency representation technique with features of the Continuous Wavelet Transform and the Short-Time Fourier Transform, which is used for the implementation of a polarization vector filter that rejects frequency components of the tricomponent seismic signals according to an analysis of polarization characteristics of the coherent noise signals named ground roll present in the seismic data to be processed and wich should be attenuated.

^c Degree Project

^d PHYSICAL-MECHANICAL Faculty. School of Electrical Engineering, Electronics and Telecommunications. Director Carlos Andrés Niño Niño. Codirectors William Mauricio Agudelo Zambrano and Saúl Ernesto Guevara Ochoa.

1. INTRODUCCIÓN

Uno de los principales problemas inherentes al procesamiento de datos sísmicos es la presencia de ground roll, un tipo de ruido coherente y dispersivo caracterizado por tener baja frecuencia y alta amplitud que oscurece y degrada la calidad de los datos. Varios métodos de análisis y filtrado han sido desarrollados para la eliminación de dicho ruido basados en las propiedades de polarización de los diferentes tipos de ondas presentes en los datos sísmicos.

Para abordar el tema del análisis y filtros de polarización, existen métodos tradicionales basados por completo en el dominio de la frecuencia (Fourier) o en el dominio del tiempo, o más recientemente han surgido técnicas más robustas que incorporan características de ambos, ya que los análisis basados en el dominio del tiempo frecuentemente se complican con los traslapes de eventos que tienen diferentes frecuencias y propiedades distintas de polarización, y los métodos basados en el dominio de la frecuencia tienen dificultades al tratar con eventos que poseen la misma frecuencia pero ocurren en tiempos desfasados y también tienen propiedades distintas de polarización. Condiciones como estas se presentan en grandes cantidades en el tratamiento de señales no estacionarias como lo son los datos sísmicos.

Este artículo presenta un método para describir las variaciones de tiempo y frecuencia de las propiedades de polarización de señales sísmicas tricomponentes haciendo uso de la transformada S, un método de localización espectral en tiempo-frecuencia muy parecido a la transformada localizada de Fourier (STFT por sus siglas en inglés, short-time Fourier transform) pero con una ventana escalable con la frecuencia tal como lo hacen las wavelets. Las características de polarización son calculadas desde el espectro de la transformada S de las componentes **x**, **y** y **z** de los datos tricomponentes y son usadas para implementar un filtro adaptativo en el dominio tiempo-frecuencia

que atenúa partes de la señal con propiedades de polarización específicas pertenecientes al ground roll.

2. MARCO TEÓRICO

2.1 Métodos Sísmicos.

Los métodos sísmicos son dos: el método sísmico de reflexión y el método sísmico de refracción. Estas son dos herramientas de investigación con las que se busca estudiar el subsuelo para obtener información geológica de los materiales que lo conforman. Para ello se basan en el mismo principio de la sismología, que consiste en captar ondas sísmicas que se propagan a través de los estratos de la tierra y que son generadas por una fuente emisora y registradas por una serie de sensores distribuidos sobre el terreno (figura 1). Dichos sensores pueden ser analógicos, los cuales reciben el nombre de geófonos en el caso de la sísmica convencional, o pueden ser digitales en el caso de la sísmica multicomponente. Sin embargo, indiferentemente del tipo de sensor utilizado, este es conocido en el argot geofísico como estación receptora.

Durante las adquisiciones sísmicas, al hacer detonar la carga explosiva situada en la profundidad de la tierra o impactar la superficie con un martillo, se libera una cantidad de energía que viaja por el subsuelo en forma de ondas sísmicas, las cuales al encontrar un cambio en las propiedades elásticas de un material, como es el caso de una interface entre dos capas geológicas, se dividen en dos partes; parte de la energía que venía del primer medio (onda incidente) se refleja (ondas reflejadas) y el resto se transmite al otro medio (ondas refractadas) con cambios en la dirección de propagación, en la velocidad y en el modo de vibración.

A partir del estudio de las distintas formas de onda captadas y sus tiempos de trayecto, después de un delicado procesamiento de dichos datos sísmicos, se consigue obtener imágenes del subsuelo que luego se relacionan con las

capas geológicas para la detección de reservorios petrolíferos, grandes estructuras geológicas, yacimientos minerales, domos salinos, etc. ⁽¹⁾

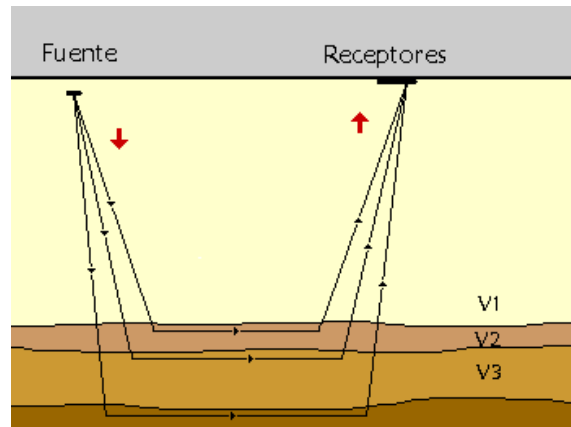


Figura 1. Método sísmico de refracción. Fuente: Gayá ⁽¹⁾.

2.2 Tipos de ondas sísmicas

En la implementación del método sísmico, la activación de la fuente de energía provoca la propagación de ondas por el subsuelo que se irradian en todas las direcciones en forma de tres tipos de ondas sísmicas conocidas como ondas primarias u ondas P, ondas secundarias u ondas S y ondas superficiales.

Las ondas sísmicas primarias u ondas P, son ondas longitudinales o también llamadas ondas compresionales que se transmiten cuando las partículas del medio se desplazan como una secuencia de vibraciones hacia adelante y atrás en la dirección de propagación, produciendo dilataciones y compresiones de las partículas a su paso ⁽²⁾ (ver Figura 2).

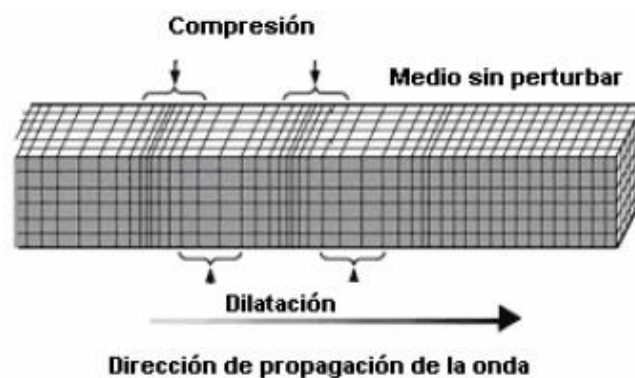


Figura 1. Paso de la onda P a través de la corteza terrestre. Fuente: Cala y Peña ⁽²⁾.

Las ondas sísmicas secundarias u ondas S, son ondas transversales en las cuales las partículas del medio se desplazan perpendicularmente a la dirección de propagación, por lo que están asociadas con deformaciones de cizalla. El paso de estas ondas hace que las partículas vibren en todas las direcciones, Norte-Sur y Oriente-Occidente (ver Figura 3).

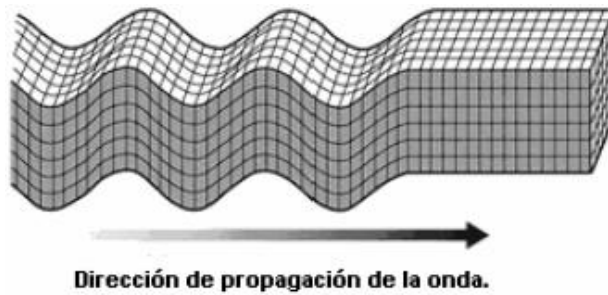


Figura 3. Paso de la onda S a través de la corteza terrestre. Fuente: Cala y Peña ⁽²⁾.

Las ondas Love junto con las ondas Rayleigh hacen parte de las llamadas ondas superficiales, ya que viajan a lo largo de la superficie terrestre y por lo tanto son el conjunto de ondas más destructivas de las ondas sísmicas (las que causan colapsos de estructuras cuando se dan sismos naturales). Las ondas Love son más lentas que las ondas P y S, y tienen un movimiento normal a la dirección de propagación en el plano horizontal (ver Figura 4).

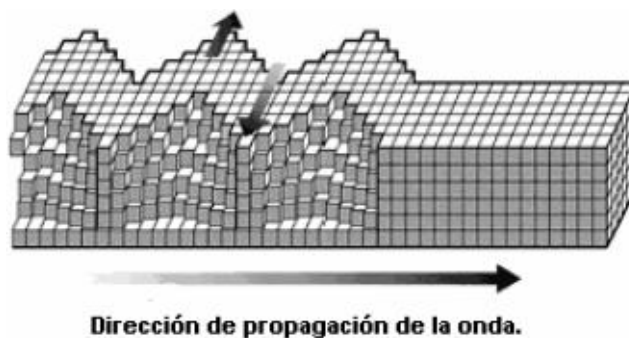


Figura 4. Paso de la onda Love a través de la corteza terrestre. Fuente: Cala y Peña ⁽²⁾.

Las ondas Rayleigh son ondas sísmicas plano-polarizadas verticalmente, con una vibración de partículas elíptica y retrógrada que causa un movimiento rodante parecido a las ondas del mar (ver Figura 5). Estas ondas son más

lentas que las ondas Love, tienen baja frecuencia (menor a 20 Hz), su velocidad oscila entre 1 y 4.3 km/s ⁽²⁾ y tiene la mayor amplitud de las ondas sísmicas, siendo máxima en el tope de la capa superficial.

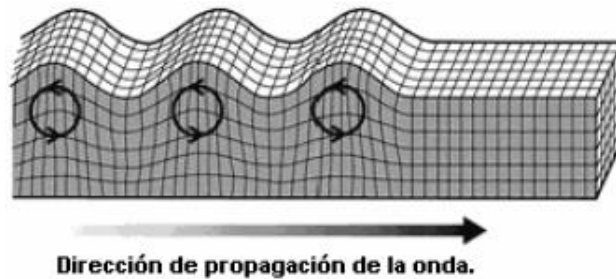


Figura 5. Paso de la onda Rayleigh a través de la corteza terrestre. Fuente: Cala y Peña ⁽²⁾.

Esta onda es muy importante en el trabajo desarrollado puesto que el tipo de ruido coherente llamado ground roll que se desea atenuar está compuesto por ondas Rayleigh.

2.3 Datos Sísmicos Multicomponentes

La diferencia básica entre la sísmica convencional y la sísmica multicomponente radica en la capacidad de los transductores (estaciones receptoras) utilizados por esta última para capturar una mayor cantidad de información de las señales que parten de la fuente de energía, viajan a través de las capas geológicas y regresan a la superficie para ser captados por geófonos (velocímetros analógicos) en el caso de la sísmica convencional o por sensores digitales (acelerómetros con tecnología MEMS) en el caso de la sísmica multicomponente. Esta diferencia entre los transductores reside en el uso de dos receptores horizontales, además del receptor vertical, que registran las señales en el eje transversal y el eje radial (de ahí el nombre tricomponente), de los cuales no disponen los geófonos utilizados en la sísmica convencional que solo cuentan con el registro de las ondas en el eje vertical tal como lo muestra la figura 6.

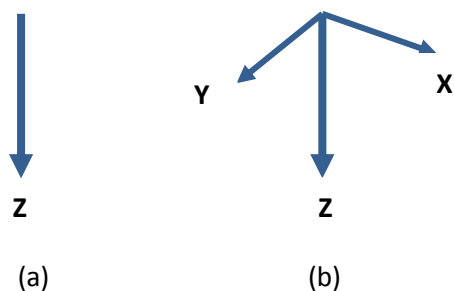


Figura 6. Orientación de los receptores para la sismica (a) convencional y (b) multicomponente. Fuente: Autor.

Como resultado de la implementación del método sísmico multicomponente se obtienen tres señales sísmicas llamadas trazas (que componen la señal sísmica tricomponente), registradas respectivamente por cada uno de los ejes vertical, radial y transversal de cada estación receptora; dichas trazas son agrupadas en registros sísmicos independientes. Debido a la ecuación de propagación de onda, las reflexiones quedan marcadas en el registro sísmico como trayectorias hiperbólicas (ver figura 7).

