

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y POST-PROCESAMIENTO DE ONDAS SÍSMICAS TERRESTRES

Presentado ante la ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Hernán José Valera Rodríguez
para optar al Título de
Ingeniero Electricista.

Caracas, 2010

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y POST-PROCESAMIENTO DE ONDAS SÍSMICAS TERRESTRES

TUTOR ACADÉMICO: Prof. Pedro Pinto

Presentado ante la ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Hernán José Valera Rodríguez
para optar al Título de
Ingeniero Electricista.

Caracas, 2010

CONSTANCIA DE APROBACIÓN

Caracas, 17 de mayo de 2010

Los abajo firmantes, miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica, para evaluar el Trabajo Especial de Grado presentado por el Bachiller Hernán J. Valera R., titulado:

“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y POST- PROCESAMIENTO DE ONDAS SÍSMICAS TERRESTRES”

Consideran que el mismo cumple con los requisitos exigidos por el plan de estudios conducente al Título de Ingeniero Electricista en la mención de Electrónica, Computación y Control y sin que ello signifique que se hacen solidarios con las ideas expuestas por el autor, lo declaran APROBADO.


Prof. Rafael Rivero
Jurado


Prof. Servando Álvarez
Jurado


Prof. Pedro Pinto
Tutor Académico

DEDICATORIA

A mi Salvador y Sr. Jesús Cristo quien Reina por siempre y Sr. de la Ciencia, a él quien me ha revelado la importancia del esfuerzo y la fe para alcanzar y comprender lo que no conocía. ¡Aleluya!

RECONOCIMIENTOS Y AGRADECIMIENTOS

Gracias a Dios por todos sus beneficios y la ayuda al poner en el corazón de muchas personas el querer como el hacer su aporte en este trabajo de grado.

A mis padres Hernán y Yajaira por el apoyo incondicional y su sacrificio día a día para ver a su hijo hecho un profesional, no hay palabras para agradecerles, pero haré todo lo posible por verlos felices siempre, ¡les Amo!.

A mi hermana Herminia y esposo Miguel por el ánimo y apoyo internacional en la búsqueda de los mejores precios en componentes electrónicos, ¡Abrazos! ¡TQM!.

A mis Abuelos Pablo y Luisa por albergarnos muchos años en su casa y brindarnos los años más hermosos en mi carrera, ¡Siempre serán un ejemplo para mi vida! ¡Abrazos!.

A mi hermana Lorena y esposo Humberto por su apoyo incondicional, financiamiento internacional en todo lo concerniente a compra y envío de componentes electrónicos, hospedaje y otros, ¡Mil Gracias! ¡Dtb!.

A mi hermana Karina y familia por su amor y eficaz ayuda, por su apoyo moral y financiero en el patrocinio de equipos informáticos, ¡Besos!.

A mi hermana Ingrid por su atención y en animarme a culminar éste trabajo, por su siempre cálida compañía en los días de arduo trabajo, ¡Gracias!.

A mis Pastores Evangelista Ayala y esposa Luz Marina por sus oraciones y

apoyo incondicional, ¡Cristo les continúe Bendiciendo!.

A los Pastores Felipe Olivares, José Oliveira, Oscar Niño, Alexander, Javier, Nelson, Luz, y todos aquellos que oraron pidiéndole a Dios que me ayudase, ¡Cristo les prospere grandemente!.

A mi tutor Prof. Pedro Pinto por la directriz y correcciones en este trabajo de grado, por su siempre entusiasmo que me ha transmitido para poder vencer las dificultades, siempre recuerdo sus recomendaciones, ¡Gracias! ¡Cristo le continúe bendiciendo!.

Al Prof. Montoya por ayudarme en el desarrollo inicial de éste trabajo, anteproyecto y depuración de ideas, ¡Gracias!.

Al Prof. W. La Cruz por sus recomendaciones y visión con respecto a la metodología en éste trabajo, ¡Gracias!.

Al Prof. E Brea por su valiosa ayuda al suministrar el formato en latex de Tesis de Grado de la Escuela de Ing. Eléctrica UCV, ¡Gracias!.

A mi Amigo Italo Sepulcri y esposa Cindi por su incondicional apoyo, por la ayuda en el desarrollo de la arquitectura del software fase Presentación, gestión de clases y base de datos, ¡Mil Gracias!.

A mi Amigo Albert Chavez por su aporte en el manejo del software a bajo nivel, por su colaboración en la arquitectura de módulos y configuración inicial de dispositivos MCU, ¡Mil Gracias!.

A mi Amigo Carlos Silva y Juan Aponte por su ayuda y apoyo en la selección de equipos Wi-Fi y recomendaciones generales sobre el sistema, ¡Gracias!.

A mi amigo Rodrigo Parra por su ayuda en conversaciones respecto a la finalidad y comercialización del sistema, por sus valiosos datos a nivel de Geofísica y Geología en Venezuela, ¡Gracias!.

A mi amigo Antônio Berstch y Daniel Contreras por su ayuda y recomendaciones en el protocolo de comunicación del sistema, ¡Gracias!.

A mi amigo Dr. Luis Aponte Aponte por su apoyo y ánimo, por sus referencias legales respecto a términos en materia de explosivos y armas, patentes y otros asuntos legales, ¡Gracias!.

A mis amigas Carla Ramos, Mariaeugenia, Lesbia, Irene, Michelli, Maria, Marilina por el ánimo, apoyo y cuidados durante toda mi formación como profesional en Caracas, ¡Les quiero!.

Especialmente a mi amiga Leelen Blasini y familia, por su apoyo incondicional, amor fraternal y cobijo en tiempos difíciles, ¡Dios les bendiga Grandemente! .

A mis amigos Rafael Villamizar, Daniel, por su incondicional ayuda en mis estudios. ¡Dios les continúe bendiciendo!

A mi amigo Pedro Gonzales por el apoyo económico y moral en los tiempos más difíciles de mi carrera, por bendecir la vida de mis papás y la mía. ¡Siempre Agradecido! ¡Salud!

A mis tios Rafael, Fredi, Anibal, Irama, Doris y todos por bendecir mi vida, por la ayuda económica y moral en todos mis años de formación, ¡Les amo!.

A todos los que han contribuido en éste trabajo y en mi formación profesional y que aún no nombro en estas líneas, ¡Mil bendiciones!.

Hernán J. Valera R.

Hernán J. Valera R.

SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y POST-PROCESAMIENTO DE ONDAS SÍSMICAS TERRESTRES

Tutor Académico: Prof. Pedro Pinto. **Tesis.** Caracas, Universidad Central de Venezuela. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. **Ingeniero Electricista.** **Opción:** Mención Electrónica. **Institución:** UCV Año 2010, 200 hojas.

Palabras Claves: Sistema de adquisición de ondas, Post-Procesamiento de ondas sísmicas, Red Wi-Fi, Geófono de tecnología digital.

Resumen. En la República Bolivariana de Venezuela la fabricación de equipos en el área de la geofísica tiene el problema en la actualidad de no poseer un suficiente desarrollo endogeno que impulse tecnológicamente los sistemas utilizados en la exploración del subsuelo en el país, por lo cual se plantea el diseño e implementación de un sistema que brinde apoyo tecnológico en la adquisición y post-procesamiento de ondas sísmicas terrestres, incluyéndose el diseño e implementación de un geófono grabador digital comandado de forma inalámbrica capaz de captar ondas mecánicas las cuales posteriormente se grafican haciendo uso de un computador; el sistema de adquisición y post-procesamiento de ondas sísmicas terrestres (SAPOST) sustituye el tradicional sensor a bobina móvil utilizado en los geófonos por una innovación de sensor de capacitor móvil, también se hace un aporte en la innovación de un filtro no lineal de ruido de carácter experimental; el sistema SAPOST en general mostró un correcto funcionamiento en las pruebas experimentales realizadas aportando nuevas ideas para la concepción de sistemas comercializables para la adquisición de ondas sísmicas.

ÍNDICE GENERAL

	Pág.
CONSTANCIA DE APROBACIÓN	iii
DEDICATORIA	iv
RECONOCIMIENTOS	v
RESUMEN	ix
ÍNDICE	xii
LISTA DE TABLAS	xiii
LISTA DE FIGURAS	xviii
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I	
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	3
1.1 Problema	3
1.2 Objetivo general	4
1.3 Objetivos específicos	4
CAPÍTULO II	
MARCO HISTÓRICO	6
CAPÍTULO III	
MARCO TEÓRICO	11
3.1 Ondas sísmicas	11
3.2 Sub-tipos de ondas sísmicas	13
CAPÍTULO IV	
MARCO METODOLÓGICO	16
4.1 Selección del sensor	16

CAPÍTULO V

DESCRIPCIÓN DEL MODELO.....	21
5.1 Modelo OSI aplicado a la red SAPOST	24
5.1.1 Capa de aplicación.....	25
5.1.2 Capa de presentación	31
5.1.3 Capa de sesión.....	34
5.1.4 Capa de transporte	36
5.1.5 Capa de enlace	39
5.1.6 Capa física	43
5.2 Arquitectura de nodos de la red SAPOST	46
5.2.1 Nodo PC	46
5.2.2 Nodo MZ-G	57
5.2.3 Nodo MZ	60
5.2.4 Nodo G.....	65

CAPÍTULO VI

ELECTRÓNICA GENERAL	71
6.1 Geófono SAPOST.....	73
6.2 Maestro de zona MZ	79
6.3 Formato de memoria SD	84

CAPÍTULO VII

INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA	90
7.1 Sensor	91
7.2 Amplificador	99
7.3 Filtro anti-aliasing	101
7.4 Filtro pasa alto y divisor de tensión	105
7.5 A/D y multiplexor	106
7.6 Referencia DC	111

7.7 D/A	113
CAPÍTULO VIII	
POST-PROCESAMIENTO DIGITAL	116
8.1 Método cero fase	117
8.2 Mejoramiento del filtro anti-aliasing	119
8.3 Restador DC	123
8.4 Filtro pasa bajo	124
8.5 Filtro pasa alto	127
8.6 Filtro notch	129
8.7 Filtro no lineal	131
CAPÍTULO IX	
PRUEBA DE SISTEMA	141
9.1 Modelo del banco de pruebas	141
9.1.1 Lanzador	142
9.1.2 Banco	144
9.2 Experimento	147
9.2.1 Ensayos	148
CAPÍTULO X	
RESULTADOS	150
10.1 Geófono 1	152
10.2 Geófono 2	158
10.3 Geófono 3	164
10.4 Geófono 4	170
CONCLUSIONES	176
RECOMENDACIONES	178
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	179
BIBLIOGRAFÍAS	180

LISTAS DE TABLAS

	Pág.
5.1 Capa de aplicación Nodo MZ.	26
5.2 Capa de aplicación Nodo G.	27
5.3 Aplicaciones ocultas PC.	29
5.4 Etiquetas de presentación.	32
5.5 Estructura del protocolo SAPOST.	37
5.6 Estructura del protocolo WI.FS24 100ST.	37
5.7 Respuestas asociadas a errores.	39
5.8 Valores implementados en el estándar RS-232.	43
5.9 Valores implementados en el estándar IEEE 802.15.4.	44
5.10 Valores implementados en el estándar RS-485.	45
5.11 Hardware PC.	46
6.1 Formato cabecera de la pista 1.	87
8.1 Coeficientes del filtro pasa bajo elíptico.	125
8.2 Coeficientes del filtro pasa alto.	127
8.3 Coeficientes del filtro notch.	129
9.1 Configuración de hardware para geófonos.	147

LISTAS DE FIGURAS

	Pág.
2.1 Sección del geófono SM-24 de la casa Sensor.	8
2.2 Estación Orion (1999) de la casa Nanometrics.	9
2.3 Estación sísmica Syscom MS2003.	10
3.1 Onda sísmica viajera en dirección X.	11
3.2 Superficie del suelo.	13
3.3 Onda Rayleigh.	14
3.4 Onda Love.	15
4.1 Sensor acelerómetro MMA7260Q.	17
4.2 Ruido en MMA7260Q (20[mV/div],1[mseg]).	18
4.3 Modelo prueba de calidad de audio.	19
4.4 Prototipo 0 del sensor SAPOST.	20
5.1 Arquitectura general SAPOST.	22
5.2 Modelo OSI para la red SAPOST.	24
5.3 Servicio del Nodo MZ a la capa de aplicación.	28
5.4 Servicio del Nodo G a la capa de aplicación.	28
5.5 Servicio del Nodo PC a la capa de aplicación.	29
5.6 Panel de control SAPOST.	33
5.7 Gestión de la capa de transporte.	36
5.8 Flujo de protocolos en capa de transporte.	38
5.9 Casos de enlace entre el nodo MZ y nodo G.	41
5.10 Software FreeStar para configuración de WI.FS24-100ST.	44
5.11 Ventana inicial del software SAPOST.	47
5.12 Diagrama de software de control.	49

5.13	Control maestro.	50
5.14	Ventana de graficación.	51
5.15	Diagrama de software para la ventana de graficación.	52
5.16	Ejemplo de gráfica de la componente Z.	53
5.17	Configuración de sistema.	55
5.18	Consola MySQL Query Browser.	56
5.19	Diagrama de bloques hardware MZ-G.	57
5.20	Dispositivo MZ-G.	59
5.21	Diagrama de bloques hardware MZ.	60
5.22	Dispositivo MZ.	62
5.23	Diagrama abstracto del software MZ.	62
5.24	Diagrama de bloques hardware G.	65
5.25	Multiplexado de componentes de señal.	66
5.26	Dispositivo G.	67
5.27	Diagrama abstracto del software G.	68
6.1	Tipos de encapsulados (el más a la derecha PDIP).	72
6.2	Diagrama de geófono SAPOST (parte a).	73
6.3	Diagrama de geófono SAPOST (parte b).	74
6.4	Diagrama de geófono SAPOST (parte c).	75
6.5	Placa PCB del geófono SAPOST (parte a).	76
6.6	Placa PCB del geófono SAPOST (parte b).	77
6.7	Geófono SAPOST internamente.	78
6.8	Diagrama del maestro de zona SAPOST (parte a).	79
6.9	Diagrama del maestro de zona SAPOST (parte b).	80
6.10	Placa PCB maestro de zona SAPOST (parte a).	81
6.11	Placa PCB maestro de zona SAPOST (parte b).	82

6.12	Maestro de zona internamente.	83
6.13	Mapa de datos en la tarjeta SD.	86
7.1	Modelo de capsula de micrófono de capacitor electret modificado.	92
7.2	Modelo de sensor.	93
7.3	a) Efecto de aceleración en señal A, b) Efecto de aceleración en señal B.	94
7.4	Construcción del sensor X,Y,Z.	96
7.5	Micrófono WA-61A.	97
7.6	Respuesta en frecuencia WA-61A dada por Panasonic.	97
7.7	Conexión eléctrica del sensor X,Y,Z SAPOST.	98
7.8	Conexión del amplificador INA126.	100
7.9	Conexionado del filtro anti-aliasing.	101
7.10	Respuesta en frecuencia del filtro anti-aliasing.	104
7.11	Divisor de tensión y filtro pasa alto.	105
7.12	Función de transferencia sobre muestreada del filtro anti-aliasing.	107
7.13	Conversión analógica a digital.	108
7.14	Almacenamiento de muestras.	110
7.15	Tensión de referencia DC autopolarizada.	111
7.16	Conexión del circuito integrado MCP4922.	113
8.1	Implementación en celosía del filtro discreto.	121
8.2	Función de transferencia del filtro elíptico de 4to orden.	125
8.3	Respuesta al impulso del filtro elíptico.	126
8.4	Función de transferencia del filtro pasa alto.	128
8.5	Función de transferencia del filtro notch.	130
8.6	Modelo gráfico del filtro no lineal.	131
8.7	Modelo señal a ruido de entrada al filtro no lineal.	137
8.8	Figura de ruido del filtro no lineal.	138

8.9	Algoritmo de figura de ruido del filtro no lineal.	140
9.1	Lanzador.	142
9.2	Masa 1 (M1) de 675 gramos.	142
9.3	Masa 2 (M2) de 55 gramos.	143
9.4	Lanzador armado con la masa 1.	143
9.5	Lanzador armado con la masa 2.	144
9.6	Banco.	145
9.7	Amortiguador de goma de foaming.	145
9.8	Dimensiones del banco.	146
9.9	Tabla del banco.	146
9.10	Distancias de geófonos a zona de impacto.	147
9.11	Arreglo de geófonos sobre el banco de pruebas.	148
10.1	Geófono 1 canal Z (a,b,c).	152
10.2	Geófono 1 canal Z (d,e,f).	153
10.3	Geófono 1 canal Y (a,b,c).	154
10.4	Geófono 1 canal Y (d,e,f).	155
10.5	Geófono 1 canal X (a,b,c).	156
10.6	Geófono 1 canal X (d,e,f).	157
10.7	Geófono 2 canal Z (a,b,c).	158
10.8	Geófono 2 canal Z (d,e,f).	159
10.9	Geófono 2 canal Y (a,b,c).	160
10.10	Geófono 2 canal Y (d,e,f).	161
10.11	Geófono 2 canal X (a,b,c).	162
10.12	Geófono 2 canal X (d,e,f).	163
10.13	Geófono 3 canal Z (a,b,c).	164
10.14	Geófono 3 canal Z (d,e,f).	165

10.15 Geófono 3 canal Y (a,b,c).	166
10.16 Geófono 3 canal Y (d,e,f).	167
10.17 Geófono 3 canal X (a,b,c).	168
10.18 Geófono 3 canal X (d,e,f).	169
10.19 Geófono 4 canal Z (a,b,c).	170
10.20 Geófono 4 canal Z (d,e,f).	171
10.21 Geófono 4 canal Y (a,b,c).	172
10.22 Geófono 4 canal Y (d,e,f).	173
10.23 Geófono 4 canal X (a,b,c).	174
10.24 Geófono 4 canal X (d,e,f).	175

ACRÓNIMOS

EXT Extend Files

CD Compac Disc

CDA Compac Disc Audio

FAT File Allocation Table

FLAC Free Lossles Audio Codec

MEMS Micro Electronic Mechanical System

PCB Printed Circuit Board

PCM Pulse Code Modulation

SD Security Data

INTRODUCCIÓN

El presente trabajo trata de un Sistema de Adquisición y Post-Procesamiento de Ondas Sísmicas Terrestres (SAPOST) el cual ha sido diseñado e implementado para su uso en la República Bolivariana de Venezuela; éste sistema presenta novedosas características en cuanto a su funcionamiento y topología de conexión dado que todas sus etapas fueron diseñadas e implementadas tanto en hardware como software, armonizando todas en un sistema controlado desde un computador.

El principal desempeño de SAPOST está concebido para su aplicación en la exploración petrolera y minera en sísmica 3D (tercera dimensión); también SAPOST puede ser utilizado para la alerta temprana de sismos, estudios de sismo resistencia en estructuras civiles, fatiga de puentes, voladuras controladas, entre otras aplicaciones de gran importancia en el desarrollo endogeno de las ingenierías al cual concierne cada aplicación.

Principalmente éste sistema cuenta con sensores geófonos de tecnología digital los cuales se conectan a una red inalámbrica Wi-Fi y pueden ser comandados desde múltiples estaciones maestros o bien desde una sola estación, también puede ser expandido en cuanto a la cantidad de módulos.

El desarrollo SAPOST es una opción viable y de bajo costo para la modernización de los geófonos analógicos de bobina móvil que actualmente son utilizados en la República Bolivariana de Venezuela, los novedosos acelerómetros capacitivos SAPOST los cuales fueron especialmente diseñados y construidos son más robustos que los sensores a bobina móvil; también SAPOST ha sido diseñado con el objetivo de disminuir los grandes tendidos de cables haciendo uso de redes inalámbricas y componentes de bajo consumo de potencia; dichos componentes de bajo consumo

de potencia alargan las horas operativas del sistema y disminuyen el costo en baterías.

SAPOST brinda seguridad en la adquisición en tiempo real de ondas sísmicas, ya que cada geófono posee una memoria no volátil reutilizable e intercambiable la cual preserva los datos en formato digital; los datos que pueden ser leídos y escritos en la memoria son los de adquisición de ondas, parámetros de configuración y parámetros del ensayo. Las múltiples configuraciones de SAPOST lo hace flexible a las necesidades de usuario pudiéndose disminuir y optimizar la redundancia de sensores geófonos al momento de adquisición de ondas en un punto dado.

En el desarrollo de este trabajo se explica el sistema desde el punto de vista de diseño y construcción de etapas, donde se busca que el lector pueda entender de manera rápida y práctica todo el proceso de adquisición de ondas sísmicas desde el punto de vista interno del Sistema, se hace hincapié en la electrónica y procesos requeridos para el funcionamiento y operatividad de SAPOST.

CAPÍTULO I

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1 Problema

En la República Bolivariana de Venezuela la instrumentación electrónica en el área de la geofísica tiene el problema de no poseer de un suficiente desarrollo endogeno que impulse tecnológicamente y modernice los equipos y sistemas utilizados en la exploración del subsuelo en el país. Los equipos y sistemas que actualmente son utilizados han sido diseñados y contruidos en otros países y crean dependencia tecnológica, lo cual encarece la exploración petrolera y minera, disminuyendo la posibilidad en el país de aprovechar de mejor manera otros recursos naturales que pueden ser hallados al implementar sistemas propios adaptados a nuestras condiciones medio ambientales y geológicas. Se busca una alternativa viable e innovadora a bajo coste que permita el acceso a la investigación geológica en virtud de la obtención de una alta calidad en los datos sísmicos obtenidos con la posibilidad de configurar y actualizar a futuro cualquier etapa del sistema sin que esto genere un gasto extra excesivo.

El problema se centra en la imposibilidad actual de contar con un sistema de adquisición de ondas sísmicas para estudios geofísicos en la República Bolivariana de Venezuela que tenga la posibilidad de ser producido, mejorado y actualizado totalmente tanto en hardware como en software de forma endógena.

1.2 Objetivo general

Diseñar e implementar un sistema modular portátil configurable y expansible, con el cual se puedan realizar ensayos para la obtención en formato digital de ondas sísmicas u otro tipo de señales relacionadas con vibraciones mecánicas, éste sistema debe apoyarse en una arquitectura de red propia y totalmente digital con la cual se puedan comandar a larga distancia y de forma inalámbrica los dispositivos.

1.3 Objetivos específicos

- a) Evaluar los equipos geófonos actuales existentes y tomar decisión respecto a la filosofía de funcionamiento del sistema.
- b) Explorar los componentes electrónicos actuales de comunicaciones para red inalámbrica, reguladores de tensión, tipos y ventajas de distintos micro-controladores, amplificadores y nuevas tecnologías a bajo voltaje.
- c) Estudio de formas de almacenaje de información digital en tarjetas externas comerciales de tecnología flash, SD, MMC, pen drive USB y otras.
- d) Elección de la plataforma de programación en bajo nivel y alto nivel.
- e) Diseño e implementación de la electrónica y software preliminar del geófono con capacidad para almacenar datos sísmicos digitales, ensayos en proto board de diferentes etapas de adecuación de señal.
- f) Ensayos preliminares con sensores y posterior selección.
- g) Diseño e implementación de software de protocolo de red para geófono.
- h) Diseño y construcción del prototipo de geófono digital.
- i) Diseño e implementación de software y estructura de red para dispositivo inalámbrico.

- j) Diseño y construcción de dispositivo de red inalámbrico.
- k) Diseño e implementación de software en alto nivel para el control de dispositivos desde un computador.
- l) Diseño e implementación de etapa de post-procesamiento digital.
- m) Diseño e implementación de graficación de señales digitales.
- n) Prueba del sistema.

CAPÍTULO II

MARCO HISTÓRICO

Antes de abordar específicamente la historia o antecedentes del sistema desarrollado en éste trabajo es interesante recordar algunos de los métodos indirectos que se usan en la geofísica para la exploración del subsuelo terrestre:

- a) Métodos potenciales:
 - Gravimetría, se aplica en minería, exploración para petróleo.
 - Magnetometría, se aplica en minería.
- b) Métodos eléctricos:
 - Corriente Continua, se aplica en hidrología, minería, geotecnia.
 - Polarización Inducida, se aplica en Minería.
 - Electromagnético, se aplica en exploración petrolera.
 - Fuente Natural, se aplica minería y exploración petrolera.
- c) Métodos sísmicos:
 - Refracción, se aplica en geotecnia, hidrología y minería.
 - Reflexión, se aplica en exploración y producción para petróleo.

Dentro de las aplicaciones de los Métodos Sísmicos se han desarrollado gran cantidad de equipos y sistemas alrededor del mundo para fines económicos y científicos en la prospección sísmica. La prospección sísmica es una rama de la prospección geofísica la cual tiene como objetivo “ reconstruir la disposición de las rocas en el subsuelo (estructuras) y sus características físicas (litología, flúidos,entre otras) a partir de la información registrada, esto es, tiempo de viaje o llegada o variaciones en amplitud,fase y frecuencia de las ondas” [10].

Para que la información registrada por estos sistemas pueda ser de utilidad debe existir alguna relación entre ésta y las propiedades geológicas, se pueden enumerar algunas de las relaciones de importancia en un estudio de prospección sísmica:

- Buen contraste de las propiedades del medio a estudiar.
- Buena resolución.
- Buena relación Señal a Ruido.

Dados los puntos anteriores ha existido un compromiso en los equipos y sistemas desarrollados en la Historia para la prospección sísmica y estudios de sismicidad que le anteceden, desde el desarrollo de los primeros sistemas mecánicos introducidos en 1881 por Gray; los sismógrafos de péndulo en 1890, por Sir J. Milne; los sismógrafos galvanométricos que aparecieron en 1921, por Galitzin; los sistemas analógicos de grabación con cintas magnéticas, que aparecieron en el ultimo cuarto del Siglo XX; hasta los avanzados sistemas de adquisición de ondas sísmicas donde se incluye el procesamiento digital en tiempo real, esto para finales del siglo XX hasta los tiempos actuales.

La base del equipo necesario para realizar estudios de prospección sísmica se centra en un dispositivo llamado Geófono, el cual no es más que un tipo especial de micrófono diseñado para captar las vibraciones en el suelo terrestre, la mayoría de los geófonos que suelen ser utilizados en la República Bolivariana de Venezuela son aquellos donde su principio de funcionamiento se basa en bobinas de movimiento libre Fig.2.1.

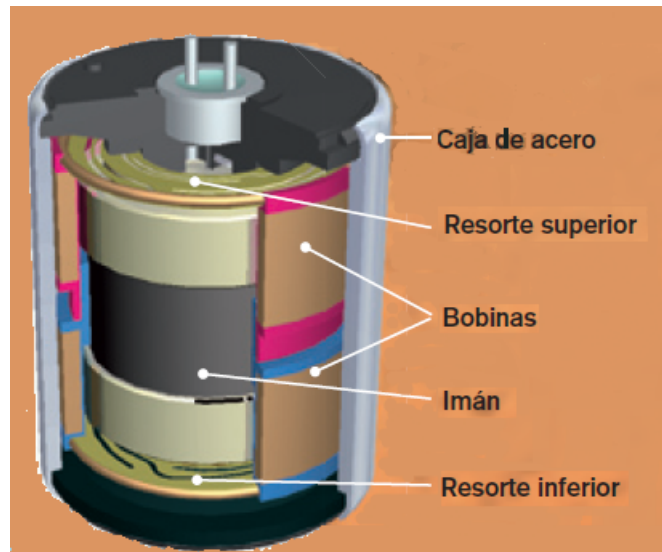


Figura 2.1. Sección del geófono SM-24 de la casa Sensor.

Estos geófonos como los mostrados en la Fig.2.1 necesitan de una estación sísmica externa la cual registre las señales analógicas que este sensor genera al ser perturbado por una onda sísmica, lo cual implica llevar un cableado hasta el lugar de la estación o conectar externamente pero a una distancia más próxima una unidad de registro, el sistema en sí no es integrado, la Fig.2.2 puede darnos un ejemplo de un estación de la casa Nanometrics de 3 canales que se puede interconectar con los geófonos SM-24.



Figura 2.2. Estación Orion (1999) de la casa Nanometrics.

Existe otra filosofía de diseño donde el geófono está integrado conjuntamente con la unidad de registro en una pequeña caja, esto permite una mayor autonomía en el sistema ya que el mismo dispositivo incluye un software actualizable el cual se puede comunicar digitalmente a una central de control, podemos dar un ejemplo de uno de estos sistemas en la Fig.2.3.



Figura 2.3. Estación sísmica Syscom MS2003.

La Estación Sísmica Syscom MS2003 Fig.2.3 es una de las referencia que se aproxima al sistemas SAPOST.

CAPÍTULO III

MARCO TEÓRICO

3.1 Ondas sísmicas

El geófono SAPOST tiene como principal finalidad adquirir ondas sísmicas terrestres haciendo uso de un transductor capaz de convertirlas a una representación eléctrica de señales sísmicas descompuestas en sus tres componentes espaciales. A continuación se da a conocer un modelo sencillo de onda sísmica.

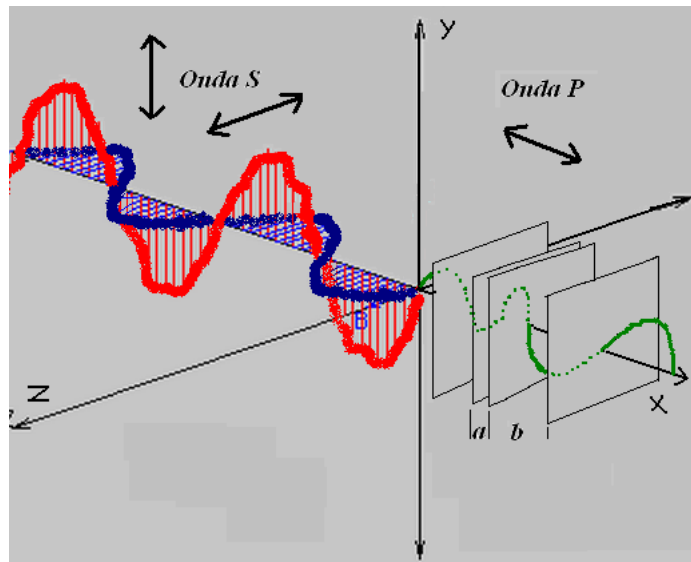


Figura 3.1. Onda sísmica viajera en dirección X.

En la Fig.3.1 se muestra un modelo de propagación de ondas sísmicas en donde podemos explicar algunas de sus características:

- a) Onda “P”, la onda “P” u onda Primaria es una onda longitudinal la cual

tiene la energía suficiente para comprimir y dilatar el medio (suelo). En la Fig.3.1 la onda “P” esta representada en líneas punteadas color verde donde se destacan los planos paralelos de propagación con vectores normales en dirección “X”. Entre planos de corte de la onda “P” de la Fig.3.1 se encuentra la longitud “a” que representa el efecto de compresión en el suelo y la longitud “b” que representa el efecto de rarefacción (o dilatación) en el suelo, dichos efectos producen subtipos de ondas “P”.

- b) Onda “S”, la onda “S” u onda Secundaria es una onda transversal a la propagación, que para el caso de la Fig.3.1 son las componentes en los planos “YX” y “ZX” transversales a la dirección “X”; también se le suele decir a la onda “S” onda de corte y es el tipo de onda que tiene la capacidad de desplazar el suelo perpendicularmente a la dirección de propagación alternando de un lado al otro, la onda “S” únicamente puede viajar por medios sólidos ya que los líquidos no pueden soportar esfuerzos de corte y además este tipo de ondas suelen ser más lentas y de mayor amplitud que las ondas “P”. En la Fig.3.1 podemos apreciar las componentes de una onda “S”, con el color rojo la componente del plano “YX” y con el color azul la componente del plano “ZX” , estas componentes producen subtipos de ondas “S”.

3.2 Sub-tipos de ondas sísmicas

Cuando un medio sólido elástico tiene una capa superficial libre como es el caso del suelo, éste puede ser perturbado por una onda sísmica como la del modelo de onda de la Fig.3.1, derivándose como consecuencia dos subtipos de ondas fundamentales. Antes de abordar los subtipos de ondas es útil describir un modelo sencillo de capas del suelo. La Fig.3.2 muestra el modelo de capas del suelo.

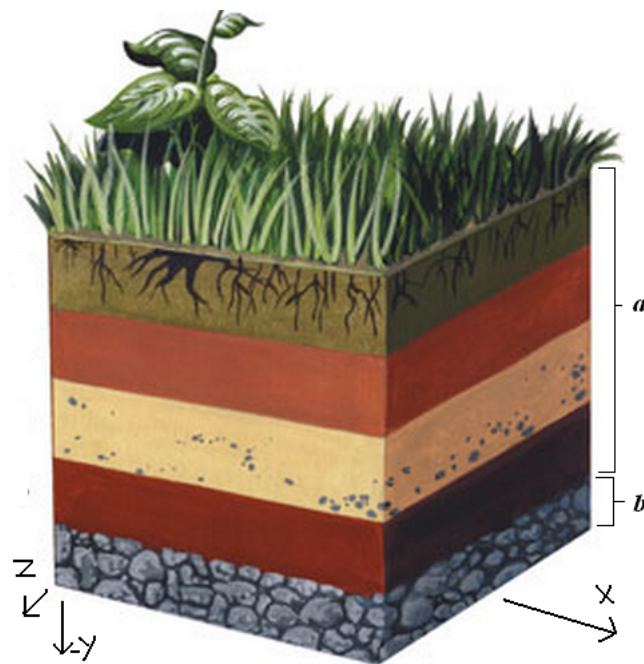


Figura 3.2. Superficie del suelo.

En la Fig.3.2 se diferencian un conjunto de capas suaves “a” y una capa rocosa dura “b”. A continuación se describen los subtipos de ondas sísmicas:

Onda tipo Rayleigh (en honor a quien predijo su existencia John William Strutt, 3er Barón de Rayleigh), es un subtipo de onda “P” que se propaga por la superficie terrestre (parte “a” del suelo de la Fig.3.2). La trayectoria que describen las partículas del medio al propagarse la onda es elíptica retrógrada y ocurre en el plano de propagación de la onda (plano “XY” de la Fig.3.2), en la Fig.3.3 se observa el efecto que causa esta onda en la superficie del suelo.

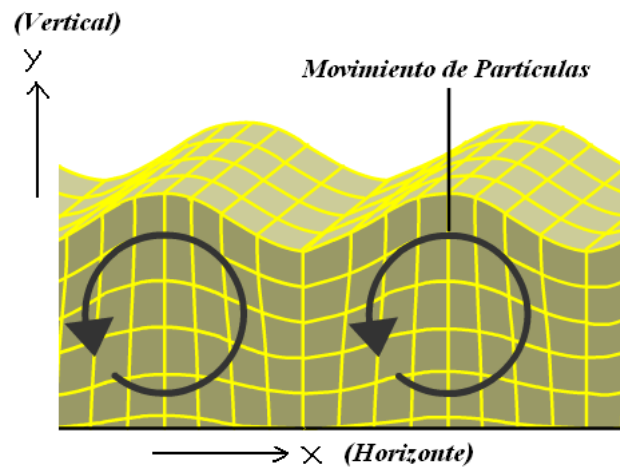


Figura 3.3. Onda Rayleigh.

Onda tipo Love (en honor a quien predijo su existencia Augustus Edward Hough Love), es un subtipo de onda “S” que se propaga por la superficie terrestre (parte “a” del suelo de la Fig.3.2). Esta se generan sólo cuando un medio elástico se encuentra estratificado, situación que se cumple en nuestro planeta pues se encuentra formado por capas de diferentes características físicas y químicas. La onda de Love se propaga con un movimiento de las partículas perpendicular a la dirección de propagación como las componentes de la onda “S”, pero polarizadas en el plano de la superficie de la Tierra, es decir sólo posee la componente horizontal de las onda “S” (plano “XZ” de la Fig.3.2). Como para la onda de Rayleigh la amplitud de la onda Love decrece rápidamente con la profundidad. En general

su existencia se puede explicar por la presencia del vacío o de contrastes de medio donde se compensa la energía generándose este tipo especial de vibraciones horizontales. En la Fig.3.4 se observa el efecto que causa esta onda en la superficie del suelo.

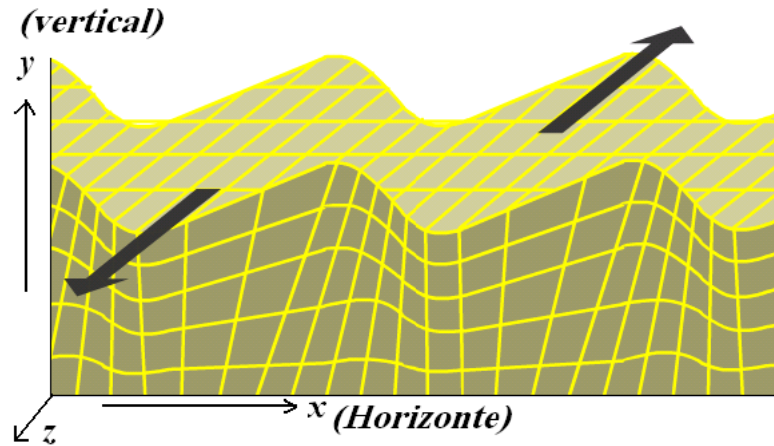


Figura 3.4. Onda Love.

Según los objetivos planteados en éste trabajo, se considera usar el sistema SAPOST para adquirir ondas sísmicas en la superficie terrestre, lo que implica que las ondas de interés a ser registradas son los subtipos de ondas Rayleigh y Love, requiriéndose entonces de un arreglo ortogonal de tres transductores direccionales que puedan sensar tres componentes sísmicas, dos componentes horizontales para ondas tipo Love y una componente vertical para ondas tipo Rayleigh.

CAPÍTULO IV

MARCO METODOLÓGICO

4.1 Selección del sensor

Uno de los objetivos principales en el diseño SAPOST consiste en la modernización de los geófonos que tradicionalmente funcionan con transductores de bobina móvil, para lograr la actualización en el nuevo diseño de geófono SAPOST se hizo un estudio de mercado de las diferentes tecnologías disponibles decidiéndose seleccionar un dispositivo sensor acelerómetro de tres componentes de tecnología MEMS (Micro Electronic Mechanical System). En la actualidad existen diversas compañías las cuales han desarrollado dispositivos MEMS con sus diferentes versiones o principios de funcionamiento, uno de los principios más atractivo por el bajo costo de su familia son los transductores acelerómetros basados en capacitores móviles, el circuito integrado MMA7260Q [11] es uno de estos sensores; éste sensor viene en un encapsulado tipo QFN y todas sus salidas son analógicas. La razón principal de haber seleccionado el sensor MMA7260Q es debido a que ofrece la mayor relación *sensibilidad de señal costo económico* tomando como referencia a sus competidores de la misma familia de tres componentes espaciales.

En la Fig.4.1 podemos apreciar la estructura física del sensor MMA7260Q.

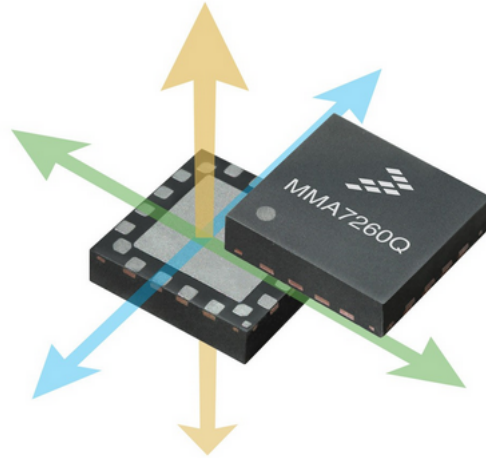


Figura 4.1. Sensor acelerómetro MMA7260Q.

Haciendo un breve análisis del acelerómetro MMA7260Q podemos destacar de su hoja técnica [11] la base de su funcionamiento, el cual deriva de la implementación de micro membranas de silicon interpuestas en su interior como capacitores . Éste dispositivo es sensible a las aceleraciones menores de 1,5g y puede ser excitado por un movimiento externo produciéndose en consecuencia variaciones de voltaje en sus salidas.

Sin más en que ahondar en éste dispositivo se procedió a realizar las pruebas para verificar su funcionamiento. La primera prueba al sensor MMA7260Q consistió en observar las variaciones de voltaje a la salida del sensor en condiciones de estabilidad (no movimiento mecánico); se alimentó el sensor con una fuente de tensión continua autopolarizada de 2,8 V, no observándose ruido en la fuente de tensión a la escala de osciloscopio de 5[mV/div]; posteriormente a una escala de osciloscopio de 20[mV/div]) se midió el voltaje de cada una de las salidas del sensor, observándose que las tres salidas presentaban el mismo nivel de ruido; en vista de la presencia de ruido se utilizó un filtro pasa bajo de primer orden

con frecuencia de corte de 500Hz, no observandose diferencia apreciable en la disminución del ruido. El resultando aproximado de la medición luego de observar el fenómeno de ruido por unos minutos en cada canal fue de aproximadamente de unos 40mVpp de franja de ruido en cada canal. La Fig.4.2 muestra el ruido de una de las salidas del sensor MMA7260Q en condiciones de estabilidad.

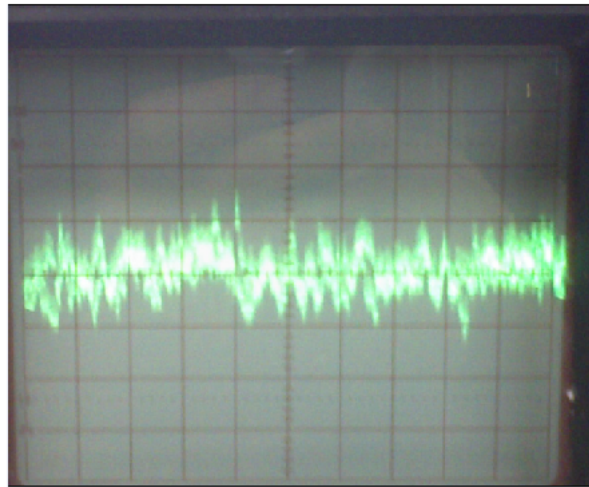


Figura 4.2. Ruido en MMA7260Q (20[mV/div],1[mseg]).

Se realizo una segunda prueba al sensor MMA7260Q que consistió en una prueba empírica de calidad de señal de audio. Se le hizo la prueba de calidad de audio a cada canal individualmente, para ello se amplifico el canal seleccionado para poderse escuchar en un auricular. Lo que se escucho en todos los canales fue un ruido parecido a de receptores de radios AM no sintonizados, y en el momento de escucha se golpeo el sensor levemente no lográndose escuchar con nitidez el golpe en el auricular, pero con el otro oído sin auricular si se pudo percibir el sonido real del golpe al sensor.El modelo de prueba de audio se realizo como muestra la Fig.4.3.

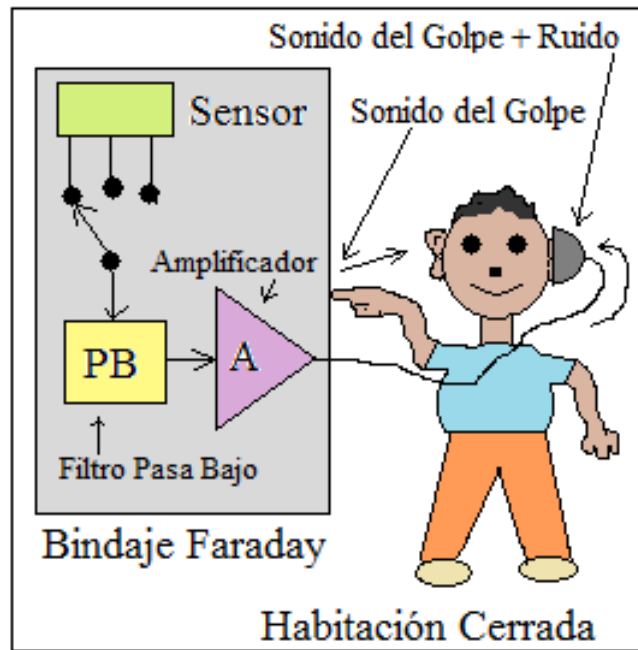


Figura 4.3. Modelo prueba de calidad de audio.

Realizadas ambas pruebas al sensor MMA7260Q, se decidió no utilizarlo en el diseño del geófono SAPOST, abortando de esta manera los diseños electrónicos preliminares a la adecuación de señal para el sensor MMA7260Q.

Para resolver el problema de implementación de un sensor de bajo ruido para el geófono SAPOST, se hizo un análisis del funcionamiento interno del sensor MMA7260Q, y se decidió continuar la investigación a favor del principio de medición de aceleración por variación de capacitancia. Se desarrolló un modelo cerrado de capacitor variable e inmediatamente se implementó con el uso de micrófonos de capacitor electret sellados por completo. A continuación se muestra el prototipo 0 del nuevo sensor SAPOST.

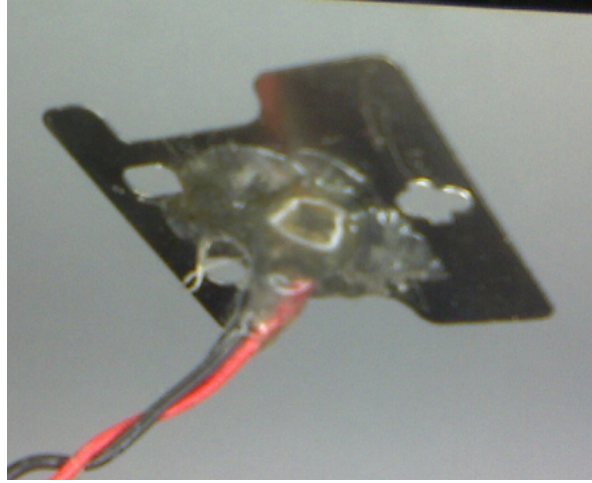


Figura 4.4. Prototipo 0 del sensor SAPOST.

