

Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey

Campus Estado de México

Escuela de ingeniería y ciencias



**Sistema de comunicaciones por propagación de ondas  
guiadas a través de cables multi-conductores**

Una disertación presentada por

**Gianpiero Trane Campos**

Sometida a la Escuela de Ingeniería y Ciencia en cumplimiento parcial de los  
requerimientos para la obtención del grado de

Doctor en Filosofía

en

Ciencias Computacionales

Estado de México, Junio, 2021

# Agradecimientos

Mi más grande y sincero agradecimiento para mi asesor de tesis el doctor Rito Mijarez por el soporte brindado durante toda la duración de mi doctorado, quién ha sido más que un profesor y guía académico para mí. El doctor Mijarez aceptó el reto de ser mi asesor de tesis, guiarme a través de todo este tiempo y asumir todos los retos que esto le presentó aun siendo externo al Tecnológico de Monterrey. Durante todos estos años, él me ha servido de guía y de inspiración, me ha motivado, me ha presionado y ha sufrido conmigo todos los cambios que he vivido. Ha invertido una gran cantidad de tiempo, en su mayoría tiempo libre, me ha acompañado y aconsejado en congresos, y nunca me dejó sólo.

Deseo también agradecer al doctor Arturo Pérez quien ha sido mi asesor interno del Tecnológico de Monterrey y mi soporte en el área de telecomunicaciones y redes computacionales. El doctor Arturo no solo me ha apoyado en el desarrollo de la tesis sino también en todo lo relacionado al programa en sí, él fue el director de posgrados presenciales del campus Cuernavaca y siempre me brindó su apoyo incondicional y guía.

Junto con el doctor Mijarez, agradezco al Instituto Nacional de Electricidad y Energías Limpias INEEL, antes Instituto de Investigaciones Eléctricas (IIE). Algunos experimentos fueron conducidos dentro de los laboratorios del INEEL. El equipo de ingenieros del doctor Mijarez en el departamento de Control e Instrumentación también contribuyeron en mi desarrollo académico y me asesoraron cuando lo necesité. El INEEL también financió mi doctorado con la compra de material didáctico, software y hardware usado en el sistema presentado en esta tesis.

También quiero agradecer al Tecnológico de Monterrey Campus Cuernavaca, y a la doctora Mónica Larre, quien en su tiempo fuera la directora de la División de Ingenierías y Ciencias, al maestro Pedro Nájera y a la maestra Dalila Jiménez. La doctora Larre fue mi primera motivación para estudiar el Doctorado en Ciencias Computacionales, me tendió su mano, me acogió en la familia Tec y siempre tuve su apoyo incondicional. La doctora Larre, el maestro Pedro y maestra Dalila fueron los primeros que me brindaron su confianza y fueron mi principal motivación para emprender el viaje sinuoso que fue este doctorado.

Un agradecimiento especial para el CONACYT por el apoyo económico brindado durante los estudios de mi doctorado, esperando de todo corazón que este apoyo siga impulsando a los estudiantes de posgrado del Tecnológico de Monterrey para el desarrollo científico y tecnológico de México.

En último lugar, pero no menos importante, agradezco a mis padres y familiares cercanos quienes me apoyaron durante todo este proceso. Agrego a amigos cercanos que, muy a su manera, siempre encontraron la forma de motivarme para seguir adelante y no desistir.



# Sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas a través de cables multi conductores

## Resumen

Existe una necesidad de alternativas de sistemas de comunicaciones en industrias que operan en ambientes adversos, como la industria de hidrocarburos. La propagación de ondas guiadas ultrasónicas a través de estructuras metálicas sólidas, tales como placas, barras y cables multi-conductores se han investigado con el propósito de transmisión de información digital. En este contexto, los cables multi-conductores se han explorado como canal de comunicaciones para la transmisión de ondas guiadas codificadas.

Esta tesis presenta el diseño propietario e implementación de hardware de un sistema de transmisión de datos automático basado en la propagación de ondas guiadas ultrasónicas usando como canal de comunicaciones tres tipos de cables multi-conductores: AWG12 comúnmente usado en instalaciones eléctricas; y 4H18RPP y 1K22 MP-35N ambos usados en la industria de hidrocarburos debido a su diseño resistente a altas temperaturas y corrosión. Un protocolo de comunicaciones dedicado fue diseñado e implementado en las capas físicas y de enlace de datos, que involucra la modulación por posición de pulsos (PPM por sus siglas en inglés), el procesamiento digital de señales (DSP por sus siglas en inglés), y la validación de la integridad de la transmisión.