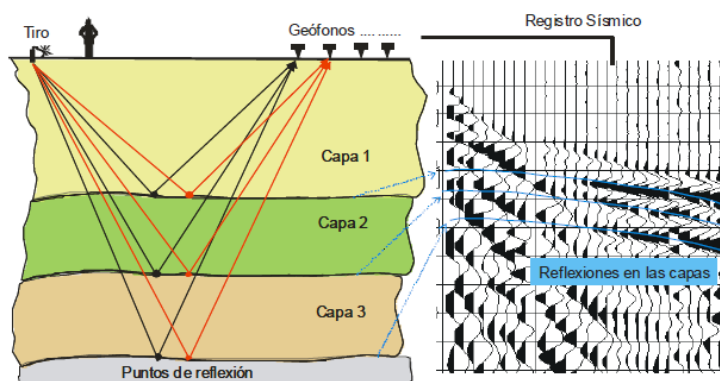


Figura 7. Izquierda: Esquema del recorrido de los rayos reflejados en tres capas. Derecha: Registro sísmico captado por la componente vertical. Fuente: Gayá ⁽¹⁾.

La figura 7 ilustra la implementación del método sísmico monocomponente, en el cual la señal es sensada solo por la componente vertical dando como resultado el registro sísmico mostrado a la derecha de la figura; sin embargo, si se utilizaran receptores multicomponentes, el registro sísmico mostrado sería el captado por las componentes verticales de las estaciones receptoras mientras otros dos registros sísmicos corresponderían a las componentes horizontales,

de manera que cada traza mostrada en la figura 7 pertenecería a una señal sísmica tricomponente captada por una estación receptora multicomponente.

3. LA TRANSFORMADA S.

Hay dos maneras de deducir la transformada S: A partir de la transformada localizada de Fourier o a partir de la transformada continua wavelet tal como se muestra en la tesis doctoral de Stockwell ⁽³⁾. En este artículo se deriva la transformada S de la transformada localizada de Fourier, a la vez que se demuestra la relación entre estas dos transformadas.

La transformada localizada de Fourier (STFT por sus siglas en inglés, *short-time Fourier transform*) es tal vez la representación en el dominio tiempo-frecuencia más común. Esta es el resultado de multiplicaciones repetidas de la serie de tiempo con funciones ventana desfasadas en el tiempo y calculando seguidamente la transformada discreta de Fourier (DFT). La definición de la STFT de una señal $x(t)$ es

$$STFT \tau, f = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) w(t - \tau) e^{-j2\pi f t} dt \quad (1)$$

donde $w(t)$ es una función ventana escogida arbitrariamente. La acción de esta ventana es localizar el espectro en el tiempo, de manera que al espectro resultante se le llama “espectro local”. La ventana es trasladada a lo largo del eje del tiempo para producir espectros locales del rango completo de tiempo para el que la señal $x(t)$ este definida.

Por otra parte, el espectro estándar $X(f)$ de una serie de tiempo $x(t)$ está dado por la transformada de Fourier

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2)$$

y su transformada inversa dada por:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3)$$

El espectro $X(f)$ puede ser considerado como el “espectro de tiempo promedio”, ya que la información allí contenida no tiene ningún tipo de localización en el tiempo.

Si la señal $x(t)$ es enventanada con una función ventana $g(t)$ el espectro resultante está dado por

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) g(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (4)$$

Para llegar a la transformada ST primero se define la función ventana como una función Gaussiana normalizada

$$g(t) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (5)$$

Después permitiendo que la función Gaussiana se traslade en el tiempo en función de un parámetro τ y se dilate (o cambie el ancho de la ventana) en función de σ , se tiene,

$$X^*(\tau, f, \sigma) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-\tau)^2}{2\sigma^2}} e^{-j2\pi ft} dt \quad (6)$$

la cual es una ecuación similar a la definición de la transformada localizada de Fourier para un valor particular de σ (ec. 1). La ventana Gaussiana se escoge porque es la función de mayor soporte compacto en tiempo y frecuencia ⁽³⁾; su desviación estándar es siempre igual a una longitud de onda de la senoide de Fourier ⁽⁴⁾.

Debido a que la ecuación (6) es una función de tres variables independientes, esto la hace impráctica como herramienta para el análisis de señales. No obstante, haciendo que el ancho de la ventana sea inversamente proporcional a la frecuencia

$$\sigma f = \frac{1}{f} \quad (7)$$

se obtiene la transformada S:

$$X(\tau, f) = \frac{f}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-\frac{(t-\tau)^2 f^2}{2}} e^{-j2\pi f t} dt \quad (8)$$

Por otra parte, la transformada S puede ser expresada alternativamente como la convolución de dos funciones sobre la variable t

$$X(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t, f) g(\tau - t, f) dt \quad (9)$$

o

$$X(\tau, f) = p(\tau, f) * g(\tau, f) \quad (10)$$

donde

$$p(\tau, f) = x(\tau) e^{-j2\pi f \tau} \quad (11)$$

y

$$g(\tau, f) = \frac{f}{2\pi} e^{-\frac{\tau^2 f^2}{2}} \quad (12)$$

Sea $B(\alpha, f)$ la transformada de Fourier (de τ a α) de la transformada S $X(\tau, f)$. Del teorema de convolución se sabe que la convolución en el dominio del tiempo τ implica una multiplicación en el dominio de la frecuencia α , entonces,

$$B(\alpha, f) = P(\alpha, f) G(\alpha, f) \quad (13)$$

donde $P(\alpha, f)$ y $G(\alpha, f)$ son las transformadas de Fourier de $p(\tau, f)$ y $g(\tau, f)$.
Explícitamente,

$$B(\alpha, f) = X(\alpha + f) e^{-\frac{2\pi^2\alpha^2}{f^2}} \quad (14)$$

donde $X(\alpha + f)$ es la transformada de Fourier de (11) y el factor exponencial es la transformada de Fourier de la función Gaussiana (12). De esta manera la transformada S es la transformada inversa de Fourier (de α a τ) de la ecuación (14) (para $f \neq 0$):

$$X(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} X(\alpha + f) e^{-\frac{2\pi^2\alpha^2}{f^2}} e^{j2\pi\alpha\tau} d\alpha \quad (15)$$

La transformada S es una evolución de la STFT ya que evita los problemas de resolución de esta última (tiene una ventana en tiempo más angosta para altas frecuencias y viceversa).

Por otra parte, dado que la transformada S es la representación del espectro local de la señal, al hacer una simple operación de promediado del espectro local sobre el tiempo, se obtiene el “espectro de tiempo promedio” de la transformada de Fourier; esto es,

$$\int_{-\infty}^{\infty} X(\tau, f) d\tau = X(f) \quad (16)$$

donde $X(f)$ es la transformada de Fourier de $x(t)$. De manera que $x(t)$ es recuperable a partir de $X(\tau, f)$ usando la transformada inversa de Fourier,

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} X(\tau, f) d\tau e^{j2\pi ft} df. \quad (17)$$

Esto muestra que la transformada S es una generalización de la transformada de Fourier para señales no estacionarias como el caso de las señales sísmicas.

4. METODO DE POLARIZACIÓN DE SEÑALES TRICOMPONENTES

4.1. Descripción Intuitiva

Para llegar a la técnica de filtrado con polarización implementada en este trabajo, se puede partir de una explicación intuitiva considerando la transformada discreta de Fourier (DFT por sus siglas en inglés) de cada una de las componentes de la señal sísmica tricomponente. Cada coeficiente de la DFT de cada componente da la amplitud y la fase de una oscilación senoidal unidimensional cuya frecuencia está determinada por f . Cuando se considera un mismo coeficiente de la DFT de las tres componentes, este proporciona la amplitud y la fase de tres oscilaciones senoidales en las direcciones ortogonales \mathbf{x} , \mathbf{y} y \mathbf{z} , las cuales poseen la misma frecuencia f . Si se superpusiera este trío de senoides se obtendría un movimiento tridimensional elípticamente polarizado. Los elementos de esta elipse resultante y de elipses construidas con otros valores de f , estarían en función de la frecuencia y de esa manera proveerían un espectro de Fourier diferente al convencional (amplitud y fase); dichos elementos elípticos, que se mencionan con detalle más adelante, son: los ejes mayor y menor de la elipse, su inclinación, el *azimuth*, un ángulo llamado *pitch* y la fase de la elipse. De manera que mientras la fase del espectro de Fourier se mantiene, el espectro de amplitud es reemplazado por los espectros de los ejes mayor y menor de las elipses y además tres nuevos espectros describen la orientación de las elipses pertenecientes a cada frecuencia f .

Para ilustrar teóricamente la técnica aquí descrita, la figura 8 muestra la descomposición de Fourier de una señal sísmica teórica tricomponente. Cada traza que compone la señal, en los ejes radial (\mathbf{x}), transversal (\mathbf{y}) y vertical (\mathbf{z}), se obtiene superponiendo las senoides (verticalmente) en frecuencia; después

al superponer dichas trazas se obtiene un hodograma^e tridimensional (esquina inferior derecha). Alternativamente, sumando cada trío de senoides correspondientes a cada frecuencia, se obtienen elipses que dan un nuevo conjunto de espectros de Fourier. Al sumar estas elipses se obtiene el mismo hodograma tridimensional ya mencionado.

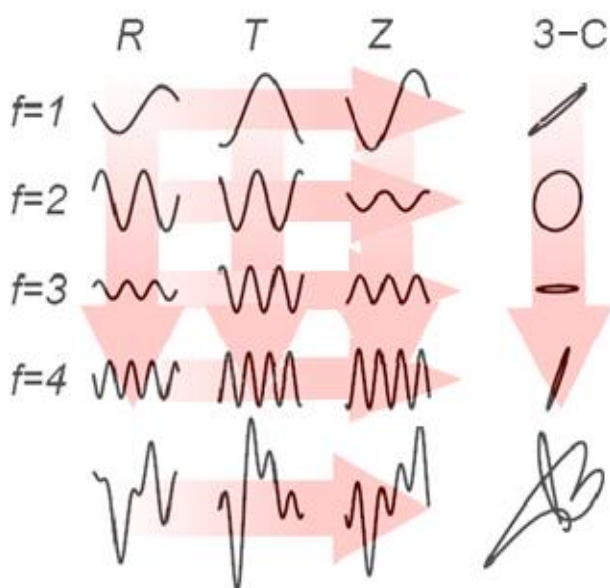


Figura 8. Ilustración del método de polarización de señales tricomponentes. Fuente: Adaptación de Pinnegar⁽⁵⁾.

Igualmente esta misma metodología puede usarse dándole a las elipses una dependencia tanto del tiempo como de la frecuencia al sustituir la DFT por una transformación en tiempo-frecuencia como la transformada S. De esta forma el espectro en tiempo-frecuencia resultante es utilizado para la implementación de un filtro de polarización adaptivo en tiempo-frecuencia que elimine partes de la señal tricomponente que tienen propiedades específicas de polarización como el caso del ground roll. La operación de filtrado no necesariamente tiene que implicar la eliminación de una elipse completa; por ejemplo la parte “circular” de la elipse puede ser atenuada mientras su parte “lineal” es retenida⁽⁴⁾. En los siguientes apartados se desarrolla detalladamente la teoría de este método y al final se muestran los resultados de su aplicación a un registro sísmico real.

^e Representación gráfica de la trayectoria de las partículas, a menudo proyectada en un plano como un crossplot (gráfico para determinar la relación entre dos medidas diferentes) a través de una ventana de tiempo escogida en datos sísmicos de dos componentes ortogonales.