En la Fig.4.4 se aprecia el prototipo 0 del nuevo sensor SAPOST; se selló la entrada de aire del micrófono de condensador electret con una placa metálica y se cerraron todas las posibles entradas de aire con silicón. Al sensor prototipo 0 se le realizaron las mismas pruebas que se le hicieron al sensor MMA7260Q, resultando que no se pudo medir el ruido de éste nuevo sensor utilizando el osciloscopio a su mínima escala de $5[\text{mV}/\text{div}]$ (a esta escala no se observó ningún ruido). Luego se le aplicó la prueba de calidad de audio y los resultados fueron excelentes ya que la nitidez del sonido del golpe mostró detalles en el sonido que el oído de referencia no pudo captar, el detalle del más mínimo roce al sensor pudo ser escuchado con perfecta nitidez.

Las pruebas preliminares hechas al prototipo 0 del sensor SAPOST superaron ampliamente al sensor MMA7260Q, lo cual permitió optar por éste nuevo sensor para el diseño final del geófono SAPOST. Otras experiencias preliminares adquiridas con el prototipo 0, consistió en pruebas de audio donde el sensor fue capaz de sensor vibraciones de voz a 1 metro de distancia a voz moderada.

CAPÍTULO V

DESCRIPCIÓN DEL MODELO

SAPOST como sistema consiste en una red de Geófonos comandados desde un computador personal (PC), donde las ondas sísmicas adquiridas por los geófonos son almacenadas en formato digital y posteriormente transportada esta información por una red hasta el computador, una vez la información se descargada es respaldada en una base de datos para posteriormente ser post-procesada y representada gráficamente.

Unos de los aspectos fundamentales en el sistema SAPOST es el transporte de la información, ya que de aquí depende el hecho de que no se pierda el estudio sísmico que se realizara con el sistema, se disidió transportar la información desde los geófonos hasta el computador aprovechando los recursos de la red SAPOST diseñada inicialmente para control de los geófonos; no se descarta el hecho de poder retirar la memoria interna (tarjeta flash SD) de cada geófono y transportar la información de esta manera hasta el computador. La conexión de memoria (tarjeta flash SD) y computador no se implementó debido a que no se implementó un formato estándar, reservando la aplicación para futuras versiones del sistema SAPOST. Finalmente se estudio e implementó el control de los geófonos y transporte de información sísmica vía red SAPOST.

Entre las características de la red SAPOST podemos mencionar:

- Modelo de comunicación estrella Maestro/Esclavo+, Bus Maestro/Esclavo+.
- Arquitectura de control centralizado y/o distribuido (Multinodo).
- Medios físicos de enlace cableado e inalámbrico.

- Protocolo de comunicación basado en Host Wi.Fresstar (WI.FS24-100ST).

Las características antes mencionadas le dan la flexibilidad al operador del sistema de acceder a los niveles inferiores en la arquitectura del modelo a través del software de control SAPOST, el cual es capaz de comandar la capa de aplicación de los geófonos y demás dispositivos interconectados en la red, la red de comunicación SAPOST se puede sintetizar en la Fig.5.1.

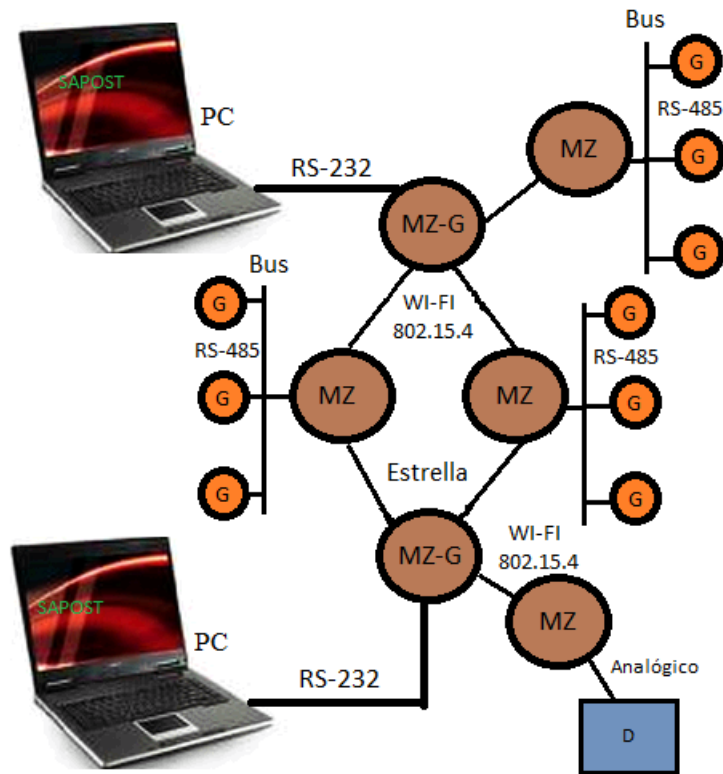


Figura 5.1. Arquitectura general SAPOST.

Un computador o nodo **PC** cargado con el software de control SAPOST y conectado al nodo **MZ-G** por la norma cableada RS-232 puede tener acceso a los demás dispositivos de forma transparente para el usuario, el dispositivo **MZ-G** sirve como interface que hace el enlace entre el nodo **PC** y demás nodos de la red. El enlace nodo **PC** y **MZ-G** se hace a través de un protocolo propietario Host Wi.Fresstar (WI.FS24-100ST) [9] donde se encapsula todo el transporte de data entre el Maestro General que es el nodo **PC** y los demás dispositivos esclavos según su orden jerárquico.

El nodo **MZ** en la red estrella esta interconectado vía WI-FI con el nodo **MZ-G**, y éste sirve como esclavo dada una pequeña capa de aplicación interna y a la vez sirve como maestro repetidor half-duplex vía cable con la norma física RS-485 hacia los nodos **G**.

Los nodos **G** son finalmente las estaciones Geófonos las cuales funcionan como esclavos excepto cuando se configuran en modo disparo automático de grabación (*Evento de Grabación por Trigger*), lo que le confieren la posibilidad de comenzar automáticamente la adquisición de la ondas sísmicas y emitir un comando a la red tipo bus para que los otros geófonos activen también la adquisición, además esta señal es repetida por el nodo **MZ** hasta llegar al nodo **PC** para que el software SAPOST se encargue de la notificación al usuario.

El nodo **MZ** tiene una salida analógica la cual se encarga de activar un Módulo **D** (Disparador de Cargas Explosivas), una vez programado los parámetros de tiempo o de forma manual el módulo **MZ** trabaja de forma autónoma.

5.1 Modelo OSI aplicado a la red SAPOST

El Modelo OSI sirvió de base para estructurar la red y toda su programación, a continuación en la Fig.5.2 se puede observar las capas utilizadas en la red juntamente con un breve resumen en función de la red SAPOST:

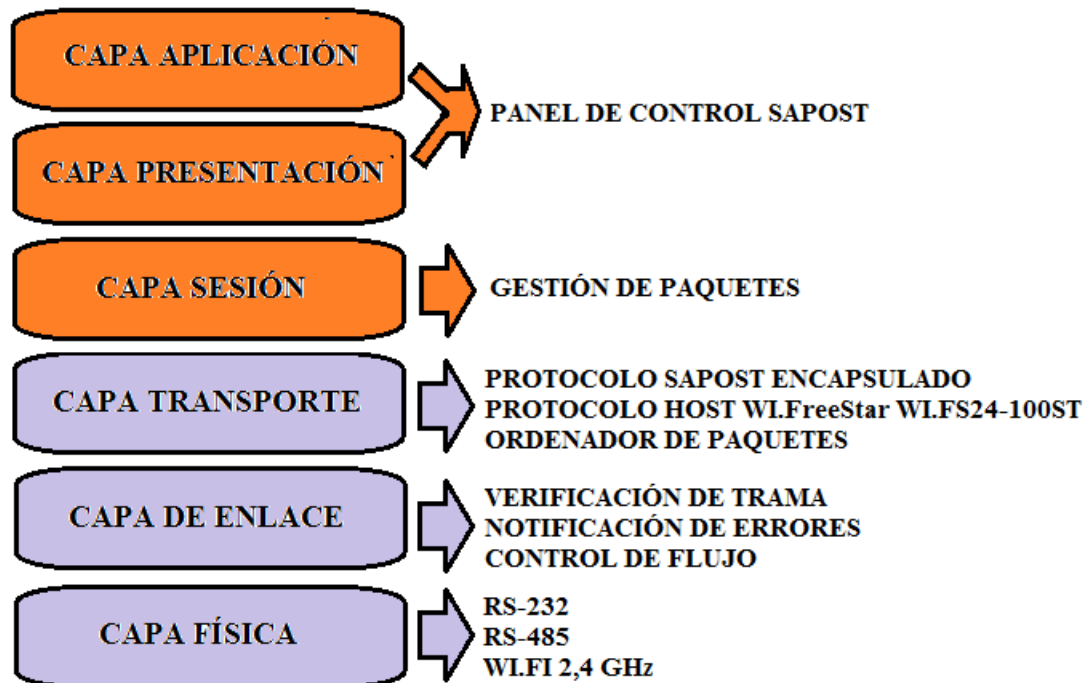


Figura 5.2. Modelo OSI para la red SAPOST.

Es notorio en la Fig.5.2 la no existencia de la Capa de Red del modelo OSI aplicado al sistema SAPOST, esto se debe a que no fue implementada la Capa de Red, pero la red puede ser modificada e incluir una Mesh (Malla) entre los nodos **MZ** para así darle más alcance y robustez al sistema, una futura actualización resolvería la Capa de Red ya que el hardware instalado en los **MZ** posee la capacidad para esta ampliación. A continuación se describe cada una de estas capas y algunos de los algoritmos usados.

5.1.1 Capa de aplicación

En la capa de aplicación podemos enumerar todas las funciones que el usuario maneja de forma transparente desde el Panel de Control SAPOST, se dice transparente debido a que cada dispositivo revisa si le compete o no ejecutar una función específica, además cabe decir que no todas las aplicaciones que maneja el usuario tienen que ver de forma directa con la red, pero si de forma indirecta, porque el resto de las capas le ofrece servicios a la aplicación que se invoca, un ejemplo de ello es la petición de datos de grabación de un nodo **G** los cuales van a ser cargados a la base de datos del sistema, posteriormente se utiliza la base de datos para ejecutar la aplicación de graficación; se nota que éste proceso pudo haber ocurrido todo en forma simultánea, más ese no es el caso ya que la técnica de post-procesamiento de datos permite descargar primero los datos para que luego sean procesados en una aplicación de Graficación. No obstante, cada dispositivo tiene un nexo con la capa de aplicación, por lo cual se recurre a que cada dispositivo tenga una imagen especular de las funciones de aplicación que le conciernen al él mismo, lo cual le permite al nodo diferenciar sus funciones específicas de aplicación, un ejemplo de ello en el nodo **MZ** es el reloj en tiempo real que corre en el dispositivo (MZ), donde una de las funciones de aplicación consiste en preguntarle la hora al dispositivo o bien actualizarla, este reloj bien podría visualizarse en el Panel de Control SAPOST en tiempo real, más no se implemento de esta manera, pero perfectamente se puede preguntar manualmente.

A continuación se enumeran en la Tabla.5.1 las funciones de aplicación para el nodo **MZ**:

Funciones de Aplicación Nodo MZ		
Cód. R.	Cód.T.	Descripción de Función
0x10		Marcar: Encendido general
0x11	0x81	¿Los geofonos tienen energía?
0x28		Marcar: Tiempo instantaneo
0x29	0x99	¿Cuál es el tiempo instantáneo?
0x2A		Marcar: Tiempo comienzo de grabacion?
0x2B	0x9B	¿Cuál es el tiempo de inicio de Grabacion?
0x2C		Marcar: Tiempo de Explosion.
0x2D	0x9D	¿Cuál es el tiempo de explosion de MZ interfase?
0x37		Marcar: Bandera de Grabacion Time_out General
0x38	0xA8	¿Está activa la Bandera de Grabacion por Tiempo?
0x39		Marcar: Bandera de Seguridad de Explosion.
0x3A	0xAA	¿Está activa la Bandera de Seguridad de Explosion?
0x3B		Marcar: Explosion Manual
0x3C	0xAC	¿Está activa la bandera de Explosion Manual?
0x3D	0xAD	¿Cuál es el Nivel de Bateria?

Tabla 5.1. Capa de aplicación Nodo MZ.

La Tabla.5.1 nos muestra las diferentes funciones de aplicación que ejecuta internamente el dispositivo **MZ**; cuando una orden de aplicación es recibida por el dispositivo **MZ** y no se encuentra en su tabla 5.1 se retransmite ésta orden a un nodo **G** o a todos los nodos **G** que se encuentren conectados.

En la Tabla.5.2 se enumeran las funciones de aplicación para el nodo **G**.

Funciones de Aplicación Nodo G		
Cód. R.	Cód.T.	Descripción de Función
0x0B		Marcar: Zona de trabajo Flash o Eeprom
0x0C	0x7C	¿Cuál es la Zona de Memoria de Trabajo?
0x0D		Marcar: Numeración nueva de G(n) a G(m)
0x0E		Marcar: No. Maestro Cabecera
0x0F	0x80	¿Cuál es el No. de Maestro Cabecera?
0x13		Marcar: Calibrar
0x14	0x84	¿Se há Calibrado?
0x15		Marcar: Ganancia
0x16	0x86	¿Cuál es la Ganancia?
0x17		Marcar: Pista de Trabajo
0x18	0x88	¿Con cuál Pista se esta trabajando?
0x19		Marcar: No. de Bloques por Pista(n)
0x1A	0x8A	¿Cuál es el No. de Bloques de la Pista(n)?
0x1B		Marcar: Silencio en Transmisión
0x1C	0x8C	¿Esta Silenciada la Transmisión?
0x1D		Marcar: Bandera indicadora Historia_Trigger.
0x1E	0x8E	¿Está activa la Bandera Historia_Trigger?
0x1F		Marcar: Bandera Trigger Grabación
0x20	0x90	¿Esta activa la Bandera Trigger?
0x21		Marcar: Bandera de Grabación Manual
0x22	0x92	¿Está activa la Bandera de Grabacion Manual?
0x23		Marcar: Bandera indicadora de Error en_Grabación
0x24	0x94	¿Ocurrió un Error en la Grabación?
0x26		Marcar: Fecha
0x27	0x97	¿Cuál es la Fecha?
0x2E		Marcar: Borrar Grabación de Pista(n) de Flash/ Eep
0x2F	0x9F	¿Está Borrada la Grabación de Pista(n) de Flash/ Eep?
0x30		Marcar: Borrar Formato de Flash/ Eep
0x31	0xA1	¿Está borrado el Formato de Flash/ Eep?
0x32		Marcar: Grabar Formato de Eeprom a Flash
0x33	0xA3	¿Leer Formato de Flash o Eeprom?
0x34	0xA4	¿Leer Grabación de Pista(n)?
0x35		Marcar: Salvar Formato de Pista(n) a Flash/ Eep
0x36		Marcar: Copiar Formato Flash a Eeprom
0x91	0x91	Evento: Activacion de Grabación por Trigger

Tabla 5.2. Capa de aplicación Nodo G.

La Fig.5.3 y Fig.5.4 da una idea a grande rasgos de la gestión de servicio de la capa de aplicación del dispositivo **MZ** y del dispositivo **G** respectivamente.

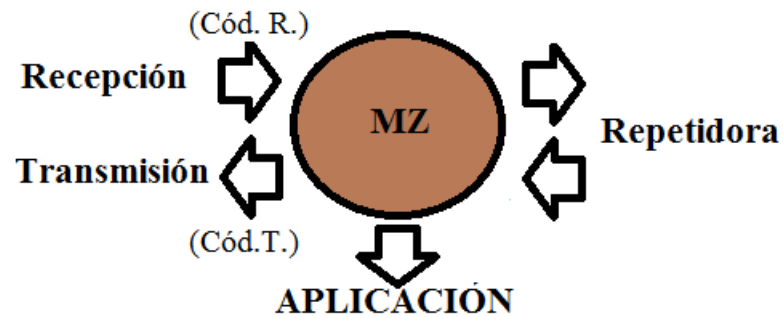


Figura 5.3. Servicio del Nodo MZ a la capa de aplicación.

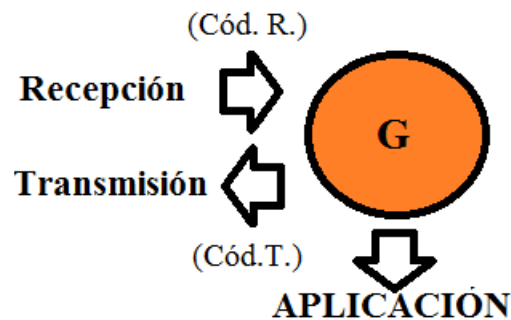


Figura 5.4. Servicio del Nodo G a la capa de aplicación.

Cabe destacar que el nodo **MZ-G** no ejecuta ninguna función de Aplicación en la Red. El nodo supermaestro o **PC** ofrece la gestión y control de forma transparente de las aplicaciones de los nodos **MZ** y **G** desde consola, aunque se obviaron implementar en el software de Control SAPOST algunas funciones de aplicación para hacer más sencillo el manejo.

La Tabla.5.3 da los códigos de las aplicaciones ocultas para futuras expansiones en el software de Control SAPOST.

Aplicaciones Ocultas en PC		
Cód. R.	Cód.T.	Descripción de Función
0x30		Marcar: Borrar Formato de Flash/ Eep
0x31	0xA1	¿Está borrado el Formato de Flash/ Eep?
0x33	0xA3	¿Leer Formato de Flash o Eeprom?

Tabla 5.3. Aplicaciones ocultas PC.

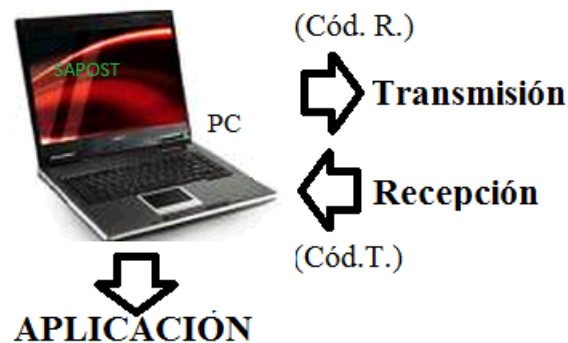


Figura 5.5. Servicio del Nodo PC a la capa de aplicación.

La Fig.5.5 da una idea a grande rasgos de la gestión de servicio de la capa de aplicación del dispositivo **PC**.

Finalmente la capa de aplicación del sistema SAPOST contiene 47 funciones de tipo “Cód.R” (Código de Recepción) y 23 funciones de tipo “Cód.T” (Código de Transmisión) para un total de 70 funciones de aplicación directas implementadas, entre las funciones de aplicación indirectas podemos enumerar:

- Aplicación de enlace con base de datos.
- Aplicación de módulo de graficación SAPOST

- Aplicación detección automática de dispositivos conectados en la red.

Es importante mencionar que las aplicaciones indirectas como el enlace con la base de datos puede estar en cualquier nodo de la red, del mismo modo el módulo de graficación o la detección automática de dispositivos en la red, se escoge el nodo **PC** para albergar estas aplicaciones indirectas siguiendo la estructura de red Maestro/Esclavo+, cuando se dice “Esclavo+”, es porque el esclavo **G** tiene una función de aplicación *Evento Activación de Grabación por Trigger* (0x91) la cual es independiente de las peticiones del maestro (o niveles de jerarquía mayores en la red), quiere decir que el Evento 0x91 puede ocurrir en cualquier instante y propagarse por la red a niveles superiores hasta ser notificado el nodo **PC** de que ocurrió, esta es la excepción al caso ya que los dispositivos de nivel inferior en la red se comportan como maestros siendo el esclavo el nodo PC, por esta situación de excepción se recurre a la expresión “Esclavo+”, otra nemotecnia puede ser recordar a un “Esclavo que se queja”.

5.1.2 Capa de presentación

Esta capa gestiona e integra los códigos y parámetros de las funciones de aplicación transformando los datos hexadecimal a la base decimal inteligible para el usuario, también se aprovechan los botones, etiquetas y demás artilugios que ofrece la Ventana o Panel de Control para que se pueda configurar y preguntar por cualquier aplicación directa asociada, esto elimina la necesidad de recurrir a los códigos o grupos de códigos necesarios para ejercer el control de la red. Las operaciones que realiza el usuario del sistema SAPOST desde el panel de control son de selección manual y se buscó que la presentación de los datos fuese lo más amigable posible, se abrevió las aplicaciones en común en un índice con selectores de aplicación y argumentos indicadores, básicamente no se buscó una interfaz de presentación comercial, pero si una interfaz demostrativa donde se pudiese seleccionar y combinar a gusto las diferentes funciones de aplicación directa a través de la capa de presentación. Los algoritmos usados en esta capa aprovecharon los recursos de visualización de los paquetes de JAVA.

A continuación se muestra la Tabla.5.4 donde se agrupan las aplicaciones en común y se presentan con una etiqueta, estas etiquetas se seleccionan con un cuadro de chequeo, los argumentos se presentan como indicadores de botón, caja combo y campo de textos.

Presentación de Etiquetas		
No.	Etiquetas	Cód. Asociados
1	Cambio No. Geo	0x0D
2	Encendido	0x10,0x11,0x81
3	Calibrar	0x13,0x14,0x84
4	Ganancia	0x15,0x16,0x86
5	Pista Trabajo	0x17,0x18,0x88
6	Bloques Pista	0x19,0x1A,0x8A
7	Silencio	0x1B,0x1C,0x8C
8	Señal Disp Trigger	0x1D,0x1E,0x8E
9	Grabación Trigger	0x1F,0x20,0x90
10	Grabación Manual	0x21,0x22,0x92
11	Seña de Grab.Ok	0x23,0x24,0x94
12	Fecha	0x26,0x27,0x97
13	Tiempo Instantáneo	0x28,0x29,0x99
14	Tiempo Inicio Grab.	0x2A,0x2B,0x9B
15	Tiempo Explosión	0x2C,0x2D,0x9D
16	Explosión Manual	0x3B,0x3C,0xAC
17	Permiso de Explosión y Grab. Por Tiempo	0x37,0x38,0xA8
18	Permiso Explosión	0x39,0x3A,0xAA
19	Nivel Batería	0x3D,0xAD
20	Leer Pista No	0x34,0xA4
21	Borrar Pista	0x2E,0x2F,0x9F
22	Zona de Trabajo EEPROM o FLASH	0x0B,0x0C,0x7C
23	Copiar Parametros actuales a Zona de Pista	0x35
24	Copiar Formato de EEPROM a FLASH	0x32
25	Copiar Formato de FLASH a EEPROM	0x36

Tabla 5.4. Etiquetas de presentación.

La Fig.5.6 muestra el Panel de Control SAPOST donde se presentan las etiquetas de funciones y los argumentos a un lado. Una vez seleccionada una etiqueta se puede marcar o seleccionar el campo de argumento/os a la derecha y presionar el botón “CONFIGURAR” (que marca o ejecuta la aplicación), si se desea averiguar el estatus del dispositivo se presiona el botón “PREGUNTAR” (se averigua el estado de la aplicación). La capa de presentación esta ligada o fusionada con la capa de aplicación, aunque se hace una diferenciación debido a que a través de la capa de presentación los códigos asociados se transforman en mensajes inteligibles para el usuario.

Figura 5.6. Panel de control SAPOST.

5.1.3 Capa de sesión

La Capa de Sesión se encarga de establecer el control de flujo de paquetes entre un nodo **G** y el nodo **PC**, éste último es quien ejerce el control de la sesión. Una vez seleccionada la etiqueta “Leer Pista No.” en el Panel de Control (Fig.5.6) y presionar el botón “PREGUNTAR”, se enganchan los nodos **PC** y **G** (en particular) y se suscita un enlace punto a punto de una sola ruta entre ellos, en esta sesión se descargan paquetes de grabación de 16 bytes cada uno, cada 32 paquetes forman un bloque de 512 bytes y a su vez cada conjunto de bloques forman una pista de grabación.

No es posible sesionar simultáneamente los nodos **G** desde un único nodo **PC**, y esto se debe a una limitante en la velocidad del Host Wi.Fresstar (WI.FS24-100ST) la cual trabaja a 19.200 bits/seg, ha esa velocidad de trabajo es poco practico sesiones simultáneas para realizar la tarea de descarga de datos de grabación y por ende se recurre a descargar cada nodo **G** individualmente; una forma de tener sesiones simultáneas dentro de la red SAPOST y así obtener mayor rendimiento es conectando varios nodos **PC** para que cada uno sesione un nodo **G** en particular sin compartir rutas.

La ejecución de la etiqueta “Leer pista No” es el único caso donde la Capa de Sesión se activa, no es recomendable hacer otra operación en el Panel de Control mientras está corriendo la sesión, la operación recomendable es cancelar la sesión en el botón “LIMPIAR” para luego hacer cualquier otra operación.

Una manera de tener múltiples sesiones es hilar cada sesión y ejercer un control de prioridades en cada ruta, pero eso implica un aumento en la velocidad de la red para así tener efectivamente un mejor rendimiento en el tiempo de descarga

de datos de grabación. El término hilar se refiere al procesamiento paralelo que es totalmente viable.

Se pueden enumerar los pasos principales en el algoritmo de capa de sesión alojado en el PC:

- a) Inicio de sesión.
- b) Encabezar la ruta.
- c) Encabezar con No. de Pista.
- d) Encabezar con bloque inicial
- d.1) Pedir los 32 Paquete uno por uno, si falla alguno volver a pedirlo hasta un máximo de 20 veces, si falta algún Paquete se aborta la sesión.
- d.2) Preguntar si el total de Bloques esta completo, si esta completo continuar, si no esta completo Encabezar el próximo Bloque y repetir el paso d.1) y sucesivos.
- e) Fin de sesión

Se debe notar que en el algoritmo no se hace uso de la grabación del encabezado e historia de la sesión, y en el caso de implementarse en una futura versión pudiera ser útil para reanudar la sesión dada una interrupción en el enlace; en la implementación no se considera éste punto, pero pudiera actualizarse si se diera la necesidad en caso de fallas de enlace.

5.1.4 Capa de transporte

Esta capa tiene la finalidad de encapsular y desencapsular los datos para que puedan transitar independientemente por los nodos **MZ-G**, **MZ** y **PC**, gracias a esta capa el protocolo SAPOST puede trabajar juntamente con el protocolo Host Wi.Fresstar (WLFS24-100ST) [9].

El concepto Capa de Transporte es el motor de la red ya que acepta los datos de las capas superiores y las aísla de las distintas tecnologías de la Capa de Red que en próximas versiones puedan implementarse, en el caso de la red SAPOST la capa de transporte salta la Capa de Red y se apoya de la Capa de Enlace directamente, ademas esta capa de transporte se apoya también del protocolo ofrecido por el fabricante de los transceptores el cual da un margen de seguridad en el enlace punto a punto. A continuación se describe la gestión de la capa de transporte en la red SAPOST en la Fig.5.7.

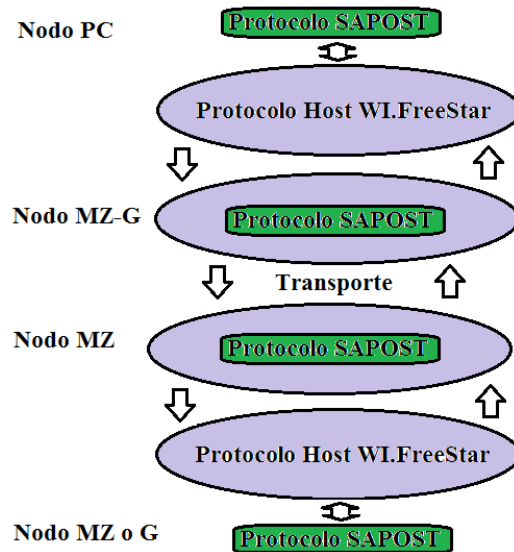


Figura 5.7. Gestión de la capa de transporte.

En la Fig.5.7 el protocolo SAPOST es encapsulado en el nodo **PC** y cedido al nodo **MZ-G** para que éste transmita la capsula a su destino; al llegar la capsula vía inalámbrica al nodo **MZ** es desencapsulado el protocolo SAPOST, el cual es finalmente procesado; en sentido contrario ocurre el mismo tratamiento, pero siendo el nodo **MZ** quien encapsula y el nodo **PC** quien desencapsula. A continuación en la Tabla.5.5 se describe la estructura general de la trama del protocolo SAPOST.

Orden	Protocolo SAPOST
MSB	1 Byte Inicio (0x01)
	1 Byte Longitud Trama (0x07 a 0x1B)
	1 Byte Comando (Cód.T y Cód.R)
	1 Byte Dirección Geófono (0x00* a 0xFF)
	N Bytes Datos
	2 Bytes Suma Comprobación (hasta FFFF)
LSB	1 Byte Final (0x04)

Tabla 5.5. Estructura del protocolo SAPOST.

La Tabla.5.6 describe la estructura general de la trama Host Wi.Fresstar.

Orden	Protocolo Host WI.FS24 100ST
MSB	1 Byte de Inicio (0x01)
	1Byte de Longitud de Trama
	1 Byte de Tipo de Datos
	N Bytes de Datos
	1 Byte de Suma de Comprobación
LSB	1 Byte de Final de Trama (0x04)

Tabla 5.6. Estructura del protocolo WI.FS24 100ST.

Básicamente del protocolo Host WI.FS24 100ST se utilizaron dos tipos de funciones, o bien se puede decir dos tipos de comandos, uno de ellos el comando

0x14 (Send n RF Data Bytes To Destination Transceiver ID) transmisión de datos; y el otro comando el 0x95 (Recived n RF Data Bytes From Transceiver ID) recepción de datos; el resto de los comandos de configuración de los transceptores insertos en los nodos **MZ-G** o **MZ** no se implementaron.

Se puede acceder a la configuración de los transceptores vía software fabricante, éste software no se emulo debido a la no implementación de la Capa de Red.

A continuación en la Fig.5.8 se puede detallar el flujo de los protocolos en la capa de transporte.

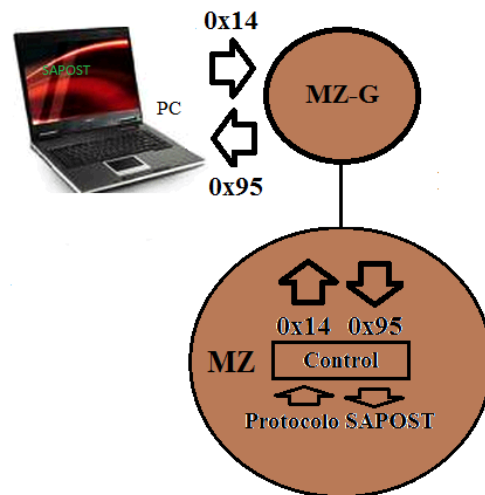


Figura 5.8. Flujo de protocolos en capa de transporte.

La regla de flujo general de la capa de transporte que se muestra en la Fig.5.8 consiste en transmitir un comando 0x14 (Host Wi.FreeStar) para que llegue como 0x95 (Host Wi.FreeStar); aunque el protocolo externo o capsula es el que finalmente transporta la información, es el proceso de encapsular y desencapsular lo que confiere hacer mención de la capa de transporte.

5.1.5 Capa de enlace

La capa de enlace se encarga de verificar la integridad de la trama y gestionar el direccionamiento físico en la red, así como establecer los parámetros de tiempos de espera en la verificación de llegada de tramas.

La capa de enlace SAPOST parte desde el principio que toda función de aplicación emitida desde el nodo **PC** tiene una repuesta asociada por al menos uno de los nodos en la ruta de enlace, las respuestas asociadas a errores de trama y otros del Protocolo SAPOST se presentan en la Tabla.5.7.

Respuestas Asociadas a Errores	Cód.R
Nodo G desconectado	0x71
Ocupado	0x72
Falla en Nodo G	0x73
Error en Longitud de Trama	0x74
Falla de Suma y Comprobación	0x75
Ok	0x76
Falla en tarjeta SD	0x77
Reservado	0x78
Reservado	0x79
Error en Data de Función	0x7A
Error en Longitud de Data	0x7B
Falla en Formato de Pista	0x7D
Reservado	0x7E
Reservado	0x7F

Tabla 5.7. Respuestas asociadas a errores.

La capa de red posee dos niveles de verificación, un primer nivel que verifica el protocolo Host Wi. FreeStar, y un segundo nivel que verifica la trama del Protocolo SAPOST, a continuación se pueden enumerar los pasos en la verificación de trama:

- Verificación de dirección.
- Verificación de longitud de trama.
- Verificación byte de inicio y final de trama.
- Verificación suma y comprobación.
- Verificación de función de aplicación.
- Verificación de longitud de data en Función de Aplicación.
- Verificación de data en función de aplicación.

El Protocolo SAPOST deriva del protocolo Host Wi.FreeStar por lo que el chequeo de trama de uno es prácticamente idéntico al chequeo de trama del otro (dada la gran similitud en las estructuras, ver Tabla.5.5, Tabla.5.6).

El direccionamiento externo del protocolo Host Wi.FreeStar (de 16 bits) marca la ruta del enlace entre el nodo **MZ-G** y el nodo **MZ**, mientras que el direccionamiento del Protocolo SAPOST (8 bits) selecciona un dispositivo del bus de los nodos **G**.

Es de saber que el bus de los nodos **G** esta directamente conectado a un nodo **MZ**, el direccionamiento de este bus de nodos **G** puede ser múltiple utilizando la dirección (0x00) y es uno de los casos donde los nodos **G** no responden a la función, el otro caso de no respuesta del nodo **G** es cuando se ha enviado la función de aplicación 0x1B (Silenciar) con anticipación.

Todo lo que pueda transmitir un nodo **G** es encapsulado y enviado por el nodo **MZ** al último nodo **MZ-G** con el cual sostuvo comunicación.

Las funciones de aplicación en la ruta nodo **G** al nodo **MZ** no son analizadas en éste último, pero si completamente retransmitidas al nodo **MZ-G**; existe la excepción de análisis en esta ruta con respecto al chequeo de suma y comprobación de trama que en el caso de fallar el nodo **MZ** puede volver a pedir la trama del nodo **G**; a continuación en la Fig.5.9 podemos apreciar los casos del flujo de información en el enlace.

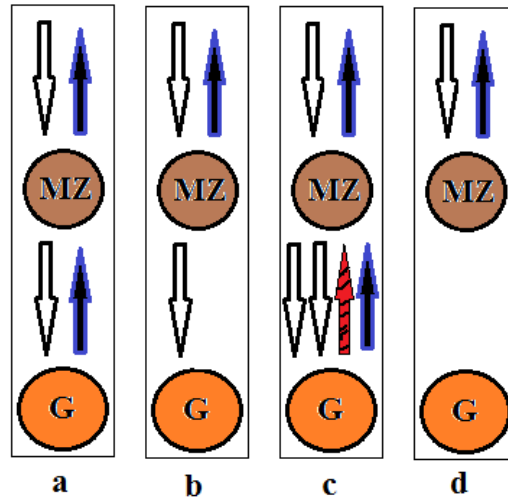


Figura 5.9. Casos de enlace entre el nodo **MZ** y nodo **G**.

El caso “**a**” de la Fig.5.9 es el caso típico de enlace con el nodo **G** donde se envía una función al nodo **MZ** (flecha vacía) y es retransmitida, la respuesta (flecha llena) del nodo **G** es retransmitida por el nodo **MZ**; en el caso “**b**” la función que retransmite el nodo **MZ** no trae de vuelta una respuesta por parte del nodo **G**, y esto se debe a la posibilidad de que se trate de un direccionamiento múltiple (del bus de nodos **G**), el nodo **G** esta silenciado o esta desconectado, sin embargo el nodo **MZ** envía una respuesta (flecha llena) dependiendo de la función recibida;

el caso “c” es aquel donde se envía una función al nodo **MZ** y este la retransmite, pero la repuesta del nodo **G** ha sido corrompida (flecha rayada), lo que implica que el nodo **MZ** hace una petición de la respuesta una vez más, obtenida esta la retransmite; el caso “d” es aquel donde el enlace se hace directamente con el nodo **MZ**.

5.1.6 Capa física

La capa física de la red SAPOST utiliza tres estándares físicos para el acceso al medio, las cuales mencionamos a continuación:

- a) Estándar RS-232 (conexión de nodos **PC** a **MZ-G**).
- b) Estándar IEEE 802.15.4 (conexión de nodos **MZ-G** a **MZ**).
- c) Estándar RS-485 (conexión de nodos **MZ** a **G**, y **G** a **G**)

a) Estándar RS-232

La configuración SAPOST del estándar RS-232 se puede resumir en la siguiente Tabla.5.8. a) **Estándar IEEE 802.15.4**

Estándar RS-232	
Descripción	Valor Implementado
Bits de Datos	8 bits
Bits de Inicio	1 bit
Bits de Parada	1 bit
Paridad	Ninguna
Control de Flujo por Software	Ninguno
Bits por Segundo	19200 bps
Full Duplex	Sí

Tabla 5.8. Valores implementados en el estándar RS-232.

El estándar IEEE 802.15.4 le da a la red SAPOST el soporte para la transmisión inalámbrica de datos en forma segura, el dispositivo WI.FS24-100ST inserto en los nodos **MZ-G** y **MZ** está certificado con éste estándar. La potencia de transmisión del dispositivo inalámbrico es capaz de cubrir una distancia de 1,2 kilómetros en línea de vista punto a punto, también ofrece un consumo de potencia bajo en modo

recepción. En la Tabla.5.9 se presenta la configuración general del dispositivo en éste estándar. En la Fig.5.10 podemos observar la ventana de control y

Estándar IEEE 802.15.4	
Descripción	Valor Implementado
Canal	18
Frecuencia del Canal	2440 MHz
Potencia TX	100 mW
Sensibilidad RX	-96dB@1%PER
RF Bits por Segundos	250 kbps
Host Bits por Segundos	19200 bps
Verificación y Reintentos	3
Direccionamiento	16 bits

Tabla 5.9. Valores implementados en el estándar IEEE 802.15.4. configuración del dispositivo WI.FS24–100ST.

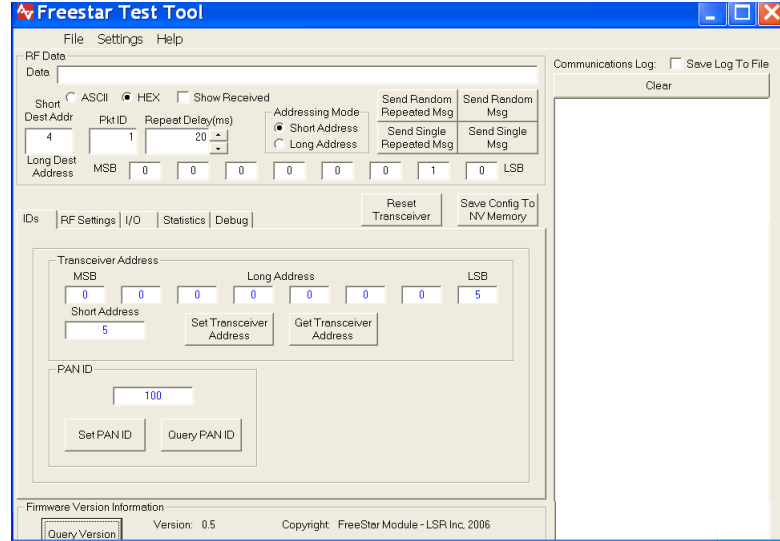


Figura 5.10. Software FreeStar para configuración de WI.FS24-100ST.

El software de configuración es libre y se puede conseguir bajo el número de parte RK-Wi.FS24-100ST en la página web: www.radiotronix.com .

c) **Estándar RS-485**

La configuración SAPOST del estándar RS-485 se puede resumir en la siguiente
Tabla.5.10

Estándar RS-485	
Descripción	Valor Implementado
Bits de Datos	8 bits
Bits de Inicio	1 bit
Bits de Parada	1 bit
Paridad	Ninguna
Control de Flujo por Software	Sí
Bits por Segundo	57600 bps
Half Duplex	Sí

Tabla 5.10. Valores implementados en el estándar RS-485.

5.2 Arquitectura de nodos de la red SAPOST

En el sistema SAPOST se diseñó e implementó tanto el hardware como el software de cada dispositivo o nodo de la red SAPOST (Fig.5.1), exceptuando el hardware y sistema operativo del nodo **PC**, no obstante el software de control que corre desde el nodo **PC** también fue diseñado e implementado totalmente. A continuación se hace una descripción general interna del hardware y software implementado en cada nodo de la red SAPOST.

5.2.1 Nodo PC

El nodo PC donde se ha probado el software de control del sistema SAPOST consiste en un computador con las características de hardware mostradas a continuación en la Tabla.5.10:

Hardware PC
Memoria RAM 2 Gbytes
Disco Duro 160 Gbytes
Procesador Intel Dual Core 4400
Tarjeta de Video en Tarjeta Madre
Monitor 17 pulg

Tabla 5.11. Hardware PC.

El software de control SAPOST implementado en el nodo o dispositivo **PC** fue estructurado con la aplicación ECLIPSE versión 3.1 en código JAVA, éste software consta de tres ventanas principales que se nombran a continuación:

- a) Control Maestro.
- b) Gráfica.

- c) Configuración de Sistema.

La Fig.5.11 muestra la ventana de inicio del software SAPOST que presentan las opciones “Control Maestro”, “Gráfica”, “Configuración de Sistema”.



Figura 5.11. Ventana inicial del software SAPOST.

a) **Control maestro**

La ventana o panel de Control Maestro es donde se alojan los botones de control que “Configuran” y “Preguntan” el estatus de las funciones de aplicación del sistema SAPOST, dichas funciones están íntimamente ligadas a las funciones de los geófonos llamados nodos **G**; el panel posee también un botón para detección automática de todos los maestros de zona llamados nodos **MZ** que se encuentren conectados a la red y simultáneamente detecta el maestro general llamado nodo **MZ-G**; el panel posee un siguiente botón que detecta todos los geófonos instalados o bien se puede elegir un maestro de zona **MZ** y detectar todos los geófonos conectados a él. El sistema SAPOST no detecta constantemente los dispositivos instalados en la red, pero cuando se ejecutan las operaciones está implícito la detección automática de los dispositivos involucrados. El usuario finalmente puede escoger operar con un solo geófono o simultáneamente con todos los geófonos conectados a un **MZ**, esto mediante un caja llamada “Dirección” la cual permite seleccionar la ruta del dispositivo que se quiere controlar, se puede también acceder al control directamente de un **MZ** en particular antes de presionar el botón “Detectar geófonos instalados en:”.

Luego de haber detectado el maestro general, el maestro de zona y geófonos conectados a la red se puede proceder a formatear una pista de grabación, mandar a grabar a un geófono o a todos y descargar la pista o pistas, en éste último paso se carga automáticamente las tablas de la base de datos MySQL y ya se considera resguardada la información.

Explicar los algoritmos internos de cada función o botón de éste panel podría dirigir el tema a procesos complejos, ya que el software funciona por capas, procesos paralelos e instancias múltiples, en un modelo de programación propio y orientado a eventos, pero sin embargo se puede esbozar un diagrama abstracto

de las ideas en la arquitectura del software de control, la Fig.5.12 muestra el diagrama.

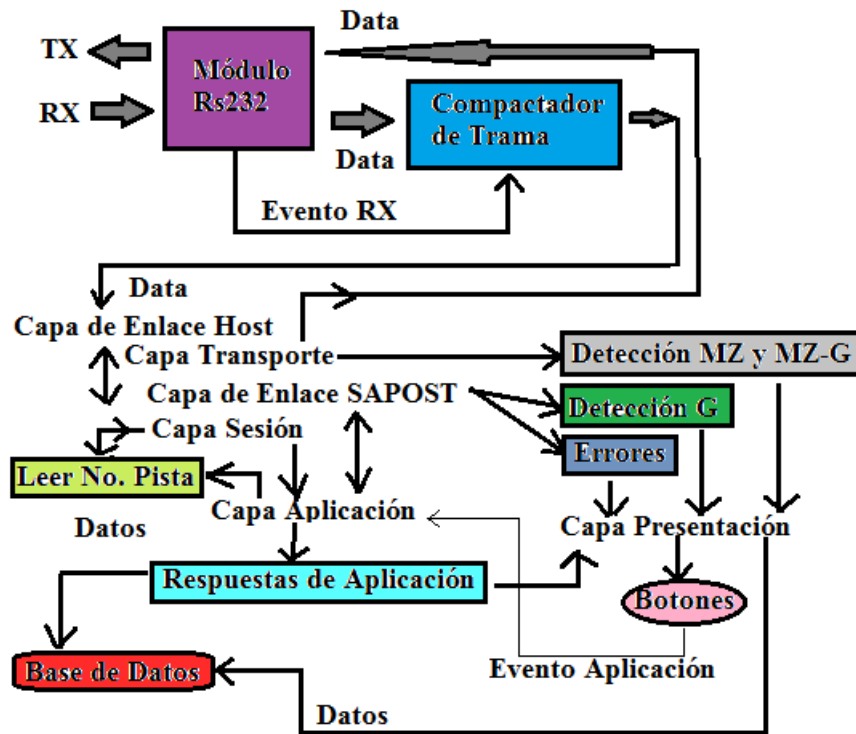


Figura 5.12. Diagrama de software de control.