El sistema de transmisión de datos está compuesto por un módulo transmisor de ondas guiadas codificadas en PPM, un segmento de cable multi-conductor como canal de comunicación, y un módulo receptor compuesto por una etapa de pre-amplificación, un módulo de adquisición de datos, un demodulador con DSP en tiempo real (RT por sus siglas en inglés) implementado en una plataforma de National Instruments® LabVIEW™, y una interfaz humano-máquina (HMI por sus siglas en inglés) que se ejecuta en una computadora personal. El transmisor genera paquetes de energía acústica a **60 kHz** codificados en PPM y contiene distintos bytes de datos con sus respectivos bytes de integridad. Los experimentos conducidos en el laboratorio, usando cables de **1 m** y **10 m** de longitud, demuestran el funcionamiento exitoso del sistema de comunicaciones en un canal de transmisión sólido elástico con comportamiento dispersivo. Se obtuvieron tasas de transmisiones de datos digitales de hasta **470 bps**, incluyendo la validación de los datos transmitidos.

# Guided waves communication system using multi-wire cables as transmission channel

## Abstract

Alternative wireless data communication systems are a necessity in industries that operate in harsh environments such as the oil and gas industry. Ultrasonic guided wave propagation through solid metallic structures, such as metal barriers, rods, and multi-wire cables, have been proposed for data transmission purposes. In this context, multi-wire cables have been proposed as communication media for the transmission of encoded ultrasonic guided waves.

This work presents the proprietary hardware design and implementation of an automatic data transmission system based on the propagation of ultrasonic guided waves using three types of multi-wire cables as communication channels: AWG12 cables commonly used in building electrification networks; and 4H18RPP and 1K22 MP-35N, both high temperature and corrosion resistant, used for control and monitoring applications in the oil industry. A dedicated communication protocol was implemented at physical and data link layers, which involves Pulse Position Modulation (PPM), Digital Signal Processing (DSP) and an integrity validation byte.

The data transmission system includes an ultrasonic guided waves PPM encoded data transmitter, a receiver with a hardware-based preamplification phase, a data acquisition module, a real-time (RT) DSP LabVIEW© based demodulator and a human-machine interface (HMI) running on a personal computer. To evaluate the communication system, the transmitter generates **60 kHz** PPM energy packets containing three different bytes and their corresponding integrity validation bytes. Experimental tests were conducted in the laboratory using cables **1 m** and **10 m** in length. Results showed successful PPM encoded guided waves data transmissions and identification on a 1K22 MP-35N multi-wire cable segment. Although a dispersive solid elastic media was used as a communication channel, digital data transmission rates up to 470 bps were effectively validated.

# Lista de Figuras

Figura 1.1. Clasificación de tecnologías de telecomunicaciones por canal de transmisión con enfoque en las aplicaciones que usan ondas elásticas en materiales sólidos.....	2
Figura 1.2. Esquema representativo de control y monitoreo de parámetros geofísicos usando cables en pozos petroleros.....	5
Figura 1.3. Componentes de un sistema NDT en el marco conceptual de SHM.....	9
Figura 1.4. Esquema de comunicación por propagación de ondas acústicas en tuberías de acero usadas en estructuras submarinas propuesto por Mijarez et al.....	11
Figura 1.5. Modelo de comunicaciones por propagación de ondas acústicas con arreglos de múltiples receptores en tuberías de acero propuesto por Yuanwei Jin et al. ....	12
Figura 1.6. Configuración del experimento para el caracterizar el canal de comunicación para la transmisión de datos por ondas guiadas en barreras metálicas propuesto por Primerano et al.....	13
Figura 1.7. Configuración del experimento con dos transductores transmisores montados en una barra de acero de $63.5\text{ mm}$ alineados coaxialmente con sus respectivos receptores propuesto por Ashdown et al.....	14
Figura 1.9. Áreas de investigación involucradas en el objetivo de esta tesis.....	18
Figura 2.1 Modelo de comunicaciones por propagación de ondas guiadas en pozos petroleros. ....	21
Figura 2.2. Representación gráfica del efecto piezoeléctrico. ....	22
Figura 2.3. Direcciones de las fuerzas que afectan un elemento piezoeléctrico.....	24
Figura 2.4. Un grupo de ondas viajando a velocidad $c_g$ con ondas independientes viajando a través del grupo a velocidad $c_{ph}$ . ....	26
Figura 2.5. Mallado de un componente mecánico en elementos triangulares.....	28
Figura 2.6. Esfuerzos mecánicos de compresión y expansión que conforman un grupo de ondas guiadas en una barra sólida.....	30
Figura 2.7. Modos de propagación acústica en barras cilíndricas sólidas con relación a los desplazamientos radial $U_r$ , axial $U_z$ y angular $U_\theta$ . ....	31
Figura 2.8. Imagen demostrativa de las curvas de dispersión en función de la velocidad grupal. ....	32
Figura 2.9. Ondas parciales por capa ( $L + L -$ , $SV + SV -$ , $SH + SH -$ ) que combinadas producen ondas guiadas, en un sistema de cinco capas representado la sección trasversal de un alambre de cobre con aislante eléctrico.....	34