4.2. Funciones Tricomponentes

Siguiendo la sugerencia de la sección anterior, se comenzará la explicación del método de polarización utilizando la transformada de Fourier para su desarrollo. Con este fin, referenciando las componentes radial, transversal y vertical de una señal sísmica tricomponente como \mathbf{x} , \mathbf{y} y \mathbf{z} respectivamente, supongamos que dicha señal puede ser vista como un vector tricomponente en función del tiempo ⁽⁴⁾, de la forma

$$\mathbf{r}(t) = [x(t), y(t), z(t)] \quad (18)$$

Las transformadas de Fourier de las componentes $y(t)$ y $z(t)$ están dadas en analogía con las ecuaciones (2) y (3), las cuales, al igual que $x(t)$, tienen partes real e imaginarias, por ejemplo,

$$X(f) = X_R(f) + jX_I(f) \quad (19)$$

Ahora bien, teniendo presente que estas tres componentes son cantidades físicas reales en cuanto a que conforman una señal sísmica tricomponente, se puede demostrar que $X(f) = X^*(-f)$ (el asterisco denota conjugación compleja), lo cual permite re-expresar la ecuación (3) como

$$x(t) = 2 \int_0^{\infty} [X_R(f) \cos(2\pi ft) - X_I(f) \sin(2\pi ft)] df \quad (20)$$

o alternativamente,

$$x(t) = 2 \int_0^{\infty} X_A(f) \cos(2\pi ft - X_\phi(f)) df \quad (21)$$

Donde $X_A(f)$ y $X_\phi(f)$ son los espectros de amplitud y fase de $X f$, definidos como

$$X_A f = \sqrt{[X_R(f)]^2 + [X_I(f)]^2} \quad (22)$$

$$X_\phi f = \arctan -\frac{X_I f}{X_R f} \quad (23)$$

La ventaja que la ecuación (21) tiene sobre la (20) es que la contribución que cualquier frecuencia particular f hace a $x(t)$ es expresada en términos de una sola función del tiempo (el coseno), mientras que la ecuación (20) está en términos de dos funciones diferentes (el seno y el coseno).

Así pues, en analogía con la ecuación (20), el vector tricomponente de la ecuación (18) puede expresarse como

$$r t = 2 \int_0^{\infty} r_f(t) df$$

donde

$$\begin{aligned} r_f t &= X_R f \cos 2\pi ft - X_I f \sin 2\pi ft, \\ Y_R f \cos 2\pi ft - Y_I f \sin 2\pi ft, \\ Z_R f \cos 2\pi ft - Z_I(f) \sin(2\pi ft), \end{aligned} \quad (24)$$

$r_f t$ denota la contribución que cualquier frecuencia particular f hace a $r t$, la cual puede ser expresada también de manera análoga a la ecuación (21) en términos de los espectros de amplitud y fase de las componentes del vector $r t$:

$$r t = 2 \int_0^{\infty} r_f(t) df$$

donde

$$r_f t = X_A f \cos 2\pi ft - X_\phi f,$$

$$Y_A f \cos 2\pi ft - Y_\phi f , \quad (25)$$

$$Z_A f \cos 2\pi ft - Z_\phi(f)$$

Sin embargo la ecuación (25) no mejora la ecuación (24) como en el caso de las ecuaciones (20) y (21), en cuanto a que $r_f t$ queda expresado en términos de tres funciones diferentes (los tres cosenos oscilando en las direcciones **x**, **y** y **z**), situación que conlleva a la necesidad de seguir buscando una manera apropiada de expresar $r_f t$ en términos de una sola función del tiempo.

4.3 Elementos Elípticos

Con el propósito de solucionar la dificultad de la ecuación (25), las oscilaciones de las senoides de Fourier de cualquier frecuencia particular f en las direcciones **x**, **y** y **z** de $r_f t$, se verán como las coordenadas de un vector en función del tiempo que grafica una elipse en el espacio tridimensional (4).

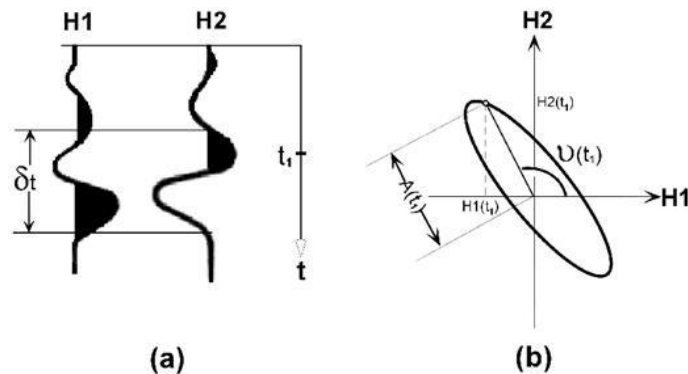


Figura 9. Método de análisis de polarización por hodograma. (a) Señal sísmica adquirida en dos componentes, H1 y H2; la ventana usada para el análisis es δt y un ejemplo de amplitud ocurre en el tiempo t_1 . (b) Un hodograma dibuja la trayectoria de la partícula, la cual es la resultante de la suma de las dos componentes; en este caso H1 es el origen del ángulo, A es la amplitud y u es el azimuth. Fuente: Adaptación de Guevara ⁽⁶⁾.

Esta idea es una extensión del concepto de hodograma al espacio tridimensional, por eso en las graficas de la figura 9 se ilustra un ejemplo de la técnica de polarización por hodograma, la cual está basada en el principio de que las señales registradas en una ventana de tiempo por dos ejes ortogonales

de un geófono multicomponente, conforman las componentes de un vector que describe la trayectoria de la partícula en un plano.

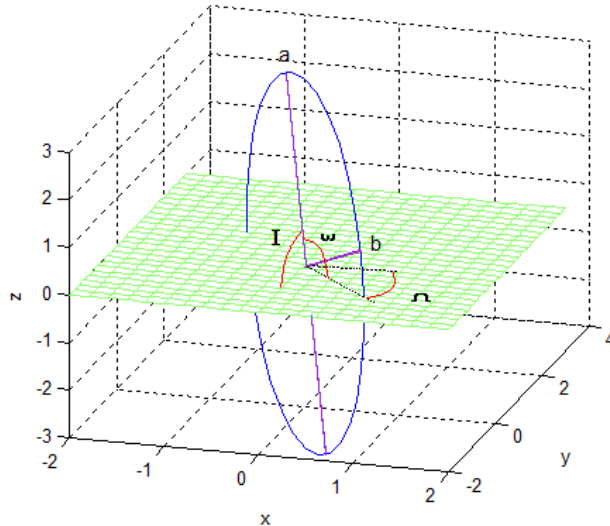


Figura 10. Elementos elípticos: eje mayor (a), eje menor (b), inclinación (I), azimuth (Ω), pitch (ω). Fuente: Autor.

De manera que los elementos elípticos de dicha elipse tridimensional describen la contribución que una frecuencia particular f hace a la señal total $r t$. Estos se definen a continuación y cinco de ellos son ilustrados en la figura 10.

1. $a(f)$, el eje mayor de la elipse ($a(f) \geq 0$).
2. $b(f)$, el eje menor de la elipse ($a(f) \geq b(f) \geq 0$).
3. $I(f)$, ángulo de inclinación del plano de la elipse con el plano horizontal (x, y) ($0 < I(f) < \pi$).
4. $\Omega(f)$, *azimuth* del nodo ascendente (el punto al cual la función cruza el plano horizontal (x, y) en la dirección z positiva), medido contra las manecillas del reloj desde $1, 0, 0$ ($-\pi < I(f) < \pi$).
5. $\omega(f)$, el ángulo entre el eje mayor y el nodo ascendente ($0 < \omega(f) < \pi$).
A este ángulo se le conoce en el mundo de la geofísica como “*pitch*” del eje mayor de la elipse y en este artículo se usará este seudónimo para referirse a él.

6. $\varphi(f)$, la fase, medida con respecto al tiempo de máximo desplazamiento (el punto en el que la función pasa por el eje mayor en la z positiva) ($-\pi < \varphi(f) < \pi$).

Para obtener las expresiones de los elementos elípticos $a(f), \dots, \varphi(f)$ en términos de las partes real e imaginarias de las transformadas de Fourier de las componentes $X_R(f), \dots, Z_I(f)$, es necesario expresar $X_R(f), \dots, Z_I(f)$ en términos de $a(f), \dots, \varphi(f)$ y luego invertir el resultado. Con este fin se construye una elipse $r'(t)$ en el espacio tridimensional definida como

$$r'(t) = a f \cos 2\pi f t - \varphi f, b f \sin 2\pi f t - \varphi f, 0 \quad (26)$$

donde f es alguna frecuencia particular y $a f, b f$ y $\varphi(f)$ son tres de los elementos elípticos ya definidos. Ahora, de la ecuación (26) se deriva una elipse $r_f(t)$ orientada arbitrariamente sometiendo $r'(t)$ a tres rotaciones:

1. Una rotación contra las manecillas del reloj a través de $\omega(f)$ sobre el eje z, descrita por la matriz

$$P_1 = \begin{pmatrix} \cos \omega f & -\sin \omega f & 0 \\ \sin \omega f & \cos \omega f & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (27)$$

2. Una rotación contra las manecillas del reloj a través de $I(f)$ sobre el eje x, descrita por la matriz

$$P_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos I f & -\sin I f \\ 0 & \sin I f & \cos I f \end{pmatrix} \quad (28)$$

3. Una rotación contra las manecillas del reloj a través de $\Omega(f)$ sobre el eje z, descrita por la matriz

$$P_3 = \begin{pmatrix} \cos \Omega f & -\sin \Omega f & 0 \\ \sin \Omega f & \cos \Omega f & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (29)$$

$$\text{Entonces } r_f t = P_3 P_2 P_1 r' t . \quad (30)$$

Cuando los resultados de esta multiplicación matricial se comparan con la ecuación (24), se pueden deducir las expresiones para $X_R(f), \dots, Z_I(f)$:

$$\begin{aligned} X_R f &= a f \cos \varphi f [\cos \Omega f \cos \omega f - \sin \Omega f \cos I f \sin \omega f] \\ &+ b f \sin \varphi f [\cos \Omega f \sin \omega f + \sin \Omega f \cos I f \cos \omega f] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_I f &= b f \cos \varphi f [\cos \Omega f \sin \omega f + \sin \Omega f \cos I f \cos \omega f] \\ &- a f \sin \varphi f [\cos \Omega f \cos \omega f - \sin \Omega f \cos I f \sin \omega f] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y_R f &= a f \cos \varphi f [\sin \Omega f \cos \omega f + \cos \Omega f \cos I f \sin \omega f] \\ &+ b f \sin \varphi f [\sin \Omega f \sin \omega f - \cos \Omega f \cos I f \cos \omega f] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y_I f &= b f \cos \varphi f [\sin \Omega f \sin \omega f - \cos \Omega f \cos I f \cos \omega f] \\ &- a f \sin \varphi f [\sin \Omega f \cos \omega f + \cos \Omega f \cos I f \sin \omega f] \end{aligned}$$

$$Z_R f = a f \cos \varphi f \sin I f \sin \omega f - b f \sin \varphi f \sin I f \cos \omega f]$$

$$Z_I f = -a f \sin \varphi f \sin I f \sin \omega f - b f \cos \varphi f \sin I f \cos \omega f \quad (31)$$

La sustitución de las ecuaciones (31) en la ecuación (24) proporciona la contribución que la frecuencia particular f hace a $r t$ en términos de $a(f), \dots, \varphi(f)$.

Ahora bien, al invertir las ecuaciones (31) se obtienen las expresiones de los elementos elípticos en términos de $X_R(f), \dots, Z_I(f)$, las cuales son mostradas a continuación.

Sean

$$\begin{aligned}
A &= X_R^2 + X_I^2 + Y_R^2 + Y_I^2 + Z_R^2 + Z_I^2, \\
B &= X_R^2 - X_I^2 + Y_R^2 - Y_I^2 + Z_R^2 - Z_I^2, \\
C &= -2 X_R X_I + Y_R Y_I + Z_R Z_I .
\end{aligned} \tag{32}$$

entonces,

$$a = \frac{1}{2} \sqrt{A + \sqrt{B^2 + C^2}},$$

$$b = \frac{1}{2} \sqrt{A - \sqrt{B^2 + C^2}},$$

$$I = \arctan \frac{Z_R Y_I - Z_I Y_R \sqrt{2} + Z_R X_I - Z_I X_R \sqrt{2}^{1/2}}{Y_R X_I - Y_I X_R},$$

$$\Omega = \arctan \frac{Z_R Y_I - Z_I Y_R}{Z_R X_I - Z_I X_R},$$

$$\omega = \arccos \frac{\cos \Omega \frac{X_R \cos \varphi - X_I \sin \varphi}{a} + \sin \Omega \frac{[Y_R \cos \varphi - Y_I \sin \varphi]}{a}}{a},$$

$$\varphi = \varphi_0 + \pi \operatorname{sign} C \frac{\operatorname{sign} Z_R \cos \varphi_0 - Z_I \sin \varphi_0 - 1}{2},$$

donde

$$\varphi_0 = \frac{1}{2} \arctan \frac{C}{B}. \tag{33}$$

En las ecuaciones (32) y (33), el argumento (f) ha sido omitido a fin de generalizar estas expresiones tal como será discutido a continuación y en la siguiente sección.