La idea general del diagrama de la Fig.5.12 consiste en separar los eventos de recepción y transmisión y hacerlos totalmente independientes con lo cual se logra que al recibir un evento de transmisión se proceda a compactar los datos en una trama (para evitar problemas con el buffer de recepción del PC), y volcar esta trama a la capa de enlace host, descompactar la información en la capa de transporte y chequear el direccionamiento para detectar el dispositivo y continuar hacia la capa de aplicación donde se revisa las respuestas de aplicación, posteriormente se ejecutan en la capa de presentación o base de datos si se trata de una sesión. En el caso de presionar un botón en la capa de presentación se produce un evento de aplicación donde se va a la tabla de funciones de aplicación u otras funciones para

ejecutarse el correspondiente botón o múltiples selecciones, tomando el camino de capa de enlace SAPOST para posteriormente encapsular en la capa de transporte y transmitir los comandos de control o información a los correspondientes geófonos o maestros de zona, estos previamente direccionados por usuario. La figura Fig.5.13 muestra la ventana de “Control Maestro” o Panel de Control SAPOST.

Figura 5.13. Control maestro.

b) Gráfica

La “Ventana de Graficación” funciona independiente de la ventana de “Control Maestro” y su función es detectar las pistas que han sido descargadas en la base de datos mediante el botón “Buscar Base de Datos”. El usuario puede seleccionar la pista del geófono conectado a un maestro de zona en particular, luego de hecha la selección se procede a elegir la componente/es de la señal sísmica que se quiere ver representada/as gráficamente, posteriormente de haber hecho la selección de componentes se procede a ejecutar el botón “Graficar” y se despliegan las gráficas; a continuación en la Fig.5.14 se aprecia la ventana que ejecuta la “Gráfica”.

Maestro Zona	Geofono	Pista	Datos Geofono	Seleccion
5	geofono_1_5_1	1	datogeofono_1_5_1	☒
5	geofono_1_5_2	2	datogeofono_1_5_2	☐
5	geofono_1_5_3	3	datogeofono_1_5_3	☐
5	geofono_3_5_1	1	datogeofono_3_5_1	☐

Datos encontrados en la base de datos: 4

Datos mostrados: geofono_1_5_1 al geofono_3_5_1

☒ Graficar Canal X
☒ Graficar Canal Y
☒ Graficar Canal Z

Graficar Borra Pista Ir a Menu

Figura 5.14. Ventana de graficación.

La programación de las funciones para la “Ventana de Graficación” se pueden representar en un diagrama abstracto destacando los procesos internos involucrados, en la Fig.5.15.

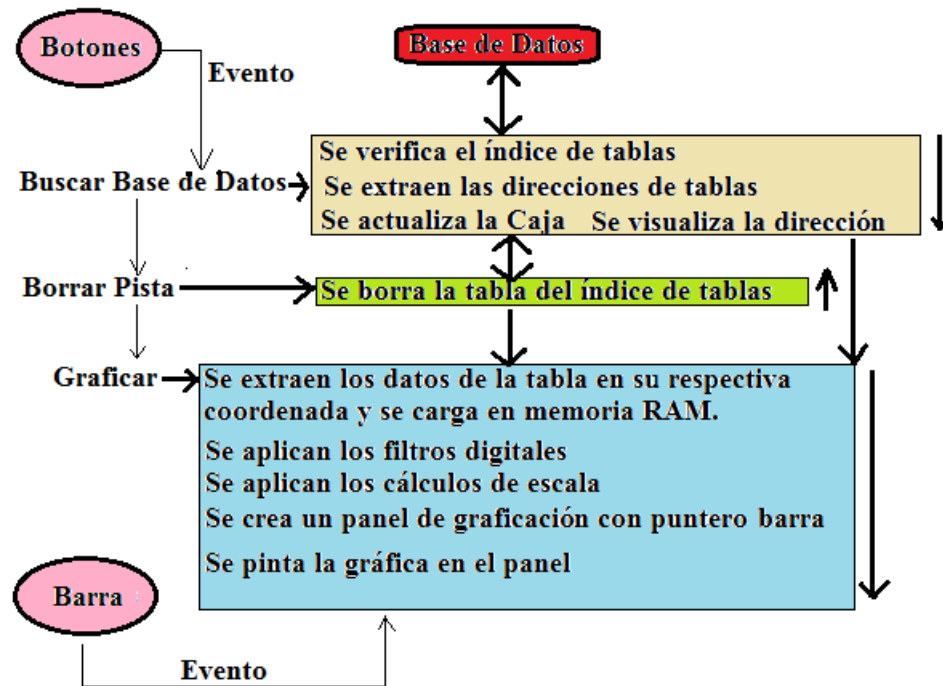


Figura 5.15. Diagrama de software para la ventana de graficación.

El botón Graficar de la Fig.5.14 despliega otra ventana según la componente seleccionada, como ejemplo la podemos ver a continuación en la Fig.5.16.

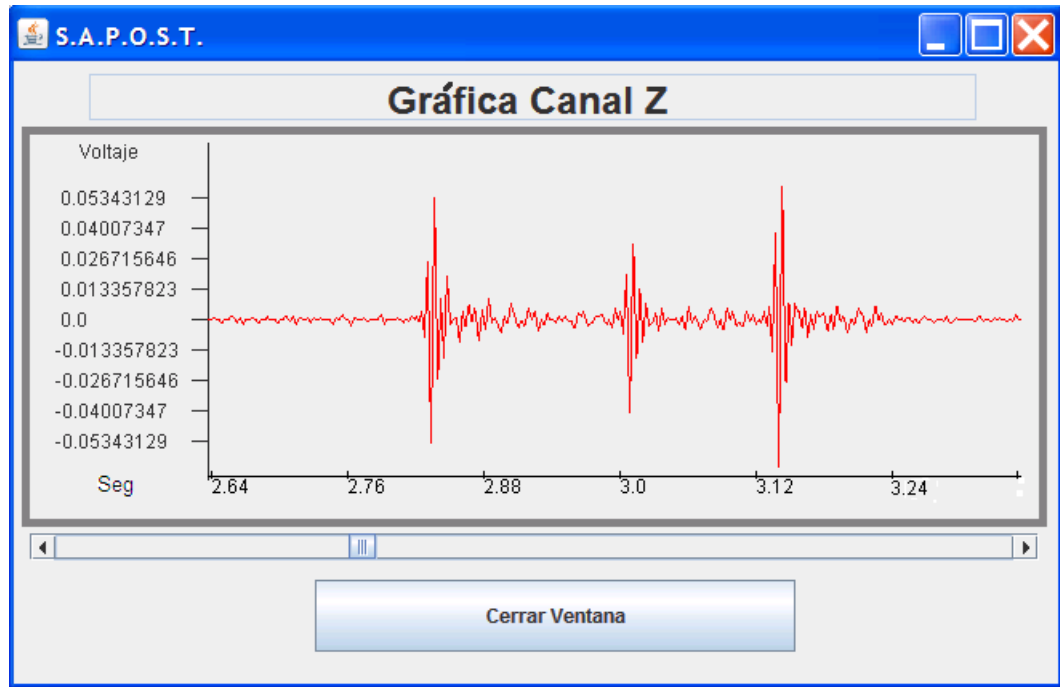


Figura 5.16. Ejemplo de gráfica de la componente Z.

La Fig.5.16 es un ejemplo con datos reales donde se toco levemente tres veces el dispositivo geófono durante una grabación manual. El formato de vista ha sido expandido incluyéndose datos extras, el formato final se muestra en el capítulo dedicado a resultados.

c) Configuración de sistema

La ventana de “Configuración de Sistema” fue creada con el propósito de integrar el software SAPOST a una dirección IP de base de datos, esto le da flexibilidad al sistema y permite al usuario la posibilidad de acceder vía internet a los datos de estudios adquiridos, también distintos usuarios pueden estar conectados simultáneamente a la misma base de datos y hacer descargas en ellas o simplemente leerlas. Una vez creada la carpeta de base de datos desde una consola MySQL se carga la dirección de ésta en la ventana “Configuración de Sistema” campo “Dirección de la Base de Datos” y el resto del software SAPOST se encarga de administrarla, el sistema ya trae por defecto una base de datos creada y direccionada. Ésta ventana también controla los parámetros del puerto RS-232, el sistema ya trae por defecto su configuración. A continuación se muestra la ventana de “Configuración de Sistema” Fig.5.17.

S.A.P.O.S.T.

Configuración de Sistema

Configuración del Puerto Serial RS-232

Dispositivo	COM2	COM2	Por Defecto
Baudios	19200	19200	Por Defecto
Timeout	2000	2000	Por Defecto

Configuración de la Conexión a la Base de Datos MYSQL

Dirección de la Base de Datos: localhost:3306/tesis Ejemplo: ip:puerto/nombre_de_la_BD
Por Defecto: localhost:3306/tesis

Usuario Base de Datos: root Por Defecto: root

Contraseña Base de Datos: ***** Por Defecto: mysqladmin

Repetir Contraseña:

Aceptar y Guardar Salir sin Guardar

Figura 5.17. Configuración de sistema.

La consola MySQL utilizada fue “MySQL Query Browser” [4], la Fig.5.18 muestra la consola cargada con datos de ensayos de prueba.

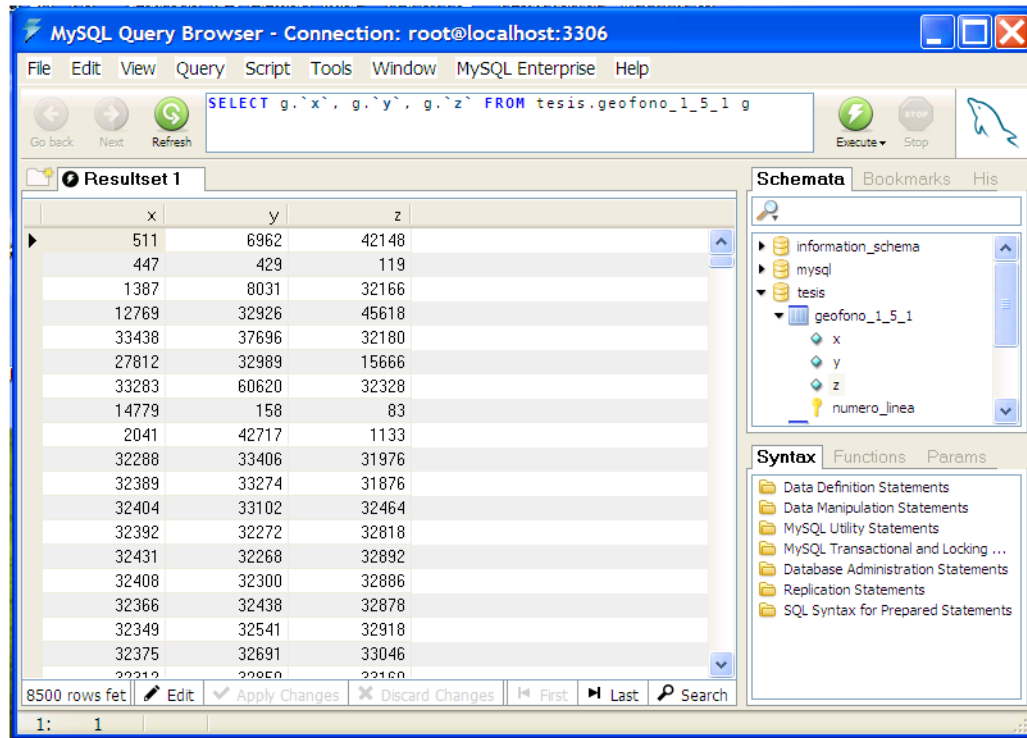


Figura 5.18. Consola MySQL Query Browser.

La arquitectura de programación de la “Ventana de Configuración” esta dirigida hacia los puertos de comunicación y consiste básicamente en hacer enlace a estos puertos mediante paquetes de aplicación proporcionado por el lenguaje JAVA, entre ellos: “*java awt Toolkit*”; “*java sql Connection*”; “*java sql Driver Manager*”; “*java sql PreparedStatement*”; “*java sql ResultSet*”; “*java sql SQLException*”; “*javax swing JDialog*”; “*javax swing JOptionPane*”.

5.2.2 Nodo MZ-G

El nodo o dispositivo **MZ-G** sirve como puerta de enlace a la red, permitiendo una conexión directa entre el transceptor WI.FS24-100ST y el PC.

El dispositivo **MZ-G** es exactamente igual al dispositivo **MZ** en su arquitectura de hardware, pero se puede distinguir el uno del otro porque en el dispositivo **MZ-G** no interviene ninguna unidad de control en el camino de la información. A continuación en la Fig.5.19 se muestra el diagrama de bloques hardware del dispositivo **MZ-G**.

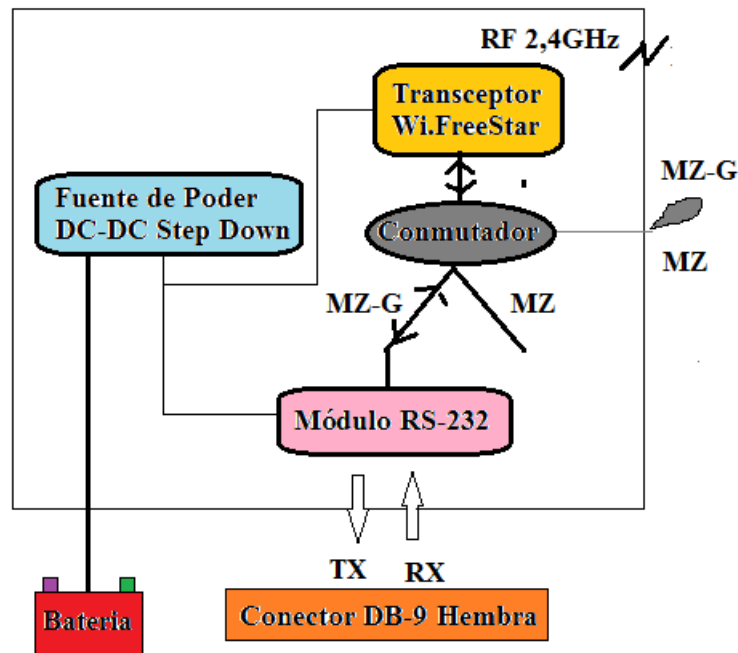


Figura 5.19. Diagrama de bloques hardware MZ-G.

En la Fig.5.19 se exceptúa incluir el controlador porque no interviene en el proceso de comunicación.

El módulo “Conmutador” consiste en un interruptor de dos multiplexores independientes por donde se elige mecánicamente el flujo de información.

El módulo “Módulo RS-232” consiste en un chip junto a sus componentes discretos encargado de transportar la señal CMOS a los niveles de tensión del estándar RS-232.

El módulo “Fuente de Poder DC-DC Step Down” consiste en un chip con fuente conmutada DC-DC integrada topología Step Down.

El transceptor Wi.FreeStar WI.FS24–100ST es un módulo completamente autónomo con un puerto UART a niveles de tensión CMOS. La batería de éste dispositivo es externa. El servicio de configuración del parámetros del transceptor WI.FS24-100ST se hace en modo **MZ-G**.

En la figura Fig.5.20 vemos el dispositivo **MZ-G**, es notar la posición del conmutador hacia el conector DB 9 hembra que selecciona el dispositivo modo **MZ-G**.



Figura 5.20. Dispositivo MZ-G.

5.2.3 Nodo MZ

La arquitectura de hardware y software del dispositivo **MZ** es más compleja que la del dispositivo **MZ-G** aunque parten de la misma arquitectura de hardware.

La arquitectura hardware del dispositivo **MZ** puede verse a continuación en la Fig.5.21.

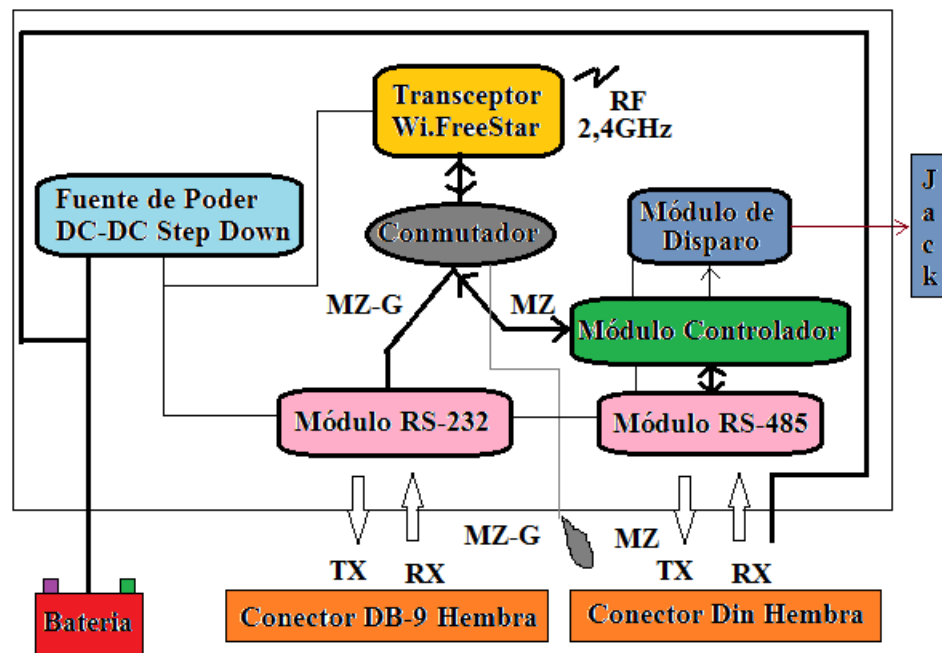


Figura 5.21. Diagrama de bloques hardware MZ.

Si comparamos el diagrama de bloques de hardware del nodo **MZ-G** (Fig.5.19) con el diagrama de bloques de hardware del nodo **MZ** (Fig.5.21) es notar que ésta última se le incluye un “Módulo Controlador”, “Módulo RS-485” y un “Módulo de Disparo” con sus respectivos conectores cableados, todos los demás módulos hardware son iguales a los descritos en el dispositivo **MZ-G**.

El “Módulo Controlador” es el que se encarga de manejar el “Módulo RS-485” y el “Módulo de Disparo”; éste módulo está constituido por un microcontrolador (MCU) con dos puertos de comunicación UART y salidas IO y su función básica es hacer el enlace entre el transceptor y los geófonos (nodos **G**), también el chip MCU se encarga de algunas aplicaciones propias del nodo **MZ**.

El “Módulo RS-485” se encarga de transportar las señales CMOS de uno de los puertos UART a tensiones diferenciales, éste puerto de comunicación tiene la ventaja de una alta inmunidad al ruido electromagnético en largas extensiones de cable trenzado.

El “Módulo de Disparo” es un relé de estado sólido con capacidad para alimentar un diodo led, esta salida de tensión en modo de no operación se encuentra en alta impedancia para evitar circuitos cerrados donde pueda circular corriente debido a inducción electromagnética, el “Módulo de Disparo” es el encargado de activar el nodo **D** a través de una conexión mediante un “Jack ”(conector hembra típico en aplicaciones de audio).

En la figura Fig.5.22 vemos el dispositivo **MZ**, es notar la posición del conmutador hacia el conector Din hembra que selecciona el dispositivo en modo **MZ**, en la esquina superior derecha se encuentra un diodo de led embebido en un “plug”(conector macho típico en aplicaciones de audio).



Figura 5.22. Dispositivo MZ.

A continuación se representa el diagrama abstracto del software **MZ** alojado en el “Módulo Controlador”, (Fig.5.23) .

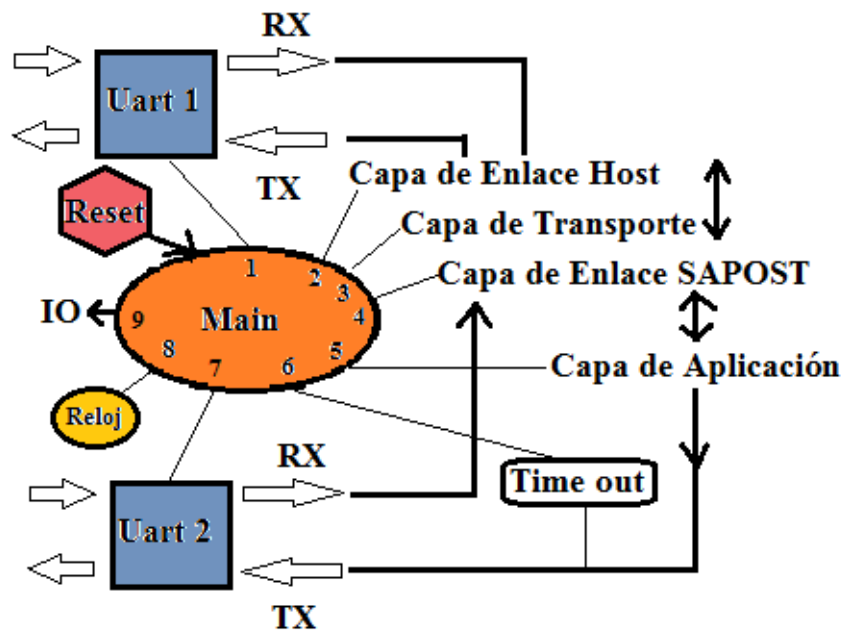


Figura 5.23. Diagrama abstracto del software MZ.

El software **MZ** funciona secuencialmente dentro de la memoria de programa de un microcontrolador. En la Fig.5.23 se puede apreciar unos números internos en el ciclo “Main” (principal), estos números corren dentro del programa de manera ordenada y de forma ascendente por lo general, pero cabe decir que pueden suscitarse alternancias en el ciclo. A continuación se describen las secuencias más importantes dentro del software:

a) Secuencia:1-2-3-4-6-5-7-8-9-1 Se produce cuando a llegado una trama al arreglo de recepción del “UART 1” y se consigue la eventualidad en el punto **1**; luego en el punto **2** se analiza la trama en la “Capa de Enlace Host”; se continua con el punto **3** “Capa de Transporte” donde se desencapsula el protocolo SAPOST; luego el protocolo se verifica en el punto **4** ”Capa de Enlace SAPOST ”; posteriormente se revisa el punto **6** “Time Out” y si esta inactivo se pasa a la “Capa de Aplicación” punto **5**, donde se revisa la tabla de funciones de aplicación, si no se consigue ninguna aplicación asociada al dispositivo **MZ** se activa el “Time Out” y se pasa al punto **7** donde se transmite la trama SAPOST por el puerto “UART 2”; posteriormente se actualiza el “Reloj” en tiempo real que corre en un timer y sus variables se actualizan por software en el punto **8** ; luego se actualiza los puertos “IO” (entradas y salidas digitales) en el punto **9** para retornar a preguntar por el punto **1**.

b) Secuencia: 7-6-4-3-1 Se produce cuando a llegado una trama al arreglo de recepción del “UART 2” y se consigue la eventualidad en el punto **7** para inmediatamente desactivar el “Time Out” en el punto **6**; luego en el punto **4** “Capa de Enlace SAPOST” se verifica la trama de llegada, si no esta bien la trama, se hace la petición de nuevo solo si se trata de datos de grabación; si todo bien, se pasa al punto **3** “Capa de Transporte” donde se encapsula el protocolo SAPOST; luego se pasa al punto **1** donde se transmite la trama.

- c) **Reset:** Cuando se energiza el dispositivo **MZ** el primer estado del chip MCU es el de “Reset”, a partir de éste estado se configuran todos los dispositivos internos del MCU, se cargan las variables necesarias y demás código de inicio, para luego empezar a ejecutarse el programa principal “Main”.
- d) **Time Out:** La función del “Time Out” punto **6** fue ideada para evitar colisiones en el “Módulo RS-485” ya que éste funciona en modo half duplex, una vez enviada una trama por el puerto “UART 2” punto **7** el “Time Out” se activa esperando un tiempo prudencial para recibir la respuesta, si se agota el tiempo el dispositivo envía un mensaje de error por desconexión pasando por los puntos **4, 3, 1**.

5.2.4 Nodo G

La arquitectura de hardware del nodo o dispositivo **G** puede verse a continuación en la Fig.5.24.

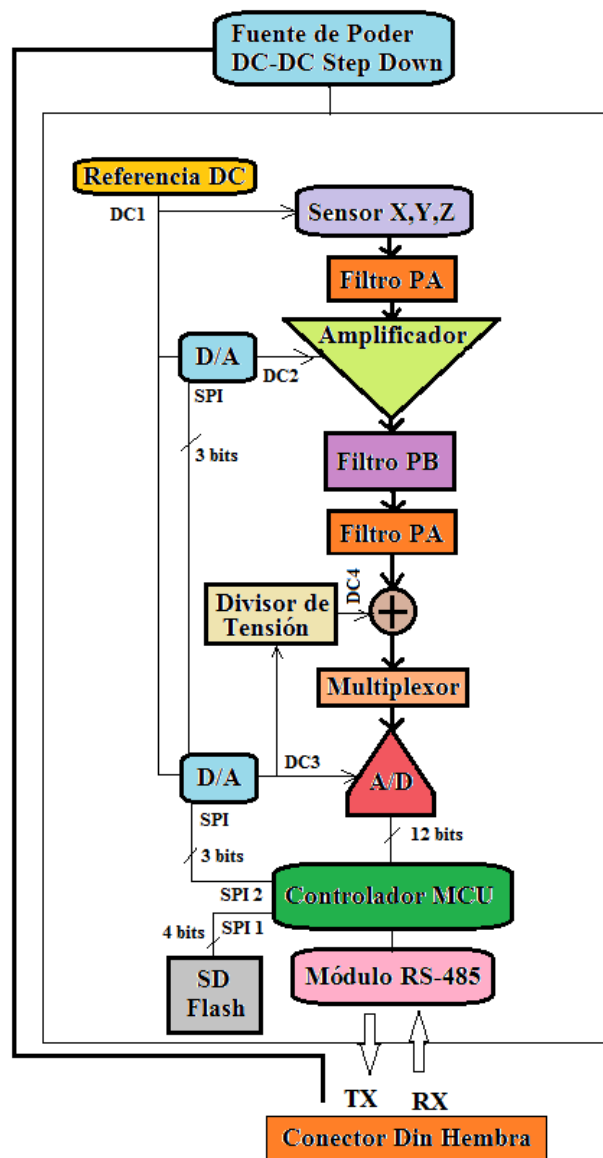


Figura 5.24. Diagrama de bloques hardware G.

El dispositivo **G** es el corazón funcional del sistema SAPOST y se encarga de la adquisición de las ondas sísmicas terrestres, éste geófono es capaz de captar las ondas sísmicas de tipo Love y Rayleigh que se propagan en la superficie del suelo (dichas ondas descritas previamente en el marco teórico).

El proceso de conversión de ondas mecánicas a señal eléctrica se hace a través del “**Sensor X,Y,Z**”, el cual es un sensor acelerómetro de tres componentes direccionales y ortogonales entre si.

EL “**Filtro PA**”, “**Amplificador**”, “**Filtro PB**”, siguiente “**Filtro PA**”, suma de la tensión “**DC4**”, tensión “**DC1**” provista por “**Referencia DC**” y las tensiones “**DC2**” y “**DC3**” provistas por los conversores digital análogo “**D/A**” respectivamente, permitiendo el acondicionamiento de suministro eléctrico al sensor. Cabe destacar que el proceso de acondicionamiento de señal se hace de forma independiente para cada componente de señal **X**, **Y** y **Z**. La Fig.5.25 agrupa los bloques de acondicionamiento de señal en tres bloques “**Acondicionador**” independientes, es notar el posterior multiplexado.

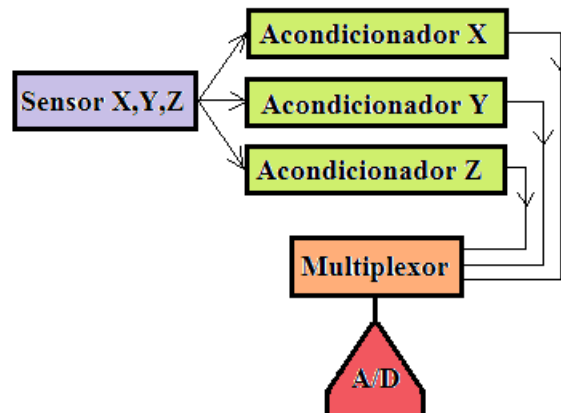


Figura 5.25. Multiplexado de componentes de señal.

En la Fig.5.24 se muestra un módulo de memoria “**SD Flash**” y es ahí donde el geófono (**G**) guarda los datos de conversión del “**A/D**”, esta memoria es físicamente portátil y permite ser intercambiada con facilidad.

EL módulo “**Controlador MCU**” es un microcontrolador el cual gestiona todo el funcionamiento del geófono y también incorpora dentro de él al conversor Analógico Digital (“**A/D**”).

El “**Módulo RS-485**”, la “**Fuente de Poder DC-DC step Down**” y el “**Conector Din Hembra**” son los mismos módulos descritos en el Nodo **MZ-G**. En la Fig.5.26 se puede apreciar el aspecto físico del nodo **G** o geófono.



Figura 5.26. Dispositivo G.

A continuación en la Fig.5.27 se representa el diagrama abstracto del software **G** alojado en el “Controlador MCU”.

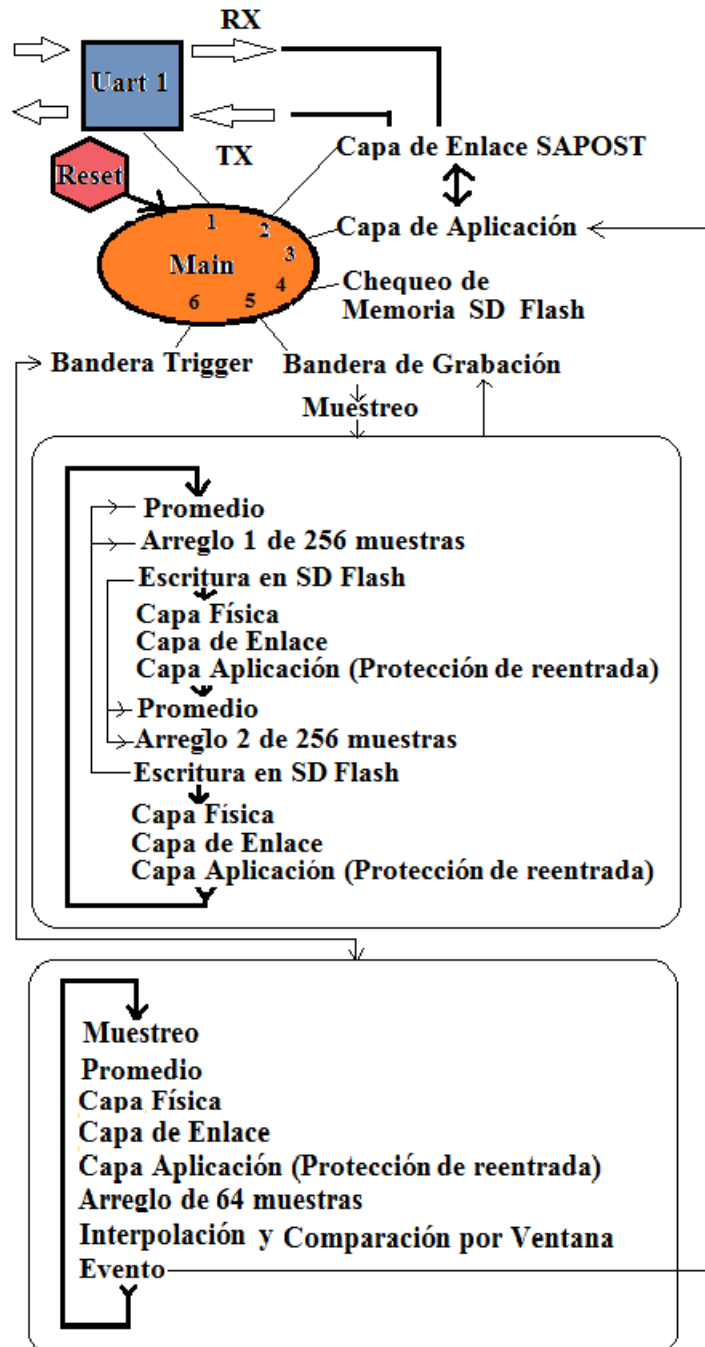


Figura 5.27. Diagrama abstracto del software **G**.

En la Fig.5.27 podemos apreciar el ciclo de ejecución principal “**Main**” que comienza luego del “**Reset**” y posterior configuración de periféricos, las funciones de capa de aplicación corren en subrutinas que ejecutan los puertos **IO** (entrada y salida digitales) y periféricos, dichas subrutinas obedecen a la descripción de las funciones de aplicación del nodo **G**. A continuación se pueden describir las secuencias principales:

- a) **Secuencia:1-2-3-2-1-4-5-6-1** El proceso de ejecución de funciones de aplicación depende de la solicitud que se le haga al geófono (nodo **G**), la trama de datos entra por el puerto “**Uart 1**” punto **1**; luego se verifica en el punto **2** “**Capa de Enlace SAPOST**”; posteriormente se pasa al punto **3** “**Capa de Aplicación**” donde se puede modificar las banderas “**Bandera de Grabación**” o la “**Bandera Trigger**” y se retorna una respuesta pasando de nuevo por el punto **2** y **1**; luego se va al punto **4** donde se hace un chequeo de detección y enlace con la memoria externa “**SD Flash**”; luego se verifica en el punto **5** la “**Bandera de Grabación**”; finalmente se verifica en el punto **6** la “**Bandera Trigger**”, se retorna al punto **1**.

- b) **Bandera de Grabación:** Si se encuentra activa ésta bandera se desvía el flujo de programa principal a la subrutina de adquisición de ondas sísmicas, en éste punto se activa el conversor “**A/D**” y se comienza el “**Muestreo**”, las muestras adquiridas se “**Promedian**” y posteriormente se guardan en el “**Arreglo 1 de 256 muestras**”; luego se pasa a escribir las muestras en la memoria “**SD Flash**” de manera secuencial y alternando los canales **X**, **Y** y **Z**, simultáneamente se va promediando y guardando las muestras en el “**Arreglo 2 de 256 muestras**” y una vez terminada la escritura del Arreglo 1 se continua con el apilamiento en el Arreglo 2; terminado de llenarse el Arreglo 2 se escribe éste en la memoria “**SD Flash**” y simultáneamente

se va promediando y guardando las muestras en el “**Arreglo 1 de 256 muestras**”. El proceso de adquisición es repetitivo y secuencial, nunca se detiene el muestreo de datos y se trabajan con dos bancos o Arreglos de datos de manera alterna. después de cada escritura en memoria “**SD Flash**” se verifica la capa física, de enlace y de aplicación para una posible cancelación externa de ésta subrutina.

- c) **Bandera Trigger:** Si se encuentra activa ésta bandera se desvía el flujo del programa principal a la subrutina de disparo de grabación por detección de onda, en éste punto se empieza el “**Muestreo**” del canal **Z**, luego se hace el “**Promedio**” y se guardan las muestras en un “**Arreglo de 64 muestras**”, estas muestras se comparan con una ventana y se hace una interpolación donde si 3 datos consecutivos sobrepasan la ventana se produce un “**Evento**” o disparo trigger que se transmite pasando por las capas de aplicación, enlace y física; una vez que se produce el evento se activa la “**Bandera de Grabación**”. Esta subrutina internamente verifica la capa física, enlace y aplicación para una posible cancelación externa.

CAPÍTULO VI

ELECTRÓNICA GENERAL

En éste capítulo se aborda el diseño general y construcción electrónica de los dispositivos del sistema SAPOST y se muestran tanto las placas electrónicas de los dispositivos como el armado final, también se anexa una sección donde se explica el formato dado a la memoria flash implementada.

Existe una frontera tecnológica expresa en la construcción de los prototipos del sistema SAPOST ya que se eligieron los circuitos integrados con encapsulados PDIP, DIP, TO-220, entre otros de escala física manejables a simple vista.

Cada día que pasa en el avance de la electrónica moderna las compañías especializadas en componentes hardware tienden a fabricar sus productos con dimensiones físicas más pequeñas, lo que implica que estos nuevos componentes solo pueden ser conectados por el hombre haciendo uso de herramientas y maquinaria especializada, no obstante para la fecha actual se puede conseguir armar diseños prototipos con la búsqueda de componentes que se encuentren justo en la frontera de encapsulados obsoletos con tecnología de punta.

En el caso del sistema SAPOST todos los circuitos integrados entre otros pueden encontrarse en encapsulados con dimensiones físicas para pruebas en protoboard y también en encapsulados de dimensiones miniaturas. A continuación en la Fig.6.1 se comparan los tamaños de diversos tipos de encapsulados.

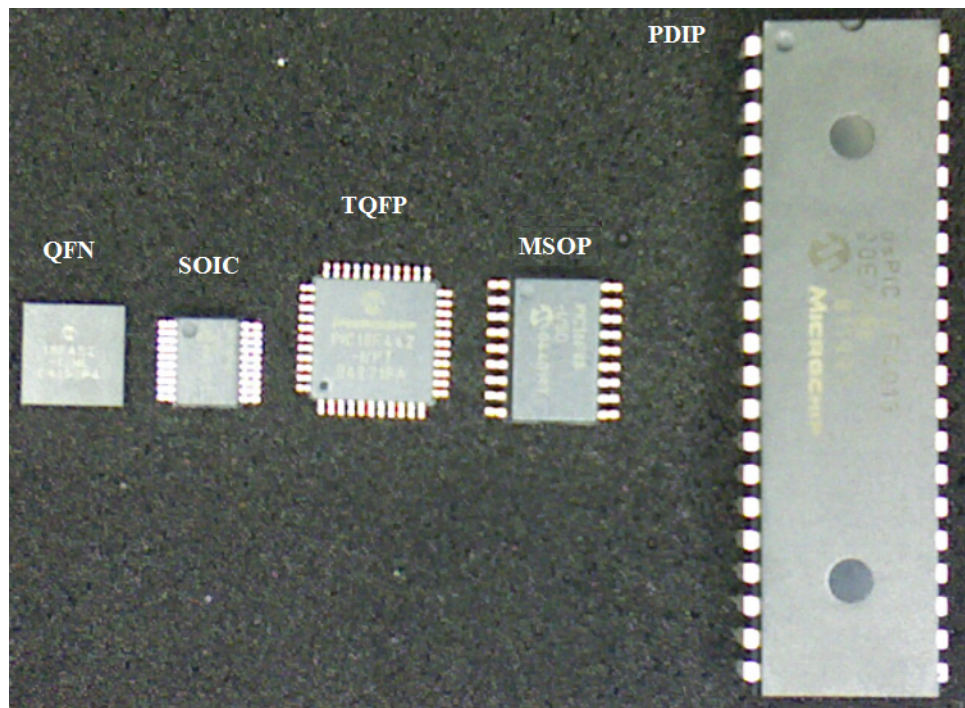


Figura 6.1. Tipos de encapsulados (el más a la derecha PDIP).

Las placas PCB (Printed Circuit Board) donde se soldaron a mano los componentes no se perforaron, todos los componentes fueron soldados como si fueran superficiales usando una sola cara de pistas de cobre. Los prototipos donde se detalla la construcción electrónica son:

- Geófono SAPOST (Nodo G)
- Maestro de Zona (Nodo MZ)

6.1 Geófono SAPOST

El diagrama eléctrico general del Geófono SAPOST puede observarse a continuación en la Fig.6.2, Fig.6.3 y Fig.6.4.

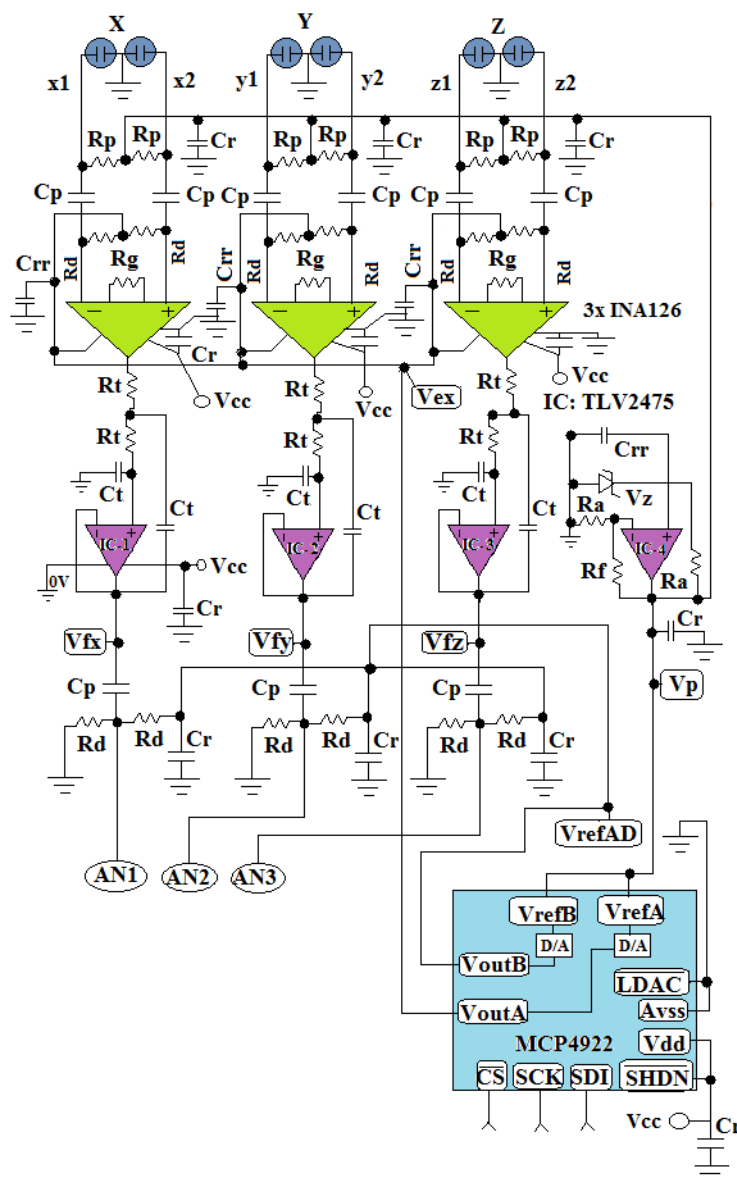


Figura 6.2. Diagrama de geófono SAPOST (parte a).

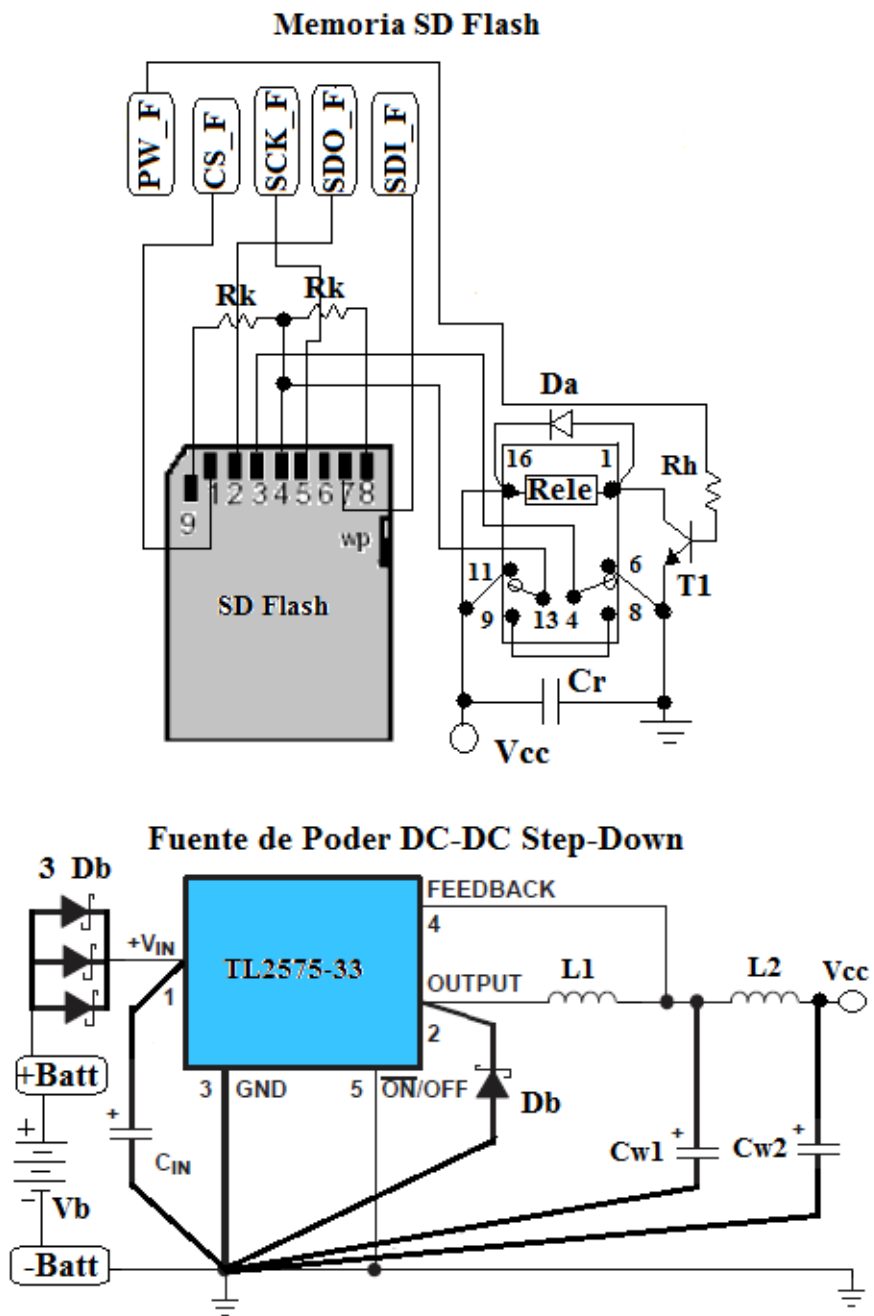


Figura 6.4. Diagrama de geófono SAPOST (parte c).