Como resultado de las ecuaciones (32) y (33), los espectros individuales de Fourier de amplitud y fase de las trazas componentes de la señal sísmica multicomponente podrían ser reemplazados por seis nuevos espectros de Fourier que describen las elipses. A manera de ejemplo, la figura 11 muestra las componentes radiales, transversal y vertical de una traza sísmica multicomponente que hace parte de un registro sísmico real, mientras la figura 12 muestra los espectros de Fourier de sus elementos elípticos. Los espectros de los ejes mayor y menor tienen una apariencia familiar, ya que estos reemplazan esencialmente los espectros de amplitud de las trazas componentes por separado. Los otros cuatro espectros describen ángulos, luego estos se pueden asociar a los espectros de fase de las trazas componentes (con problemas similares de interpretación visual) ⁽⁵⁾.

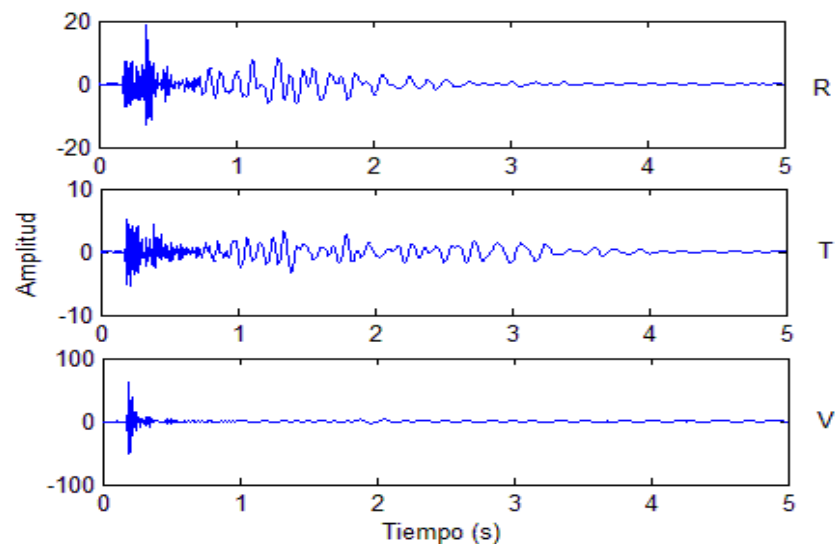


Figura 11. Componentes radial (x), transversal (y) y vertical (z) de una señal sísmica real multicomponente afectada por el *ground roll*. Fuente: Convenio UIS-ICP. Grupo de investigación Petrosísmica.

Ahora bien, como los espectros de los elementos elípticos son invertibles, es decir, estos contienen toda la información necesaria para reconstruir la traza original, debería ser posible filtrar las trazas de la figura 11 usando la información de la figura 12, cosa que en la práctica no es tan viable, ya que para que esto se cumpla, tal como se ilustra teóricamente en la figura 8, las tres senoides que conforman cada elipse deben tener amplitudes pico a pico y

fases constantes para que la elipse que corresponda a dicha frecuencia mantenga el mismo tamaño, la misma forma y la misma orientación a lo largo del tiempo que dure la traza multicomponente. Por supuesto las señales en el mundo real no cumplen dichas características, ya que generalmente sus propiedades de polarización dependen en buena medida del tiempo. Esto implica que en la misma banda de frecuencias se encuentren a menudo características de distintas clases de ondas, tales como las fases de las ondas P y Rayleigh presentes en la señal sísmica tricomponente de la figura 11, que ocurren en distintos tiempos y tienen características de polarización muy diferentes pero comparten un tramo de sus bandas de frecuencias, por lo que en parte son descritas por un mismo conjunto de elipses, lo cual ocasiona que estas elipses contengan información sobre el movimiento de las partículas de ambos tipos de onda, anulando así la posibilidad de usar por ejemplo las propiedades de polarización de las ondas P y las ondas Rayleigh para construir un filtro adaptativo que elimine el movimiento de las partículas de las ondas Rayleigh y mantenga intactas las propiedades de las ondas P.

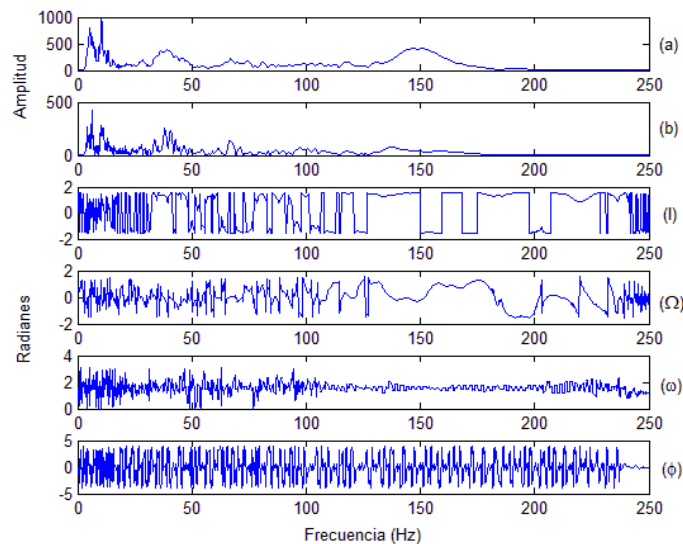


Figura 12. Espectros de Fourier de los elementos elípticos de la señal sísmica multicomponente de la figura 11. Los espectros son: eje mayor (a), eje menor (b), inclinación (l), *azimuth* (Ω), pitch (ω) y la fase (ϕ). Fuente: Autor.

Afortunadamente hay una manera de darle solución a este inconveniente, la cual consiste en darle al espectro de la figura 12 una dependencia del tiempo. Con este fin se utiliza en este trabajo la transformada S.

4.4 Tiempo Discreto

En aplicaciones prácticas, las señales del mundo real como $r(t)$, son registradas como series de tiempo muestreadas $r[t_n]$ y definidas como

$$r[t_n] = x[t_n], y[t_n], z[t_n] \quad (34)$$

Donde $x[t_n]$, $y[t_n]$ y $z[t_n]$ son las versiones discretas de $x(t)$, $y(t)$ y $z(t)$ y t_n es una variable temporal entera denominada número de muestra (ocasionalmente en la literatura se utiliza la letra n para denotar dicha variable, en este trabajo se utiliza esta notación para asemejar al máximo las ecuaciones discretas a sus versiones continuas).

La teoría del muestreo establece una relación entre las variables temporales continuas y discretas t y t_n así como para las variables frecuenciales continuas y discretas f y f_n (f_n es también una variable entera), de manera que para una serie de tiempo consistente en N muestras con periodo de muestreo T_s ,

$$t = t_n T_s \quad \text{y} \quad f = \frac{f_n}{N T_s} \quad (35)$$

Así pues, muestreando la ecuación (15) en frecuencia, las ecuaciones (35) pueden usarse para calcular la transformada S discreta; a manera de ejemplo, la transformada S discreta de $x[t_n]$ es:

$$X_{\tau_n, f_n} = \sum_{\alpha_n = -\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{\alpha_n + f_n} e^{\frac{-2\pi^2 \alpha_n^2}{f_n^2}} e^{\frac{j2\pi \alpha_n \tau_n}{N}} \quad (36)$$

donde, análogamente con las ecuaciones (35), $\tau = \tau_n T_s$ y $\alpha = \alpha_n / NT_s$. La ecuación (36) es preferible a la versión discreta de la ecuación (8) por razones computacionales ⁽⁴⁾, por lo que el algoritmo computacional implementado en este trabajo incluye esta expresión.

La transformada discreta de $y[t_n]$ y $z[t_n]$ están definidas análogamente a $X(\tau_n, f_n)$ y denotadas por $Y(\tau_n, f_n)$ y $Z(\tau_n, f_n)$. Estas cantidades también pueden ser expresadas en términos de sus partes reales e imaginarias análogamente con la ecuación (19); por ejemplo, la transformada S discreta de $x[t_n]$ puede escribirse como:

$$X(\tau_n, f_n) = X_R(\tau_n, f_n) + jX_I(\tau_n, f_n). \quad (37)$$

De esta manera, volviendo a las ecuaciones (32) y (33), una forma conveniente de expresar los espectros de los elementos elípticos de las elipses de polarización en tiempo-frecuencia, es reemplazar $X_R(f), \dots, Z_I(f)$ por $X_R(\tau_n, f_n), \dots, Z_I(\tau_n, f_n)$ para así obtener espectros S discretos (en lugar de espectros de Fourier) de los elementos elípticos, denotados por $a(\tau_n, f_n), \dots, \varphi(\tau_n, f_n)$.

5. FILTRADO DE POLARIZACIÓN

Para mayor brevedad, a partir de esta sección se obviará el argumento τ_n, f_n excepto cuando sea necesario su inclusión para evitar ambigüedades con la DFT. Por otra parte el argumento de la DFT es citado cada vez que esta se mencione, de manera que por ejemplo X sin argumento representa $X \tau_n, f_n$ y no $X f_n$.

Las figuras 13 y 14 muestran los espectros S de los ejes mayor y menor, a y b respectivamente, de la señal sísmica multicomponente de la figura 11 (las representaciones en tiempo-frecuencia de las dos primeras gráficas de la figura 12). La figura 15 muestra el espectro S de la diferencia entre los dos elementos elípticos ($a - b$). El área demarcada por el rectángulo en las tres figuras corresponde a la distribución en tiempo-frecuencia del *ground roll*, así como la traza sísmica mostrada en la parte inferior corresponde a la componente radial de la señal sísmica multicomponente de la figura 11, ya que es en esta donde mejor se ve la presencia del *ground roll* en la señal, no obstante la componente vertical también está afectada por el ruido en el mismo intervalo de tiempo.

Dado que las elipses de polarización pueden ser consideradas como la superposición en el mismo plano de un movimiento puramente lineal de amplitud $(a - b)$ de fase constante con un movimiento puramente circular de amplitud b ⁽⁴⁾, las figuras 14 y 15 pueden considerarse como los espectros S del movimiento circular y el movimiento lineal de la señal sísmica multicomponente. Esta idea es la base para la aplicación de un filtro adaptivo de polarización para atenuación del *ground roll*, diseñado de acuerdo a las propiedades de polarización de dicho ruido, por eso merece ser discutida con más detalle.

Es importante resaltar que la firma de la onda Rayleigh en la figura 13 tiene aproximadamente 3 veces la amplitud de la firma correspondiente en la figura 14, lo que conduce a un movimiento lineal aproximadamente 2 veces mayor

que el movimiento circular dentro de la banda de frecuencias de las ondas Rayleigh

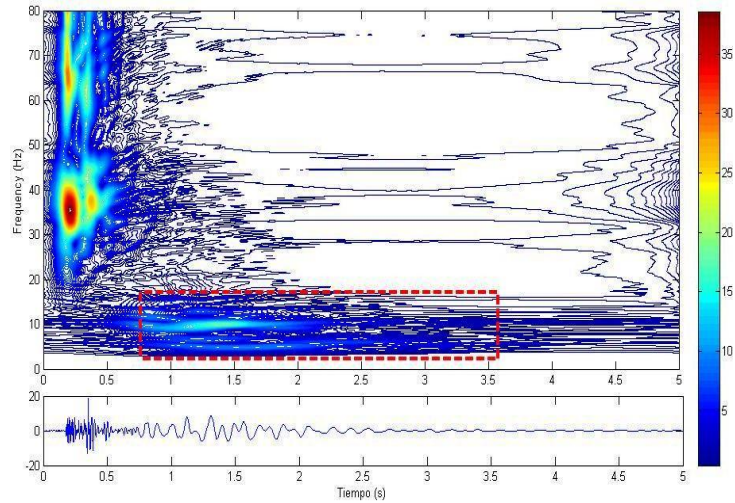


Figura 13. Espectro S de los ejes mayor a_{τ_n, f_n} de la señal sísmica multicomponente de la figura 11. Fuente: Autor.

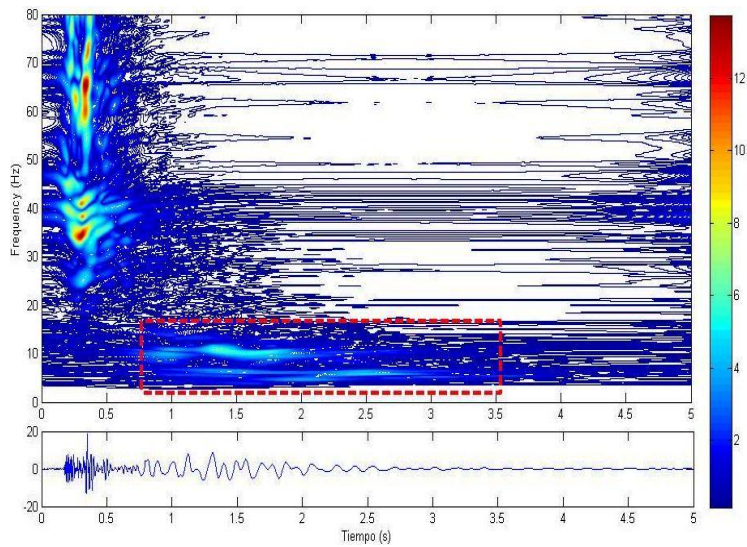


Figura 14. Espectro S de los ejes menor b_{τ_n, f_n} de la señal sísmica multicomponente de la figura 11. Este espectro puede ser considerado como el espectro S de la parte circular de las elipses. Fuente: Autor.

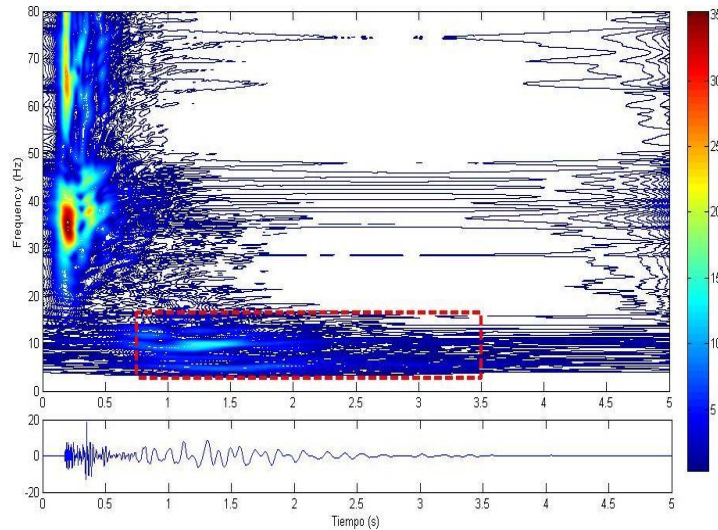


Figura 15. Espectro S de la diferencia entre los ejes mayor y menor $a \tau_n, f_n - b \tau_n, f_n$ de la señal sísmica multicomponente de la figura 11. Este espectro puede ser considerado como el espectro S de la parte lineal de las elipses. Fuente: Autor.

5.1 Trazas Lineales y Circulares

En imágenes médicas, en especial para este estudio tomografías, cada color identifica una densidad de materia la cual está a las características físicas de los órganos del sujeto en estudio, por ejemplo se tiene de mayor a menor densidad Hueso, tejido sanguíneo, En el filtrado de polarización, la serie de tiempo tricomponente discreta $r[t_n]$ se puede dividir en dos series de tiempo tricomponentes que describen individualmente la evolución en el tiempo de la parte lineal y circular de cada traza componente. Esto se logra retornando al tiempo continuo y re expresando la ecuación (26) de forma tal que las partes lineales y circulares de la elipse sean separadas antes de ser rotadas, lo que conlleva a

$$r' t = a f - b f \cos 2\pi f t - \varphi f , 0,0 \\ + b f \cos 2\pi f t - \varphi f , \sin 2\pi f t - \varphi f , 0 . \quad (38)$$

Al aplicar el desarrollo físico-matemático de las ecuaciones (27) a (31) a la ecuación (38) y considerar el resultado en el dominio del espectro discreto S τ_n, f_n , cada parte real e imaginaria de las trazas X_R, \dots, Z_I se convierten en la suma de dos series de tiempo que describen las partes lineal y circular de la

serie de tiempo tricomponente $r[t_n]$ denotadas por los símbolos L y C. Por ejemplo, para la traza radial:

$$X = X_R + jX_I,$$

donde

$$X_R = X_R^L + X_R^C,$$

tal que

$$\begin{aligned} X_R^L &= a - b \cos \varphi \cos \omega \cos \Omega - \sin \omega \sin \Omega \cos I, \\ X_R^C &= b[\cos \varphi \cos \omega \cos \Omega - \sin \omega \sin \Omega \cos I \\ &\quad + \sin \varphi \cos \Omega \sin \omega + \sin \Omega \cos I \cos \omega] \end{aligned}$$

y

$$X_I = X_I^L + X_I^C,$$

tal que

$$\begin{aligned} X_I^L &= -a - b \sin \varphi \cos \omega \cos \Omega - \sin \omega \sin \Omega \cos I, \\ X_I^C &= b[\cos \varphi \cos \Omega \sin \omega + \sin \Omega \cos I \cos \omega \\ &\quad - \sin \varphi \cos \omega \cos \Omega - \sin \omega \sin \Omega \cos I]. \end{aligned} \quad (39)$$

De igual manera, las expresiones para las partes lineal y circular de las componentes Y y Z tiene expresiones similares a la ecuación (39). La manera más sencilla de evaluar numéricamente X_R^L, \dots, Z_I^C es calcular a, \dots, φ usando las ecuaciones (32) y (33) y después sustituir el resultado en las ecuaciones de X_R^L, \dots, Z_I^C halladas análogamente con la ecuación (39).

Ahora bien, la propiedad de invertibilidad de la transformada S discreta análoga a la ecuación (16) es

$$X f_n = \sum_{\tau_n=0}^{N-1} X[\tau_n, f_n] = \sum_{\tau_n=0}^{N-1} X_R \tau_n, f_n + jX_I \tau_n, f_n, \quad (40)$$

luego usando las ecuaciones (39) y (40) se pueden obtener las partes lineales y circulares en el dominio de Fourier de la traza radial denotadas por $X^L[f_n]$ y $X^C[f_n]$:

$$X f_n = X^L f_n + X^C f_n$$

donde

$$X^L f_n = \sum_{\tau_n=0}^{N-1} X_R^L \tau_n f_n + j X_I^L \tau_n f_n$$

y

$$X^C f_n = \sum_{\tau_n=0}^{N-1} X_R^C \tau_n f_n + j X_I^C \tau_n f_n . \quad (41)$$

De esta manera se pueden obtener las partes lineal y circular $x^L[t_n]$ y $x^C[t_n]$ de $x[t_n]$ mediante la transformada inversa de Fourier discreta de $X^L f_n$ y $X^C f_n$. Similarmente se obtienen las partes lineal y circular de $y[t_n]$ y $z[t_n]$ y consecuentemente las partes lineal y circular de $r[t_n]$, tal que $r t_n = r^L t_n + r^C[t_n]$. Una manera útil de denotar simbólicamente la operación de la transformada inversa S aplicada a los elementos elípticos para obtener las partes lineal y circular de las trazas, tal como ha sido descrito en las ecuaciones (38) a (41), es la utilización de la letra Q, de la siguiente manera:

$$r t_n = r^L t_n + r^C t_n = Q(a, b, I, \Omega, \omega, \varphi)$$

donde

$$r^L t_n = Q(a - b, 0, I, \Omega, \omega, \varphi)$$

y

$$r^C t_n = Q(b, b, I, \Omega, \omega, \varphi) . \quad (42)$$

La aplicación del filtro adaptivo de polarización para atenuación del *ground roll* implementado en el presente trabajo es una adaptación de la teoría de las

trazas lineales y circulares a las características del *ground roll*, luego la notación de las ecuaciones (42) será adoptada más adelante.

5.2 Filtrado de Ondas Rayleigh

El *ground roll* es otra forma de llamar a las ondas superficiales de Rayleigh. El movimiento de sus partículas cerca a la superficie es elipsoidal y retrogrado (movimiento opuesto a la dirección de propagación en la cresta de la trayectoria elíptica) en el plano vertical que contiene la dirección de propagación, es decir, las firmas elípticas que describen el movimiento de las partículas se encuentra en el plano de propagación de la onda, lo cual es una característica muy importante en la implementación del filtro de polarización adaptivo que se discutirá a continuación. Vale la pena resaltar que dicho plano de propagación de las ondas Rayleigh sería entonces el plano (x, z) conformado por la componente radial y la componente vertical de las estaciones receptoras multicomponentes, luego en teoría la componente transversal no está contaminada con dicho ruido.

Los filtros de polarización son la categoría de filtros basados en la detección y atenuación del *ground roll* a partir del movimiento elíptico de sus partículas ⁽⁷⁾.

En el presente trabajo se muestran los resultados de la implementación de un filtro de polarización en el dominio tiempo-frecuencia de la transformada S, que hace uso de los elementos elípticos a, \dots, φ para atenuar las ondas Rayleigh presentes en unos datos sísmicos multicomponentes reales. Dicho filtro está compuesto por tres filtros individuales cuyas regiones rechazadas son tiempos y frecuencias para las cuales $I \sim \pi/2$, $\Omega \sim 0$ y $b \gtrsim a/2$ respectivamente ⁽⁴⁾. Sus definiciones matemáticas son:

$$\begin{aligned}
& 0, & I - \frac{\pi}{2} < \frac{\pi}{10} \\
F_1 I &= \frac{1 - \cos 10 I - \frac{\pi}{2} - \pi}{2}, & \frac{\pi}{10} \leq I - \frac{\pi}{2} \leq \frac{\pi}{5} \\
& 1, & I - \frac{\pi}{2} > \frac{\pi}{5} \\
& 1, & b < 0.4a \\
F_2 b/a &= \frac{1 + \cos 10\pi \frac{b}{a} - 0.5}{2}, & 0.4a \leq b \leq 0.5a \\
& 0, & b > 0.5a \\
& 0, & \Omega < \frac{\pi}{6} \\
F_3 \Omega &= \frac{1 - \cos 6 \Omega - \pi}{2}, & \frac{\pi}{6} \leq \Omega \leq \frac{\pi}{3} \\
& 1, & \Omega > \frac{\pi}{3}
\end{aligned} \tag{43}$$

Los filtros F_1 y F_3 aprovechan la característica de polarización de las ondas Rayleigh en cuanto a que su movimiento elíptico retrogrado se lleva a cabo sobre el plano de propagación de la onda. Al atenuar las elipses cuyos planos de polarización en tiempo-frecuencia cumplen que $I \sim \pi/2$ y $\Omega \sim 0$ respectivamente, están atenuando las elipses que se propagan en el plano vertical (x, z) en el cual se propagan las elipses del *ground roll*.

Por otra parte, el filtro F_2 filtra las elipses que tienen una tendencia a ser circulares, ya que experimentalmente se ha encontrado que las elipses de las ondas Rayleigh más superficiales son más circulares que las elipses de las mismas ondas que se encuentran a mayor profundidad ⁽⁸⁾, es decir, las ondas Rayleigh más cercanas a la superficie tienen una parte circular más marcada que las ondas Rayleigh más profundas.

El filtro total se obtiene entonces sustituyendo los espectros S de a, b, I y Ω en una ecuación que integre los tres filtros individuales:

$$F_{\tau, f} = 1 - 1 - F_1 \tau_n, f_n \quad 1 - F_2 \frac{b \tau_n, f_n}{a \tau_n, f_n} \quad 1 - F_3[\tau_n, f_n] \quad (44)$$

La ecuación (44) asegura que las partes del dominio $[\tau_n, f_n]$ rechazadas por F sean solo aquellas que son rechazadas por los tres filtros F_1 , F_2 y F_3 , evitando así que las ondas internas (P o S) que contienen información deseada y que cumplen alguna de estas restricciones sean eliminadas.