A continuación el la Fig.6.5 y Fig.6.6 se pueden observar las pistas y disposición de componentes en las placas PCB.

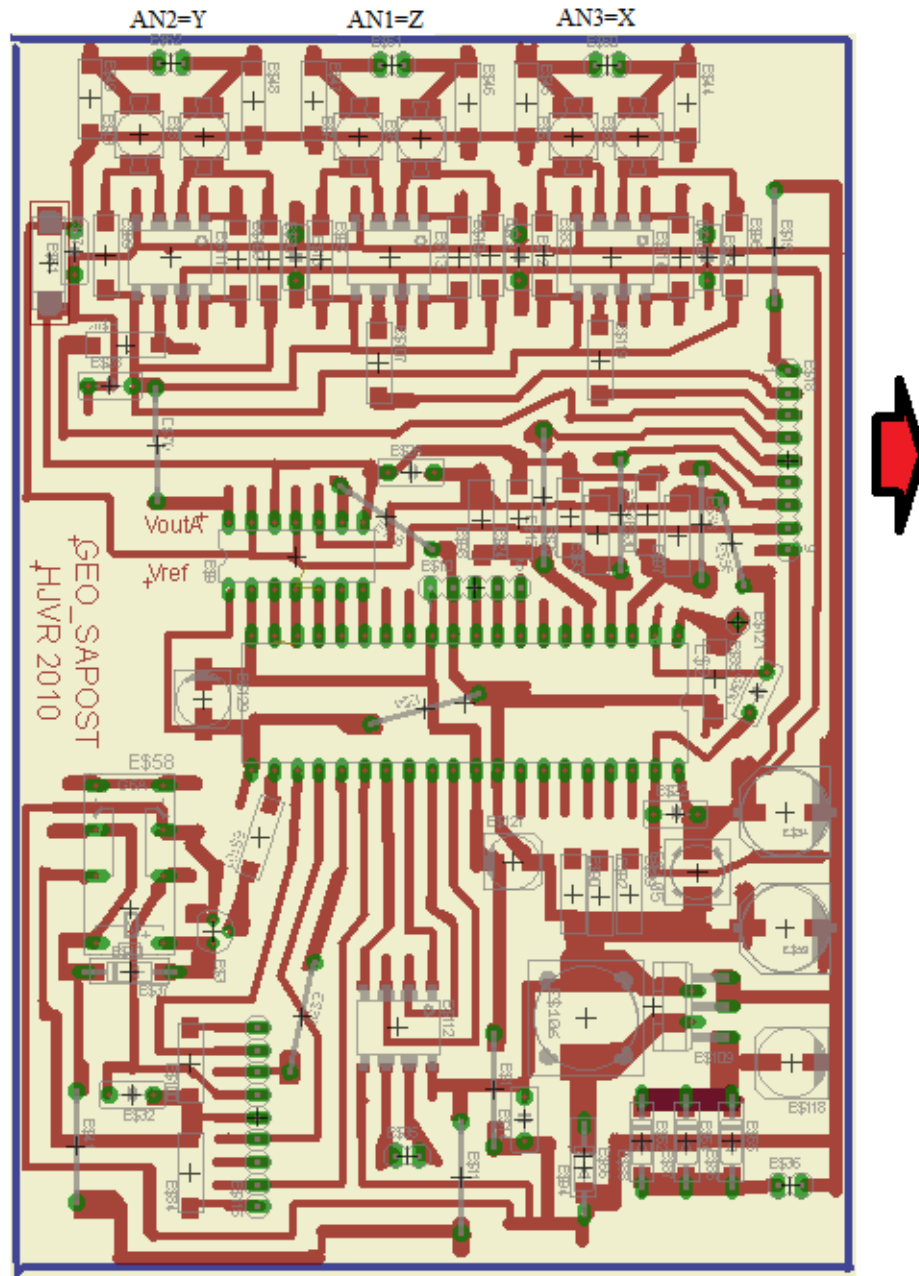


Figura 6.5. Placa PCB del geófono SAPOST (parte a).

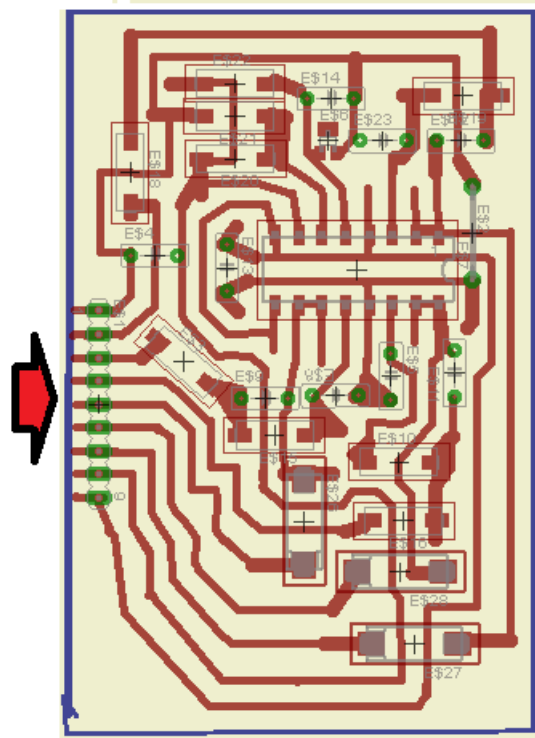


Figura 6.6. Placa PCB del geófono SAPOST (parte b).

Las placas PCB parte “a” y “b” se conectan en el sentido de las flechas por un fleje flexible de 9 cables. Una vez armadas las placas con sus componentes se procede a la programación del circuito integrado dsPIC30F4013 conectando el programador en los pines cabecera dejados libres en la placa “a”. El voltaje de alimentación “**Vcc**” en toda la placa es de 3.3V y todos los circuitos integrados son alimentados con ésta tensión que proporciona la “**Fuente de Poder DC-DC Step-Down**”, esta fuente conmutada tiene una eficiencia de más del 80% y puede ser alimentada externamente con baterías desde un nivel de tensión superior a los 4.7V con un límite máximo hasta los 48V. La fuente de tensión elegida permite el uso de diversos voltajes nominales de baterías dándole así flexibilidad al equipo, se recomienda el uso de voltajes nominales “**Vb**” en baterías de 6V, 9V y 12V.

A continuación en la Fig.6.7 se muestra el geófono completamente armado.



Figura 6.7. Geófono SAPOST internamente.

La Fig.6.7 muestra el geófono totalmente armado, se escoge una caja metálica la cual se conecta a los 0V de placa para obtener el efecto de jaula de Faraday, esto sirve para atenuar el ruido electromagnético externo (EMI). Otro tipo de caja implementada puede ser una totalmente hermética y metálica que proteja las placas de circuitos de la humedad; la temperatura de trabajo recomendada se encuentra entre los $0^{\circ}C$ - $70^{\circ}C$. El “**Sensor**” pegado a la caja le da sensibilidad a toda la estructura rectangular en la direcciones de componente espacial que se indican.

6.2 Maestro de zona MZ

El diagrama eléctrico general del Maestro de Zona (MZ) SAPOST puede observarse a continuación en la Fig.6.8 y Fig.6.9 .

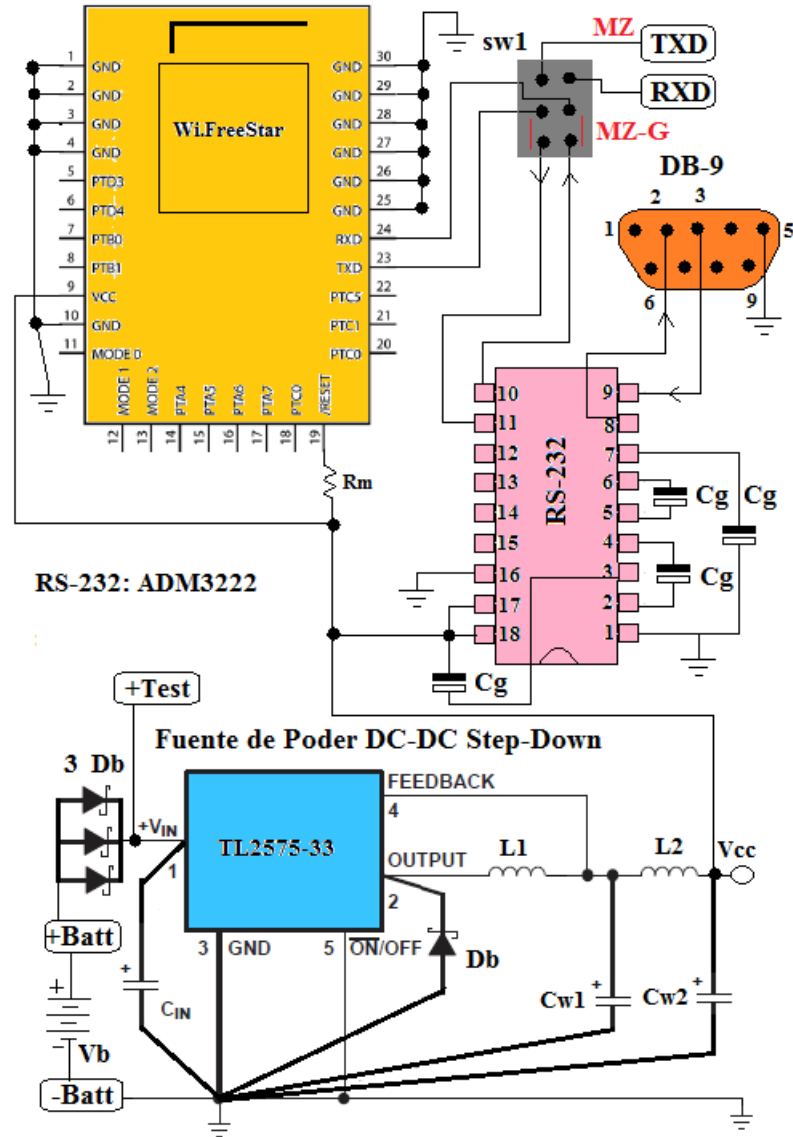


Figura 6.8. Diagrama del maestro de zona SAPOST (parte a).

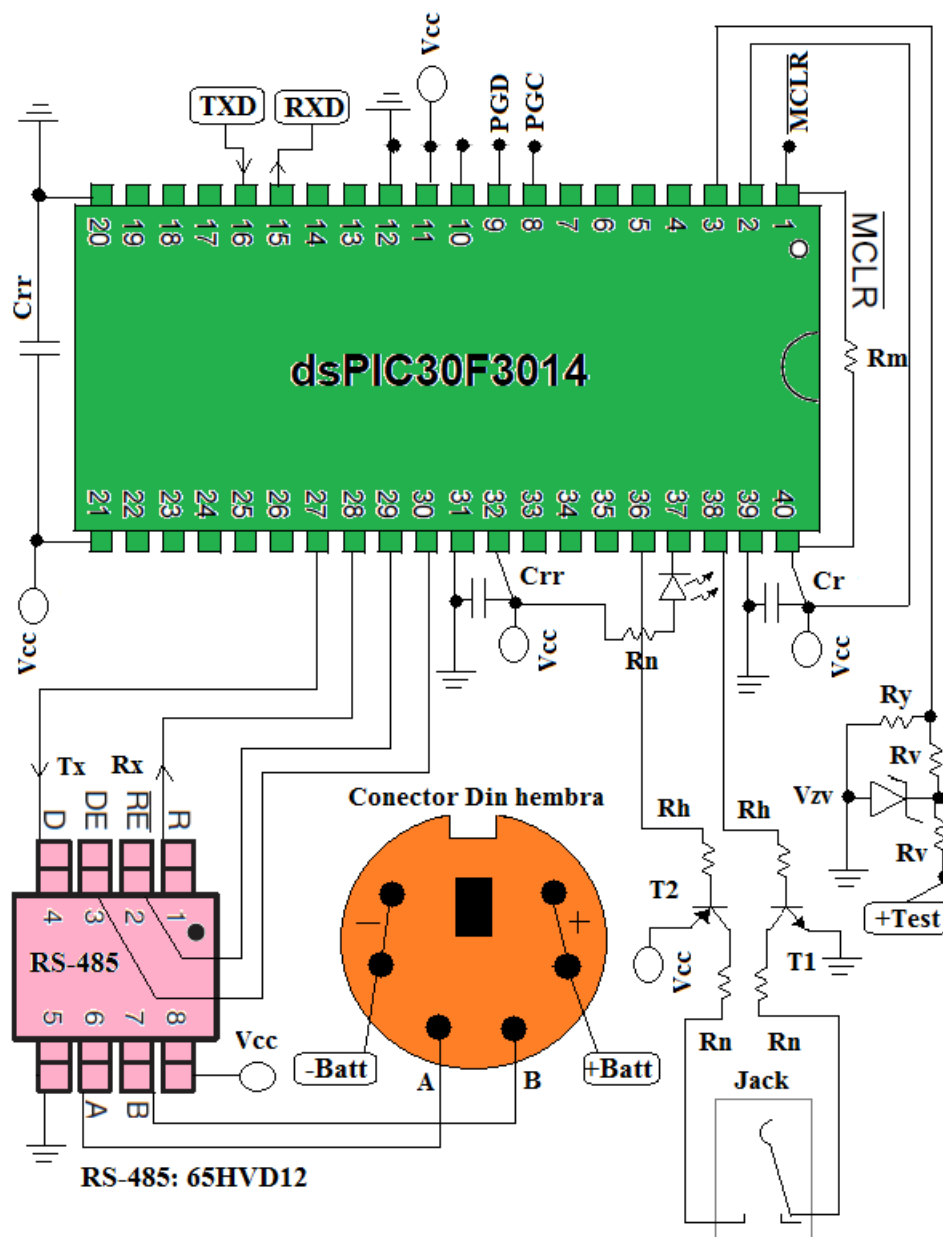


Figura 6.9. Diagrama del maestro de zona SAPOST (parte b).

La fuente de poder implementada en la Fig.6.8 es la misma que se utilizó en el diagrama de geófono Fig.6.4, estableciéndose un voltaje de placa “Vcc” de 3.3V.

A continuación el la Fig.6.10 y Fig.6.11 se pueden observar las pistas y disposición de componentes en las placas PCB.

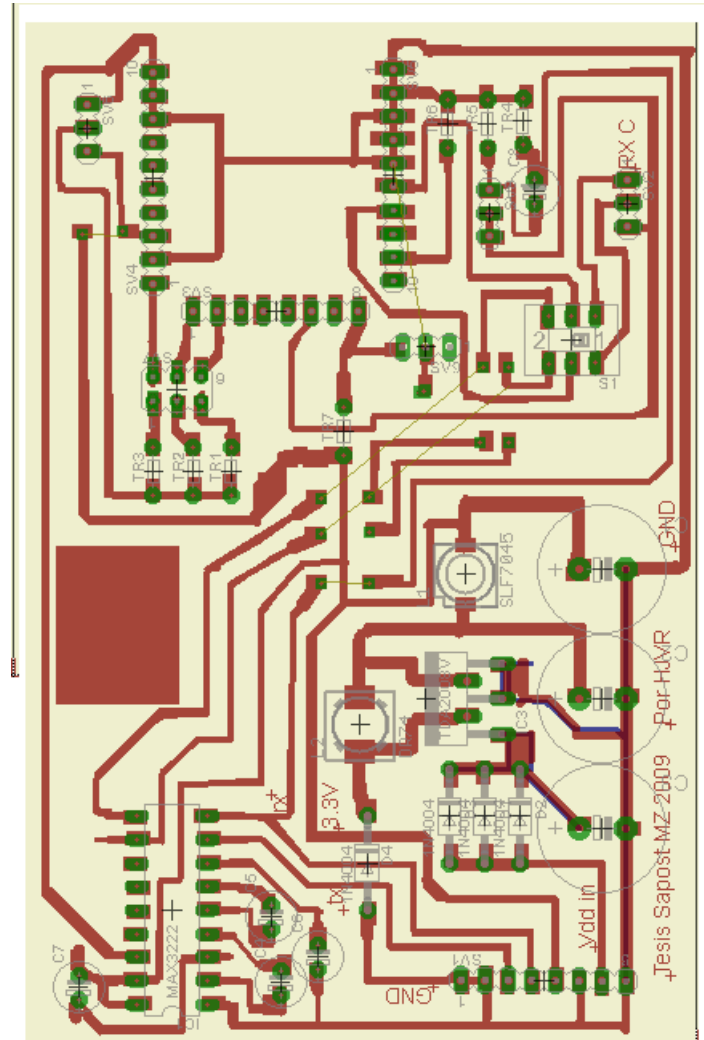


Figura 6.10. Placa PCB maestro de zona SAPOST (parte a).

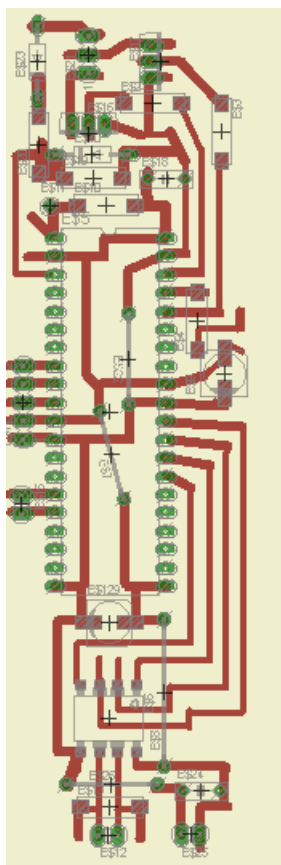


Figura 6.11. Placa PCB maestro de zona SAPOST (parte b).

Las placas PCB parte “a” y “b” interconectadas conforman el maestro de zona “MZ”, haciendo uso del “sw1” (Fig.6.8) se puede conmutar la dirección del flujo en la comunicación del transceptor inalámbrico “Wi.FreeStar” y convertir el dispositivo en un maestro de zona general “MZ-G”, si solo se desea implementar el “MZ-G” se puede prescindir de uso de la placa PCB b (Fig.6.11) y se deja el conmutador en “MZ-G”. La placa PCB b Fig.6.11 luego de ser armada puede ser programada haciendo uso de los pines cabeceras en el PCB dejado para éste fin.

A continuación en la Fig.6.12 se muestra el maestro de zona totalmente armado.

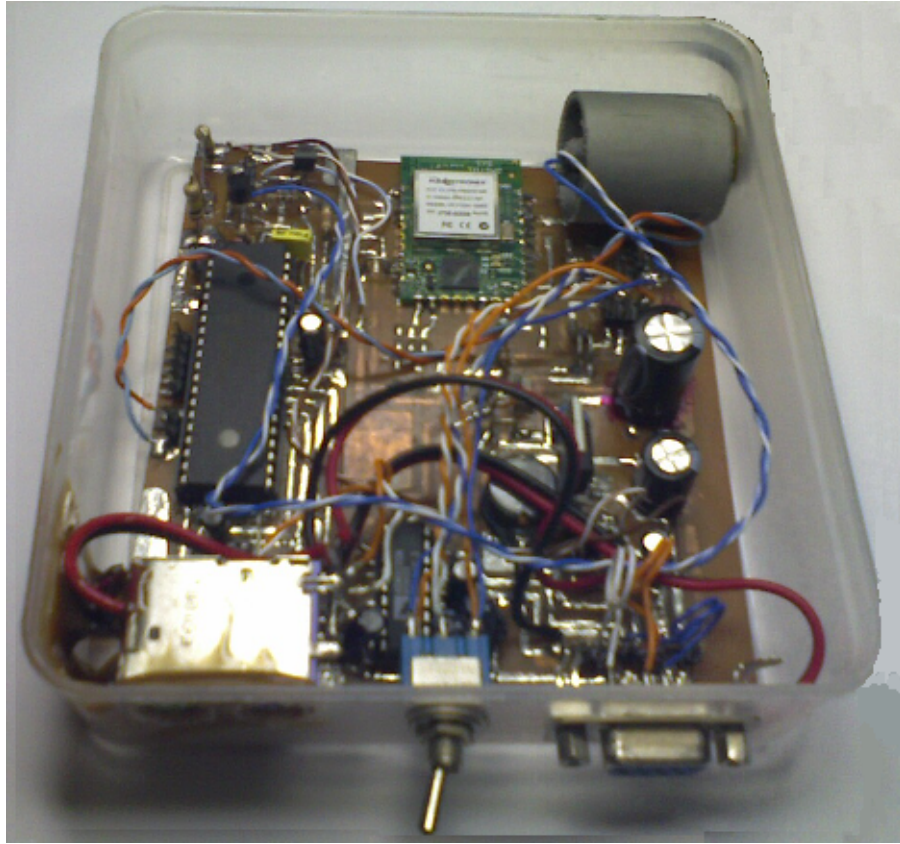


Figura 6.12. Maestro de zona internamente.

La Fig.6.12 se muestra el maestro de zona totalmente armado, se escoge una caja plástica tipo envase para microondas con lo cual se garantiza la propagación electromagnética de la antena en PCB con la menor pérdida de potencia por absorción de energía en el plástico. La placa “a” y “b” (Fig.6.10 y Fig.6.11) se interconectan cableando.

6.3 Formato de memoria SD

El geófono SAPOST en su diagrama eléctrico de la Fig. 6.4 contempla el uso de una memoria “**SD flash**” que específicamente se refiere a la implementación de una tarjeta tipo Security Data (SD) de tecnología flash [2]. La tarjeta implementada fue una de tamaño físico miniSD del estándar SD fabricada por la empresa SanDisk, y se optó por una capacidad de almacenamiento de datos de 32MBytes.

La tarjeta SD se configuró siguiendo las pautas del fabricante SanDisk en modo de comunicación SPI (Serial Port Interface) a una tasa de bits en éste caso de 307,5 kHz fijos, obteniéndose así una velocidad de transmisión en el puerto serial de $38,43 \frac{kBytes}{seg}$. El modo de funcionamiento SPI implica que la trama mínima de datos de información que se intercambian entre el microcontrolador y la tarjeta es de 512kbytes por solicitud de escritura o lectura.

Con la configuración implementada se logró simplificar el software controlador de la tarjeta SD, se disminuyó el trabajo en ejecución de instrucciones del microcontrolador y se disminuyó el número de conexiones hardware utilizados para el control de la tarjeta.

Una vez programado el software de reconocimiento de la tarjeta, escritura y lectura por bloques (de 512bytes), se implementó un formato referido a las pistas de grabación del geófono SAPOST. El geófono SAPOST está programado para registrar 5 pistas de grabación de longitudes variables por el usuario, traducándose en 5 archivos de datos.

Una pista consiste en una secuencia de datos que provienen del conversor A/D encargado de generar la señal discreta de datos sísmicos en tiempo real, la longitud

de la pista está predeterminada en el formato cabecera y puede ser de una longitud máxima aproximada de 6,3Mbytes que equivalen 13,5 minutos de grabación por canal, lo que quiere decir que se puede registrar 13,5 minutos de grabación simultáneamente para las tres componentes de la señal sísmica por pista. Los ensayos sísmicos por explosiones inducidas al suelo por lo general no sobrepasan los 20 segundos de registro.

Las cabeceras de inicio y final de cada pista (o archivo) están alojadas en el bloque 0 u origen que empieza con la dirección de memoria SD 0 hasta la dirección de memoria 511. Cada pista tiene información adicional de cabecera relacionadas con parámetros de configuración y parámetros de ensayo. Los parámetros adicionales a la direcciones de pista guardan relación directa con las variables que se manejan en la capa de aplicación SAPOST, estos parámetros adicionales a las direcciones de pistas permiten configurar todo el geófono independientemente para cada pista de grabación.

Otra de las aplicaciones del formato cabecera de la memoria SD es que se puede copiar el formato a una zona de memoria EEPROM interna del microcontrolador y viceversa, permitiendo éste procedimiento poder configurar un geófono gemelo con el uso de la tarjeta SD en caso de averiarse el geófono con que se esté haciendo el ensayo sísmico.

La manera en que se le da formato a la tarjeta SD es de pista en pista siguiendo un orden ascendente, dado orden es debido a que el cálculo de direcciones de formato de la pista siguiente se apoya en el formato de la pista anterior.

A continuación podemos apreciar el mapa de localización del “formato de cabecera” y “datos de grabación” para la tarjeta SD, Fig. 6.13.

Formato de Pista 1	0 49	Formato Cabecera
Formato de Pista 2	50 99	
Formato de Pista 3	100 149	
Formato de Pista 4	150 199	
Formato de pista 5	200 249	
Libre	250	
byte Pista 1	$251=1+250$	
byte Pista 2	$252=2+250$	
byte Pista 3	$253=3+250$	
byte Pista 4	$254=4+250$	
byte Pista 5	$255=5+250$	
Libres	256 511	Datos de Grabación
Datos de Pista 1	512	
Datos de Pista 2		
Datos de Pista 3		
Datos de Pista 4		
Datos de Pista 5	Máx 33.554.431	

Figura 6.13. Mapa de datos en la tarjeta SD.

A continuación se muestra en detalle los datos de “formato cabecera” de la Pista 1, Tabla 6.1.

	Flash SD Pista 1		Flash SD Pista 1
Dir		Dir	
0	Pista_Trabajo 1	27	Nro_MaestroCabecera MSB
1	Nro_Geófono	28	Nro_MaestroCabecera LSB
2	POWER_GENERAL	29	DC_x_MSB
3	Calibrado	30	DC_x_LSB
4	Grabación_Time_out	31	DC_y_MSB
5	Silencio_TX	32	DC_y_LSB
6	Grabación_Trigger	33	DC_z_MSB
7	Grabación_Manual	34	DC_z_LSB
8	Seguridad_Explosión	35	Ganancia_Geo MSB
9	Explosión	36	Ganancia_Geo LSB
10	Mes	37	AÑO MSB
11	Día	38	AÑO LSB
12	Hora_Instantánea	39	Timer_instantáneo_MSB1
13	Min_Instantáneo	40	Timer_instantáneo_LSB1
14	Seg_Instantáneo (char)	41	Timer_instantáneo_MSB2
15	Hora_Grabación	42	Timer_instantáneo_LSB2
16	Min_Grabación	43	Timer_Grabación_MSB1
17	Seg_Grabación	44	Timer_Grabación_LSB1
18	Hora_Explosión	45	Timer_Grabación_MSB2
19	Min_Explosión	46	Timer_Grabación_LSB2
20	Seg_Explosión	47	Timer_Explosión_MSB1
21	Comienzo de Pista 1 MSB	48	Timer_Explosión_LSB1
22	Comienzo de Pista 1 LSB	49	Timer_Explosión_MSB2
23	final_Pista1 MSB	251	Timer_Explosión_LSB2
24	final_Pista1 LSB		
25	Nro_Bloques_Pista1 MSB		
26	Nro_Bloques_Pista1 LSB		

Tabla 6.1. Formato cabecera de la pista 1.

El “formato cabecera” de la Pista 1 (Tabla 6.1) es la referencia para los formatos cabeceras de las Pistas 2, 3, 4 y 5, tomando en cuenta sus respectivas direcciones de formato según muestra la Fig. 6.13.

El formato de tarjeta SD finalmente creado es sencillo y no utiliza algoritmos de compresión de datos. La idea de no utilizar un sistema de archivos o formato tipo FAT (File Allocation Table) u otros como EXT (Extend Files) es debido a que se optó por crear un tipo de formato nuevo parecido al formato de audio tipo CDA (Compac Disc Audio) en lo que se refiere a la organización de pistas. Los discos compactos (CD) que se distribuyen masivamente en el formato estándar CDA poseen una codificación PCM (Pulse Code Modulation) de 16bits a 44,1 kHz de tasa de muestreo, y la cabecera de formato en el disco se encuentra en el principio que es el radio más hacia el centro del disco; el formato cabecera CDA consiste en un índice donde se encuentra el comienzo y final de cada pista juntamente con información relacionada a los datos de formato estándar de un CD de audio; el máximo de pistas de un CD estándar es de 99 pistas y el tiempo mínimo de grabación por pista es de 4 seg, también las pistas suelen formatearse de manera ascendente.

En la tarjeta SD se acceden a los datos de forma muy diferente a como se hace en un CD de audio, pero esto no es impedimento para que se pueda aplicar la filosofía de uso de pistas como formato de archivos, en éste caso se aplicó una pequeña parte del formato CDA a una tarjeta SD.

El formato SAPOST para tarjetas SD es una implementación que sugiere un futuro desarrollo de formato que pudiese mezclar la filosofía CDA con la filosofía de algoritmos de compresión de datos sin pérdida; en particular se sugiere el código de compresión “FLAC” (Free Lossless Audio Codec) [1]. Entre las características del código de compresión FLAC podemos citar:

- Formato de compresión sin pérdida.
- Admite cualquier resolución PCM de 4 a 32 bits.
- Admite cualquier frecuencia de muestreo de 1Hz a 655350Hz (en incrementos

de 1 Hz).

- Soporta de 1 a 8 canales por pista.
- El código es Open Source (Código Abierto) y de libre distribución.
- Admite cabecera de formato de pista con capacidad para comentarios y fotos, entre otras.

CAPÍTULO VII

INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA

La instrumentación electrónica en el sistema SAPOST esta alojada en el geófono (**G**) y es la responsable de la transformación de las ondas mecánicas a señales eléctricas. La instrumentación descrita a continuación principalmente consiste en un conjunto de etapas desde el sensor hasta los acondicionadores de señal analógica y su posterior conversión analógica a digital. Entre las etapas que conforman la instrumentación electrónica del geófono SAPOST encontramos:

- Sensor.
- Amplificador.
- Filtro Anti-aliasing.
- Filtro pasa alto y divisor de tensión.
- A/D y Multiplexor.
- Referencia DC.
- D/A.

7.1 Sensor

El Sensor SAPOST ha sido diseñado e implementado considerando características como:

- a) Reducido tamaño.
- b) Bajo costo.
- c) Alta relación señal a ruido.
- d) Alta linealidad.
- e) Amplio ancho de banda.
- f) Direccionalidad.

Según previos ensayos metodológicos se escogió un micrófono de capacitor electret el cual posee casi todas las características mencionados (a,b,c,d,e), sin embargo su uso de forma directa en el geófono SAPOST no es posible dado a que éste micrófono es un transductor de presión y el geófono necesita sensar ondas mecánicas, sin embargo, modificando la estructura de capsula fue posible lograr el uso del micrófono de capacitor electret y convertirlo en un acelerómetro. A continuación veremos el modelo de construcción y funcionamiento de éste nuevo sensor.

Al sellar la entrada de aire de un micrófono de capacitor electret no se permite más sensar los diferenciales de presión del aire en el exterior de la capsula, pero sin embargo si se elige adecuadamente una capsula electret se puede sellar externamente quedando así un remanente de aire en su interior, el aire es una mezcla de gases compresibles que funcionaría como masa adicional adosada a la membrana electret, en la Fig.7.1 se puede apreciar la sección transversal del modelo de capsula de micrófono de capacitor electret modificado.

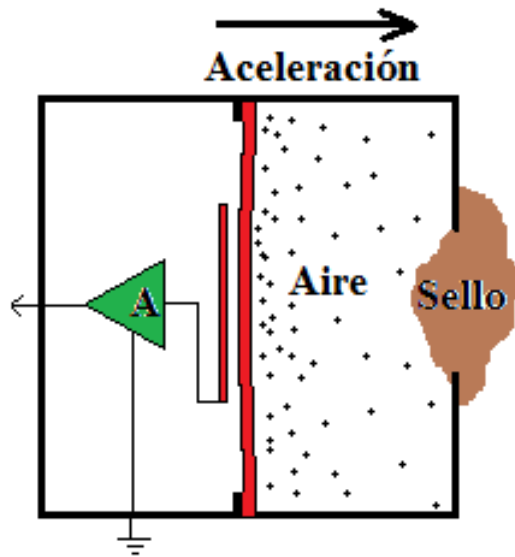


Figura 7.1. Modelo de capsula de micrófono de capacitor electret modificado.

En la Fig.7.1 se puede apreciar el aire desplazado a la izquierda juntamente con la membrana electret (efecto debido a una “**Aceleración**” de la capsula hacia la derecha), el “**Sello**” hecho a la entrada de la capsula puede ser de cualquier tipo de resina epoxi rígida, también se puede pegar la superficie de entrada de la capsula a una pared plana de cualquier material rígido y sellar los bordes, o bien, cubrir externamente toda la capsula con una pasta de resina epoxi y de esta manera estaría construido parcialmente el sensor.

Para darle direccionalidad al sensor se recurre a la técnica de resta de señales de dos capsulas idénticas colocadas en contrafase, el modelo final de sensor se muestra en la Fig.7.2.

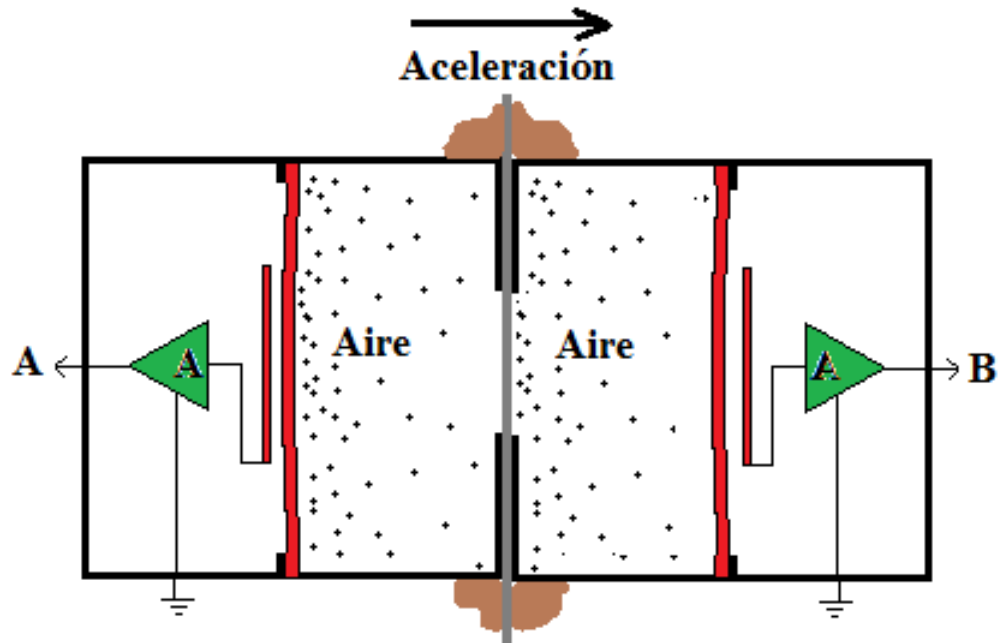


Figura 7.2. Modelo de sensor.

En la Fig.7.2 podemos apreciar la simetría de ambas capsulas, a la izquierda la señal de la capsula "A" y a la derecha la señal de la capsula "B"; en la Fig.7.3 se destaca el efecto de una aceleración oblicua aplicada al sensor.

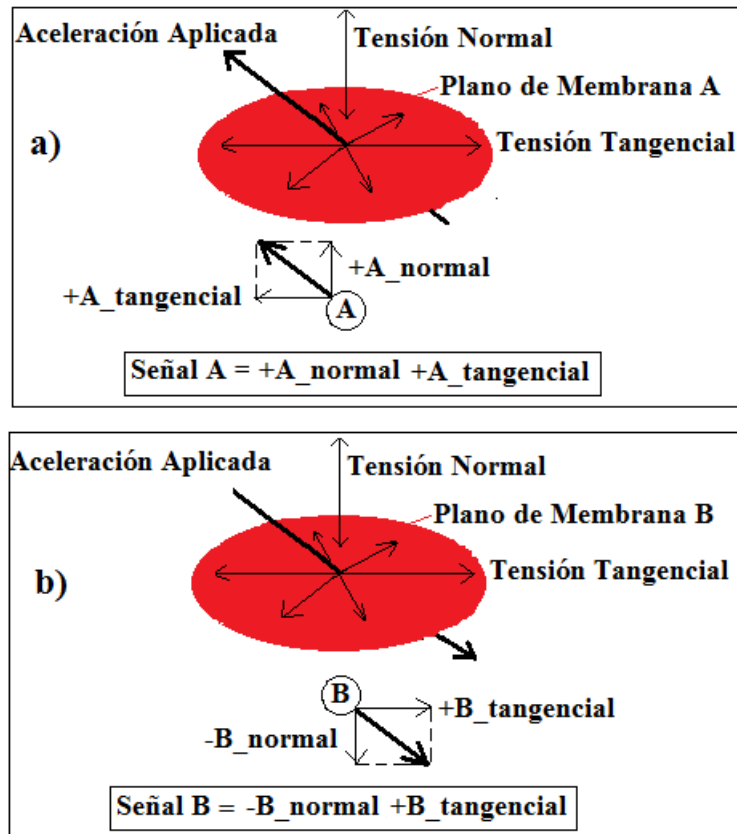


Figura 7.3. a) Efecto de aceleración en señal A, b) Efecto de aceleración en señal B.

Es de notar en la Fig.7.3 el efecto producido por una aceleración oblicua aplicada al sensor en sus membranas respectivas; en vista de que las capsulas capacitivas electret están en contrafase las tensiones normales en la membrana de cada capsula (A y B) actúan en sentidos opuestos, más, las tensiones tangenciales actúan en ambos casos (A y B) en sentidos iguales; al aplicar la aceleración oblicua las tensiones de membrana normales tienen un recíproco como señal resultante, que al restarlas se estarían sumando; las tensiones de membrana tangenciales y su recíproca señales resultantes al restarlas se estarían anulando debido a que estas tienen el mismo sentido. Cabe destacar que aceleraciones paralelas aplicadas a los planos de las membranas afecta de forma despreciable a la señal resultante, pero si se considerase algún efecto de ésta naturaleza sería atenuado al restar

las señales “**A**” y “**B**”. A continuación se expresan las ecuaciones que modelan la direccionalidad del sensor según el modelo de la Fig.7.3.

$$\vec{A} = \vec{A}\hat{n} + \vec{A}\hat{t} \quad (7.1)$$

$$\vec{B} = -\vec{B}\hat{n} + \vec{B}\hat{t} \quad (7.2)$$

$$(\vec{A} - \alpha\vec{B}) = \vec{A}\hat{n} + \alpha\vec{B}\hat{n} + \vec{A}\hat{t} - \alpha\vec{B}\hat{t} \quad (7.3)$$

$$\|\vec{A}\| \simeq \alpha\|\vec{B}\| \quad (7.4)$$

$$\alpha = 1$$

$$(\vec{A} - \vec{B}) = \vec{A}\hat{n} + \vec{B}\hat{n} \quad (7.5)$$

donde:

$\vec{A}$ = Vector que interpreta la resultante de la Señal A

$\vec{A}\hat{n}$ = Componente normal del vector $\vec{A}$

$\vec{A}\hat{t}$ = Componente tangencial del vector $\vec{A}$

$\vec{B}$ = Vector que interpreta la resultante de la Señal B

$\vec{B}\hat{n}$ = Componente normal del vector $\vec{B}$

$\vec{B}\hat{t}$ = Componente tangencial del vector $\vec{B}$

α = Constante de similitud entre los micrófonos de condensador electret

La ecuación Ec.7.1 al igual que la Ec.7.2 son representaciones vectoriales de las tensiones de la señal **A** y **B** respectivamente, al restar ambas señales en la Ec.7.3 y tomando en cuenta un factor de proporcionalidad α entre ambas señales resultantes Ec.7.4 se puede concluir que si los micrófonos son perfectamente iguales y los planos de sus membranas electret se encuentran en paralelo ($\alpha = 1$) se

obtendría una suma perfecta solo de las componentes normales al plano de las membranas. Ya obtenido el modelo de sensor direccional en la Ec.7.5, se puede considerar un arreglo de tres de estos sensores uno para cada componente espacial y así obtener finalmente el “**Sensor X,Y,Z**”, en la Fig.7.4 se puede apreciar la construcción parcial del “**Sensor X,Y,Z**” SAPOST.

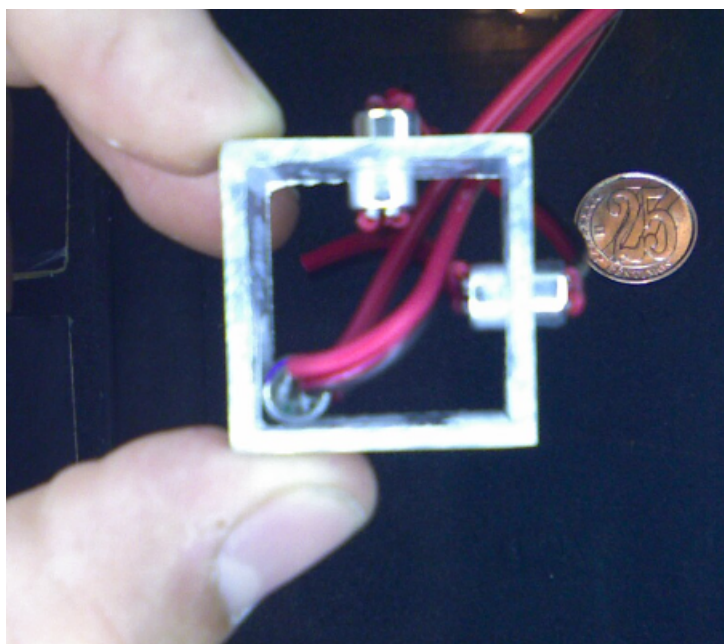


Figura 7.4. Construcción del sensor X,Y,Z.

Es notar en la Fig.7.4, las capsulas de micrófono de condensador electret adosadas a un perfil de aluminio cuadrado, las 6 capsulas de micrófonos de capacitor electret utilizadas son iguales, en la Fig. 7.5 se muestra el modelo de micrófono implementado **WA-61A** fabricado por Panasonic Corporation.



Figura 7.5. Micrófono WA-61A.

En la Fig. 7.5 se puede observar la “**Reducido tamaño**” del micrófono WA-61A.

A continuación en la Fig. 7.6 se muestra la curva de respuesta en frecuencia del micrófono WA-61A suministrada por el fabricante Panasonic.

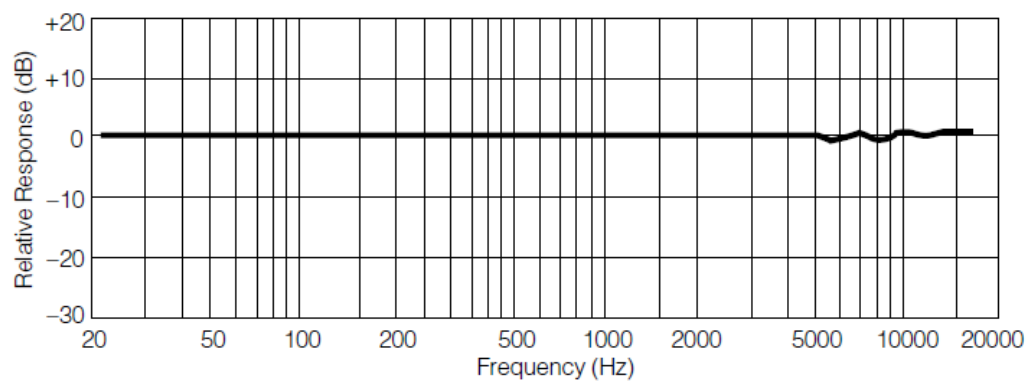


Figura 7.6. Respuesta en frecuencia WA-61A dada por Panasonic.

En la Fig. 7.6 se puede observar la “**Alta linealidad**” y “**Amplio ancho de banda**” del micrófono WA-61A. También es de apreciar de éste micrófono su “**Alta relación señal a ruido**” mayor a 62 dB.

La primera etapa de adecuación eléctrica utilizada puede verse en la Fig.7.7 las resistencias “**Ra**” permiten la polarización de los sensores y los capacitores “**Cp**” sirven como filtros pasa altos (“**Filtro PA**”) que desacoplan las pequeñas señales de los sensores de dicha polarización DC, los capacitores “**Cp**” trabajan conjuntamente con una próxima etapa amplificadora, el capacitor “**Cr**” sirve como estabilizador del voltaje “**Vp**” de polarización ; las salidas analógicas “**x1**” , “**x2**” , “**y1**” , “**y2**”, “**z1**” , “**z2**” están perfectamente adecuadas para la amplificación directa por una siguiente etapa de amplificador diferencial.