Una manera clásica y sencilla de aplicar el filtro de la ecuación (44) consiste en la multiplicación de las tres señales X , Y y Z por el filtro F e invertir el resultado mediante la ecuación (40) o a través de otra técnica de aplicación de la transformada S inversa que será discutida en la siguiente sección; no obstante en el presente trabajo se implementó un método diferente que se ha denominado filtrado elíptico, el cual es más elaborado y se desarrolla análogamente a la teoría que llevó a la deducción de las partes lineal y circular de la serie de tiempo $r t_n$, con la diferencia de que ahora las elipses de polarización que describen la porción de $r t_n$ contaminada con *ground roll* pueden ser descompuestas en dos partes:

1. Una parte que está asociada al movimiento tipo Rayleigh denotada por $r^R t_n$, para la cual el eje menor de las elipses es igual al de las elipses originales mientras que el eje mayor es $a = 3b$, definida en la notación de la ecuación (42) como

$$r^R t_n = Q \ 3b, b, I, \Omega, \omega, \varphi . \quad (45)$$

2. Una parte asociada a un movimiento lineal residual de amplitud $a - 3b$, que se asume que no está asociada a las ondas Rayleigh, denotada por $r^L t_n$ y definida como

$$r^L t_n = Q \ a - 3b, 0, I, \Omega, \omega, \varphi . \quad (46)$$

De manera que al igual que en la ecuación (42),

$$r t_n = r^L t_n + r^R t_n = Q a, b, I, \Omega, \omega, \varphi \quad (47)$$

Ahora, para eliminar de $r t_n$ las componentes de las ondas Rayleigh, se procede a filtrar solo la parte asociada a dichas ondas multiplicándola por F , cuyo resultado se denota con $r^{RF} t_n$ y está definido como

$$r^{RF} t_n = Q 3bF, bF, I, \Omega, \omega, \varphi \quad (48)$$

La cantidad de movimiento de onda tipo Rayleigh eliminada en cada parte del espectro S está determinada por F . La serie de tiempo filtrada es entonces denotada con $r^F t_n$ y definida por

$$\begin{aligned} r^F t_n &= r^{RF} t_n + r^L t_n \\ &= Q a - 3b(1 - F), bF, I, \Omega, \omega, \varphi . \end{aligned} \quad (49)$$

La figura 16 muestra el resultado de la aplicación del filtrado elíptico en la señal sísmica tricomponente en estudio. Para las tres componentes los primeros eventos que son de frecuencias evidentemente más altas son los primeros arribos de las ondas internas P y S, cuyas frecuencias se extienden ampliamente sobre la banda de frecuencias de 0 a 140 Hz principalmente, compartiendo así parte de la banda de frecuencias con las ondas Rayleigh (0 a 20 Hz). Las ondas Rayleigh, de menor frecuencia, se pueden apreciar ampliamente en la componente radial aproximadamente en el intervalo de tiempo de 1 a 3 s, donde la acción del filtro F eliminando las ondas Rayleigh es apreciable.

Por otra parte, las figuras 17 y 18 muestran los espectros S de amplitud de la componente radial de la figura 16, antes y después del filtrado respectivamente.

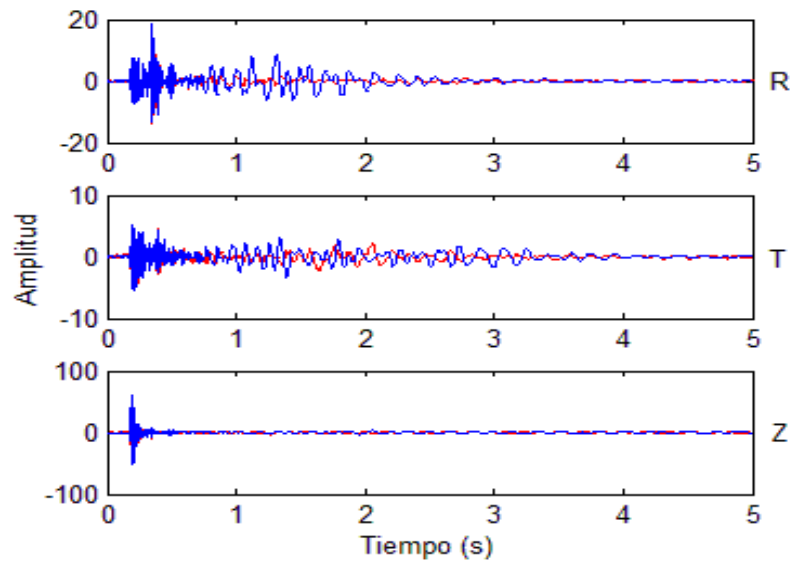


Figura 16. Componentes radial (x), transversal (y) y vertical (z) de la señal sísmica de la figura 11. En azul: señal original. En rojo: señal filtrada con la ecuación (49). Las ondas Rayleigh han sido atenuadas. Fuente: Autor.

En la figura 17 se ha colocado la componente radial original en la parte inferior de la gráfica para mostrar la correspondencia de las ondas Rayleigh en el dominio del tiempo y en el dominio tiempo-frecuencia, las cuales aparecen demarcadas en el rectángulo punteado. En la figura 18 se muestra la misma área demarcada con una significativa atenuación de las firmas de las ondas Rayleigh, lo cual se puede constatar en la misma figura en la grafica inferior de la componente radial filtrada; muy probablemente las ondas remanentes en la gráfica pertenecen a reflexiones de ondas internas que estaban enmascaradas por el *ground roll* antes del filtrado.

La figura 19 muestra un registro sísmico real de la componente vertical de unos datos sísmicos multicomponentes antes de aplicársele el filtrado elíptico para eliminación del *ground roll*. Este ruido se puede apreciar en la forma triangular interna que tiene la imagen. La traza resaltada en azul corresponde a la componente vertical original de la figura 16.

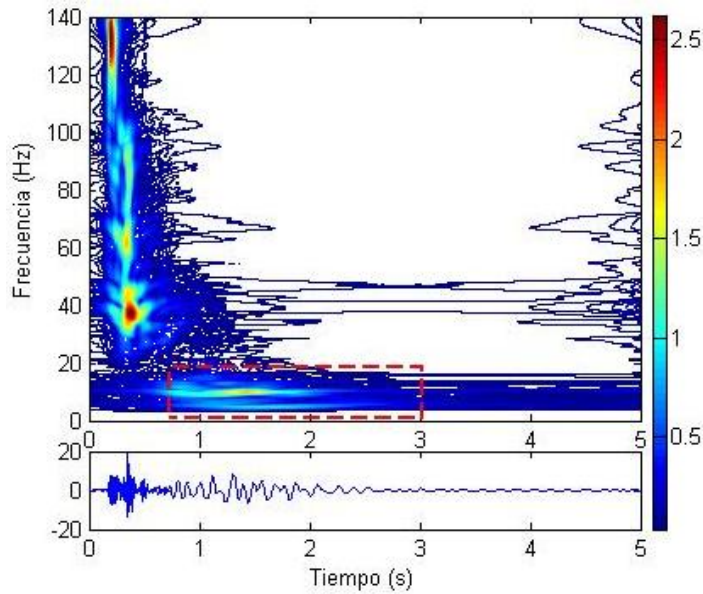


Figura 17. Espectro S antes del filtrado de la componente radial de la señal sísmica multicomponente de la figura 11. Fuente: Autor.

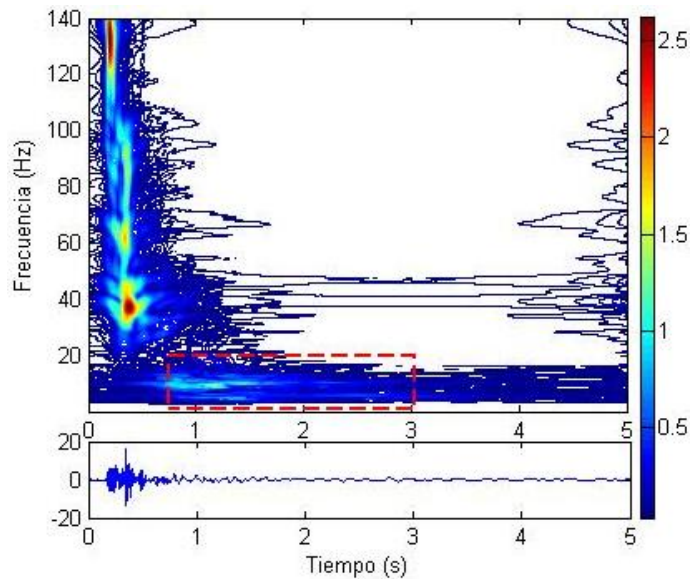


Figura 18. Espectro S después del filtrado de la componente radial de la señal sísmica multicomponente de la figura 11. El *ground roll* ha sido atenuado. Fuente: Autor.

La figura 20 muestra el registro sísmico de la figura 19 después de la aplicación del filtro adaptivo de polarización traza por traza, es decir, el filtrado elíptico se aplicó a la señal sísmica tricomponente captada por cada estación receptora en el registro sísmico. Además, se decidió limitar la banda de operación del filtro sólo a aquellas frecuencias influenciadas por el ground roll. En dicha figura se

puede apreciar que el ruido coherente ha sido notablemente atenuado del registro sísmico, pudiéndose considerar algunas ondas sísmicas que estaban enmascaradas por el ruido. La traza resaltada en azul corresponde a la componente vertical filtrada de la figura 16. Los registros sísmicos de las componentes radial y transversal correspondientes a este registro sísmico vertical tienen efectos similares a los aquí ilustrados.

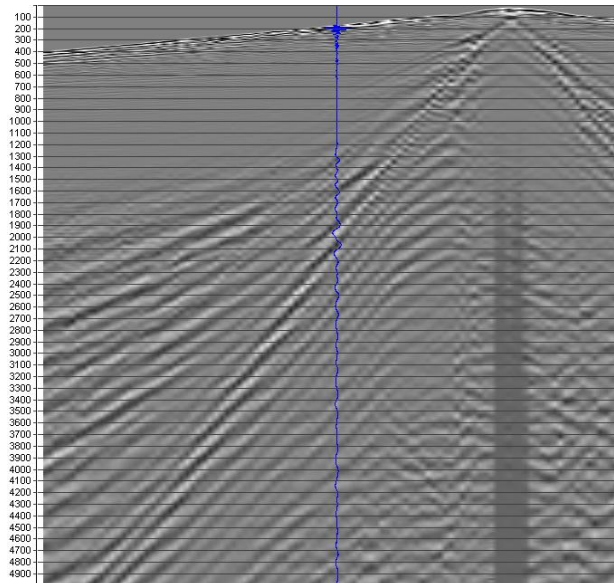


Figura 19. Registro sísmico original de la componente vertical de un conjunto de datos sísmicos multicomponentes reales. Fuente: Convenio UIS-ICP. Grupo de investigación Petrosísmica.

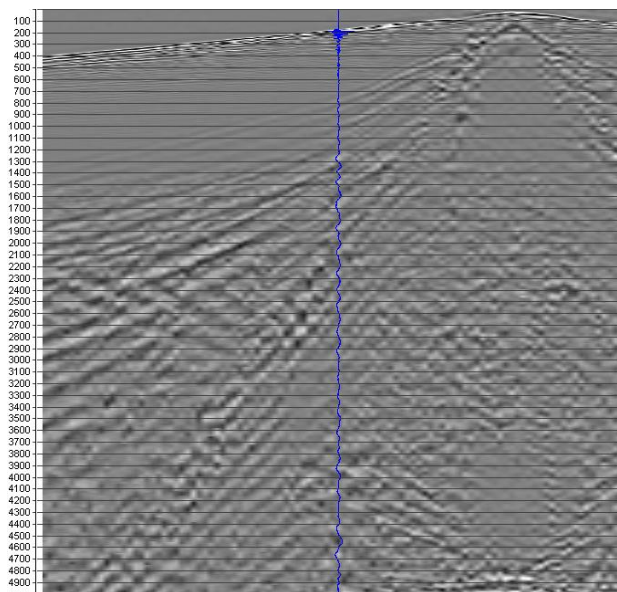


Figura 20. Registro sísmico de la figura 19 después de la aplicación del filtro vectorial de polarización de la ecuación (49) traza por traza. Fuente: Autor.

6. TRANSFORMADA S INVERSA

En el presente capítulo se indicarán los resultados obtenidos al medir cada uno de los parámetros definidos en el primer apartado, tanto en señal cardíaca como en la tomografía cerebral de cada paciente. Tal como se mostró en las ecuaciones (16) y (17), la representación en tiempo-frecuencia obtenida con la transformada S es invertible realizando una suma del espectro sobre el tiempo para obtener el “espectro de tiempo promedio” de la transformada de Fourier de la serie de tiempo original. Esto permite transformar la señal original del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia o al dominio tiempo-frecuencia y realizar el proceso inverso. Todas las representaciones de la señal son igualmente válidas, pero para el caso de señales no estacionarias como las señales sísmicas, las componentes de dicha señal se pueden separar, analizar y procesar de mejor manera en el dominio tiempo-frecuencia. Sin embargo, durante la realización de este trabajo se encontró que una vez manipulado el espectro S de una señal cualquiera, la transformada S inversa de dicha señal mediante las ecuaciones (16) y (17) puede aumentar niveles de ruido en forma de artefactos^f (en el caso de datos sísmicos) o señales espurias.

Para ilustrar este hecho se utiliza la señal de la figura 21, cuyo espectro S es manipulado mediante la aplicación de un filtro hipotético que elimina todas las frecuencias de la señal en dos franjas de tiempo tal como se muestra en las figuras 22 y 23. Como resultado de la aplicación de la transformada S inversa, en la figura 24 se muestra la señal original en azul y la señal filtrada en rojo, en la que no solo aparece una atenuación de la señal en las franjas de tiempo inferior a 10 s y superior a 60 s donde no debería aparecer más que la componente de continua (ver figura 23), sino que también en la primera mitad de la señal, la cual está compuesta en su mayoría por la frecuencia más baja, aparece superpuesto un tenue ruido de una frecuencia superior.

^f Patrón en los datos sísmicos que no tiene ningún significado geológico, causado por irregularidades en la adquisición o el procesamiento.

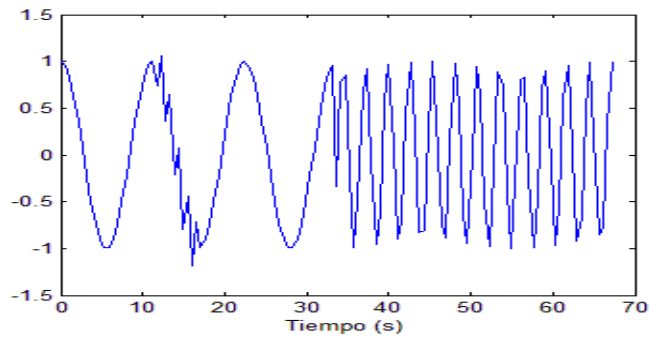


Figura 21. Señal sintética compuesta por tres frecuencias diferentes. Fuente: Autor.

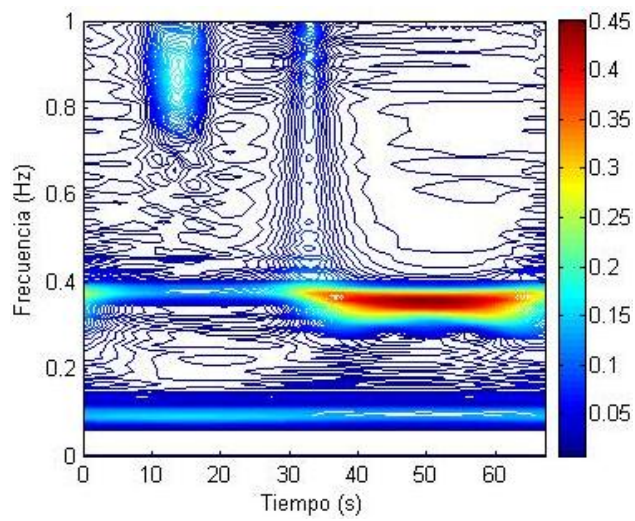


Figura 22. Espectro S de amplitud de la figura 21. Fuente: Autor.

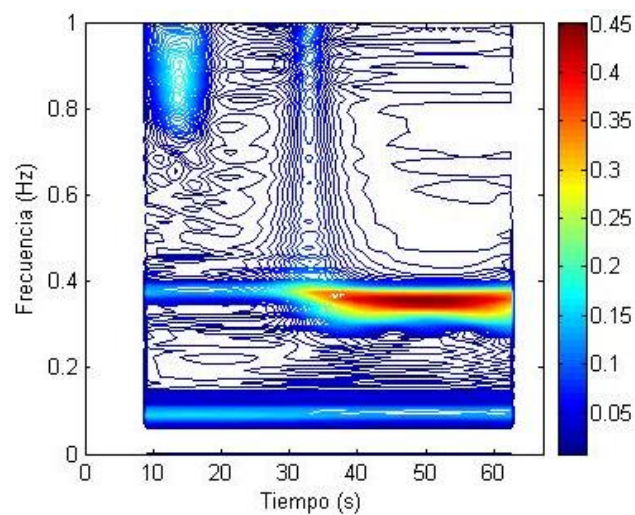


Figura 23. Manipulación del espectro S de amplitud de la figura 22 eliminando todas las frecuencias en las franjas de tiempo inferior a 10 s y superior a 60 s aproximadamente. Fuente: Autor.

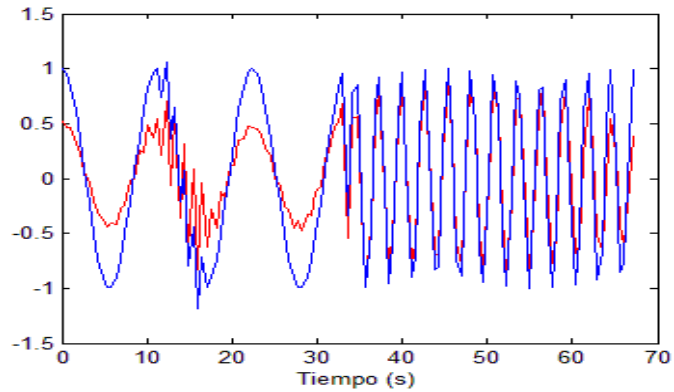


Figura 24. Resultado de la aplicación de la versión discreta de la transformada S inversa de las ecuaciones (16) y (17) al espectro S de la figura 23. En azul: señal original. En rojo: señal filtrada. Fuente: Autor.

Ahora bien, para superar este inconveniente, en el presente trabajo se implementó una nueva aproximación a la transformada S inversa ⁽⁹⁾, para lo cual se debe retornar a la transformada S de una serie de tiempo $x(t)$ expresada en la ecuación (8) (mostrada aquí para comodidad del lector)

$$X(\tau, f) = \frac{f}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-\frac{(t-\tau)^2 f^2}{2}} e^{-j2\pi ft} dt$$

y modificar la función ventana Gaussiana dada por

$$g(t - \tau, f) = \frac{f}{2\pi} e^{-\frac{(t-\tau)^2 f^2}{2}}, \quad (50)$$

de manera que se pueda llegar a una representación en tiempo-tiempo denotada por $x'(\tau, t)$ de la señal enventanada $x(t)$ y expresada como

$$x'(\tau, t) = x(t) \frac{\sqrt{2\pi}}{f} g(t - \tau, f) = x(t) e^{-\frac{(t-\tau)^2 f^2}{2}}, \quad (51)$$

representación que se convierte para cualquier frecuencia particular f en $x(t)$ cuando $\tau = t$. Esto es,

$$x(t) = x'(\tau, t) \quad \forall \tau = t. \quad (52)$$

Ahora, si se calculara la transformada de Fourier de $x'(\tau, t)$, denotada por $X'(\tau, f)$, se obtendría una relación con la transformada S de la ecuación (8), de manera que

$$X'(\tau, f) = \frac{\overline{2\pi}}{f} X(\tau, f). \quad (53)$$

Por lo tanto, la serie de tiempo original $x(t)$ puede recuperarse desde su espectro S tomando los elementos de la diagonal de la representación en tiempo-tiempo $x'(\tau, t)$, obtenida a través de la transformada inversa de Fourier de $X'(\tau, f)$, lo cual sería una nueva transformada inversa S:

$$x(t) = \frac{\overline{2\pi}}{f} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{X(\tau, f)}{f} e^{j2\pi f t} df. \quad (54)$$

La ecuación (53), a diferencia de la transformada inversa convencional expuesta en la ecuación (17) (mostrada aquí para comodidad del lector)

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} X(\tau, f) d\tau e^{j2\pi f t} df,$$

conserva la localización en el tiempo del valor del espectro S cuando este sufre cambios al aplicársele un proceso de filtrado, situación que puede no ocurrir con la transformada S inversa convencional, ya que dicha localización en el tiempo puede perderse durante la sumatoria del espectro sobre el tiempo τ .

La figura 25 muestra el resultado de la aplicación de la nueva transformada S inversa para la misma señal y el mismo filtro utilizado en las figuras 21 a 23. En esta figura se pueden apreciar grandes diferencias entre la transformada S inversa convencional y la nueva transformada S inversa, ya que, a diferencia de la figura 24, la eliminación de las frecuencias por el filtro en el espectro S, son mapeadas al dominio del tiempo; además que el ruido presente en la primera mitad de la figura 24 es atenuado.

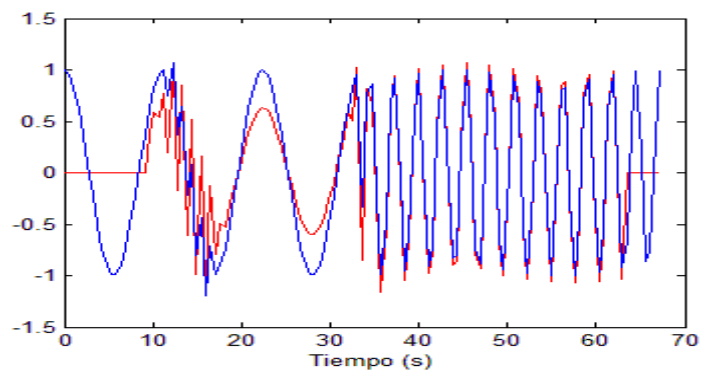


Figura 25. Resultado de la aplicación de la versión discreta de la transformada S inversa de la ecuación (54) al espectro de la figura 23. En azul: señal original. En rojo: señal filtrada. Fuente: Autor.

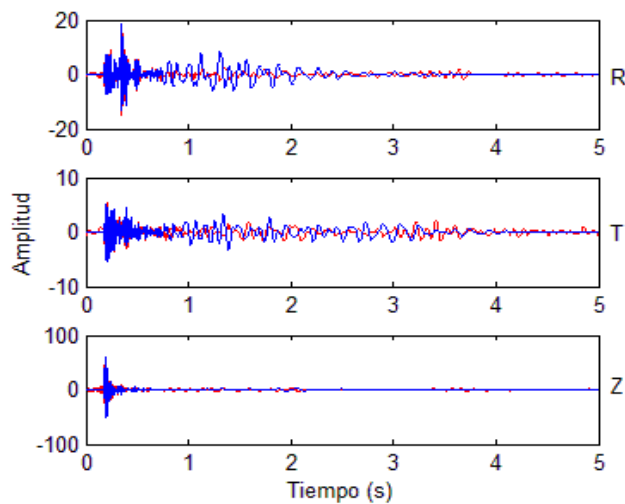


Figura 26. Señal sísmica multicomponente de la figura 11. En azul: señal original. En rojo: señal filtrada recuperada con la transformada S inversa de las ecuaciones (16) y (17). Fuente: Autor.