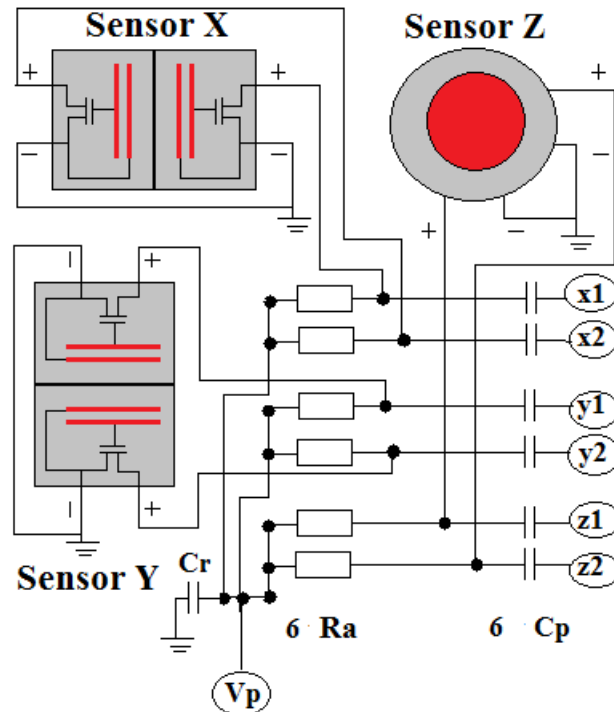


Figura 7.7. Conexión eléctrica del sensor X,Y,Z SAPOST.

7.2 Amplificador

El amplificador utilizado para el sensor SAPOST es un conjunto de tres amplificadores diferenciales de topología instrumental (uno para cada canal), éste tipo de amplificador hace las veces de restar el par de señales que provienen de cada sensor y amplificar la diferencia existente entre ellas, por ejemplo, si se toma el par de señales de la componente espacial X del “**Sensor X,Y,Z**” SAPOST, “**x1**” y “**x2**”, estas al conectarse a la entradas del amplificador diferencial instrumental son restadas y la diferencia entre ellas se amplifica por un orden determinado a voluntad. Para operar en altas ganancias es necesario disponer de precisión y defectos no ideales atenuados, por ello se escoge la topología instrumental.

El amplificador Instrumental escogido fue de la casa Texas Instruments de la gama de productos Burr-Brown, el **INA126AN** es un dispositivo flexible que permite el ajuste de ganancia externamente y puede llegar a ganancias elevadas de 1000 para una ancho de banda de 333 Hz, a bajas tensiones de polarización éste dispositivo trabaja satisfactoriamente y solo es necesario una ajustada tensión de referencia que garantice su funcionamiento a la máxima excursión simétrica.

En la Fig.7.8 vemos el amplificador **INA126AN** con sus conexiones para el canal **X**, de ésta misma forma se utiliza individualmente un amplificador para el canal “Y” y “Z”. Los tres amplificadores INA126 implementados se mantienen en todo tiempo polarizados con la tensión de placa “**Vcc**” esto con la finalidad de minimizar el tiempo de estabilización cuando se desee hacer la adquisición de datos; la resistencias “**Rd**” son las encargadas de la polarización de corriente Ibias del Amplificador y a la vez sirven como filtro pasa alto en unión con los capacitores “**Cp**” de la Fig.7.7; los capacitores “**Cr**” y “**Crr**” se encargan de estabilizar las tensiones “**Vcc**” y “**Vex**” respectivamente; la tensión “**Vex**” es la tensión de referencia del amplificador que se ajusta a la máxima excursión

simétrica lo cual implica que $V_{ex} = \frac{V_{cc}}{2}$; las entadas “x1” y “x2” son las salidas del canal “X” del sensor las cuales son restadas y su diferencia amplificada por la ganancia de la ecuación $Ganancia = 5 + \frac{80k\Omega}{R_g}$; la resistencia “Rg” es la encargada de fijar la ganancia de amplificación; finalmente la tensión “Vxout” es la salida de señal de la componente “X” del sensor.

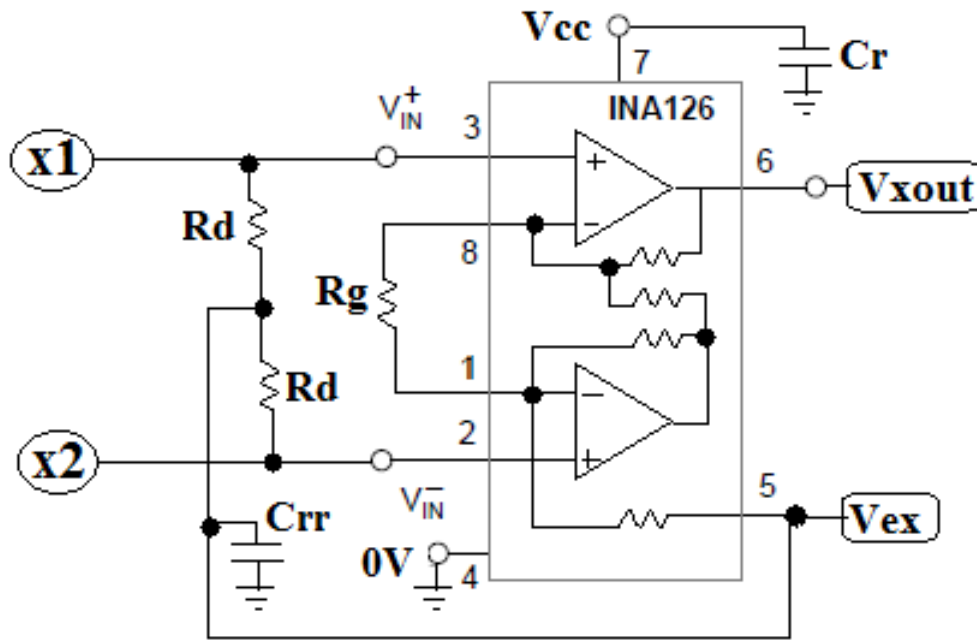


Figura 7.8. Conexión del amplificador INA126.

Una de las grandes ventajas en el uso de un amplificador diferencial instrumental es precisamente en éste caso en que el par de salidas de cada canal del sensor son diferenciales, pero además, si se observa en la Fig.7.7 la tensión “Vp”, resulta que es común la propagación del ruido Vp en los terminales “x1” y “x2” para el canal “X”, también sucede de la misma forma para el canal “Y” y “Z”, el ruido común proveniente de “Vp” es atenuado al pasar por el amplificador diferencial instrumental lo cual es de suma importancia en la disminución del ruido proveniente de fuente.

7.3 Filtro anti-aliasing

El aliasing es el efecto indeseado que causa que señales continuas se tornen indistinguibles al recuperarse luego de ser muestreadas digitalmente. El filtro anti-aliasing implementado es básicamente un filtro analógico pasa bajo de segundo orden tipo Butterworth con una frecuencia de corte aproximada de 150 Hz, éste filtro es el encargado de limitar el ancho de banda que entra al conversor analógico digital.

Las ventajas en la selección de éste tipo de filtro implementado radica en:

- Estabilidad frente a entradas de señales tipo impulso.
- Alta linealidad en ganancia en la banda pasante.
- Bajo costo en la implementación ya que no se requiere de componentes pasivos de extrema precisión como en el caso de filtros chebyshev para el control de rizado en banda pasante.
- Posibilidad de obtener alta estabilidad térmica.

A continuación se muestra la conexión eléctrica Sallen Key del filtro pasa bajo implementado en la Fig.7.9

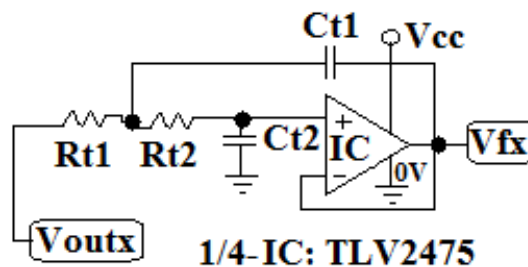


Figura 7.9. Conexión del filtro anti-aliasing.

Simplificando los componentes pasivos del filtro anti-aliasing de la Fig.7.9 se obtiene un diseño más compacto, las ecuaciones a continuación lo expresan:

$$Ct = Ct1 = Ct2 = 0.02\mu F \quad (7.6)$$

$$Rt = Rt1 = Rt2 = 33k\Omega \quad (7.7)$$

$$H(s) = \frac{1}{1 + 2RtCts + (RtCt)^2s^2} \quad (7.8)$$

$$H(s) = \frac{1}{1 + 0.00132s + 4.356 \times 10^{-7}s^2} \quad (7.9)$$

$$fc = \frac{1}{2\pi RtCt} = 241.14Hz \quad (7.10)$$

La expresión Ec.7.8 es la ecuación de transferencia del filtro y la expresión Ec.7.10 es la ecuación que fija la frecuencia de corte de diseño del filtro evaluada en los valores de la Ec.7.6 y la Ec.7.7.

En la Ec.7.11, se observa la función de transferencia del filtro anti-aliasing en el dominio discreto luego de ser muestreada a una frecuencia de $705,938697 \frac{\text{muestras}}{\text{seg}}$.

$$H(z) = \frac{0.6321z + 0.1477}{1 - 0.2338z^{-1} + 0.01367z^{-2}} \quad (7.11)$$

Es de considerar en la Ec.7.11 el comportamiento no plano en fase dentro de la banda pasante del filtro, por ello es necesario compensar éste filtro preferiblemente en el dominio discreto con el fin de evitar los retardos de grupos en las señales con diferentes frecuencias, para ello se puede recurrir en el segmento de post-procesamiento digital a un compensador en adelante o aplicar la técnica de cero fase con el fin de solucionar el problema de no linealidad por retardo de grupo en

éste filtro.

A continuación en la Fig.7.10 se puede observar la gráfica de función de transferencia de la Ec.7.11 donde se destaca el corte de frecuencia a $-3dB$ de aproximadamente 150 Hz. Es interesante aclarar que no siempre la frecuencia de corte de diseño de la Ec.7.10 es el único parámetro que finalmente interviene en el comportamiento del filtro, éste es uno de los casos donde la frecuencia de corte resulta diferente a la de diseño original.

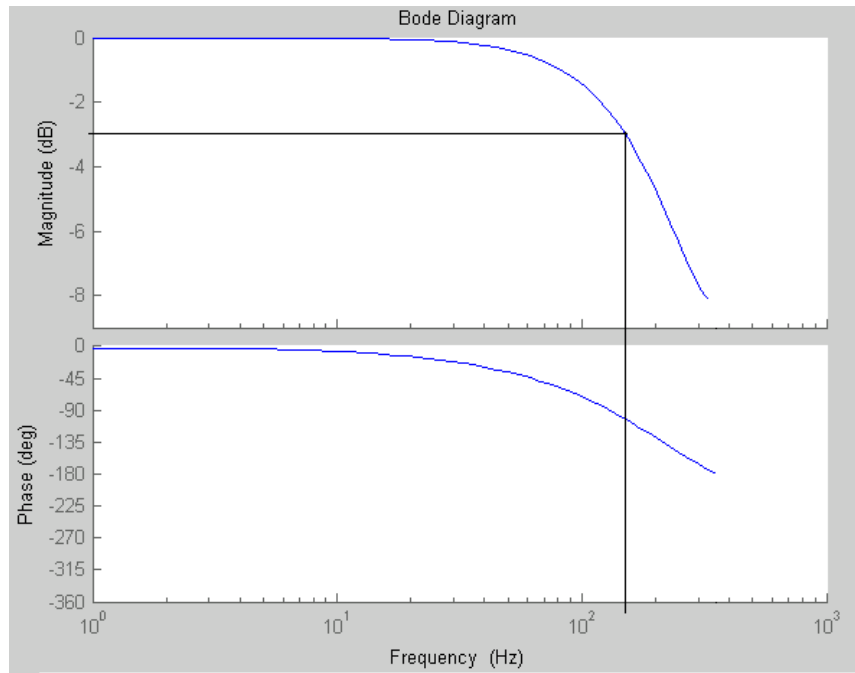


Figura 7.10. Respuesta en frecuencia del filtro anti-aliasing.

Para el geófono SAPOST la diferencia en la frecuencia de corte entre la obtenida en la Fig.7.10 y la de diseño no es tan relevante, ya que las frecuencias superiores a 60Hz en ondas sísmicas son atenuadas por la superficie terrestre, actuando la superficie del suelo como un filtro pasa bajo con una frecuencia de corte inferior a la del filtro anti-aliasing.

7.4 Filtro pasa alto y divisor de tensión

Esta etapa es la encargada de fijar una tensión DC a la entrada de los canales del conversor analógico digital “A/D”, con la finalidad de obtener la máxima excursión simétrica de la señal de interés en el rango de tensiones cuantizables; el divisor de tensión sirve a su vez como filtro juntamente con un capacitor de acople con la señal saliente del filtro anti-aliasing. La Fig. 7.11 muestra el conexionado eléctrico de esta etapa en el acondicionamiento de señal para el canal “X”.

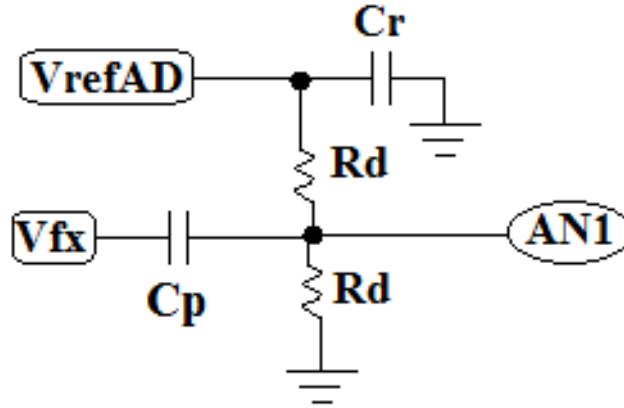


Figura 7.11. Divisor de tensión y filtro pasa alto.

La señal “AN1” esta representada por la Ec. 7.12 a continuación:

$$AN1(s) = \frac{VrefAD}{2} + Vfx \frac{\frac{R_d C_p s}{2}}{1 + \frac{R_d C_p s}{2}} \quad (7.12)$$

Para valores de $Rd = 270k\Omega$ y $Cp = 10\mu F$ se obtiene una frecuencia de corte del filtro pasa alto de $fc = \frac{1}{2\pi \frac{Rd}{2} Cp} = 0.117Hz$ lo cual permite que las componentes de muy baja frecuencia de la señal **Vfx** puedan registrarse en el A/D.

7.5 A/D y multiplexor

Dentro del chip implementado dsPIC30F4013, que sirve como controlador del geófono SAPOST, se encuentra embebido un multiplexor automático de tres canales analógicos, un retentor de orden cero, y un conversor analógico digital SAR de 12 bits de resolución.

Las señales analógicas del sensor **X**, **Y** y **Z** adecuadas respectivamente en las señales **AN1**, **AN2** y **AN3** son muestreadas secuencialmente y posteriormente promediadas. Las ecuaciones a continuación muestran la técnica de sobre muestreo que se implemento:

$$WB = 352.9693458Hz \quad (7.13)$$

$$FrecuenciaNyquist = WB \times 2 = 705.938697Hz \quad (7.14)$$

$$fAD = 16 \times 3 \times FrecuenciaNyquist = 33885.0574713Hz \quad (7.15)$$

La Ec.7.13 marca un ancho de banda máximo “**WB**” el cual es muestreado a la frecuencia de Nyquist en la Ec.7.14 , la “**FrecuenciaNyquist**” es la frecuencia base a la cual se muestrea cada canal (AN1,AN2,AN3), el ancho de banda se eligió con un factor de más de dos veces por encima de la frecuencia de corte (150Hz) del filtro Anti-Aliasing esto para obtener un rechazo por encima a los $-3dB$ en la frecuencia “**WB**”; la frecuencia de Nyquist implica para el sistema una rata de grabación de 0.1204 seg por bloque de grabación, como bloque de grabación se tomo 85 muestras por canal.

La Ec.7.15 representa la tasa de muestreo “**fAD**” a la cual se programa el conversor **A/D**. Se aprecia también en la Ec.7.15 el sobre muestreo por un orden

de 16 por cada canal, éste sobre muestreo trae beneficios en cuanto a cómo se ve en tiempo discreto la función de transferencia (Ec.7.9) del filtro anti-aliasing muestreado a $16 \times FrecuenciaNyquist$, en la Fig. 7.12 a continuación se puede observar.

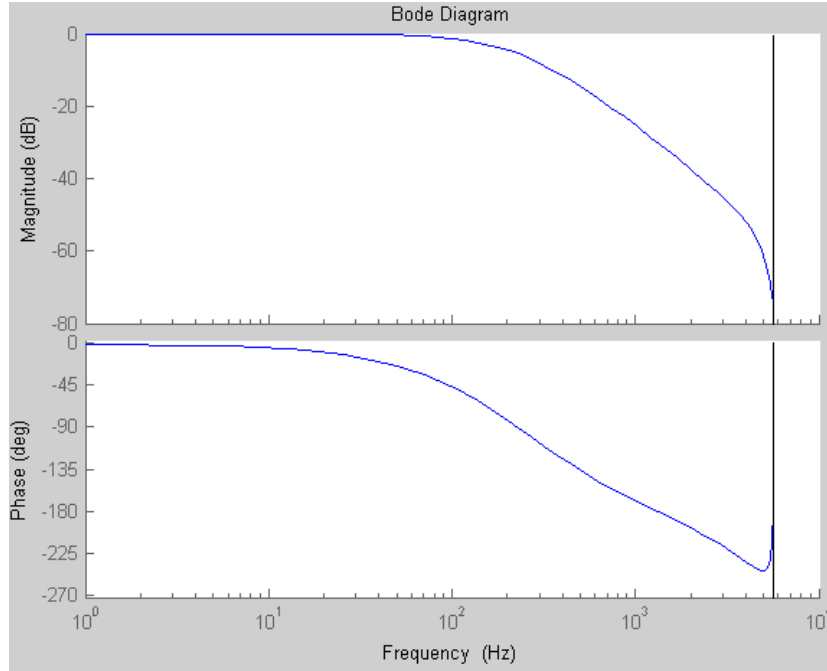


Figura 7.12. Función de transferencia sobre muestreada del filtro anti-aliasing.

Si se busca el corte en frecuencia a $\frac{16 \times FrecuenciaNyquist}{2} = 5647.5 Hz$ en la Fig. 7.12 que representa el nuevo ancho de banda máximo (por sobremuestreo), es notar un rechazo mayor a los $-74dB$ en la banda atenuada que garantiza un rechazo aceptable del filtro Anti-Aliasing. Los $-74dB$ representan la relación de señal a ruido mínima para un conversor ideal de 12bits de resolución, en la Ec.7.16 se aprecia la formula empleada de relación señal a ruido del A/D; donde: “N” es el número de bits, “SNR” es el la relación señal a ruido.

$$SNR = N \times 6.02dB + 1.78dB \quad (7.16)$$

A continuación en la Fig. 7.13 se puede observar la secuencia de toma de muestras que se realiza en el conversor A/D.

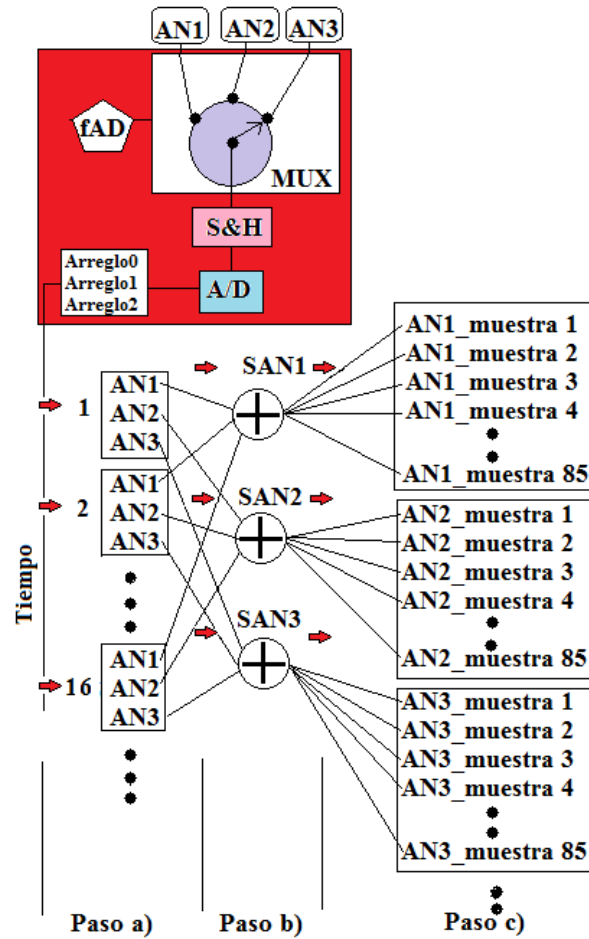


Figura 7.13. Conversión analógica a digital.

En la Fig.7.13, se puede apreciar un bloque automático constituido por “**MUX**”, “**S&H**”, “**A/D**” y un bloque “**Arreglo**” que trabajan en la adquisición de las señales analógicas presentes en los canales “**AN1**”, “**AN2**” y “**AN3**”. Los canales son multiplexados secuencialmente, en cada canal se detiene un breve instante el “**MUX**” y se abre el retentor de orden cero “**S&H**” para que se fije la tensión adquirida, luego se cierra el “**S&H**” y se hace la conversión con el “**A/D**”, éste

ciclo se repite para cada canal en forma secuencial y automáticamente a una frecuencia “**fDA**”. En el proceso de muestreo cada vez que el multiplexor realiza un ciclo se produce una interrupción y paralelamente se toman las tres muestras (una de cada canal) cargadas en un “**Arreglo**”, luego en el “**Paso a)**” es extraído del “**Arreglo**” cada canal, y se procede al “**Paso b)**” donde se van sumando las 16 muestras tomadas en diferentes tiempos consecutivos y almacenadas en una variable temporal “**SAN1**”, “**SAN2**” y “**SAN2**” respectivamente; en el “**Paso c)**” cada 16 muestras de un canal conforman una muestra almacenada en un Arreglo de 16 bits. Los bloques simultáneos de 85 muestras por canal no precisamente se encuentran distribuidos según se muestra en el “**Paso c)**”, pero da una idea más clara.

En la Fig.7.14 se puede observar la implementación en el orden real de las muestras de los arreglos de 16 bits en memoria “**RAM**”; el “**Arreglo 1**” y el “**Arreglo 2**” de 16 bits son llenados aplicando la técnica de alternancia para efectos de almacenaje de datos en tiempo real, también se muestra un empaquetador de datos “**Emp**” que trabaja en tiempo real y es el encargado de tomar las muestras de los arreglos en memoria “**RAM**” en formato de 16 bits y empaquetar los bloques de 512 bytes en formato de 8 bits en memoria “**SD Flash**”. El dato “**AN1_H_dato 1**” conforma la parte alta de la muestra “**AN1_muestra 1**” y el dato “**AN1_L_dato 2**” conforma la parte baja de la muestra “**AN1_muestra 1**”, todas la demás conversiones hechas por “**Emp**” son consecuentes.

El número de muestras que se pueden adquirir es de un mínimo de 255 muestras (85 muestras por canal) que representa 1 bloque y el máximo puede ser superior a 200 bloques (el máximo se especifica en el formato SAPOST de la memoria SD Flash).

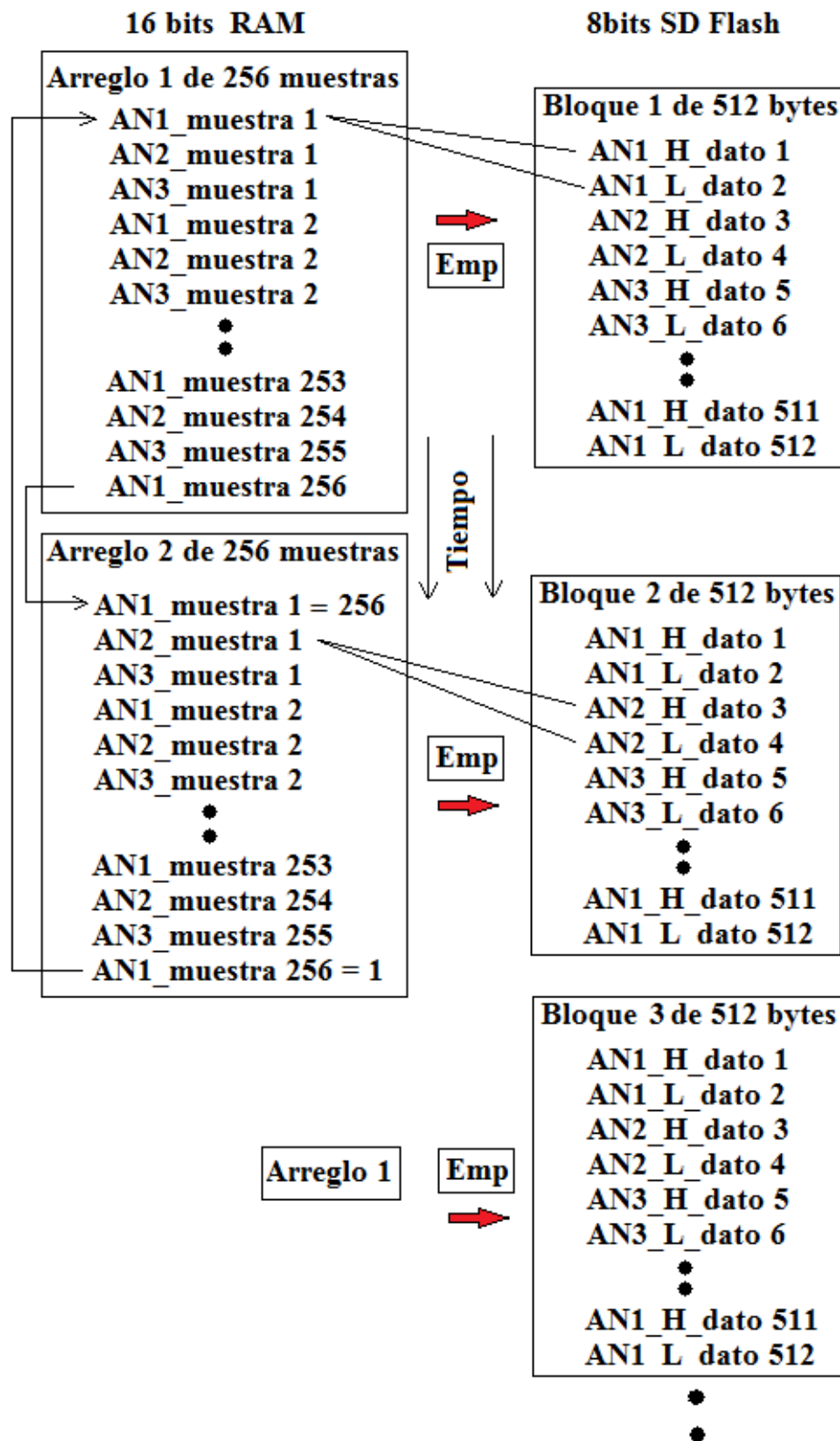


Figura 7.14. Almacenamiento de muestras.

7.6 Referencia DC

La Referencia DC en la etapa de acondicionamiento de señal es la se encarga de proveer una tensión DC estable y conocida en la que se derivan posteriormente de ella otras tensiones que requieren de cierta precisión y estabilidad.

En la Fig.7.15 se encuentra la conexión de una fuente de tensión DC autopolarizada [8], esta fuente tiene la ventaja de un alto rechazo a variaciones de la tensión de alimentación “**Vcc**” y proporciona alta estabilidad y bajo ruido a la salida “**Vp**”.

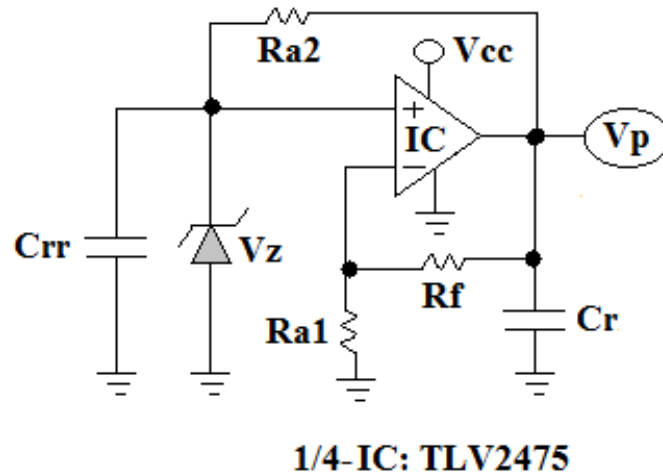


Figura 7.15. Tensión de referencia DC autopolarizada.

Los capacitores “**Cr**” y “**Crr**” actúan como estabilizadores y atenuadores de ruido (Fig.7.15); “**Vcc**” es la tensión de placa del geófono SAPOST; el amplificador operacional “**IC**” es proveniente del mismo chip TLV2475 [5] que es utilizado también para proveer los tres amplificadores operacionales en la implementación de filtros antialiasing.

Las ecuaciones que describen el comportamiento del circuito de la Fig.7.15 son las siguientes:

$$Ra = Ra1 = Ra2 = 1.5k\Omega \quad (7.17)$$

$$Rf = 196\Omega \quad (7.18)$$

$$Vz = 2.5V \quad (7.19)$$

$$Vp = Vz \cdot \frac{Rf + Ra1}{Ra1} = 2.82V \quad (7.20)$$

La Ec.7.17 y Ec.7.18 fijan los valores de las resistencias, la Ec.7.19 fija el voltaje zener de referencia “**Vz**” y la Ec.7.20 muestra la tensión “**Vp**” de referencia DC. La referencia “**Vz**” es proporcionada por el dispositivo TL4050B25IDBZT (referencia de voltaje Shunt) [6].

7.7 D/A

Los conversores digital analógico son los encargados de derivar las tensiones DC provenientes de la “**Referencia DC**” en valores de tensión adecuados y programables que optimizan el funcionamiento de los amplificadores diferenciales instrumentales implementados y también fijan la tensión de referencia del conversor analógico digital. A continuación en la Fig.7.16 se muestra las conexiones digitales y analógicas del conversor D/A.

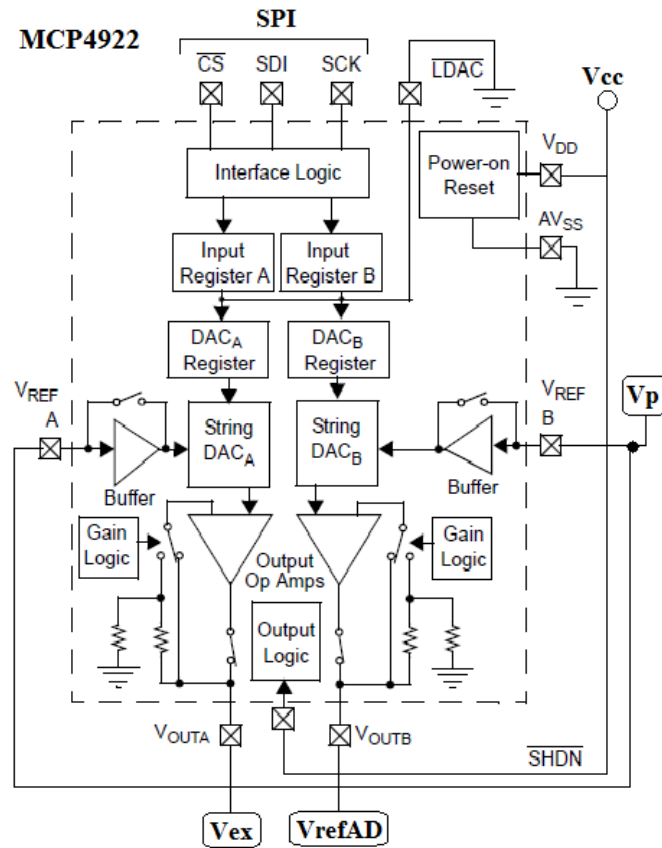


Figura 7.16. Conexión del circuito integrado MCP4922.

En la Fig.7.16 se muestra el conexionado eléctrico interno y externo de dos conversores D/A que conviven en el chip “**MCP4922**” [3], ambos conversores comparten el mismo puerto de comunicación digital “**SPI**” (Serial Port Interface), “**SHDN**” (ShutDown), “**LDAC**” (Latch Digital Analog Converter), tensión de referencia “**Vp**” y alimentación de placa “**Vcc**”. La tensión “**Vp**” es la referencia DC proveniente de la fuente autopolarizada y ésta es derivada en dos tensiones, por VoutA “**Vex**” y por VoutB “**VrefAD**”. La tensión “**Vex**” es la encargada de fijar la tensión de referencia de los amplificadores diferenciales instrumentales y la tensión “**VrefAD**” es la encargada de fijar la tensión de referencia del conversor analógico digital, las ecuaciones para la obtención de ambas tensiones se expresan a continuación:

$$Vp = 2.82V \quad (7.21)$$

$$Vcc = 3.3V \quad (7.22)$$

$$Vex = \frac{Vcc}{2} = 1.65V \quad (7.23)$$

$$VrefAD = 1V \quad (7.24)$$

$$DataA = 4096 \frac{Vex}{Vp} = 2396 \quad (7.25)$$

$$DataB = 4096 \frac{VrefAD}{Vp} = 1452 \quad (7.26)$$

$$Vex = Vp \frac{DataA}{4096} = 1.64 \quad (7.27)$$

$$VrefAD = Vp \frac{DataB}{4096} = 0.99 \quad (7.28)$$

La Ec.7.21 marca el valor “**Vp**”; la Ec. 7.23 marca el valor de tensión “**Vex**” teórica de la máxima excursión simétrica dado previamente el valor de tensión de placa “**Vcc**” en la Ec.7.22 con la que se alimenta también los amplificadores instrumentales; la Ec.7.24 marca un valor no optimizado de una posible tensión “**VrefAD**”; con las Ec.7.25 y Ec.7.26 se obtienen los valores de data que

posteriormente se truncan, y finalmente en las Ec.7.27 y Ec.7.28 se obtiene los valores prácticos “**Vex**” y “**VrefAD**” respectivamente. Cabe destacar que el error de truncamiento no significa un problema de incertidumbre ya que se puede determinar.

Los datos “**DataA**” y “**DataB**” programables por el puerto “**SPI**” tienen una resolución de 12 bit con 1LSB de error que incluye el error off-set a las salidas de los conversores D/A.

El uso de los buffer de entrada y ganancia post conversión en la programación del MCP4922 es tal como muestra el conexionado interno en la Fig.7.16.

CAPÍTULO VIII

POST-PROCESAMIENTO DIGITAL

En éste capítulo se explica las técnicas de post-procesamiento digital referidas al filtrado y adecuación de datos los cuales posteriormente se grafican.

El post-procesamiento digital aprovecha el hecho de que se conoce toda la data adquirida y es posible aplicarle infinidad de algoritmos y técnicas de filtrado causales y no causales. Un sistema causal es aquel que su salida depende de muestras presentes y pasadas, pero un sistema no causal hace uso también de muestras futuras, la ventaja de disponer de todos los tiempos en que ocurrió un evento sísmico (desde el principio hasta el final) da la versatilidad de reproducir filtros en el dominio discreto que se acerquen a la idealidad, también en el post-procesamiento se puede corregir aquellos filtros analógicos en etapas que funcionan en tiempo real.

La propuesta que se hace a continuación consiste principalmente en la corrección de la distorsión en fase del filtro Anti-Aliasing donde se elige el método de cero fase o fase plana, también se incluye posteriormente un restador DC que hace la función de un filtro pasa altas, y se incluyen tres filtros IIR como opcionales, un filtro pasa alta, un filtro pasa bajo y un filtro notch.

8.1 Método cero fase

Este método no causal elimina el defecto de distorsión en fase de cualquier filtro causal y LIT (lineal invariante en tiempo) y consiste en procesar doblemente con un mismo filtro una señal discreta. Para lograr el efecto de fase plana o cero fase se hace pasar la señal discreta por una primera etapa de filtrado, luego la señal de salida se invierte en tiempo y se hace pasar la nueva señal por una segunda etapa que contiene el mismo filtro de la primera etapa, el resultado de la segunda etapa se invierte en tiempo para así finalmente obtener una señal sin distorsión en fase y filtrada. Existen dos métodos básicos para la implementación y se pueden ver en los grafos 8.1 (método descrito previamente) y 8.2. El grafo 8.3 define el método de inversión del tiempo.

$$Xin_{(n)} \rightarrow H_{(z)} \rightarrow Inversor \rightarrow H_{(z)} \rightarrow Inversor \rightarrow Xout_{(n)} \quad (8.1)$$

$$Xin_{(n)} \rightarrow Inversor \rightarrow H_{(z)} \rightarrow Inversor \rightarrow H_{(z)} \rightarrow Xout_{(n)} \quad (8.2)$$

$$X_{(0)}, X_{(1)}, X_{(2)} \bullet \bullet X_{(n-1)}, X_{(n)} \rightarrow Inversor \rightarrow X_{(n)}, X_{(n-1)} \bullet \bullet X_{(2)}, X_{(1)}, X_{(0)} \quad (8.3)$$

Se puede demostrar matemáticamente el efecto cero fase convolucionando en el dominio z el filtro causal $H_{(z)}$ con su inverso no causal $H_{(\frac{1}{z})}$, en la Ec.8.6 se muestra la convolución y posterior transformación al dominio de frecuencia aplicando la transformada de Fourier.

$$Hc_{(z)} = \sum_{k=0}^{2n} a_k z^{-k} \quad (8.4)$$

$$Hc_{(\frac{1}{z})} = \sum_{k=0}^{2n} a_k z^k \quad (8.5)$$

$$Hc_{(\frac{1}{z})} \cdot Hc_{(z)} \xrightarrow{F} Hc_{(e^{-jw})} \cdot Hc_{(e^{jw})} = Hcn_{(e^{jw})} \quad (8.6)$$

$$Hcn_{(e^{jw})} = Hc_{(e^{jw})}^* \cdot Hc_{(e^{jw})} \quad (8.7)$$

$$Hcn_{(e^{jw})} = |Hc_{(e^{jw})}|^2 \quad (8.8)$$

$$(8.9)$$

En la Ec.8.7 se aprecia la convolución $Hc_{(e^{-jw})}^* \cdot Hc_{(e^{jw})}$ que determinan el nuevo filtro no causal $Hcn_{(e^{jw})}$. La Ec.8.8 muestra solo la magnitud del filtro ya que la fase es igual a cero en todo tiempo discreto y además se obtiene una mejora en la idealidad del filtro resultante ya que se dobla el orden del filtro original; por ejemplo, en el caso de un filtro pasa bajo de 4do orden (filtro original) al aplicarle el método cero fase lo convertimos en un filtro no causal $Hcn_{(e^{jw})}$ de 8to orden con una fase plana en todo tiempo. La Fig. 8.3 puede tomarse como caso al ejemplo donde al aplicarle en tiempo discreto una entrada tipo impulso al filtro cero fase su respuesta sigue al impulso sin retardarse.

8.2 Mejoramiento del filtro anti-aliasing

La construcción física del filtro anti-aliasing analógico implementado tiene el problema de que introduce distorsión en fase de la señal adquirida por el sensor, una posible solución a éste problema sería su sustitución por otro filtro de características más ideales, pero esto no necesariamente es más eficiente en términos de costos económicos y técnicos. Para simplificar el diseño analógico y abaratar costos en la implementación del filtro anti-aliasing se recurre a mejorarlo en el dominio digital. Tradicionalmente unas de las mejoras que se pueden hacer en un filtro consiste en anexarle compensadores de fase lo cual no es del todo eficiente, para dar una mejor respuesta al problema en fase del filtro se recurre al método de cero fase.

Veamos ahora el modelo matemático en el proceso analógico digital que se implementa en el geófono SAPOST.

$$H_{(t)} \xrightarrow{\text{Muestreo } T} H_{(t)}^{\bullet} = \sum_{k=0}^{\infty} H(kT) \delta(t - kT) \quad (8.10)$$

$$H_{(t)}^{\bullet} \xrightarrow{L} H_{(s)}^{\bullet} \quad (8.11)$$

$$H_{(s)}^{\bullet} = \int_0^{\infty} \left[\sum_{k=0}^{\infty} H(kT) \delta(t - kT) \right] e^{-st} dt \quad (8.12)$$

$$H_{(s)}^{\bullet} = \sum_{k=0}^{\infty} H(kT) \int_0^{\infty} \delta(t - kT) e^{-st} dt \quad (8.13)$$

$$H_{(s)}^{\bullet} = \sum_{k=0}^{\infty} H(kT) e^{-skT} \quad (8.14)$$

$$H_{(s)}^{\bullet} \xrightarrow{Z=e^{sT}} \sum_{k=0}^{\infty} H(kT) z^{-k} = H_{(z)} \quad (8.15)$$

$$H_{(z)} \rightarrow \uparrow_{\times 16}^{Up} \rightarrow \downarrow_{\times 16}^{Dw} \rightarrow H_{(z)} \quad (8.16)$$

$$H_{(z)_{mejorada}} = H_{(z)} H_{(\frac{1}{z})} \quad (8.17)$$

De la Ec.8.10 a la Ec.8.15 tenemos el método de muestreo de la función de transferencia en tiempo $H_{(t)}$, donde finalmente se obtiene una aproximación $H_{(z)}$, se dice que se obtiene una aproximación porque la frecuencia de Nyquist o tasa de “**Muestreo T**” para el caso práctico solo cubre una parte de la función de transferencia $H_{(s)}$ del filtro real, pero con que la tasa de muestreo sea un poco más del doble de la banda pasante del filtro anti-aliasing se puede considerar suficiente debido a que la banda pasante es la de interés. Otro problema en la aproximación $H_{(z)}$ radica en que el comportamiento de la función de transferencia del filtro analógico real anti-aliasing no es exactamente el modelo $H_{(t)}$, debido a que los componentes reales presentan tolerancias en sus valores, pero esto tampoco es grave debido a la utilización de componentes de bajos valores de tolerancia.

La Ec.8.16 representa el proceso de sobremuestreo (“**Up**” sample) y posterior diezmado (“**Dw**” sample) por el mismo orden de 16, en donde se puede apreciar que la función de transferencia $H_{(z)}$ no se altera en éste proceso, la demostración puede conseguirse en la literatura [7].

Finalmente en la Ec.8.17 puede observarse la mejora del filtro anti-aliasing usando el método de cero fase previamente demostrado en éste capítulo.

En la práctica todo el modelo matemático visto puede implementarse ejecutando el siguiente grafo (8.18) una vez obtenido los datos.

$$Xin_{(n)} \rightarrow Inversor \rightarrow H_{(z)} \rightarrow Inversor \rightarrow Xout_{(n)} \quad (8.18)$$

donde:

$$H(z) = \frac{0.6321z + 0.1477}{1 - 0.2338z^{-1} + 0.01367z^{-2}} \quad (8.19)$$

La Ec.8.19 representa el filtro anti-aliasing en formato digital implementado previamente en forma analógica en la entrada del conversor A/D. La implementación en la forma digital tipo celosía del filtro IIR anti-aliasing es la siguiente:

$$H(z) = \frac{b_{(1)} + b_{(2)}z^{-1} + b_{(3)}z^{-2} + \dots + b_{(m+1)}z^{-m}}{1 + a_{(2)}z^{-1} + a_{(3)}z^{-2} + \dots + a_{(q+1)}z^{-q}} \quad (8.20)$$

$$y_n = b_{(1)}x_n + b_{(2)}x_{n-1} + \dots + b_{(m+1)}x_{n-m} - a_{(2)}y_{n-1} - a_{(3)}y_{n-2} - \dots - a_{(q+1)}y_{n-q} \quad (8.21)$$

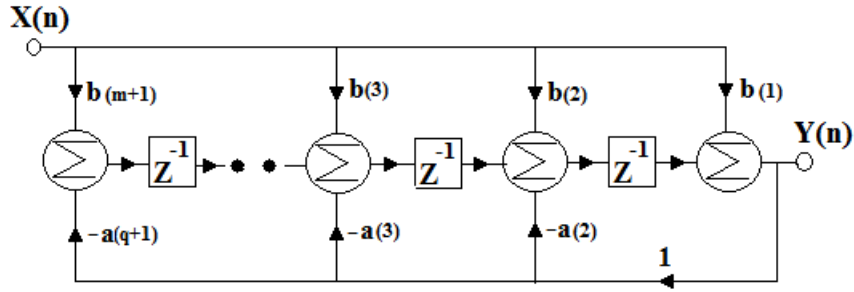


Figura 8.1. Implementación en celosía del filtro discreto.

De la Ec.8.20 se pueden obtener los coeficientes dándole primeramente a la Ec.8.19 el formato como si se fuesen hallar los coeficientes de ésta, en la Ec.8.22 se expresa la operación.

$$H(z) \cdot z^{-1} = \frac{0.6321 + 0.1477z^{-1}}{1 - 0.2338z^{-1} + 0.01367z^{-2}} \quad (8.22)$$

$$H(z) \cdot z^{-1} = H^o(z) \quad (8.23)$$

Si igualamos la Ec.8.22 y la Ec.8.20 obtenemos los coeficientes:

$$H^\circ(z) = H(z) \quad (8.24)$$

$$\frac{0.6321 + 0.1477z^{-1}}{1 - 0.2338z^{-1} + 0.01367z^{-2}} = \frac{b_{(1)} + b_{(2)}z^{-1}}{1 + a_{(2)}z^{-1} + a_{(3)}z^{-2}} \quad (8.25)$$

$$b_{(1)} = 0.6321 \quad (8.26)$$

$$b_{(2)} = 0.1477 \quad (8.27)$$

$$a_{(2)} = 0.2338 \quad (8.28)$$

$$a_{(3)} = 0.01367 \quad (8.29)$$

Los coeficientes del filtro anti-aliasing se sustituyen en la ecuación 8.21 y posteriormente se aplica el grafo 8.18.