La figura 26 al igual que la figura 16, muestra el resultado de la aplicación del filtrado elíptico, pero con la diferencia de que la señal filtrada fue recuperada usando la transformada S inversa de las ecuaciones (16) y (17). Aunque aparentemente no existen grandes diferencias entre las dos figuras, esta última tiene componentes de ruido pronunciados que se pueden apreciar haciendo un acercamiento a alguna de las componentes, como en el caso de las figuras 27 y 28 que muestran un zoom de las componentes radial y vertical respectivamente de ambas figuras para intervalos de tiempo diferentes.

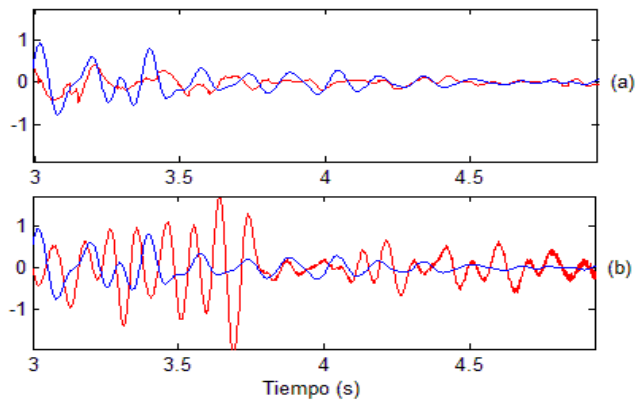


Figura 27. Componente radial (x) de la señal sísmica multicomponente de la figura 11. En azul: señal original. En rojo: señal filtrada (a) recuperada con la transformada S inversa de la ecuación (54) y (b) recuperada con la transformada S inversa de las ecuaciones (16) y (17). Fuente: Autor.

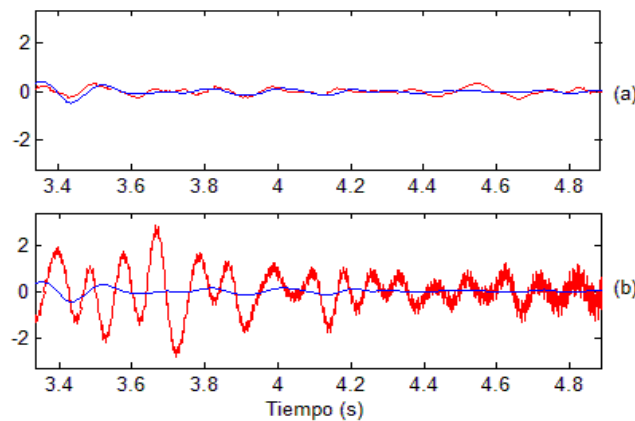


Figura 28. Componente vertical (z) de la señal sísmica multicomponente de la figura 11. En azul: señal original. En rojo: señal filtrada (a) recuperada con la transformada S inversa de la ecuación (54) y (b) recuperada con la transformada S inversa de las ecuaciones (16) y (17). Fuente: Autor.

Si el ruido presente en la figura 26 no se pudiera eliminar, como en el caso de la figura 16, el registro sísmico se vería severamente contaminado con eventos que no tienen ningún sentido geofísico y que por lo tanto entorpecerían las siguientes etapas de procesamiento e interpretación de los datos sísmicos. Es importante resaltar que la gráfica del registro sísmico mostrado en la figura 20 de la sección anterior, se obtuvo usando la transformada S inversa de la ecuación (54).

Resultados

En el presente trabajo se expusieron los resultados de una investigación extensiva en tres campos: los fenómenos físicos de la sísmica multicomponente, en especial lo que atañe a las propiedades de polarización del ruido coherente *ground roll*, la teoría de varios métodos de representación de señales no estacionarias en el dominio tiempo-frecuencia y la teoría de diseño e implementación de filtros vectoriales para eliminación del *ground roll*; lo cual dio como resultado la implementación de un método que hace uso de la transformada S para producir la representación espectral en tiempo-frecuencia de las características de polarización de señales sísmicas tricomponentes en forma de elementos elípticos: eje mayor, eje menor, inclinación y *azimuth* del plano elíptico, ángulo llamado *pitch* y la fase del movimiento de la partícula. Estos elementos espectrales hacen posible dividir la señal sísmica en dos partes: parte lineal y parte circular, lo cual es la base para la implementación de un filtro vectorial de polarización que atenúa notablemente el movimiento de las partículas de las ondas Rayleigh (las mismas que ocasionan la aparición del *ground roll* en los datos sísmicos multicomponentes) realizando así algunos eventos previamente opacados por dicho ruido.

Conclusiones

- La transformada S supera las limitaciones de resolución de la transformada localizada de Fourier (STFT) al ofrecer simultáneamente localización temporal-frecuencial con la ventaja de que la función ventana utilizada puede ser escalada inversamente con la frecuencia para acomodarse a las propiedades de los datos, incrementado así la resolución temporal mediante ventanas cortas y la resolución frecuencial utilizando ventanas largas. Esta característica la hace apta para el análisis de polarización de señales sísmicas multicomponentes. No obstante, en la realización de este trabajo se encontró que el aplicar un proceso de filtrado a las señales y realizar la transformada S inversa promediando el espectro en el tiempo para obtener la

transformada de Fourier, la señal reconstruida queda contaminada con energía indeseada en diferentes intervalos de tiempo, lo cual puede ser superado evitando la suma del espectro en el tiempo al considerar cada espectro local como una función del tiempo (el centro de la ventana Gaussiana) que posteriormente es mapeado directamente al dominio del tiempo. Esta transformada S inversa alternativa incrementa la calidad de los datos, disminuyendo los niveles de ruido y las señales espurias.

- Las características de polarización de las señales sísmicas tricomponentes pueden ser utilizadas en el diseño de filtros vectoriales especialmente para filtrar el *ground roll* estación por estación. Sus características favorables incluyen la independencia de la frecuencia de muestreo de los datos, la distancia entre receptores y su capacidad para atenuar las componentes en tiempo- frecuencia deseadas dentro de una banda de frecuencias que exhiben características correspondientes a las de las ondas Rayleigh.

- El filtro vectorial implementado en el presente trabajo puede ser catalogado como un filtro adaptativo, ya que a pesar de no emplear un criterio de adaptación que está relacionado con la obtención de una señal de error de desajuste que hay entre la señal de salida y una señal deseada, este permite aplicar un filtro que se adapta a la señal sísmica obtenida por cada estación receptora, al correlacionar las tres componentes para calcular los elementos elípticos de dicha señal sísmica, en termino de los cuales está expresado el filtro, cambiando así sus parámetros de forma dinámica con el tiempo de acuerdo a la evolución de la propagación de las ondas por el subsuelo.

- A pesar de la naturaleza polarizada bien definida del *ground roll*, es decir el movimiento elíptico retrogrado de sus partículas, antes de utilizar el filtro acá implementado es necesario realizar un análisis de polarización de las características del *ground roll* que pueden variar de acuerdo a diversos motivos entre diferentes registros sísmicos (como lo es el desalineamiento en la

instalación de los sensores digitales en campo, o simplemente diferencias en las propiedades geológicas del subsuelo); de esta manera se puede encontrar que por ejemplo los espectros de los ejes mayor y menor de los elementos elípticos pueden tener relaciones de amplitud diferentes, lo cual implica que las amplitudes de las partes lineal y circular de la señal sísmica no cumplan la misma relación encontrada para los datos sísmicos filtrados durante el desarrollo de este trabajo, de los cuales se muestra la componente vertical en la figura 20, siendo necesario variar los parámetros de diseño del filtro (en este caso el filtro F_2).

- La aplicación del filtro vectorial de polarización que se implementó en el presente trabajo hace uso de las ventajas de los datos adquiridos en campo con sensores de tres componentes, ya que son estos sensores los que permiten la captura de la mayor cantidad de información del frente de onda que se propaga por el subsuelo. Es precisamente esta información adicional la que permite la realización de un análisis de polarización de las características de las ondas tridimensionalmente para llevar a cabo el proceso de filtrado y es por esta razón que en el presente trabajo no se muestran resultados con datos sísmicos sintéticos, ya que actualmente no existe a nivel industrial ni a nivel académico un programa de modelamiento de datos sísmicos sintéticos tricomponentes. Estos programas de modelamiento se basan en la teoría de diferencias finitas, la cual no ha sido implementada comercialmente en modelos de tres dimensiones.

Recomendaciones

El método de filtrado con polarización expuesto ha sido aplicado a señales sísmicas tricomponentes, sin embargo es necesario estudiar la posibilidad de extender dicho método a otros campos de la ciencia que no necesariamente trabajen con señales tricomponentes dependientes del tiempo como en el caso del tratamiento de señales sísmicas, sino también con señales dependientes

del espacio como es el caso del procesamiento digital de imágenes de color, donde cada componente de una señal tricomponente está relacionada con coordenadas de espacio y por lo tanto podrían ser transformadas a un dominio de espacio-frecuencia en lugar del dominio tiempo-frecuencia aquí desarrollado.

Bibliografía

1. **Gayá, María.** *Procesado de Sísmica de Reflexión Superficial en el Complejo Turbidítico de Ainsa (Huesca)*. España : Universidad Politécnica de Cataluña, 2004. Tesis de pregrado.
2. **Peña, Jairo y Omar, Cala.** *Diseño y Construcción de Sistema de Adquisición de Datos Microsismicos*. Bucaramanga : Universidad Industrial de Santander, 2004. Tesis de pregrado.
3. **Stockwell, Robert G.** *S-transform analysis of gravity wave activity from a small scale network of airglow imagers*. Ontario : The University of Western Ontario, 1999. PhD. thesis.
4. **Pinnegar, C.R.** *Polarization analysis and polarization filtering of three-component signals with the time-frequency S transform*. Calgary : Geophys. J. Int., 2006.
5. **Pinnegar, R.** *Time-Frequency Polarization Analysis and Filtering*. Calgary : CSEG RECORDER, 2006.
6. **Guevara, Saúl.** *Analysis and filltering of near surface effect in land multicomponent data*. Calgary : University of Calgary, 2000. MSc. thesis.
7. **Kappius, Russell and Crews, Gary.** *Adaptive Vector Filters for Ground Roll Reduction*. s.l. : CSEG Geophysics, 2002.
8. **Sheriff, Robert E.** *Encyclopedic Dictionary of Applied Geophysics*. Houston : Society of Exploration Geophysicists, 2002. 4th Edition.
9. **Schimmel, M. and Gallart, J.** *The Inverse S-Transform in Filters With Time-Frequency Localization*. Barcelona : IEEE Transactions on signal processing, 2005. Vol. 53.
10. **Pinnegar, Charles R.** *Polarization analysis and polarization filtering of three-component signals using the S transform*. US 2007/0043458 A1 United States, 22 de February de 2007.
11. **Chui, Charles K.** *Wavelets: A mathematical tool for signal processing*. Texas : Texas A&M University, 1997.
12. **Askari, Roohollah and Siahkoohi, Hamid.** *Ground roll attenuation using the S and x-f-k transforms*. Tehran : Geophysical Prospecting, 2008. Vol. 56.
13. **Done, William J. and Kirlin., R. Lynn.** *Coherent noise suppression in seismic data using eigenvalue/eigenvector decomposition*. Tulsa : IEEE Transactions, 1998.
14. **Beaven, S. G., Gogineni, S. P. and Kanagaratnam, P.** *Phase Correction for Coherent Noise Reduction in Short-Range Radar Measurements*. San Diego : IEEE Transactions, 1996.

15. **García, Juan, Guevara, Pedro y Medel, José.** *Características de un filtrado digital adaptivo.* Puebla : Aleph Zero, 2007. Vol. 43.
16. **Lu., Wenkai.** *Localized 2-D Filter-Based Linear Coherent Noise Attenuation.* Beijing : IEEE Transactions on image processing, 2001. Vol. 10.
17. **Pinnegar, C. R. and Mansinha, L.** *Time-local Fourier analysis with a scalable, phase-modulated analyzing function: the S-transform with a complex window.* Ontario : Elsevier, 2004.
18. **Stockwell, R. G., Mansinha, L. and Lowe, R. P.** *Localization of the Complex Spectrum: The S Transform.* Ontario : IEEE Transactions on signal processing, 1996. Vol. 44.