Finalmente se resumen las operaciones de implementación de mejoramiento del filtro anti-aliasing en los pasos 8.30, 8.31, 8.32.

$$x_{(0)}, x_{(1)}, x_{(2)} \bullet \bullet x_{(n-1)}, x_{(n)} \rightarrow Inversor \rightarrow x_{(n)}, x_{(n-1)} \bullet \bullet x_{(2)}, x_{(1)}, x_{(0)} \quad (8.30)$$

$$y_n = 0.6321x_{(n)} + 0.1477x_{(n-1)} - 0.2338y_{(n-1)} - 0.01367y_{(n-2)} \quad (8.31)$$

$$y_{(0)}, y_{(1)}, y_{(2)} \bullet \bullet y_{(n-1)}, y_{(n)} \rightarrow Inversor \rightarrow y_{(n)}, y_{(n-1)} \bullet \bullet y_{(2)}, y_{(1)}, y_{(0)} \quad (8.32)$$

Es interesante resaltar que éste modelo para hacer la mejora del filtro anti-aliasing, convierte al filtro Butterworth pasa bajo de 2do orden (anti-aliasing analógico) en un filtro compuesto de 4to orden y de fase plana, el filtro resultante es mitad analógico y mitad digital donde la mitad analógica trabaja en tiempo real y la mitad digital trabaja en post-procesamiento.

8.3 Restador DC

El restador DC halla el valor promedio de toda la muestra de datos y posteriormente le resta el valor obtenido a toda la muestra, éste método permite obtener el equivalente a un filtro pasa alto con una frecuencia de corte en 0 Hz. Las ecuaciones a continuación muestran el proceso.

$$DC = \frac{Xin_{(1)} + Xin_{(2)} + \dots + Xin_{(n)}}{n} \quad (8.33)$$

$$Xout_{(m)} = Xin_{(m)} - DC \quad (m = 1, 2, 3, \dots, n) \quad (8.34)$$

donde:

DC = Es la componente DC de la señal discreta.

$Xin_{(m)}$ = Son las “m” muestras de entrada.

$Xout_{(m)}$ = Son las “m” muestras de salida.

El mínimo número de muestras promediadas es de 84, el acumulador DC esta en formato de 64 bits y las muestras $Xin_{(m)}$ están en un formato de 16 bits en la Ec.8.33, el nuevo formato $Xout_m$ es de 64bits, existe un redimensionamiento en el formato de datos de $Xin_{(m)}$ a 64 bits antes de la Ec.8.34.

8.4 Filtro pasa bajo

Se implementó un filtro IIR elíptico de 4to orden pasa bajo como filtro alternativo en el post-procesamiento de señal.

Este filtro incrementa la atenuación de la banda atenuada del filtro Anti-Aliasing que empieza aproximadamente a partir de los 150 Hz. Los parámetros de diseño de este filtro son los siguientes:

$R_s=40\text{dB}$ (Atenuación por década).

$R_p=0.00001$ (Rizado en banda pasante).

$n=4$ (Orden del filtro).

$f_c=150\text{ Hz}$ (Frecuencia de corte).

$f_s=703,9383\text{ Hz}$ (Frecuencia de muestreo)

Se hizo uso de la función “[b, a] = *ellip*($n, R_p, R_s, f_c/f_s$)” del programa Matlab obteniéndose los coeficientes del filtro elíptico. Los coeficientes expresados a continuación en la Tabla.8.1 son los que corresponden a la función de transferencia de la Ec.8.20.

Coeficientes del Filtro Pasa Bajo		
i	b(i)	a(i)
1	0,13875882116545	1
2	0,43538075501290	0,10817395704109
3	0,60774585451246	0,57442387620947
4	0,43538075501290	0,04379757152453
5	0,13875882116545	0,02963162379373

Tabla 8.1. Coeficientes del filtro pasa bajo elíptico.

La función de transferencia del filtro diseñado se muestra a continuación en la Fig.8.2

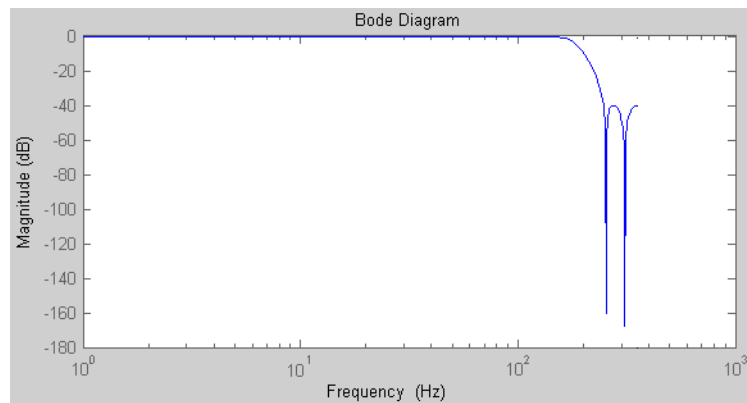


Figura 8.2. Función de transferencia del filtro elíptico de 4to orden.

En la implementación se aplica la técnica de cero fase al filtro pasa bajo diseñado, dando como resultado un filtro pasa bajo de 8vo orden y de fase plana. En la Fig.8.3 se observa la respuesta a una señal impulso del filtro cero fase (en línea continua) , también se observa la respuesta al impulso del filtro elíptico diseñado en su forma causal (en líneas discontinuas).

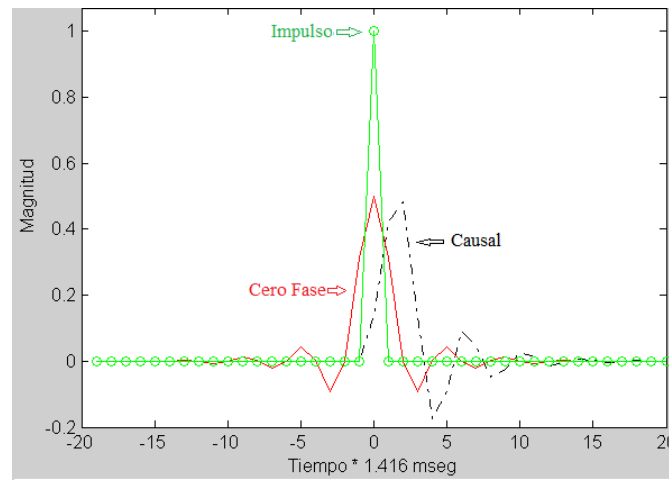


Figura 8.3. Respuesta al impulso del filtro elíptico.

8.5 Filtro pasa alto

Se implementó un filtro IIR Butterworth de 4to orden pasa alto como filtro alternativo en el post-procesamiento de señal.

Éste filtro atenúa las frecuencias menores a 10 Hz las cuales poseen la mayor cantidad de ruido instrumental dado el comportamiento de los amplificadores en la etapa de adecuación de señal analógica. Los parámetros de diseño de éste filtro son los siguientes:

$n=4$ (Orden del filtro).

$f_c=10$ Hz (Frecuencia de corte).

$f_s=703,9383$ Hz (Frecuencia de muestreo)

Se hizo uso de la función “ $[b, a] = butter(n, f_c/f_s, 'high')$ ” del programa Matlab obteniéndose los coeficientes del filtro pasa alto. Los coeficientes expresados a continuación en la Tabla.8.2 son los que corresponden a la función de transferencia de la Ec.8.20.

	Coeficientes del Filtro Pasa Alto	
i	b(i)	a(i)
1	0.94350770806438	1
2	-3.7740308322512	-3.8837144087725
3	5.66104624838626	5.65785672088176
4	-3.7740308322512	-3.6643454041987
5	0.94350770806438	0.89020679517695

Tabla 8.2. Coeficientes del filtro pasa alto.

La función de transferencia del filtro diseñado se muestra a continuación en la Fig.8.4.

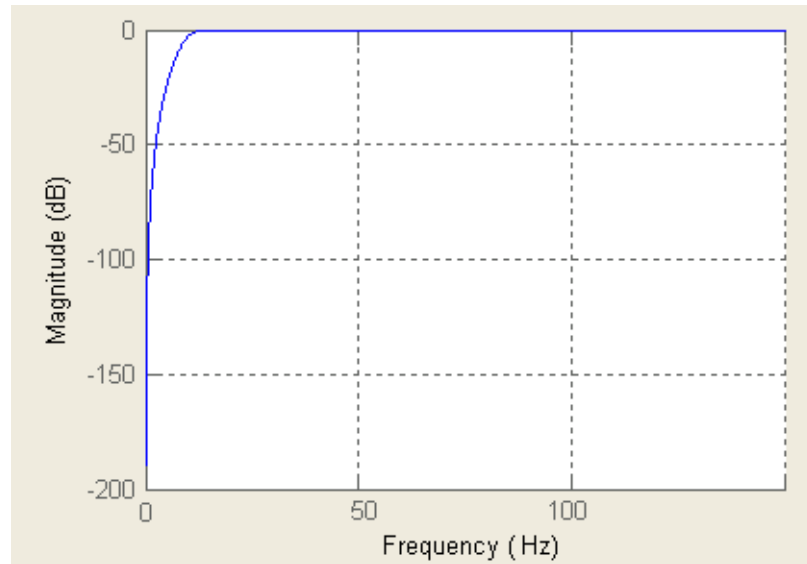


Figura 8.4. Función de transferencia del filtro pasa alto.

En la implementación se aplica el método de cero fase al filtro pasa alto diseñado, dando como resultado un filtro pasa alto de 8vo orden y de fase plana.

8.6 Filtro notch

Se implementó un filtro IIR notch como filtro alternativo en el post-procesamiento de señal, éste filtro se encarga de atenuar el ruido producido por la red de suministro eléctrico; es típico encontrar esta fuente de ruido asociada a ruido electromagnético o dado el caso a la vibración producida por las líneas de transmisión y transformadores; puntualmente se atenúa la frecuencia de 60 Hz. Los parámetros de diseño del filtro son los siguientes:

$n=2$ (Orden del filtro).

$bw=1$ Hz (Ancho de banda).

$fc=60$ Hz (Frecuencia de notch).

$fs=703,9383$ Hz (Frecuencia de muestreo).

Se hizo uso de la herramienta “fdatool” del programa Matlab para la obtención de los coeficientes del filtro notch. Los coeficientes expresados a continuación en la Tabla.8.3 son los que corresponden a la función de transferencia de la Ec.8.20.

	Coeficientes del Filtro Notch	
i	b(i)	a(i)
1	0,99774058463851	1
2	-1,71763112163698	-1,71763112163698
3	0,997740584638151	0,995481169276302

Tabla 8.3. Coeficientes del filtro notch.

La función de transferencia del filtro diseñado se muestra a continuación en la Fig.8.5.

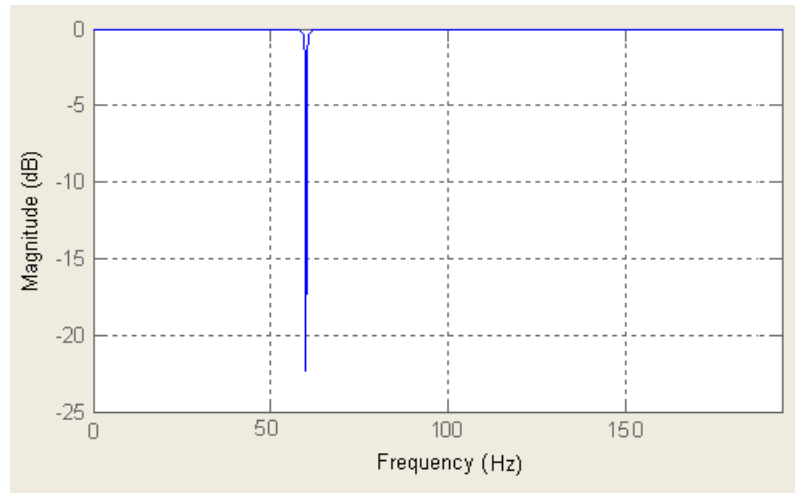


Figura 8.5. Función de transferencia del filtro notch.

En la implementación se aplica el método de cero fase al filtro notch diseñado, dando como resultado un filtro notch de 4to orden y de fase plana.

8.7 Filtro no lineal

El filtro no lineal diseñado e implementado para el sistema SAPOST es un filtro experimental y alternativo en la etapa de post-procesamiento de datos. El principio de funcionamiento del filtro consiste en una aproximación de la señal de interés en presencia de ruido. En éste filtro se hace uso de muestras anteriores y futuras para definir gradientes direccionales que apuntan al valor de muestra aproximado presente de una hipotética curva que sigue la señal de interés. A continuación se hace una descripción matemática del filtro tomando como referencia una señal sin ruido. La Fig.8.6 muestra un modelo gráfico de referencia para la construcción del filtro.

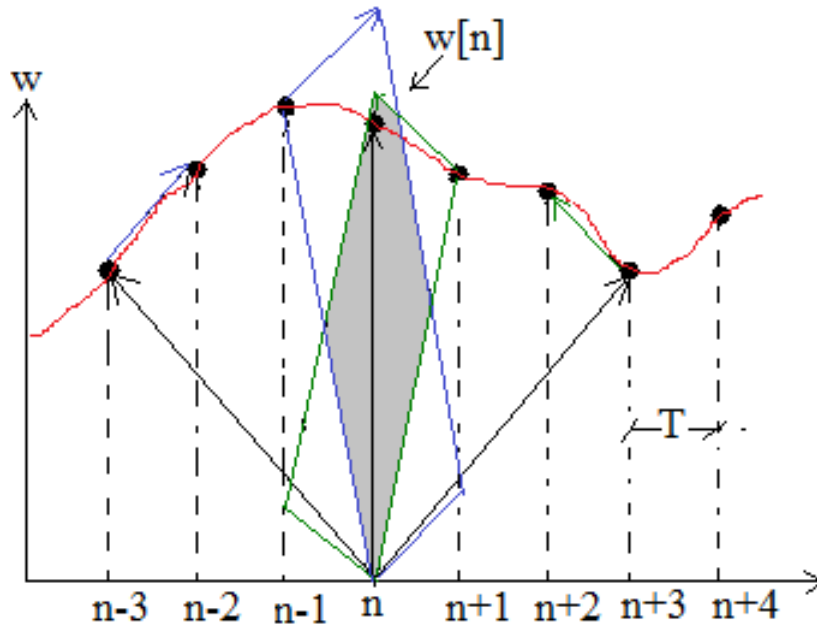


Figura 8.6. Modelo gráfico del filtro no lineal.

En la Fig.8.6 se puede observar la muestra “ $w[n]$ ” y un área sombreada que corresponde a la intersección de las áreas del gradiente direccional por la izquierda y por la derecha de la curva hipotética que sigue la señal. La intersección de los

gradientes direccionales se representa en la ecuación siguiente:

$$0 = (w[n-2] - w[n-3]) \cdot w[n-1] + (w[n+2] - w[n+3]) \cdot w[n+1] \quad (8.35)$$

Posteriormente se sumó a ambos lados de la Ec.8.35 la muestra $w[n] \cdot \delta[n]$:

$$w[n]\delta[n] = (w[n-2] - w[n-3]) \cdot w[n-1] + (w[n+2] - w[n+3]) \cdot w[n+1] + w[n]\delta[n] \quad (8.36)$$

En la Ec.8.36 se observa la intersección en el lado derecho de $w[n]\delta[n]$ con las áreas de los gradientes; se hace un cambio de variable al lado izquierdo de la ecuación por $y[n] = w[n]$ para obtener finalmente la ecuación del filtro no lineal, Ec.8.37.

$$y[n] = (w[n-2] - w[n-3]) \cdot w[n-1] + (w[n+2] - w[n+3]) \cdot w[n+1] + w[n] \quad (8.37)$$

El valor de muestra $y[n]$ es el valor aproximado de la muestra $w[n]$; se puede verificar fácilmente que si la curva hipotética de entrada al filtro es una recta (discreta) se obtiene a la salida del filtro el valor exacto de las muestras en todos los instantes n ; sucesivamente se pudo probar éste filtro no lineal con una curva hipotética senoidal (discreta) como señal de entrada dando como resultado a la salida del filtro la señal senoidal de entrada (para un periodo de muestreo (“T”) según el criterio de Nyquist). Se deja abierta la demostración general de que para toda curva de entrada al filtro continua y derivable en todo punto la aproximación $y[n]$ del filtro es exacta sí “T” tiende a cero.

Tomando la Ec.8.37 y agregándole un ruido instantáneo $e[n+k]$ a cada muestra de entrada $w[n+k]$ (para $k = -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3$) respectivamente, se obtiene una señal de salida al filtro con ruido que se utiliza a continuación para realizar un estudio de comportamiento de relación “señal a ruido” de la señal de salida del

filtro.

$$a[n] = ((w[n-2] + e[n-2]) - (w[n-3] + e[n-3])) \cdot (w[n-1] + e[n-1]) \quad (8.38)$$

$$a[n] = (w[n-2] + w[n-3])w[n-1] + (e[n-2] - e[n-3])w[n-1] + \bullet \bullet \bullet \\ \bullet \bullet + (w[n-2] - w[n-3])e[n-1] + (e[n-2] - e[n-3])e[n-1] \quad (8.39)$$

$$b[n] = (w[n+2] + w[n+3])w[n+1] + (e[n+2] - e[n+3])w[n+1] + \bullet \bullet \bullet \\ \bullet \bullet + (w[n+2] - w[n+3])e[n+1] + (e[n+2] - e[n+3])e[n+1] \quad (8.40)$$

$$y[n] = a[n] + b[n] + (w[n] + e[n]) \quad (8.41)$$

El la Ec. 8.41 se ha obtenido la salida $y[n]$ que representa un conjuntos de señales $w[n+k]$ de interés que responden típicamente a un modelo de función de distribución de densidad de probabilidad uniforme, de constante $\frac{1}{6}$ entre valores de $-3, 3$; mientras que la señal de ruido $e[n+k]$ responde típicamente a un modelo normalizado de función de densidad de probabilidad de Gauss, $N(0, \sigma)$ (para simplificar los cálculos se consideró un ruido aleatorio normal centrado en 0). Se asume una salida $y[n]$ que corresponde a un proceso ergódico y estacionario. Un proceso ergódico es aquel donde las medias temporales coinciden con las medias estadísticas, y un proceso estacionario es aquel que tiene medias estadísticas constantes.

El filtro no lineal presentado en la Ec. 8.37, se puede aproximar a un filtro lineal asumiendo que el periodo entre muestras “T” tiende a cero, esto quiere decir que se ésta en presencia de un modelo a pequeña señal para el filtro no lineal ya que la variación de las muestras de la señal se concentra en un valor puntual presente, desde otro punto de vista, la variación del valor entre muestras pasadas y futuras en relación a la muestra presente se hace tender a 0. Dado el modelo del filtro no lineal a pequeña señal, las señales de salida del filtro estarán dadas

por la convolución que se muestra en la Ec.8.42.

$$s[n] = h[n] * w[n] \quad (8.42)$$

donde:

$s[n]$ = Salida de señal del filtro.

$h[n]$ = Respuesta impulsiva del filtro.

$w[n]$ = Entradas de señal al filtro.

Tomando la Ec.8.37 y aplicándole a la entrada del filtro no lineal una señal tipo impulso $\delta[n]$ observamos a su salida la entrada, siendo la respuesta impulsiva del filtro una función impulso $h[n] = \delta[n]$. Para obtener la potencia de salida del filtro se calcula la autocorrelación de $s[n]$ en forma teórica obteniendo la Ec.8.43.

$$\sigma_s^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (|H[f]|^2 \cdot G_w) \cdot dt \quad (8.43)$$

$$\sigma_s^2 = \int_{-\infty}^{\infty} G_w \cdot dt \quad (8.44)$$

$$t = n \cdot T \quad (8.45)$$

$$\sigma_s^2 = \int_{-\infty}^{\infty} G_w \cdot d_{nT} \quad (8.46)$$

donde:

σ_s^2 = Potencia de la señal de salida del filtro.

$|H[f]|^2$ = Transformada de Fourier de $h[n]$.

G_w = Función de distribución de densidad de probabilidades de la señal de entrada al filtro.

La Ec. 8.44 es el resultado de sustituir la transformada de Fourier de la respuesta impulsiva del filtro no lineal $F\{\delta[n]\} = 1$ en la Ec. 8.43.

Se discretiza el tiempo continuo “ t ” como se muestra en la Ec.8.45. La Ec.8.46 es la que se utiliza para calcular la potencia de cada señal saliente del filtro no lineal (para éste caso).

Volviendo a la Ec. 8.41 que representa la salida del filtro con ruido y señal de interés, se aplica el principio de superposición haciendo las señales de interés $w(n+k) = 0$ (para toda k), de ésta manera se obtiene las señales de ruido a la salida del filtro, Ec. 8.47

$$Y_N[nT] = e[nT-2]e[nT-1] + e[nT+2]e[nT+1] + \bullet\bullet \\ \bullet\bullet - e[nT-3]e[nT-1] - e[nT+3]e[nT+1] + e[nT] \quad (8.47)$$

$$e[nT] = \sum_{k=-3}^3 e[k]\delta(nT-k) \quad (8.48)$$

$$e[nT+p] = \sum_{k=-3}^3 e[k]\delta((nT+p)-k) \quad (8.49)$$

En la Ec.8.47 se observan los términos no separables de ruido de salida del filtro, la Ec.8.48 y Ec.8.49 son formas convenientes de expresar las señales de ruido de salida del filtro. La función de distribución de densidad de probabilidades $N(0,\sigma)$ es independiente para cada señal $e(nT+p)$ y modela la posible ocurrencia del evento de ruido instantáneo $e(nT+p)$, se puede apreciar en su forma discreta en la Ec. 8.50.

$$G_N(nT) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{\frac{-(nT)^2}{2\sigma^2}} \quad (8.50)$$

Sustituyendo G_w de la Ec. 8.46 por la correspondiente serie de función de distribución de densidad $G_N(nT)$ respecto de cualquier $e(nT)$ se calcula la potencia para el término de salida $e(nT)$, la Ec. 8.51 muestra el resultado.

$$G_N(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=-3}^3 G_N(k) \delta(nT - k) \right] d_{nT} \quad (8.51)$$

De igual forma se hizo el cálculo general para los términos apareados de la Ec. 8.47.

$$\begin{aligned} G_N(p) \cdot G_N(m) &= \left[\sum_{k=-3}^3 \left(\int_{-\infty}^{\infty} G_N(k) \delta(nT + p - k) d_{nT} \right) \right] \times \bullet\bullet \\ &\bullet\bullet \times \left[\sum_{k=-3}^3 \left(\int_{-\infty}^{\infty} G_N(k) \delta(nT + m - k) d_{nT} \right) \right] \end{aligned} \quad (8.52)$$

La Ec. 8.52 muestra el resultado de la potencia de los términos apareados, se puede apreciar que la sustitución de argumentos para $G_N(p) \cdot G_N(m)$ es directa ya que existe solución para $p - k = 0$ y $m - k = 0$ y en general por la simetría de la función $G_N(nT)$ no es importante el signo de los argumentos p y m que señalan el desplazamiento en tiempo de las señales de ruido de salida del filtro.

La ecuación de potencia de ruido a la salida del filtro se obtiene sumando todos los términos de potencia, la ecuación a continuación lo muestra.

$$\sigma_{sN}^2 = 2G_N(2) \cdot G_N(1) + 2G_N(3) \cdot G_N(1) + G_N(0) \quad (8.53)$$

$$\sigma_{sN} = \sqrt{2G_N(2) \cdot G_N(1) + 2G_N(3) \cdot G_N(1) + G_N(0)} \quad (8.54)$$

La Ec.8.54 es la ecuación de valor RMS de potencia de ruido a la salida del filtro, por analogía en el procedimiento se calcula la potencia RMS de señal de interés a

la salida del filtro.

$$\sigma_{sS} = \sqrt{2G_S(2) \cdot G_S(1) + 2G_S(3) \cdot G_S(1) + G_S(0)} \quad (8.55)$$

donde:

$$G_S(nT) = \begin{cases} \frac{1}{6} & -3 \leq nT \leq 3 \\ 0 & \text{e.o.c} \end{cases} \quad (8.56)$$

El resultado numérico de la Ec.8.55 es constante e igual a $\sigma_{sS} = 0,52705$.

La relación “señal a ruido” a la salida del filtro es expresada en la ecuación siguiente:

$$\frac{S_s}{N_s} = \frac{\sigma_{sS}}{\sigma_{sN}} \quad (8.57)$$

Se modela la relación “señal a ruido” de entrada al filtro no lineal, de tal manera que sea la misma relación “señal a ruido” a la salida de un filtro lineal con respuesta impulsiva $h1(n) = \delta(n)$, en la Fig.8.7 se muestra el modelo.

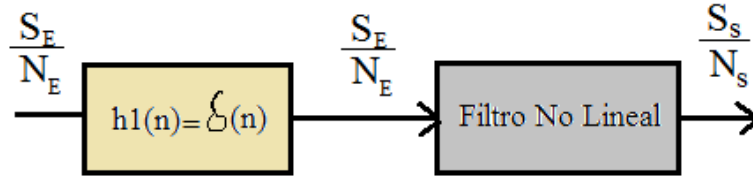


Figura 8.7. Modelo señal a ruido de entrada al filtro no lineal.

Dado el modelo de la Fig. 8.7 y calculada la potencia de ruido y señal de salida del filtro “**h1(n)**” se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\sigma_{eN} = \sqrt{2G_N(1) + 2G_N(2) + 2G_N(3) + G_N(0)} \quad (8.58)$$

$$\sigma_{eS} = \sqrt{2G_S(1) + 2G_S(2) + 2G_S(3) + G_S(0)} \quad (8.59)$$

La relación “señal a ruido” a la entrada del filtro no lineal es expresada a continuación:

$$\frac{S_E}{N_E} = \frac{\sigma_{ES}}{\sigma_{EN}} \quad (8.60)$$

La figura de ruido o factor de ruido “**f**” de un filtro es una medida de cuanto se degrada la “señal a ruido” al pasar por un filtro. Si el valor de “**f**” es menor que 1 es indicativo de una mejora en la calidad de la “señal a ruido” de la señal entrante al filtro no lineal.

$$f = \frac{S_E}{N_E} / \frac{S_s}{N_s} \quad (8.61)$$

Sustituyendo las ecuaciones respectivas de potencia en la Ec.8.61 y llevándolas a un algoritmo de cálculo cómo el que muestra la Fig. 8.9 (para el software Matlab) se obtuvo la gráfica de figura de ruido en función del parámetro σ , la Fig. 8.8 muestra la gráfica.

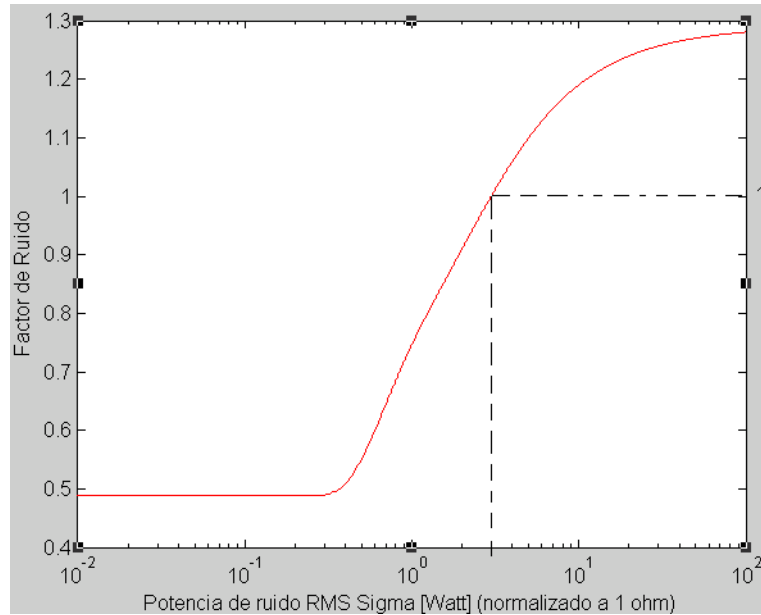


Figura 8.8. Figura de ruido del filtro no lineal.

La Fig.8.8 muestra la capacidad del filtro no lineal de mejorar la relación “señal a ruido” para valores de potencia de ruido RMS σ acotados, para valores (aproximados) de $0 < \sigma < 0,35$ [W] se consigue la mejor respuesta del filtro no lineal mejorando un poco más que el doble la relación “señal a ruido” de señal entrante al filtro, para valores aproximados de $0,35 \leq \sigma < 2,5$ [W] el filtro no lineal va perdiendo su efectividad en mejora de la relación “señal a ruido”, y para valores (aproximados) $\sigma \geq 2,5$ [W] el filtro desmejora la relación “señal a ruido” de la señal entrante”.

Se ha demostrado teóricamente que el filtro no lineal diseñado e implementado en el sistema SAPOST en la etapa de post-procesamiento de señal, mejora la relación “señal a ruido” de la señal entrante para valores de potencia de ruido $\sigma < 2,5$ [W] (aproximado), significando ésto que éste filtro no lineal funciona como un filtro de ruido caracterizado por la potencia de ruido σ en el proceso estocástico. A continuación se muestra el algoritmo de cálculo para el software Matlab, Fig.8.9.

main.m

```
%Esta funcion grafica la figura de ruido
%del filtro no lineal
%implementado en la tesis SAPOST
sigma=0.01:0.01:100;
y=sigma;
z=sigma;
k=length(sigma);
for m = 1:k
y(m)=(2*normal(1,sigma(m)))+(2*normal(2,sigma(m)));
y(m)=y(m)+(2*normal(3,sigma(m)))+(normal(0,sigma(m)));
z(m)=(2*normal(2,sigma(m))*normal(1,sigma(m)));
z(m)=z(m)+(2*normal(3,sigma(m))*normal(1,sigma(m)));
z(m)=z(m)+(normal(0,sigma(m)));
y(m)=0.4878*sqrt((y(m)/z(m)));
end
plot (sigma,y,'r')
xlabel('Potencia de ruido RMS Sigma[Watt]
(normalizado a 1 ohm)')
ylabel('Factor de Ruido')
```

normal.m

```
function y=normal(x,sigma)
y=(1/sqrt(2*pi*(sigma^2)));
y=y*exp(-(x^2)/(2*(sigma^2)));
```

Figura 8.9. Algoritmo de figura de ruido del filtro no lineal.

CAPÍTULO IX

PRUEBA DE SISTEMA

En éste capítulo experimental se detalla el método con el cual se realizaron pruebas de funcionamiento al sistema SAPOST específicamente en la adquisición de ondas mecánicas. Se partió de una configuración de red básica para el sistema con la que se probaron las funciones de aplicación SAPOST con el fin de realizar registros de ondas mecánicas sobre un banco de pruebas, donde se simula una aproximación de onda sísmica. La onda mecánica se genera a través del modelo de un impulso el cual se aproxima con el choque una masa que se deja caer libremente sobre el banco de pruebas a diferentes alturas. El procedimiento de liberación de la masa y el tiempo de registro de los geófonos es parte de la prueba en vista de que el software SAPOST es el encargado de la sincronización de estos eventos, hasta la graficación de las señales registradas.

9.1 Modelo del banco de pruebas

El banco de pruebas está constituido por un banco (o mesa modificada), y un lanzador de masa automático. Con éste sencillo banco de pruebas es posible adquirir con el uso del sistema SAPOST una onda mecánica generada por la caída de una masa en uno de sus extremos.

9.1.1 Lanzador

El lanzador consiste en un sujetador electromagnético para masas de hierro, el lanzador sustituye al nodo detonador “D”. La función del lanzador consiste en dejar caer libremente una masa de hierro una vez desconectado el electroiman. A continuación se muestra el lanzador de masa implementado, Fig.9.1.

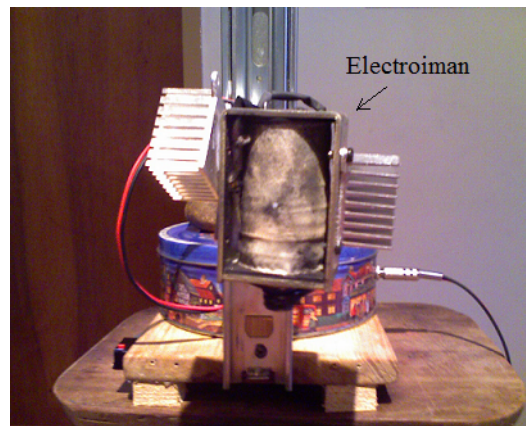


Figura 9.1. Lanzador.

La masa 1 (M1) de 675 gramos usada en el lanzador se muestra a continuación, Fig.9.2



Figura 9.2. Masa 1 (M1) de 675 gramos.

La masa 2 (M2) de 55 gramos usada en el lanzador se muestra a continuación, Fig.9.3



Figura 9.3. Masa 2 (M2) de 55 gramos.

A continuación se muestra el lanzador armado con la masa 1, Fig.9.4.



Figura 9.4. Lanzador armado con la masa 1.

En la Fig.9.4 podemos apreciar el lanzador armado, donde la altura entre la zona de impacto y la masa es graduable. el lanzador esta apoyado de forma

independiente, lo cual permite que el choque de la masa se de en condiciones de reposo de la zona de impacto. “M1” tiene un corcho en la base que sirve como amortiguador para una mayor entrega de momento lineal a la zona de impacto (disminuye los rebotes).

A continuación se muestra el lanzador armado con la masa 2, Fig.9.5.



Figura 9.5. Lanzador armado con la masa 2.

La zona de impacto de M2 se recubre con una capa delgada de tela y agua que actúa como adhesivo, atenuando el rebote en el momento de choque.

9.1.2 Banco

El banco consiste en una tabla de material compuesto de madera de grosor aproximado de 2,5 cm, apoyada en 6 amortiguadores de goma de foaming. La tabla juntamente con los amortiguadores modelan un medio elástico.

A continuación podemos apreciar el banco en la Fig.9.6

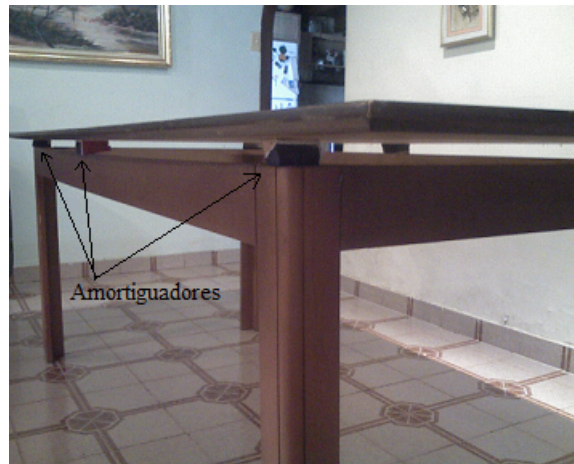


Figura 9.6. Banco.

La Fig.9.7 muestra en detalle el amortiguador (o goma de foaming) del banco.



Figura 9.7. Amortiguador de goma de foaming.

A continuación podemos observar las dimensiones del banco, Fig. 9.8.

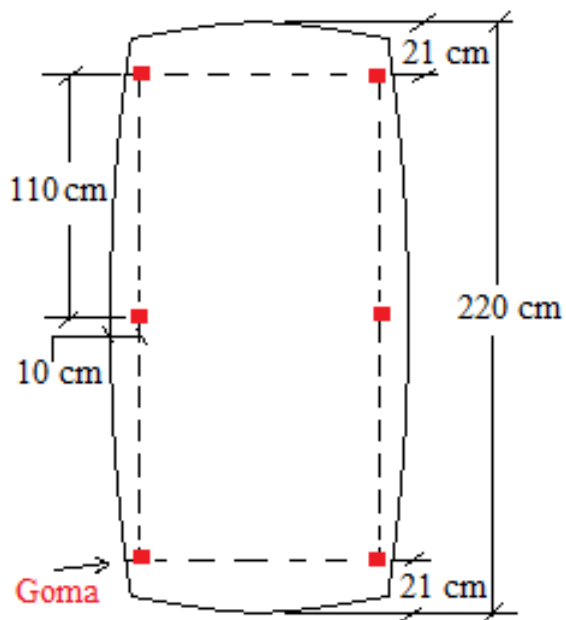


Figura 9.8. Dimensiones del banco.

Los puntos cuadrados internos a la tabla en la Fig.9.8, corresponde a la ubicación de las gomas amortiguadoras.

La Fig. 9.9 muestra el tope de la tabla de madera del banco.



Figura 9.9. Tabla del banco.

9.2 Experimento

Se colocaron 4 geófonos SAPOST a un extremo del banco en conexión de red bus con un solo maestro de zona “MZ” como controlador de los cuatro geófonos, a la vez se utilizó la salida analógica de disparo del mismo maestro de zona para activar el lanzador de masa. Se formateó de igual manera las 5 pistas de cada geófono a 40 bloques (que equivale a 4,86 segundos de grabación por pista). La configuración de ganancia y voltaje de referencia A/D que se implementó en cada geófono es como indica la siguiente tabla:

Configuración de Hardware para Geófonos			
No. Geófono	Rg [ohm]	Ganancia	Vref A/D (12bits)
1	196	826 ± 16	$0,50 \pm 0,01$
2	300	543 ± 11	$0,50 \pm 0,01$
3	196	826 ± 16	$0,50 \pm 0,01$
4	300	543 ± 11	$0,50 \pm 0,01$

Tabla 9.1. Configuración de hardware para geófonos.

A continuación en la Fig.9.10 se muestra las distancias de los geófonos respecto a la zona de impacto.

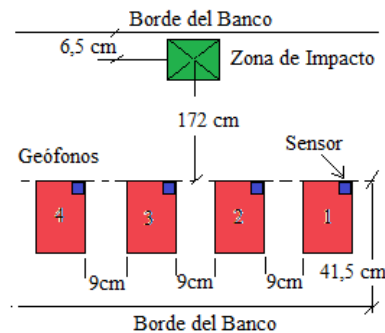


Figura 9.10. Distancias de geófonos a zona de impacto.

A continuación se muestra en la Fig.9.11 el banco de pruebas armado.



Figura 9.11. Arreglo de geófonos sobre el banco de pruebas.

9.2.1 Ensayos

Los ensayos realizados sucesivamente se pueden listar a continuación:

- a) Pista1, lanzamiento de M1 a una altura de 2 cm.
- b) Pista2, lanzamiento de M1 a una altura de 1 cm.
- c) Pista3, lanzamiento de M1 a una altura de 0,4 cm.
- d) Pista4, lanzamiento de M2 a una altura de 15 cm.
- e) Pista5, lanzamiento de M2 a una altura de 3,8 cm.
- f) Pista6, lanzamiento de M2 a una altura de 1 cm.

Cada ensayo se hizo en las condiciones experimentales del banco de prueba descritas en ésta sección, la altura del lanzamiento de la masa es la que corresponde

desde el tope del banco (zona de impacto) hasta la masa en dirección vertical. El lanzamiento se produce por caída libre partiendo la masa desde reposo, la masa de hierro esta sujeta inicialmente al electroiman (lanzador) hasta que el maestro de zona envía la señal de disparo que es cuando se deja caer la masa. Todos los ensayos fueron sincronizados desde el software de control SAPOST.

CAPÍTULO X

RESULTADOS

En éste capítulo se muestran los resultados experimentales obtenidos en los diferentes ensayos realizados, citados en el capítulo “PRUEBA DE SISTEMA”.

Algunos aspectos generales se pueden destacar a continuación según las experiencias recogidas en los ensayos y los registros obtenidos:

- Los 4 geófonos conectados en bus registraron simultáneamente cada ensayo con éxito, el sistema se comportó de forma estable en todos los ensayos.
- La integridad de los datos de ensayo se conservan dentro de la tarjeta SD, lo cual permitió un manejo seguro de los datos de registro de cada ensayo.
- Se observa un mejor comportamiento en los registros de los geófonos de menor ganancia (geófono 2 y 4).
- Los geófonos lograron registrar perturbaciones pequeñas como lo evidencia los ensayos “e” y “f”.
- Los registros de los ensayos “a” y “b” muestran saturación del amplificador del sensor SAPOST, lo cual indica un exceso de excitación para la sensibilidad de los geófonos.
- La escala de medición de señal no siempre fue proporcional a la intensidad de momento lineal de cada ensayo.
- Se observa una mejor respuesta del canal “Z” en todos los geófonos, mientras que las componentes horizontales “Y” y “X” se mostraron atenuadas respecto a la componente “Z”; se considera que por la estructura del banco el comportamiento de las componentes horizontales y vertical fue el correcto.

- La utilización de los filtros alternativos no fue necesario en la mayoría de los ensayos, no obstante para los ensayos “e” y “f” según el caso, sí se hizo necesario la utilización de los filtros dada la alta presencia de ruido.
- El filtro pasa bajo alternativo (PB) en la mayoría de los casos suavizó la señal.
- El filtro pasa altas (PA) actuó en favor a la disminución del ruido de la señal, pero no para todos los casos fue posible su utilización debido a que una considerable parte de la información de interés en los registros obtenidos se encuentran en la zona de muy baja frecuencia $< 10Hz$.
- El filtro mejorado Anti-Aliasing no ejerció un efecto notable en los registros obtenidos.
- El filtro no lineal se comportó de manera satisfactoria para el ensayo “f” en la mayoría de los registros, para el resto de los ensayos se observó que éste filtro distorsiona la señal.

A continuación en las subsiguientes secciones para cada geófono se ordenan para cada canal de forma descendente los registros de cada ensayo (a,b,c,d,e,f).

10.1 Geófono 1

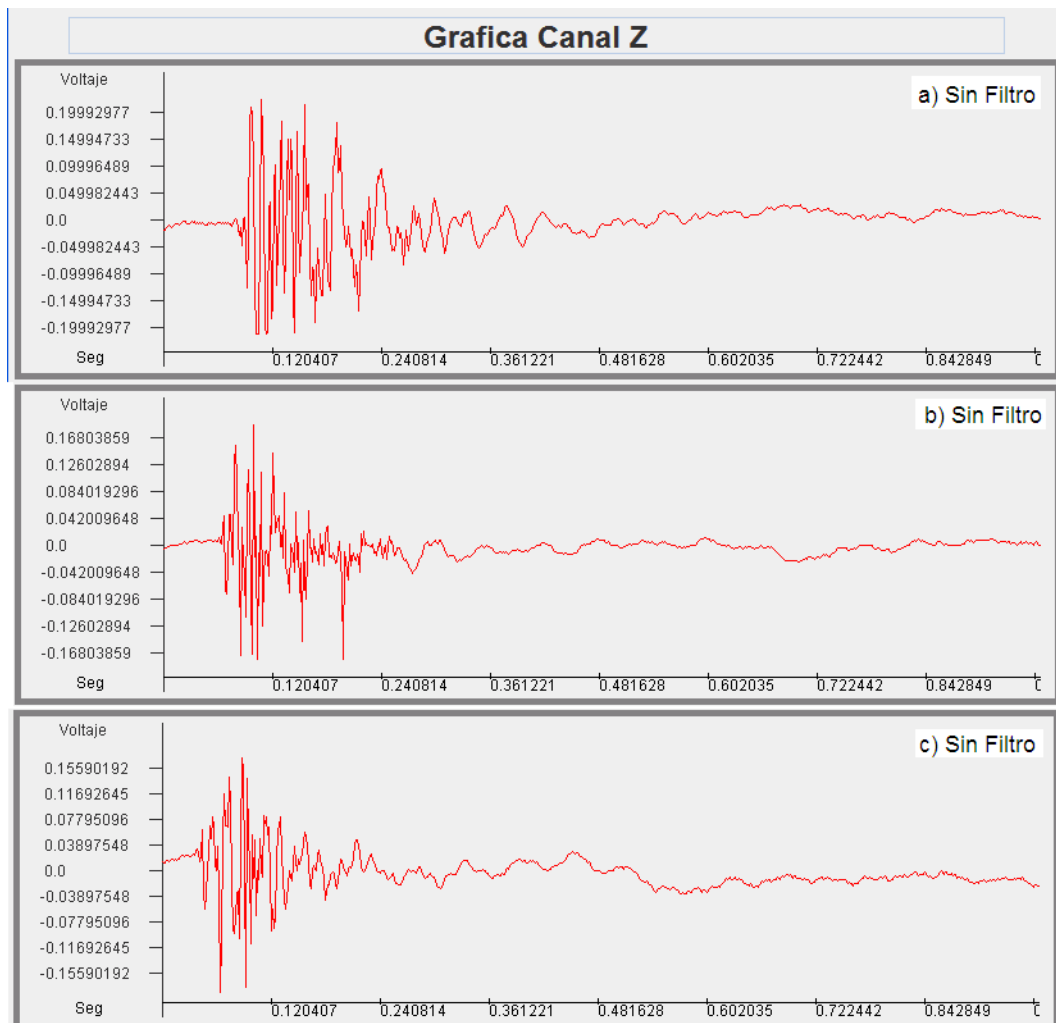


Figura 10.1. Geófono 1 canal Z (a,b,c).

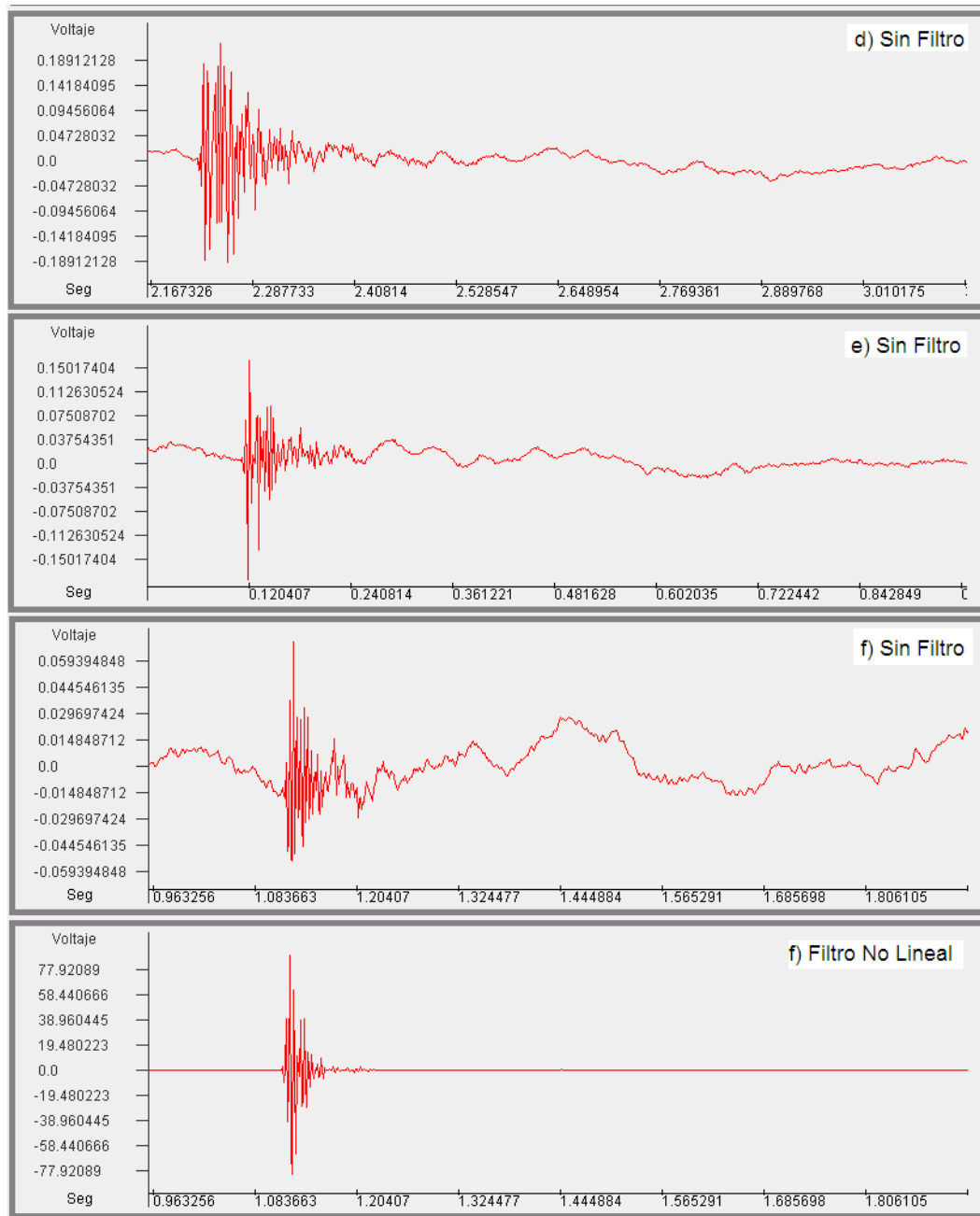


Figura 10.2. Geófono 1 canal Z (d,e,f).

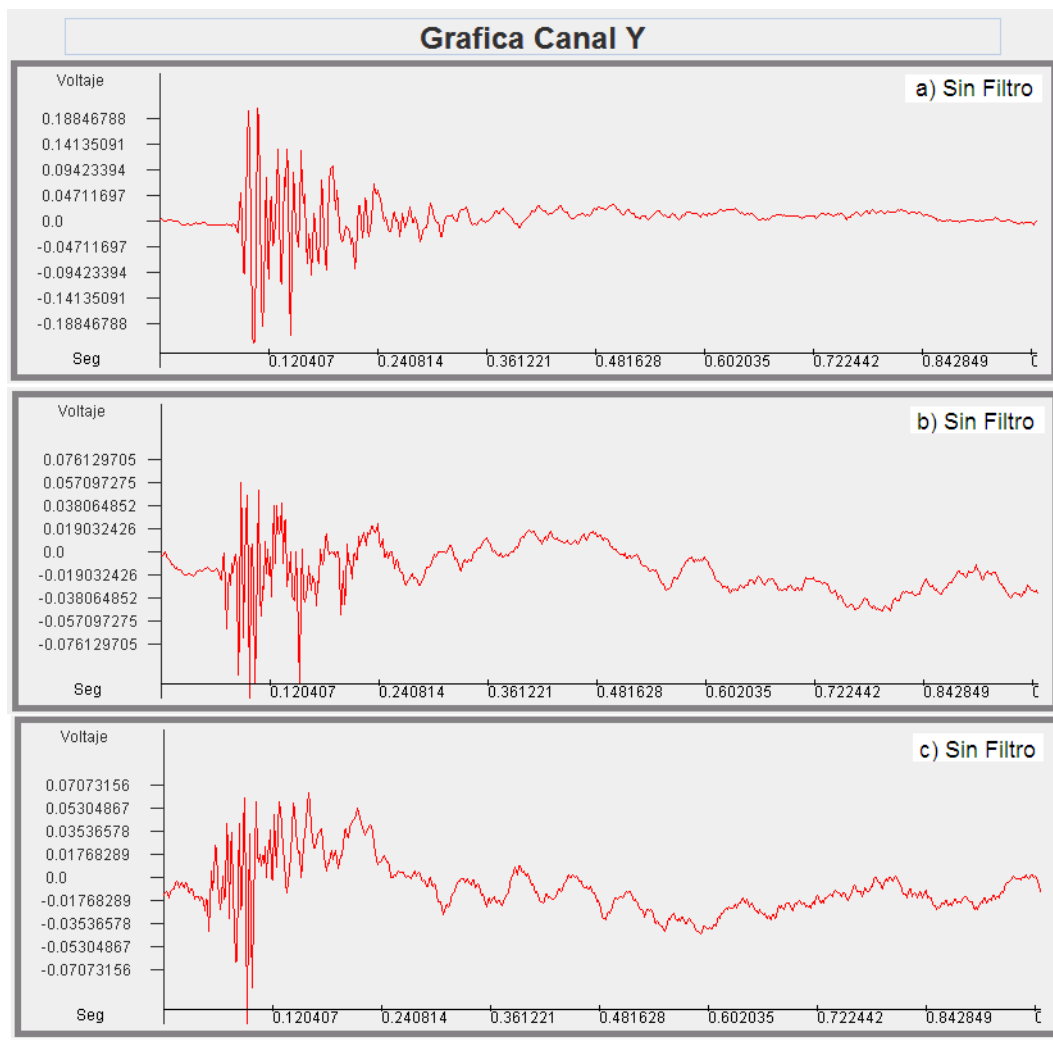


Figura 10.3. Geófono 1 canal Y (a,b,c).

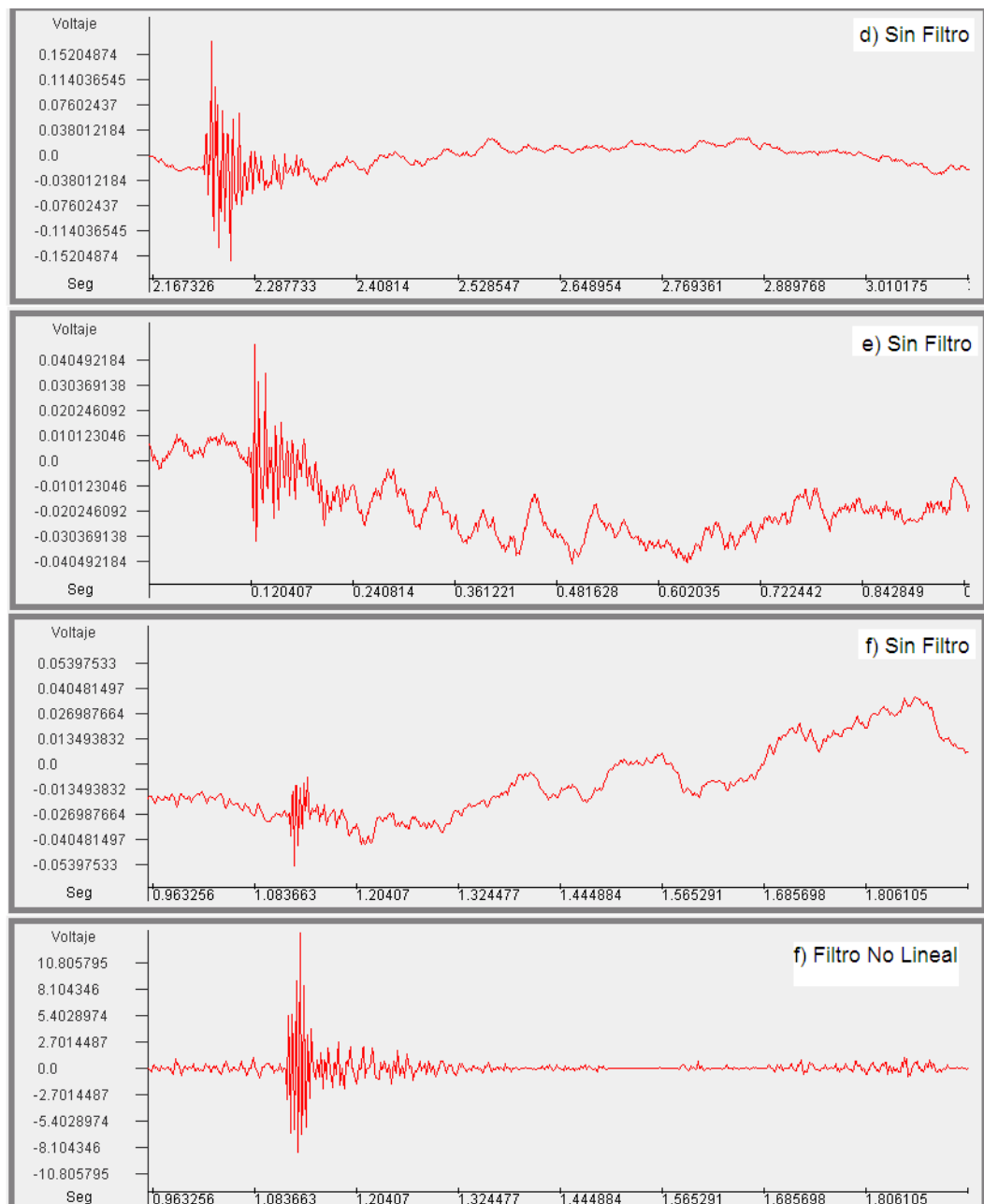


Figura 10.4. Geófono 1 canal Y (d,e,f).

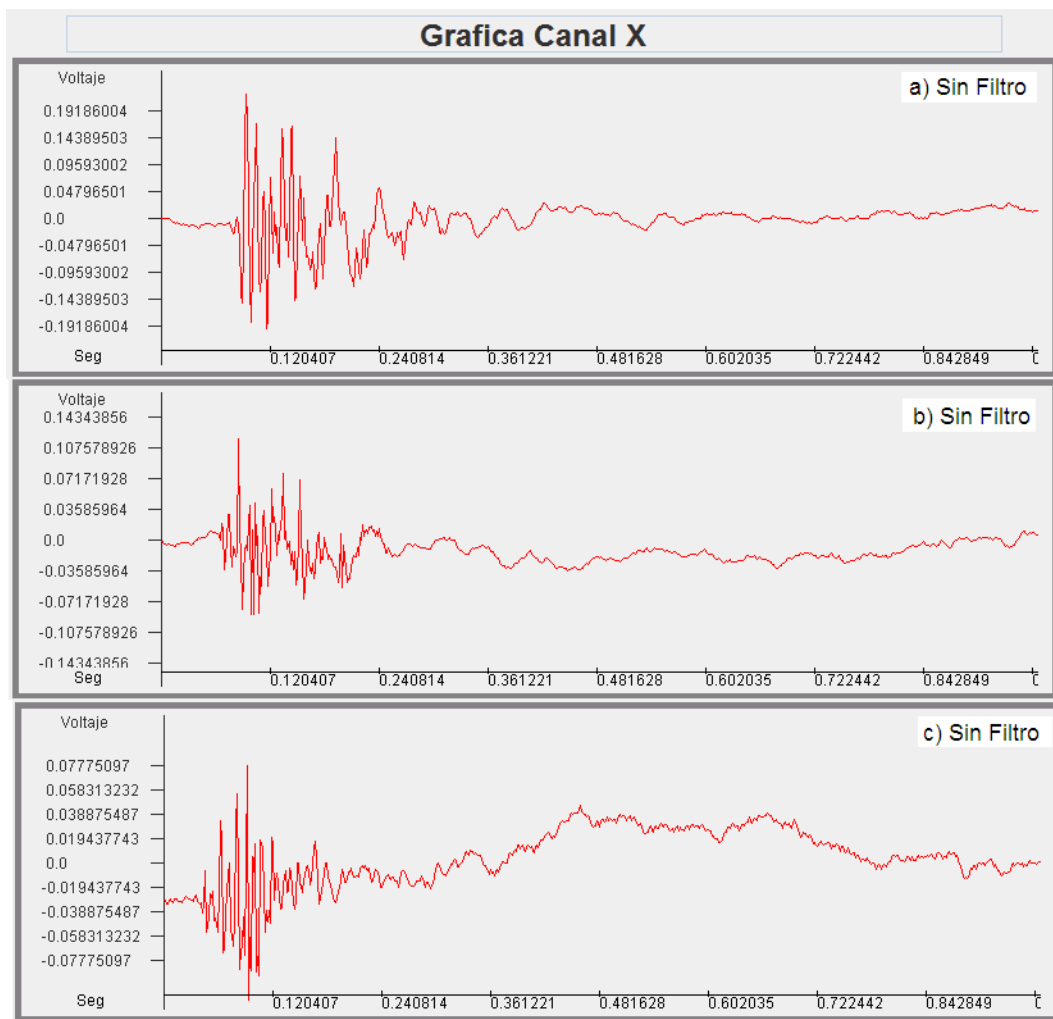


Figura 10.5. Geófono 1 canal X (a,b,c).

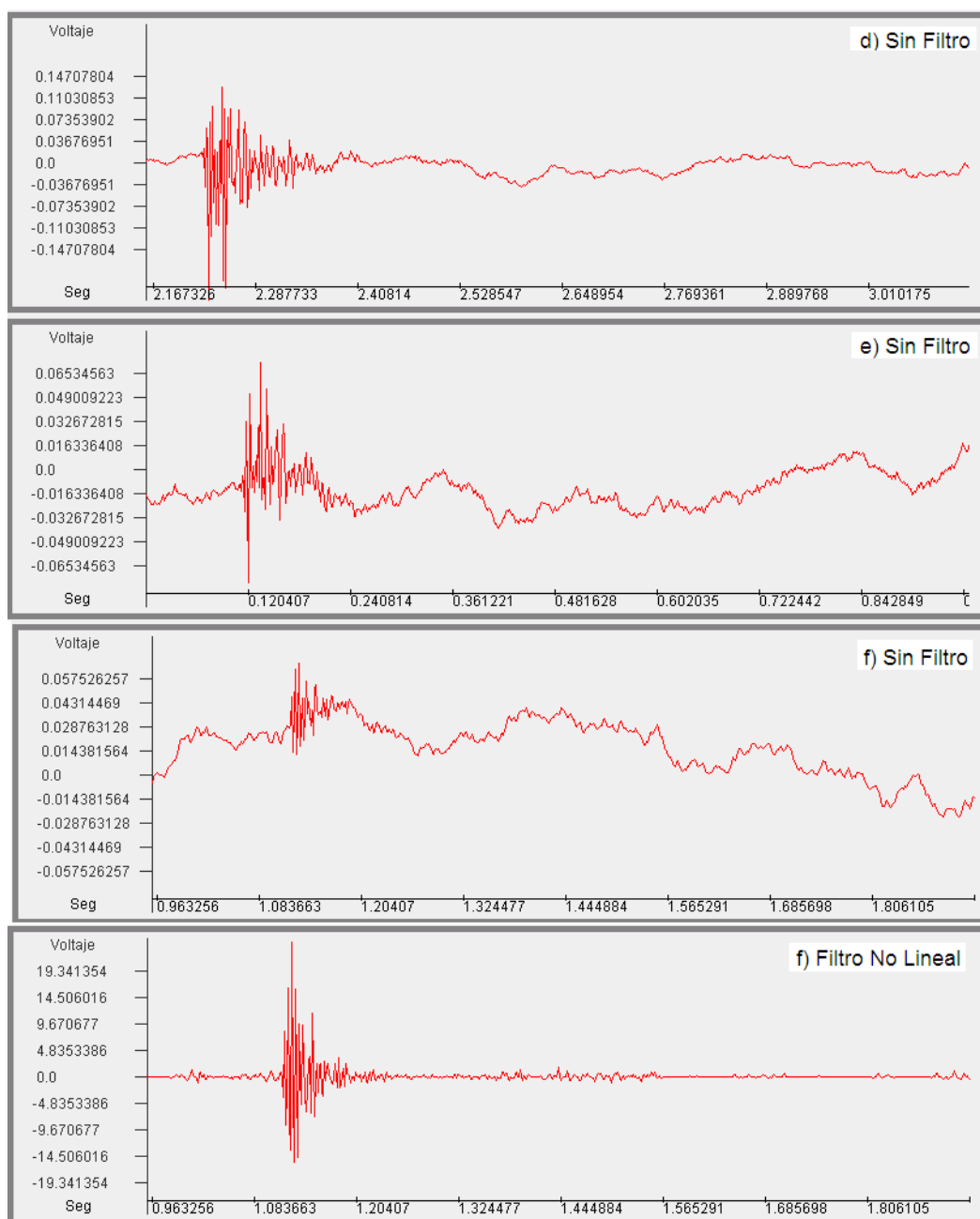


Figura 10.6. Geófono 1 canal X (d,e,f).

10.2 Geófono 2

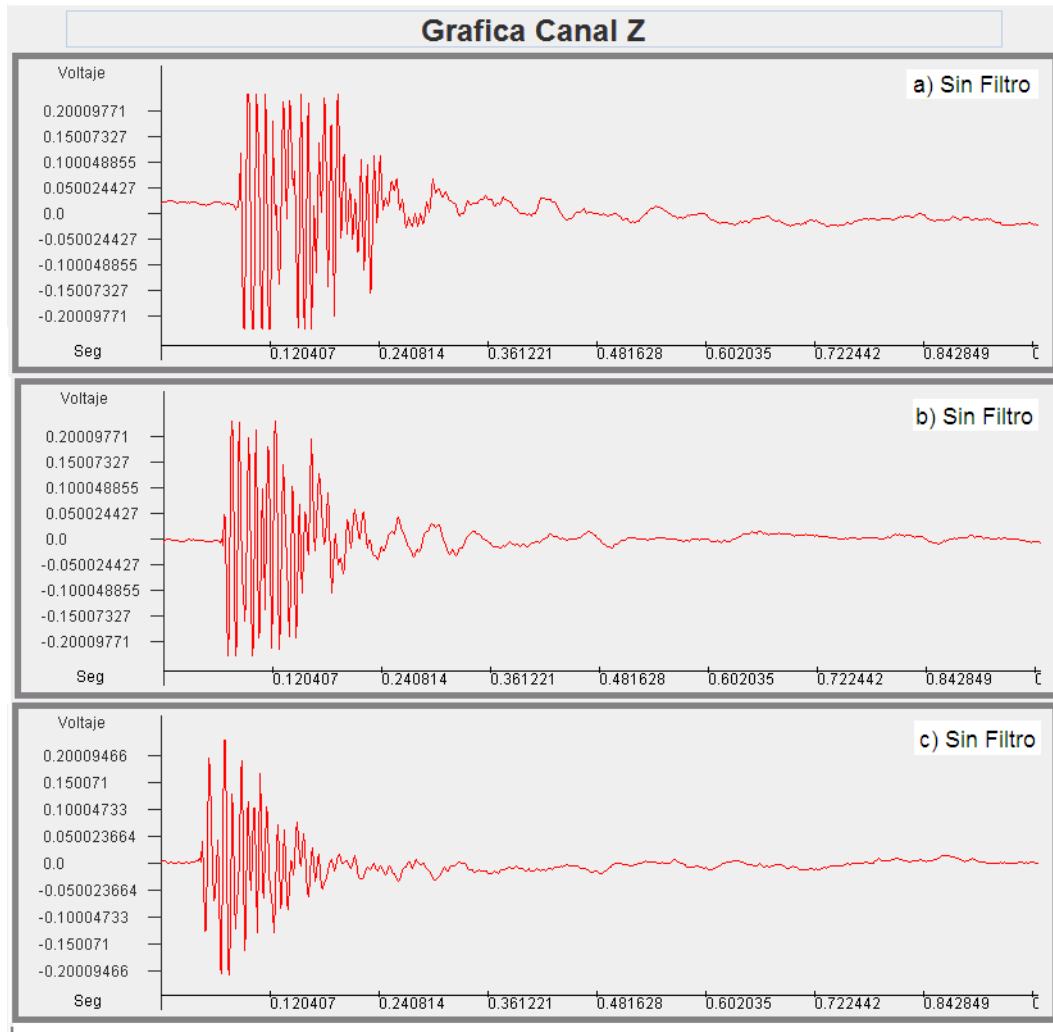


Figura 10.7. Geófono 2 canal Z (a,b,c).

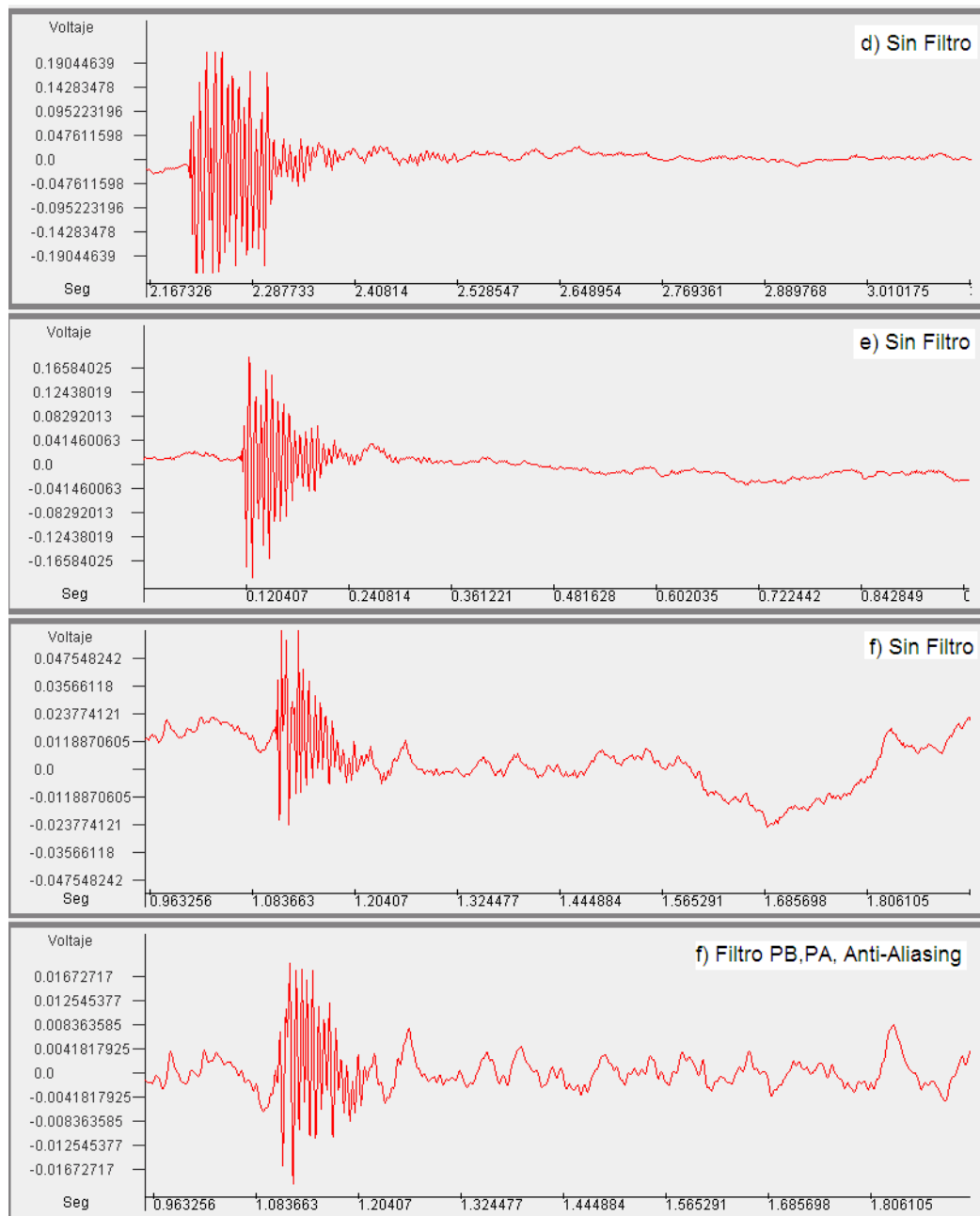


Figura 10.8. Geófono 2 canal Z (d,e,f).

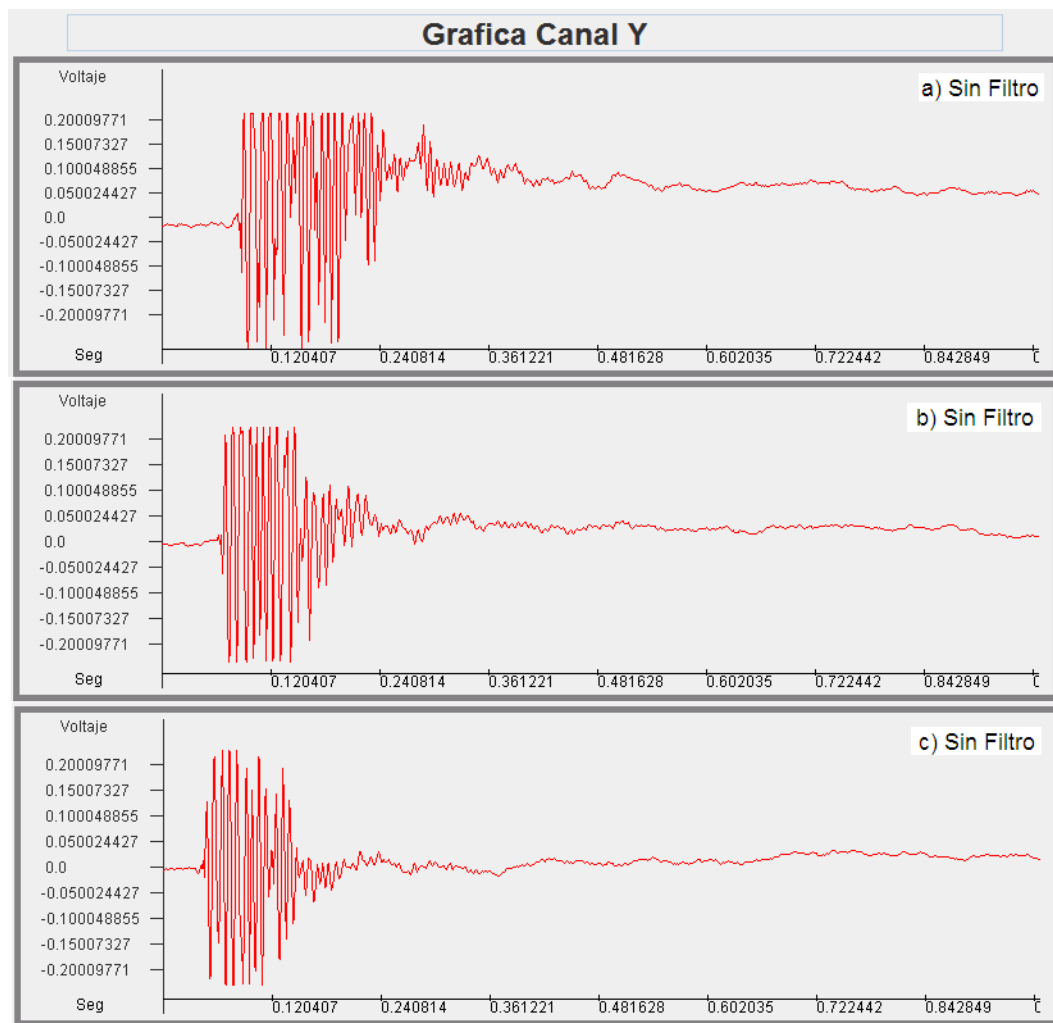


Figura 10.9. Geófono 2 canal Y (a,b,c).

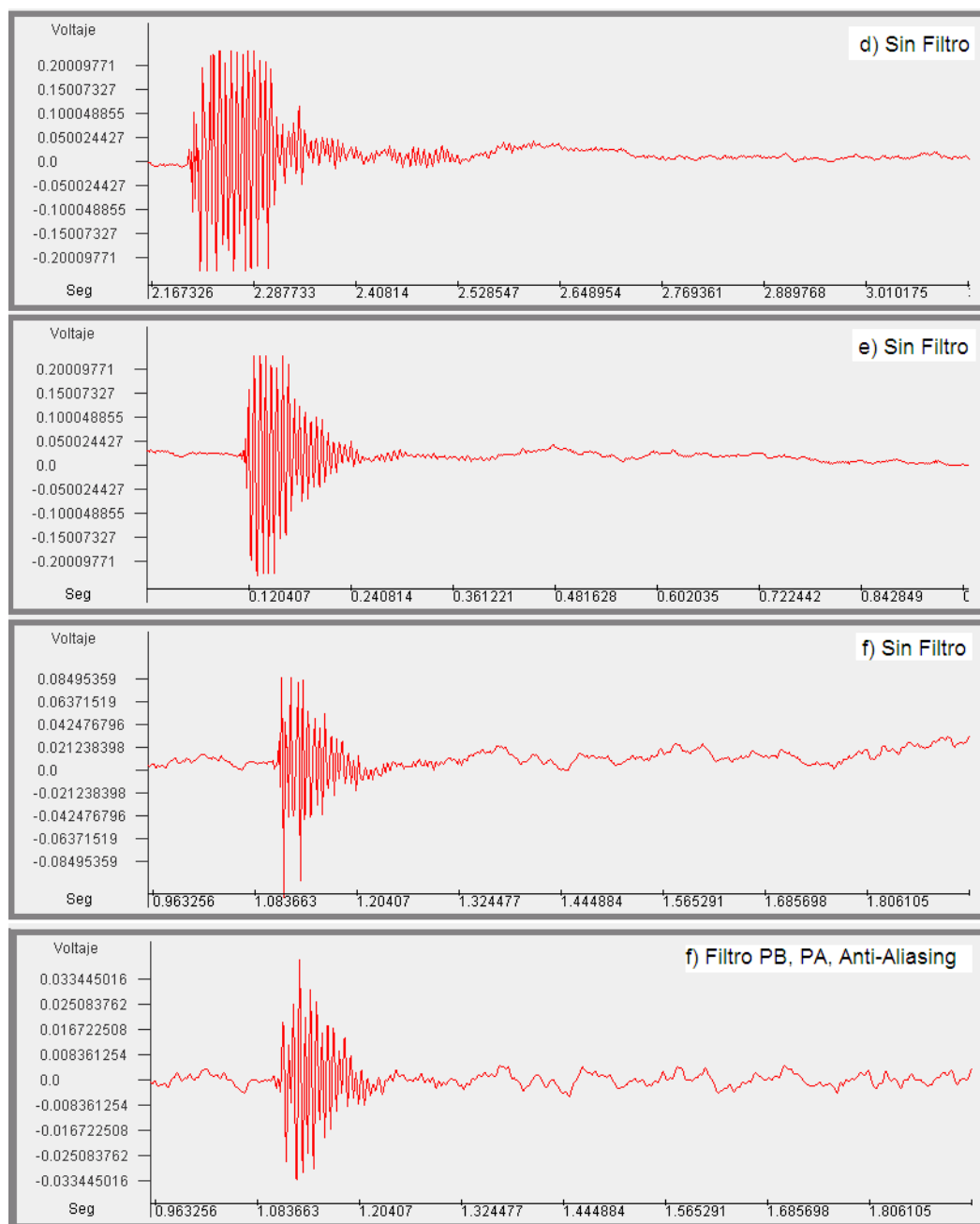


Figura 10.10. Geófono 2 canal Y (d,e,f).

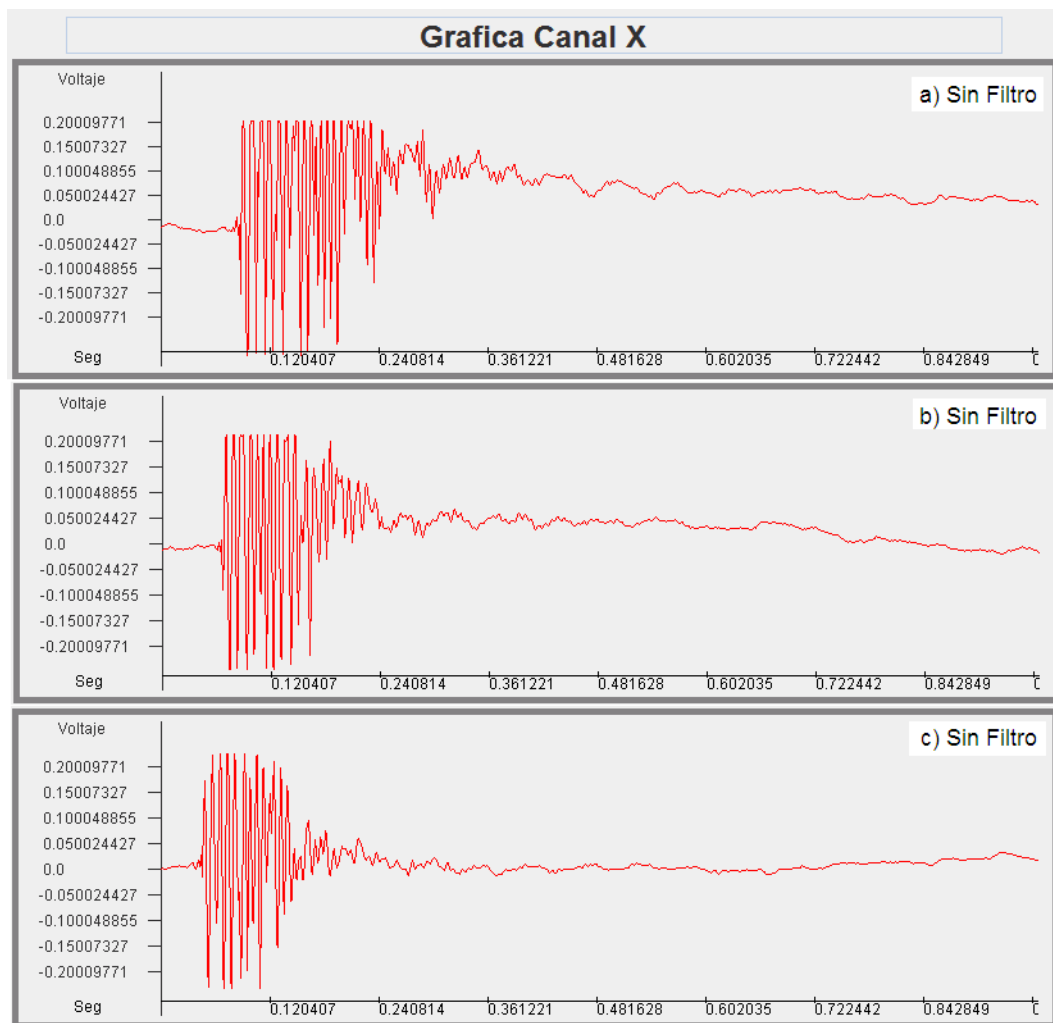


Figura 10.11. Geófono 2 canal X (a,b,c).

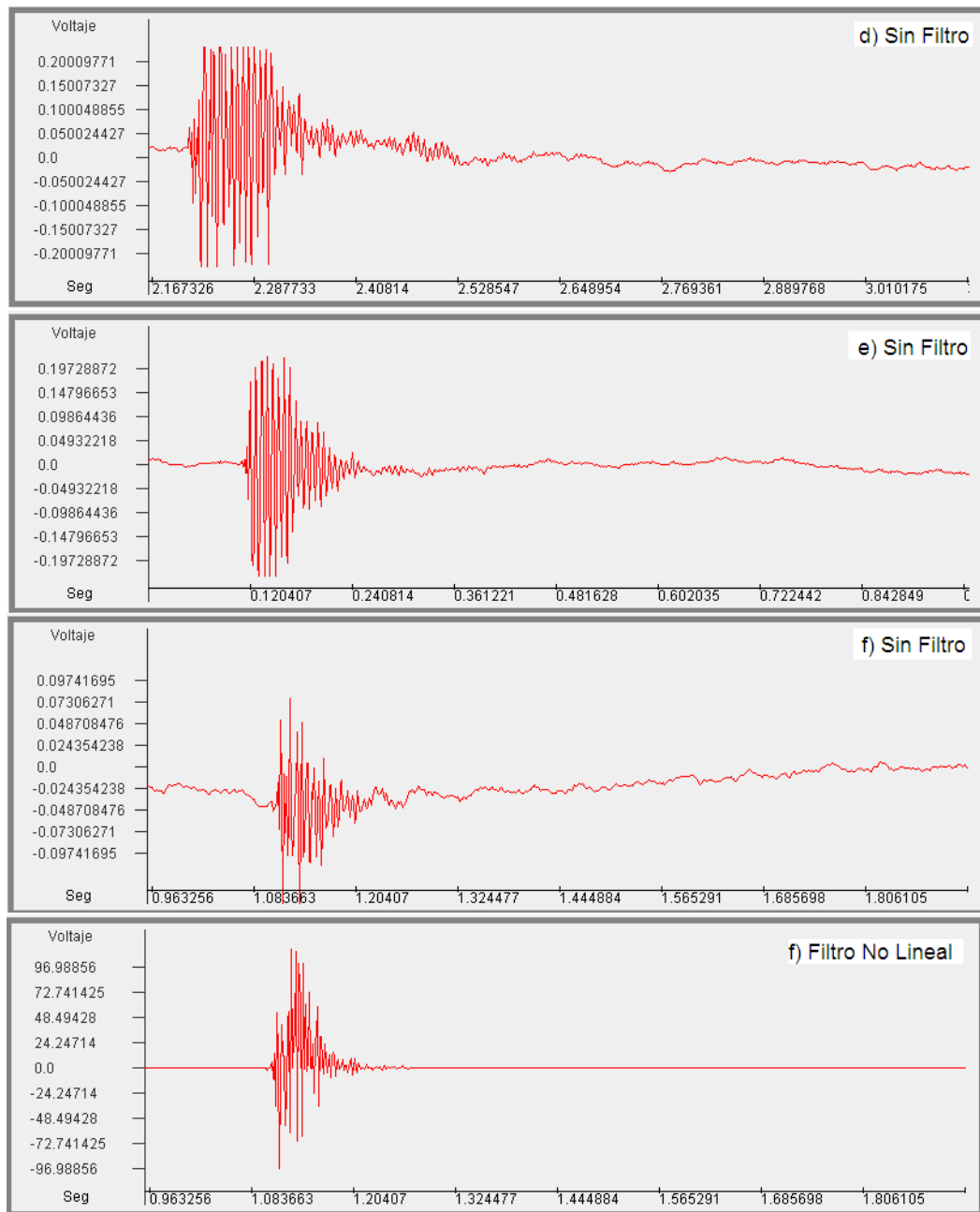


Figura 10.12. Geófono 2 canal X (d,e,f).

10.3 Geófono 3

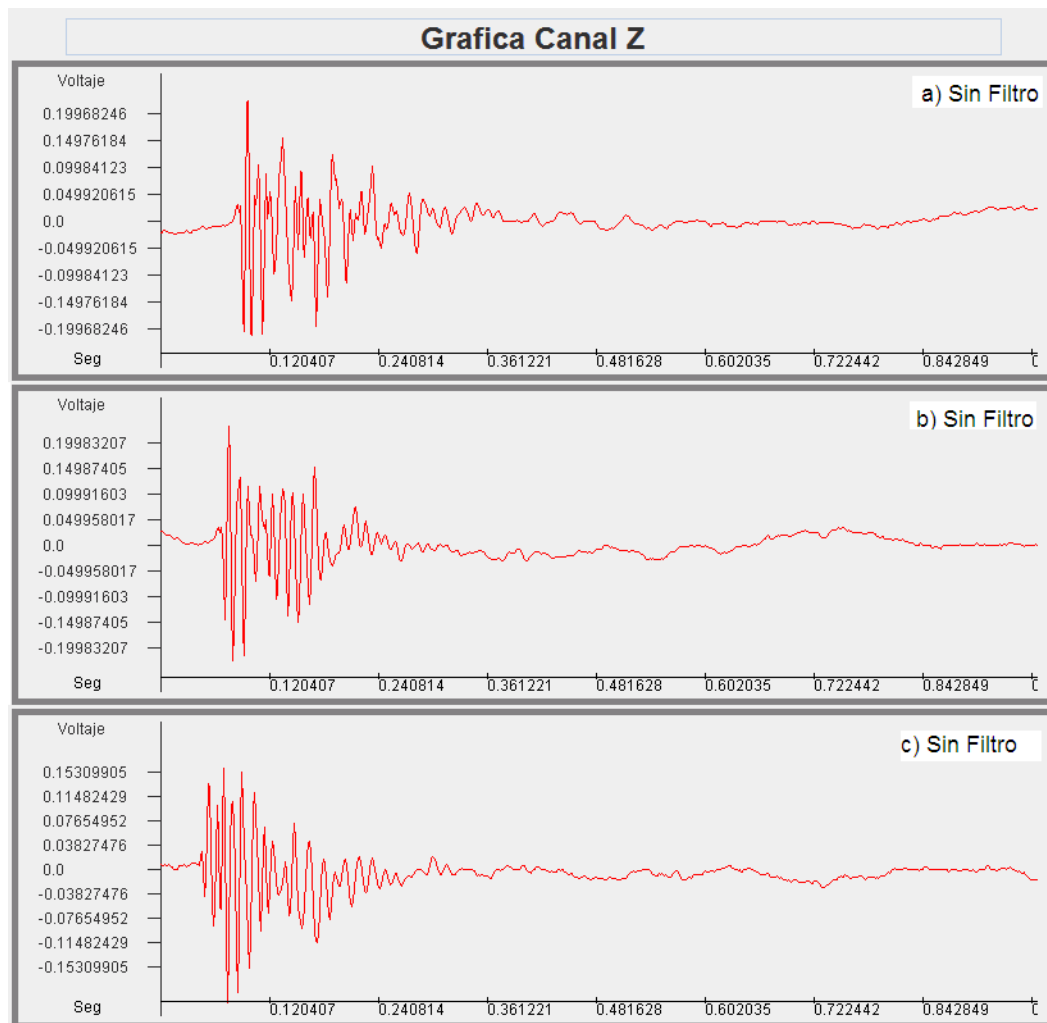


Figura 10.13. Geófono 3 canal Z (a,b,c).

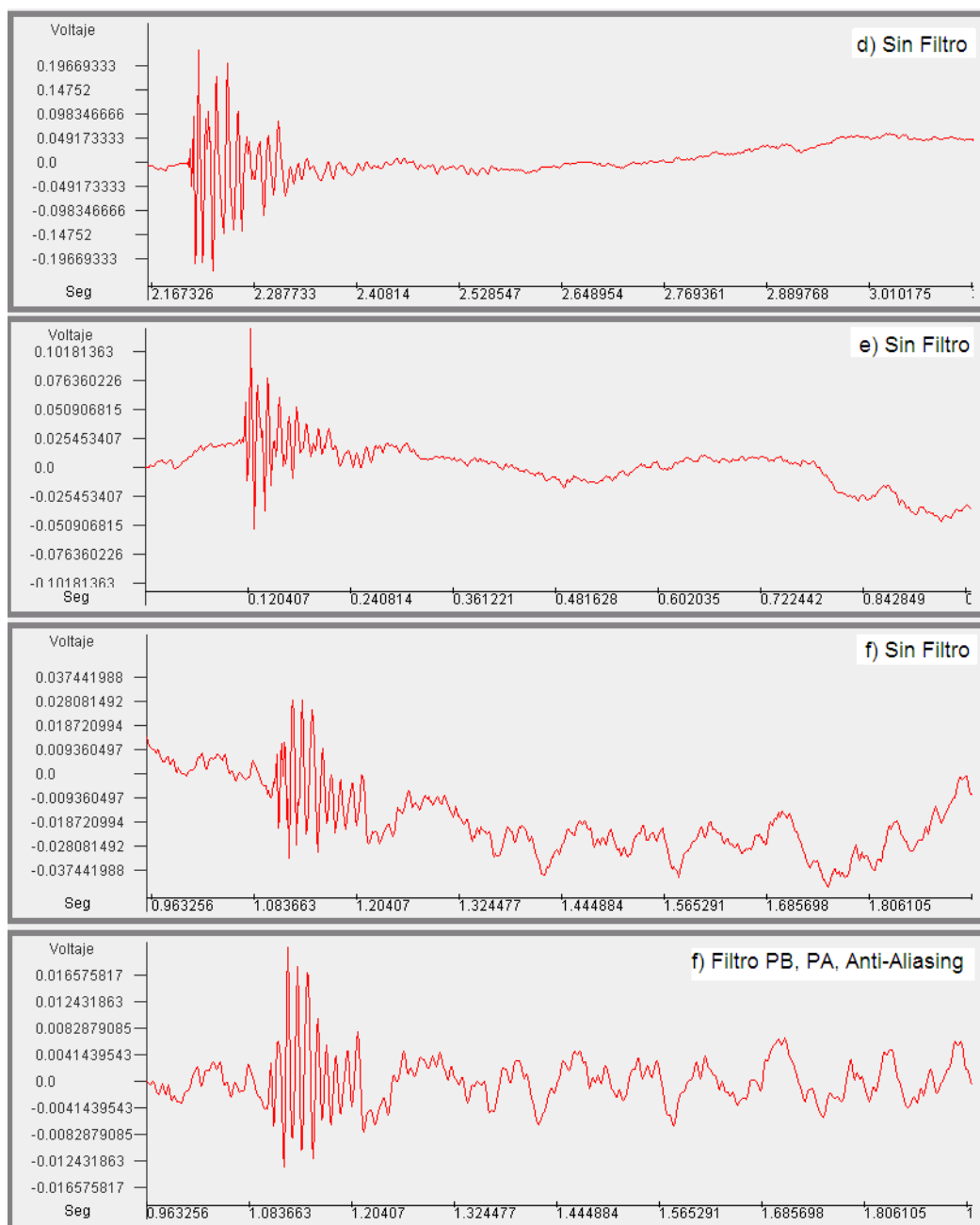


Figura 10.14. Geófono 3 canal Z (d,e,f).

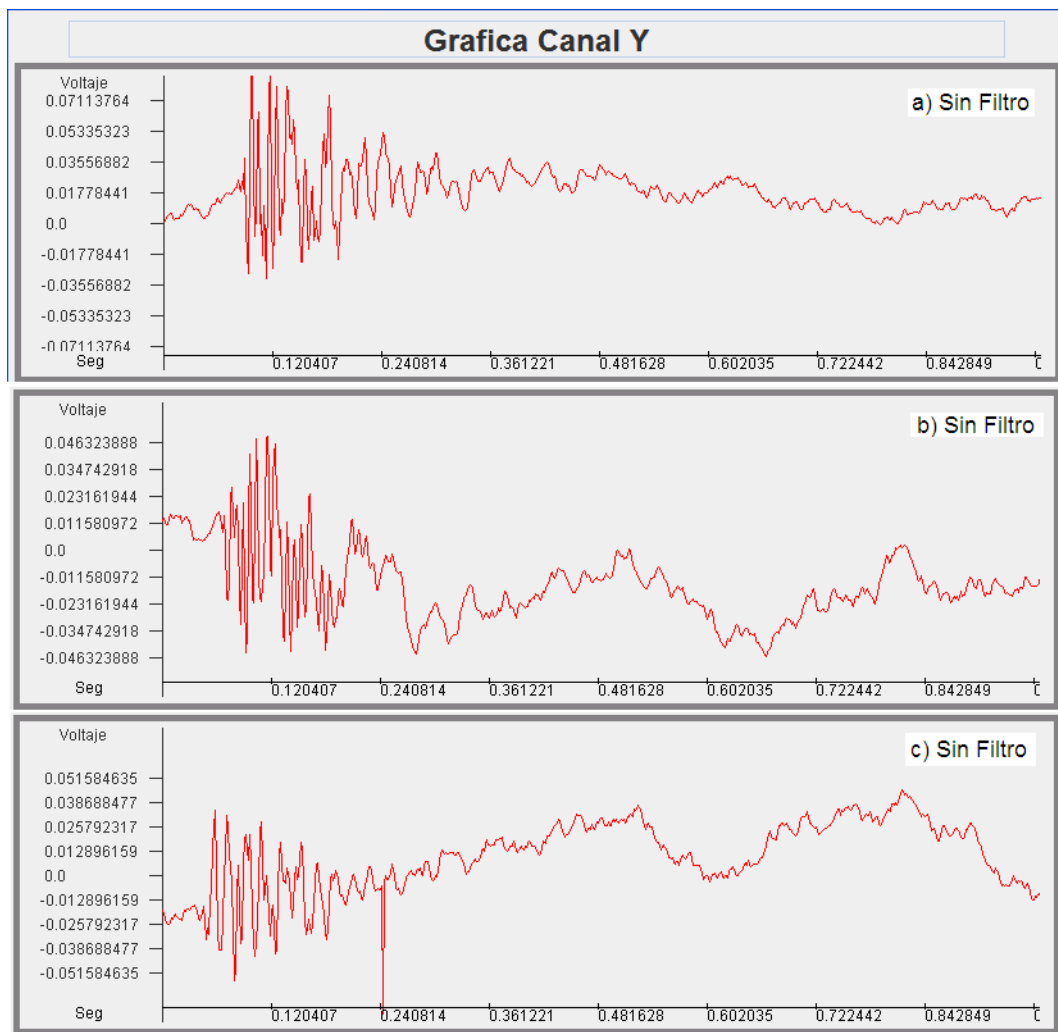


Figura 10.15. Geófono 3 canal Y (a,b,c).

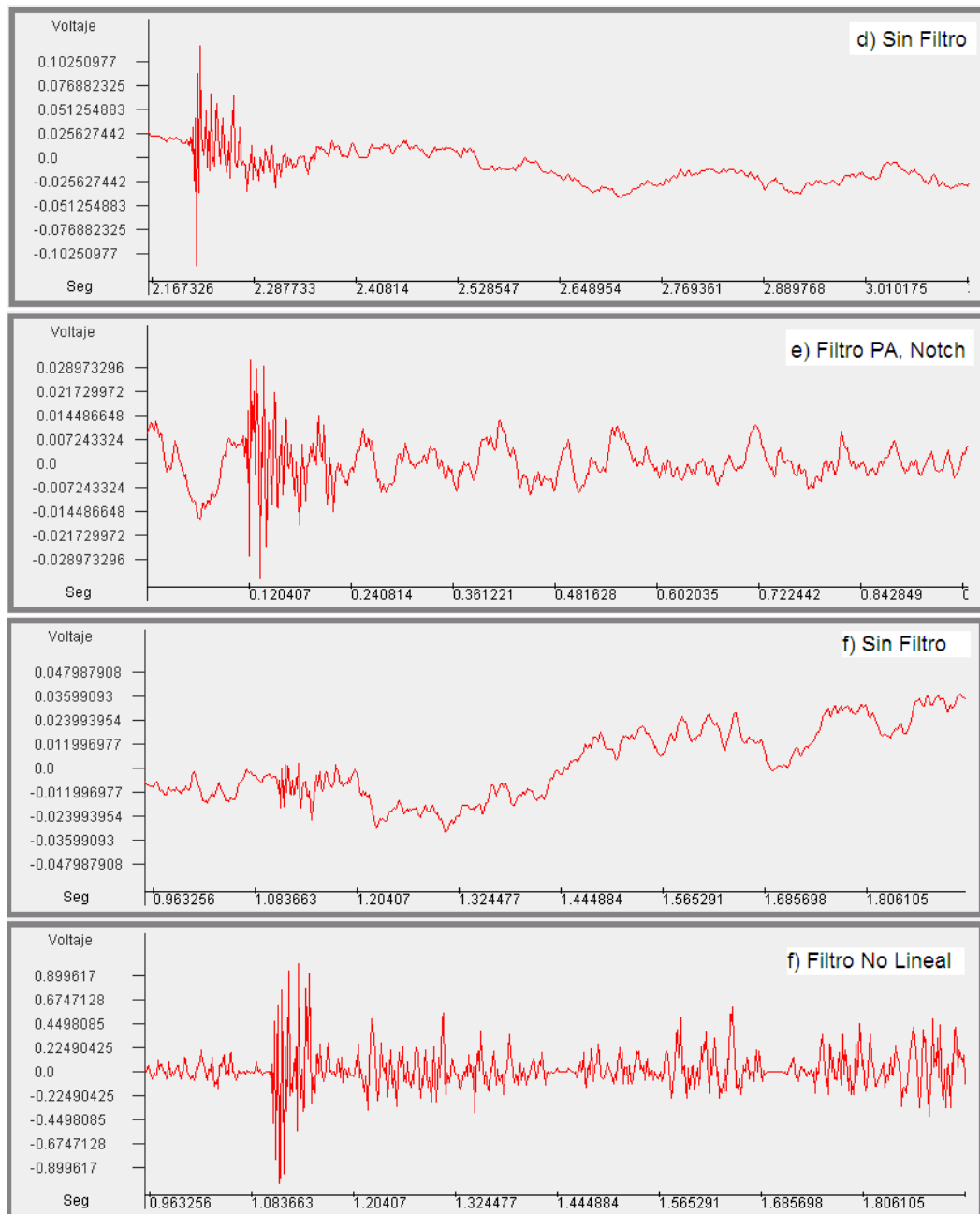


Figura 10.16. Geófono 3 canal Y (d,e,f).

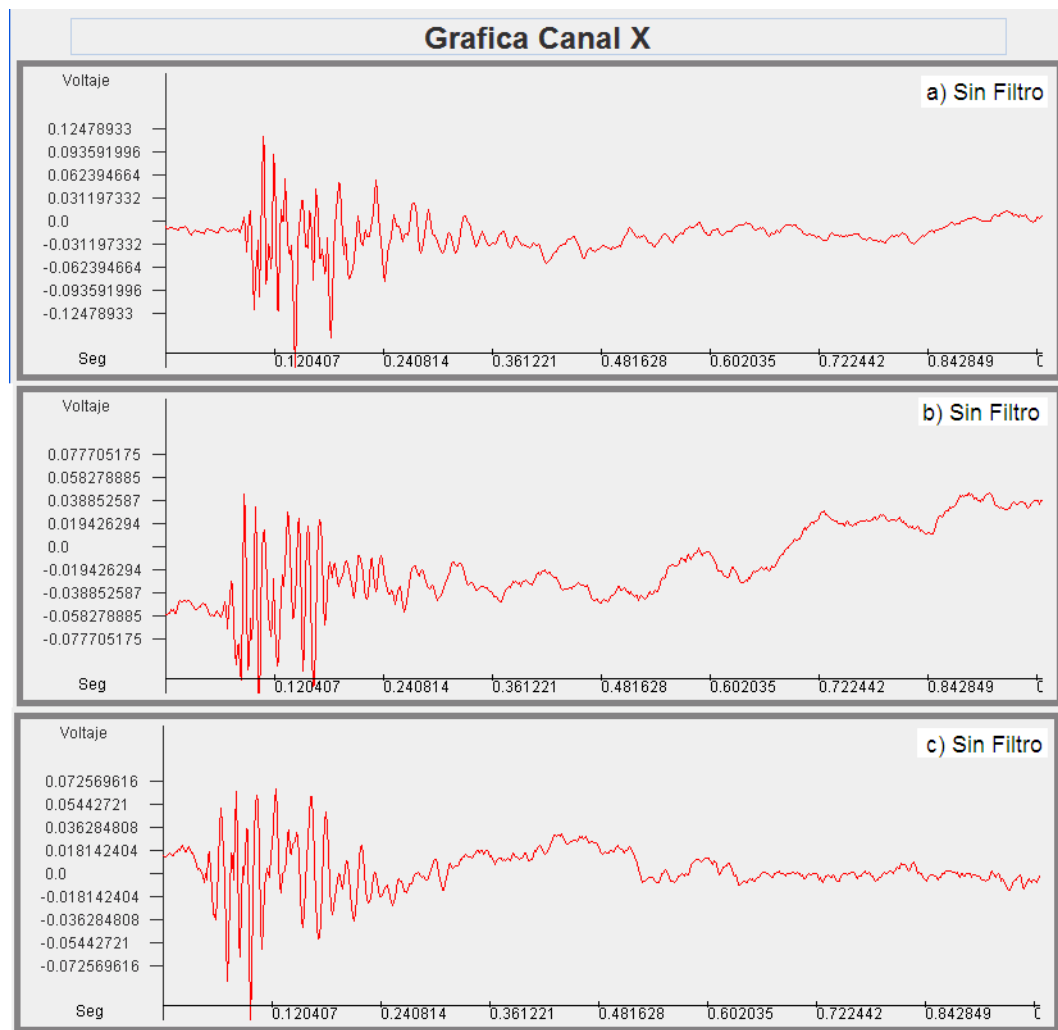


Figura 10.17. Geófono 3 canal X (a,b,c).

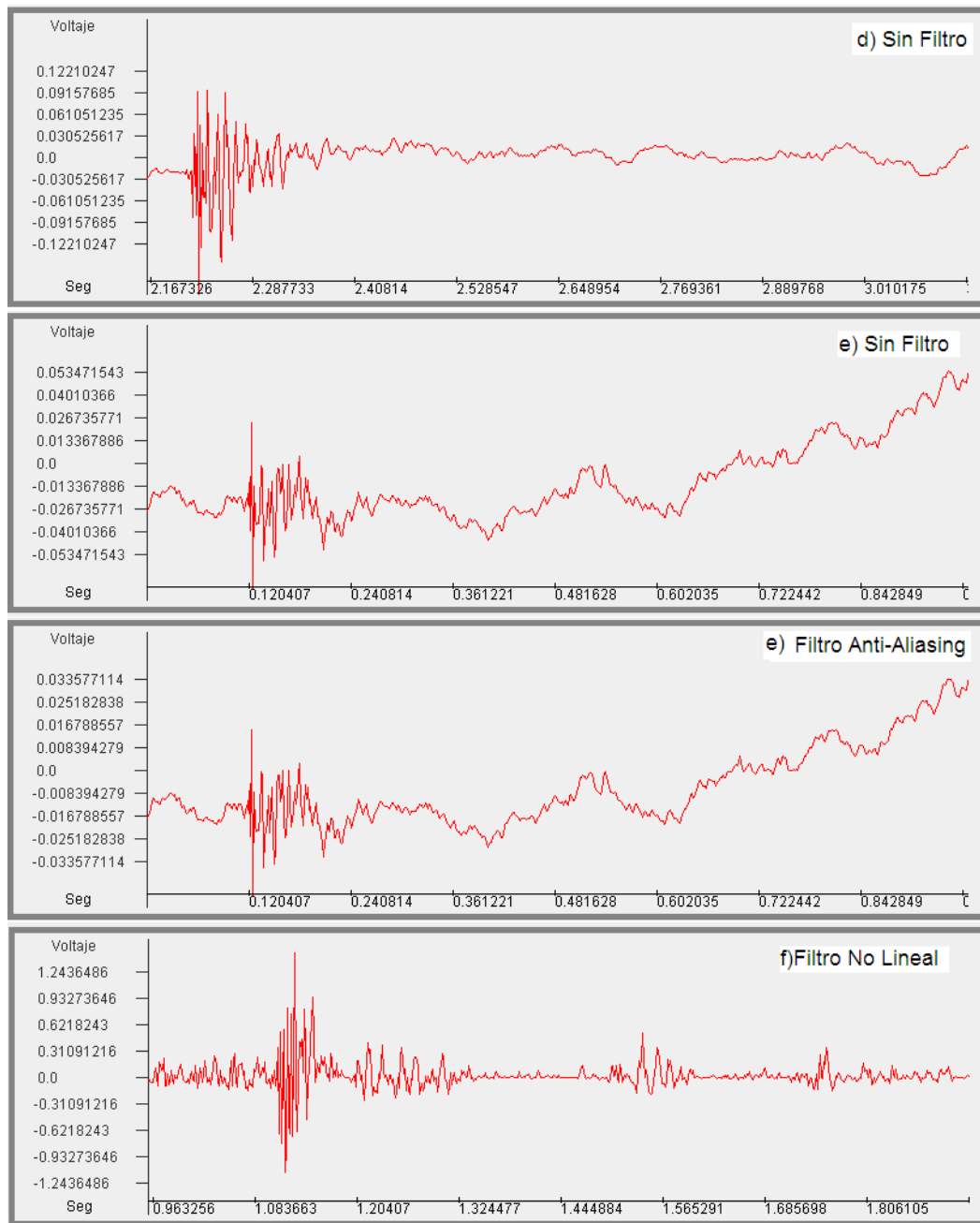


Figura 10.18. Geófono 3 canal X (d,e,f).

10.4 Geófono 4

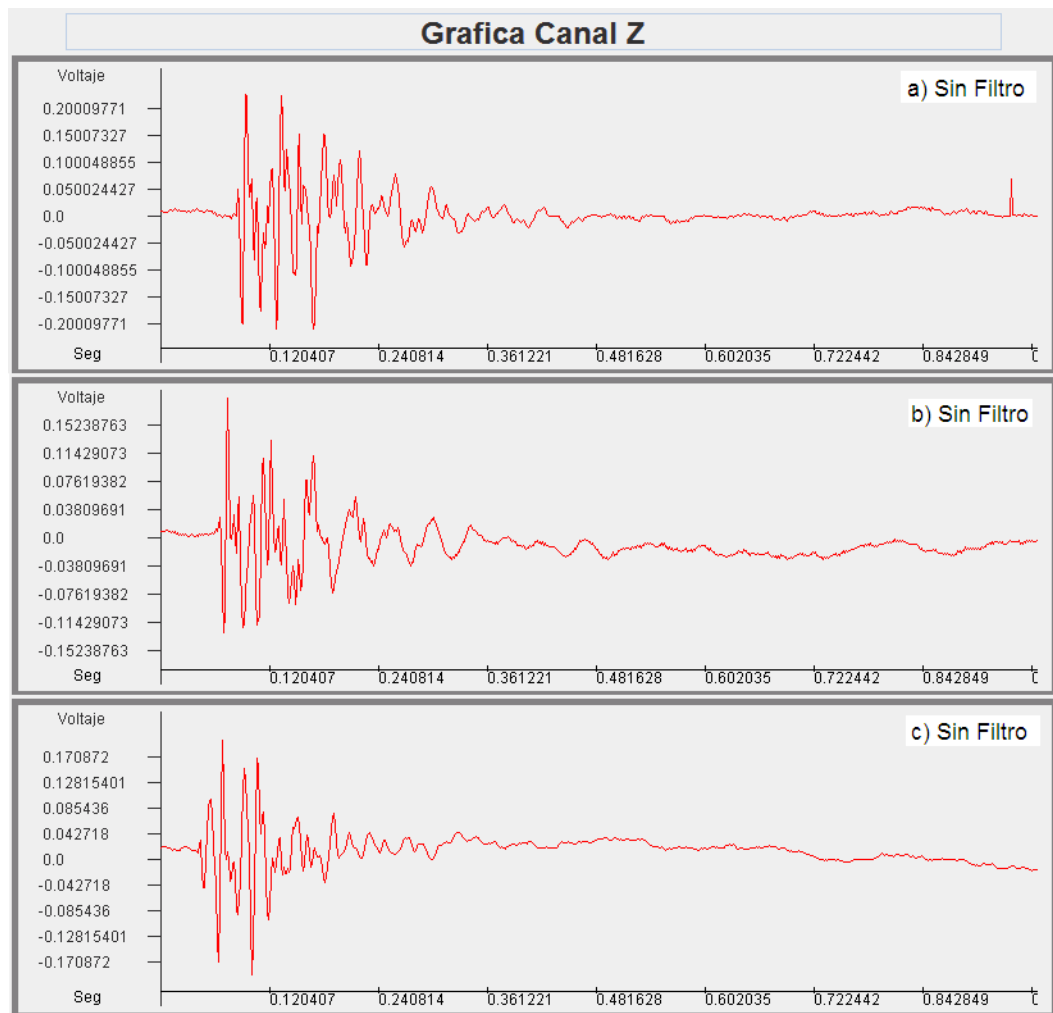


Figura 10.19. Geófono 4 canal Z (a,b,c).

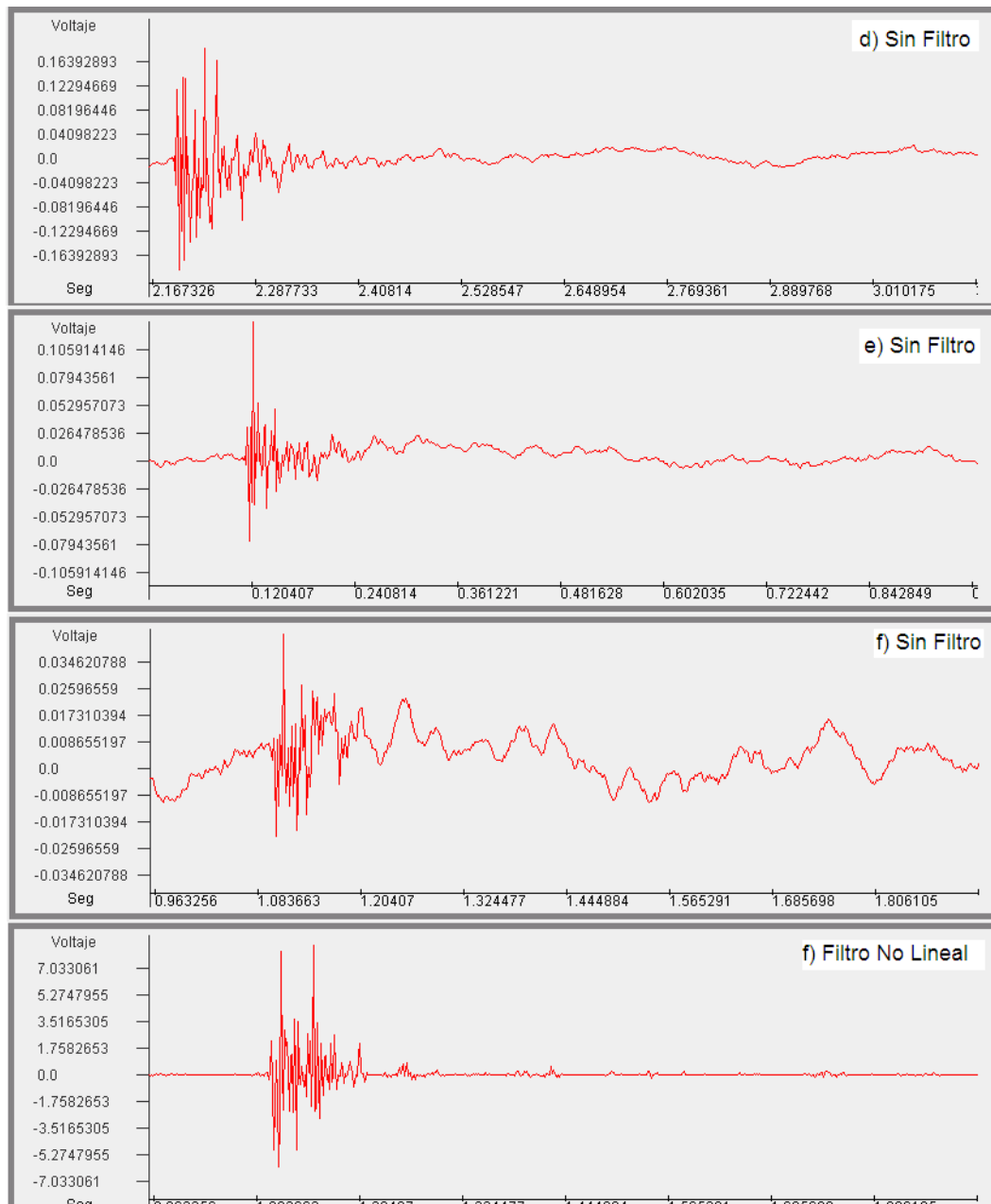


Figura 10.20. Geófono 4 canal Z (d,e,f).

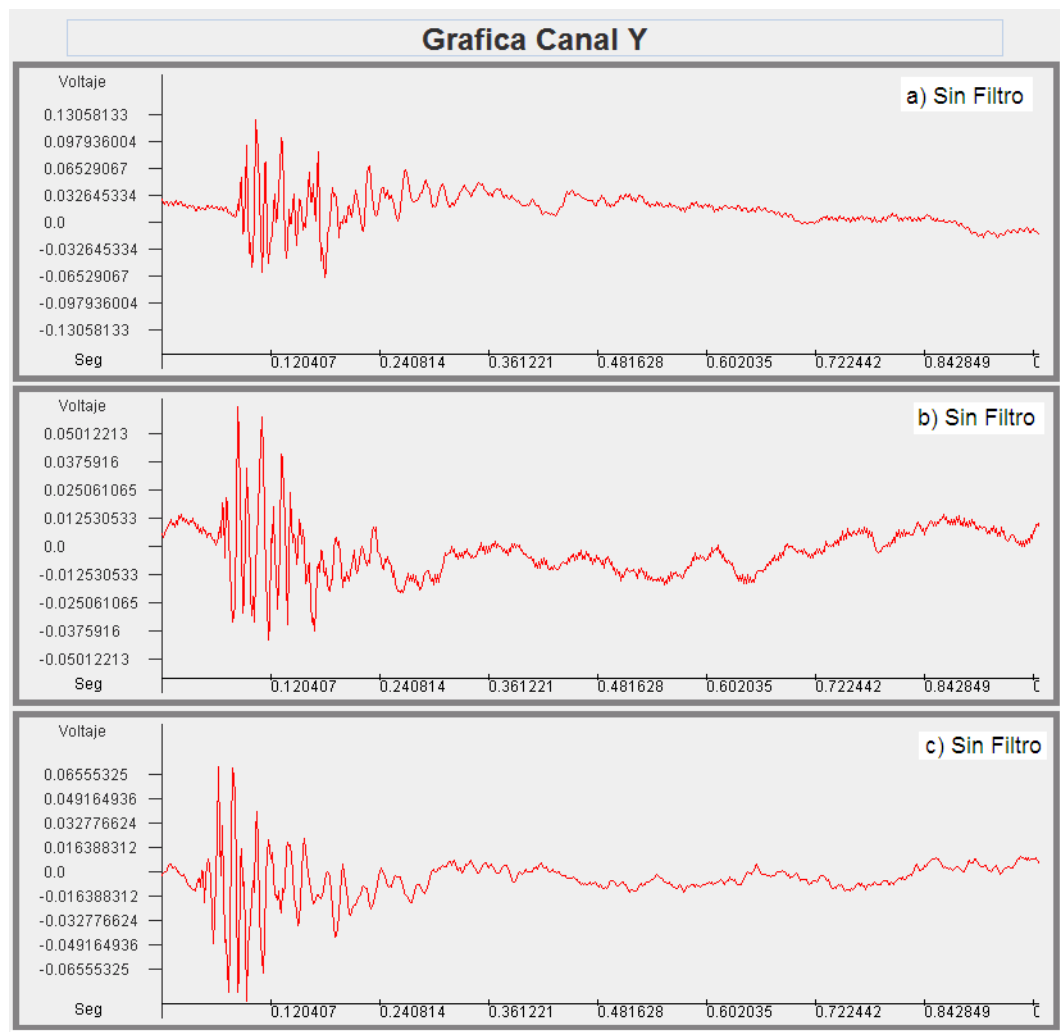


Figura 10.21. Geófono 4 canal Y (a,b,c).

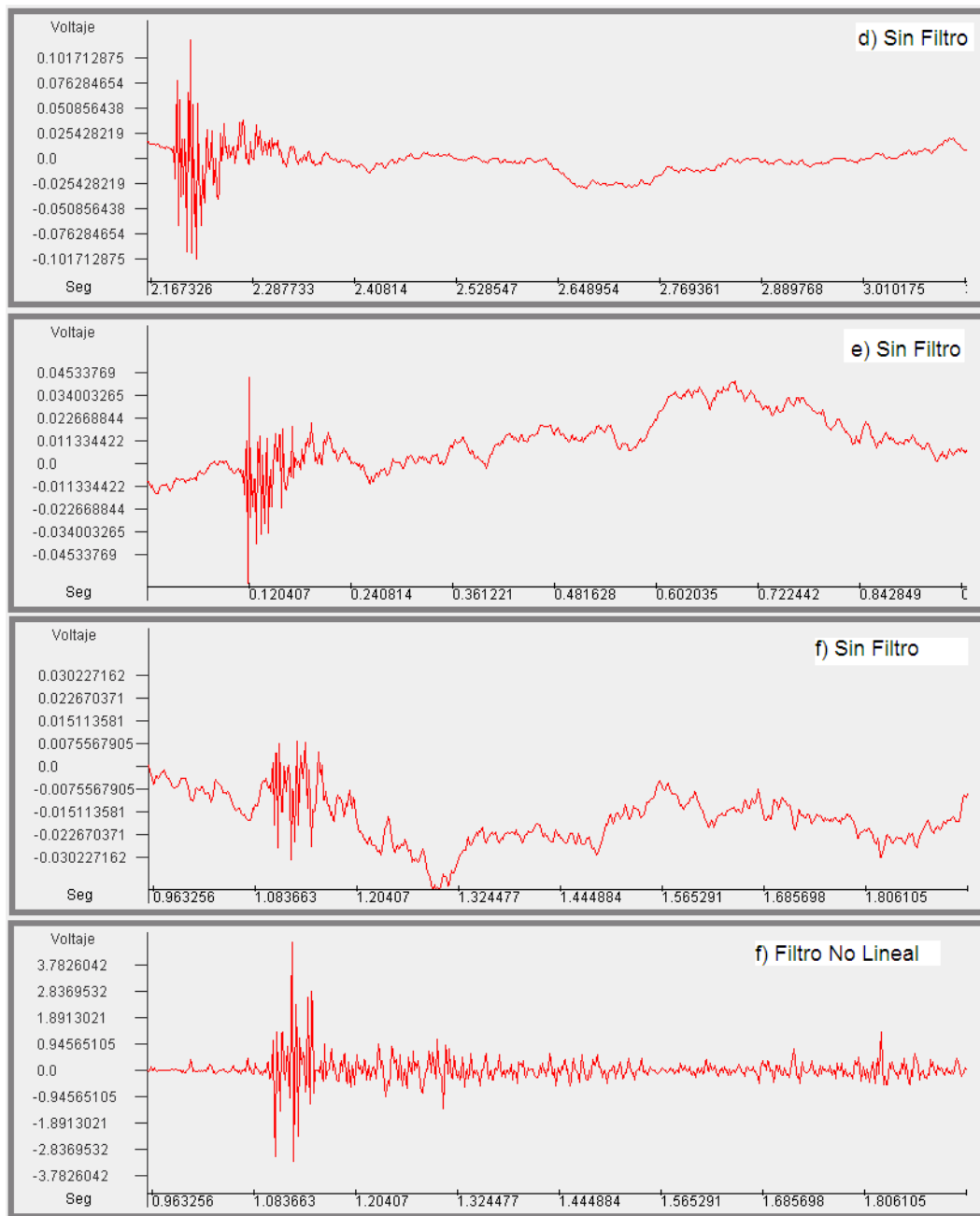


Figura 10.22. Geófono 4 canal Y (d,e,f).

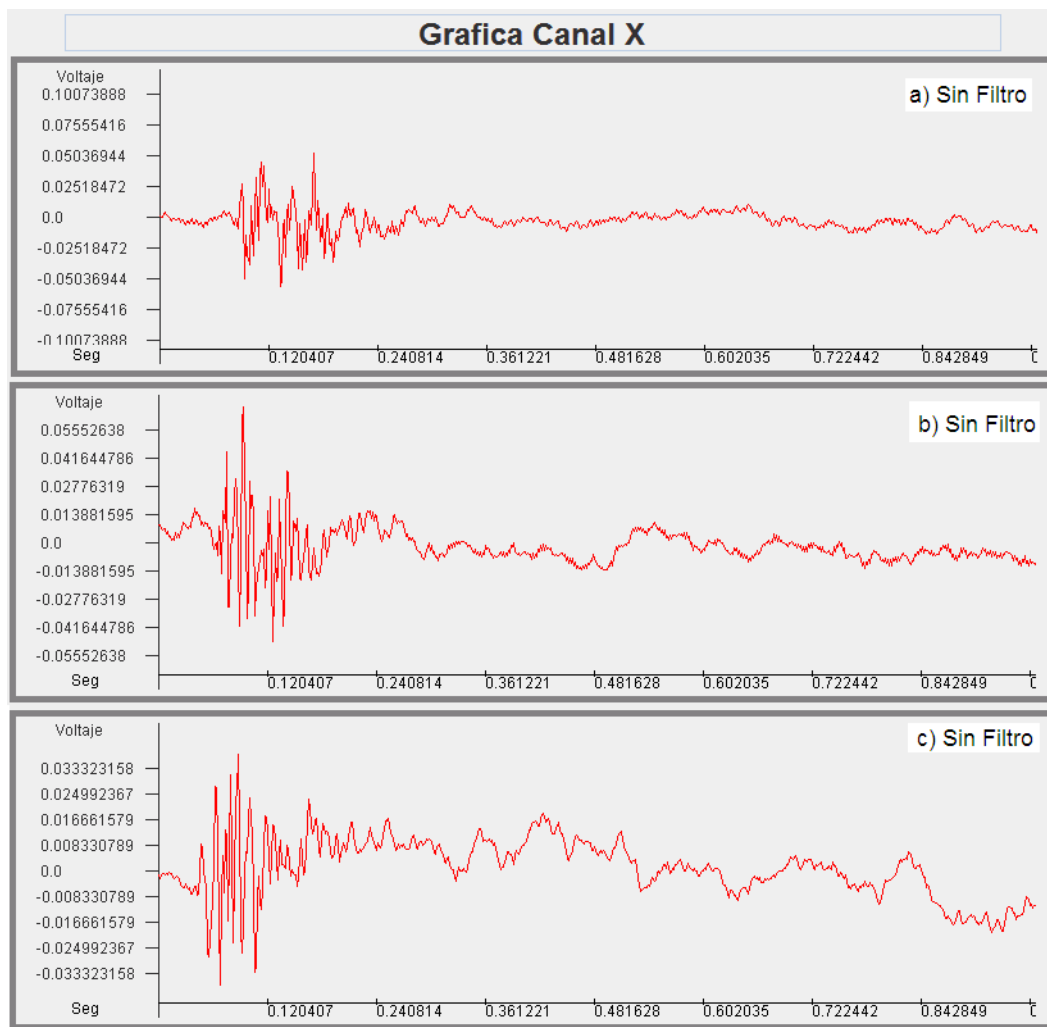


Figura 10.23. Geófono 4 canal X (a,b,c).

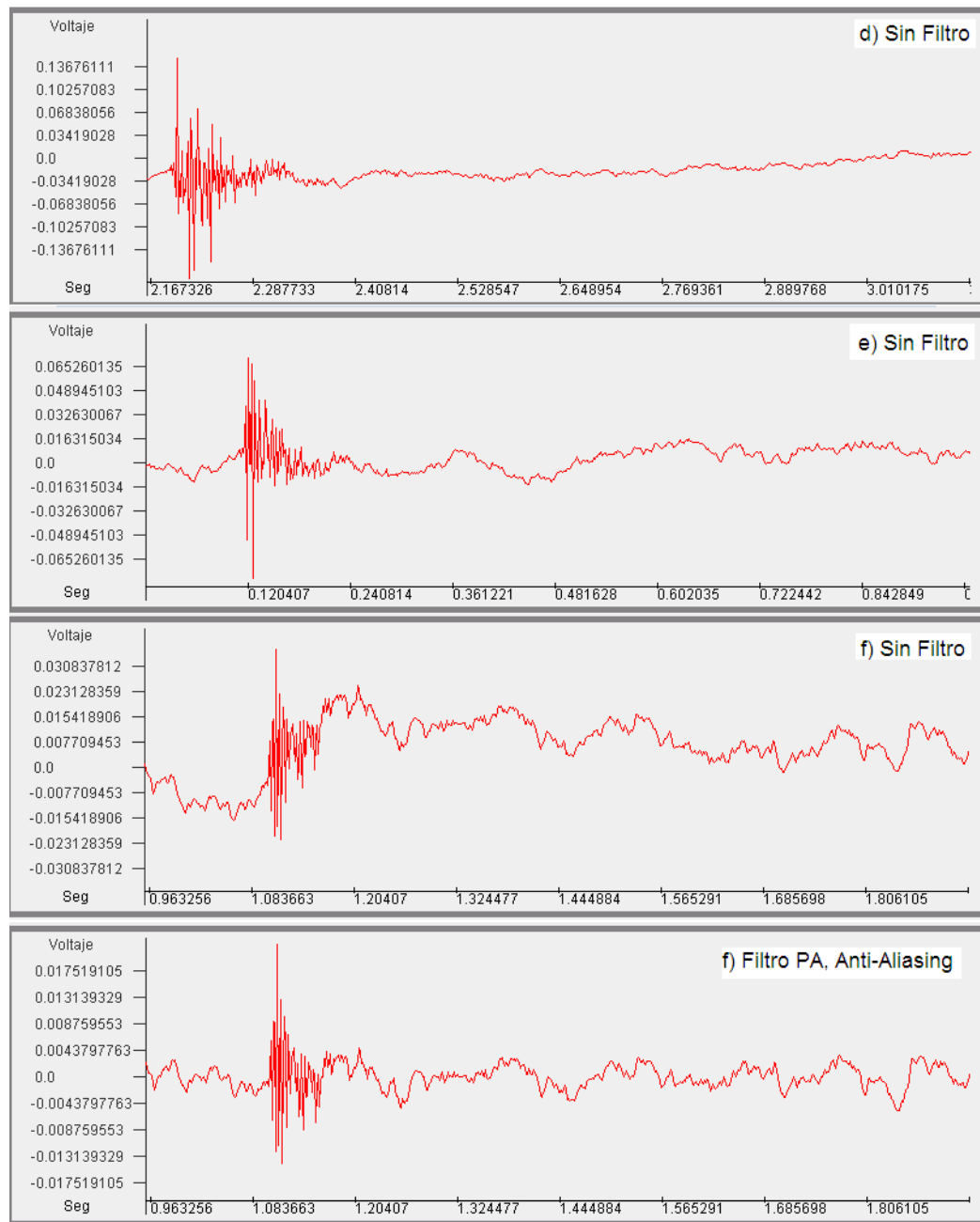


Figura 10.24. Geófono 4 canal X (d,e,f).

CONCLUSIONES

El objetivo general en el diseño e implementación del sistema SAPOST se alcanzó en su totalidad, obteniéndose un sistema endógeno desde la construcción del hardware de las etapas del sistema, de filosofía modular y portátil, expansible y completamente configurable por software. El sistema demostró su capacidad para adquirir ondas mecánicas y registrarlas en formato digital. El funcionamiento de control de geófonos y transmisión de datos vía inalámbrica implementado mostró transparencia para el usuario y confiabilidad en las experiencias experimentales.

Se alcanzaron todos los objetivos específicos planteados, y dada la combinación de investigación, desarrollo y metodología aplicada, los diseños electrónicos finales se comportaron satisfactoriamente aportando estabilidad y robustez al sistema. El software de control SAPOST aportó nuevas ideas con respecto al manejo de dispositivos geófonos, pudiéndose heredar para próximas versiones muchas de las funciones de aplicación implementadas.

Tomando en cuenta el módulo de post-procesamiento, es de apreciar la incorporación de filtros conocidos, como también la incorporación de un filtro no lineal experimental que permite explorar de una manera diferente las ondas registradas con exceso de ruido. El filtro no lineal experimental mostró buen comportamiento para pequeñas señales inmersas en ruido.

Con respecto a la Red SAPOST se constató el éxito en el control de funciones de aplicación y transmisión de datos entre los geófonos (“**G**”), maestros de zona (“**MZ**”), maestro general (“**MZ-G**”) y el software SAPOST alojado en el computador (“**PC**”). La velocidad de transmisión de datos promedio fue de $731 \frac{\text{bits}}{\text{seg}}$ entre geófono y computador lo que equivale aproximadamente a 1 bloque de datos

por cada $5,6 \pm 1$ [seg]. La velocidad de transmisión de datos se considera baja en relación al volumen de datos que puede almacenar una pista de registro sísmico SAPOST de tres componentes, pero sin embargo, se estima por compensación de beneficios el bajo costo económico asociado a la red en cuanto a consumo de potencia eléctrica de los maestros de zona que se traduce directamente en reducción de costo en baterías. En relación al costo de equipos WI-FI de alta velocidad de transmisión de la norma IEEE 802.11, los maestros de zona implementados resultaron ser más económicos en un factor de $\frac{1}{3}$ aproximadamente. La tendencia a la transmisión de datos vía inalámbrica en contraposición a la importación de datos en físico a través de la tarjeta SD fue más práctica debido al hecho de no tener que mover físicamente los equipos geófonos para extraer la información de registro. La verificación de datos y repetición de pruebas desde el computador agilizó el proceso de adquisición de ondas, el sistema SAPOST centralizó todos los equipos de red desde el software de control alojado en un computador haciendo confortable el control de geófonos desde un ambiente más cómodo distinto al lugar en donde se realiza la adquisición de ondas, traducándose esto en un incremento en la productividad para la realización de múltiples ensayos.

El nuevo sensor acelerómetro SAPOST mostró buena calidad en el registro de ondas, dado a que se observó poco ruido asociado a las ondas adquiridas y baja distorsión, presentándose señales nítidas en la mayoría de los registros obtenidos. En las pruebas experimentales no fue necesario el uso de los filtros alternativos propuestos para observar con claridad la onda adquirida, más sí se notó el suavizado de las señales con el uso de los filtros lineales cero fase.

En términos generales el sistema SAPOST cubre las expectativas de innovación que dan pie a la realización de una futura versión destinada a cubrir los espacios de mercado institucionales.

RECOMENDACIONES

Recomendaciones entorno a la red SAPOST:

- Es recomendable aumentar la velocidad de transmisión de la red debido a la alta densidad de información que puede ser recogida por los geófonos.
- Con respecto a la conexión computador (nodo PC) a nodo MZ-G, sería recomendable pasar al estándar Ethernet.

Recomendaciones en torno a hardware:

- Es recomendable cambiar el modelo de microcontrolador dsPIC30F4013 a otro que pueda trabajar a mayor velocidad de instrucciones por segundo a un voltaje de 3.3 voltios.
- Es recomendable cambiar el modo de funcionamiento de la tarjeta SD de modo SPI a modo SD.
- Es recomendable cambiar el conector Din a un conector más robusto.
- Es recomendable la optimización de ganancia y voltaje de referencia de los adecuadores de señal analógico en los dispositivos geófonos.

Recomendaciones entorno a funcionamiento:

- Es recomendable simplificar el software panel de control SAPOST.
- Es recomendable mejorar el software de detección de eventos trigger (disparo automático de grabación).
- Es recomendable la optimización de reconocimiento automático de puertos en el computador.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. Coalson, “Flac,” www.flac.sourceforge.net, 2008.
- [2] S. Disk, “Mini sd card,” in 80 – 36 – 00235, www.sandisk.com, 2003.
- [3] M. T. Inc, “Mcp4021/mcp4022,” in *DS21897B*, www.microchip.com, 2007.
- [4] S. M. Inc, “Mysql query browser,” in *This is the MySQL Query Browser Manual*, <http://dev.mysql.com/doc/query-browser/es/index.html>, 2010.
- [5] T. Instruments, “Operational amplifiers with shutdown tlv2475,” in *slos232e*, www.ti.com, 2007.
- [6] “Precision shunt voltage reference tl4050,” in *slos486*, www.ti.com, 2007.
- [7] P. D. Jhon G, *Tratamiento Digital de Señales*. Prentice Hall, 1998.
- [8] H. Navarro, *Instrumentación Electrónica Moderna*. Editorial Innovación Tecnológica, Facultad de Ingeniería UCV, Caracas, 1995.
- [9] Radiotronix, “Wi-freestar module host interface protocol,” in *Applicable documents host protocol Wi-Freestar Zigbee Ready Transceiver*, www.radiotronix.com, Oct. 2006.
- [10] Y. Sanches, “Introducción a los metodos sísmicos y sus aplicaciones,” in *1ra Clase de Metodos Sísmicos*, Ciudad Universitaria, Caracas, Venezuela, 2006.
- [11] F. Semiconductor, “Mma7260qt,” in *MMA7260QT*, www.freescale.com, 2008.

BIBLIOGRAFÍAS

Usategui, Zapirain, Martínez, Sáez. Microcontroladores avanzados DSPIC, España: Thomson Editores Spain, 2006.

Russel, Norvin. Inteligencia artificial un enfoque moderno, Mexico: Prentice Hall, 1996.

Larson, Hostetler, Edwards. Cálculo volumen 2, España: McGraw Hill, 1999.

Mathews, Kurtis, Fink. Métodos numéricos con MATLAB, España: Prentice Hall, 1999.

Piskunov. Cálculo diferencial integral, España: Montaner y Simón, 1970.

Szponka. Introducción a la acústica teórica, Venezuela: UCV, 1966.