Figura 3.1. Proceso de muestreo de señales. (a) Señal continua en tiempo. (b) Tren de impulsos unitarios equidistantes. (c) Señal muestreada mediante el producto de (a) y (b).	38
Figura 3.2. Representación del fenómeno de aliasing.....	38
Figura 3.3. Diagrama de mariposa representativo de las operaciones en DIT-FFT.....	46
Figura 3.4. Algoritmo DIT-FFT con ocho puntos.....	46
Figura 3.5. Diagrama de mariposa representativo de las operaciones en DFT-FFT.....	48
Figura 3.6. Algoritmo DIF-FFT con ocho puntos.....	49
Figura 3.7. Representación a bloques de la función de transferencia de un filtro FIR de orden M.....	51
Figura 3.8. Etapas de diseño de un filtro FIR por el método de muestreo en frecuencia.....	52
Figura 3.9. Diagrama simple de un sistema IIR. ....	54
Figura 3.10. Diagrama del modelo de un filtro IIR con N coeficientes recursivos y M coeficientes no recursivos. ....	55
Figura 3.11. Identificación de magnitud y fase de la respuesta en frecuencia en una gráfica de polos y ceros. ....	56
Figura 3.12. (a) Secuencia de pulsos sin modulación. (b) Secuencia de pulsos modulados en PPM (0110).....	59
Figura 4.1. Modelo del sistema de telecomunicaciones propuesto por Shannon. ....	60
Figura 4.2. Instrumentos usados en la transmisión y recepción de ondas guiadas. (a) Generador de funciones Tektronix® AFG3021B, (b) Transductor ultrasónico Ultran® GC30-D50. (c) Osciloscopio Tektronix® DPO4104.....	61
Figura 4.3. Diseño del soporte de Nylamid® para el transductor acústico.....	62
Figura 4.4. Diagrama a bloques del módulo transmisor de ondas guiadas. ....	63
Figura 4.5. Modelo del análisis FEM para el cristal piezoeléctricos APC 855. El desplazamiento del cristal es analizado en el punto marcado en rojo.....	65
Figura 4.6. APC 855 análisis de desplazamiento en el eje Z de 45 kHz a 65 kHz. ....	65
Figura 4.7. Desplazamiento volumétrico en el eje Z del cristal piezoeléctrico APC 855 modelado con material PZT-8. (a) Vista aérea. (b) Vista lateral. ....	66
Figura 4.8. Comparación del desplazamiento en el eje Z (curva azul) obtenido mediante simulación, contra la impedancia (curva roja) del cristal piezoeléctrico APC 855 obtenida experimentalmente.....	66
Figura 4.9. Modelo del análisis FEM del cristal piezoeléctrico adherido con silicón al disco de cobre de acoplamiento.....	67

Figura 4.10. APC 855 con disco de acoplamiento, análisis de desplazamiento en el eje Z de 45 kHz a 65 kHz. ....	68
Figura 4.11. Desplazamiento volumétrico en el eje Z del cristal APC 855 con disco de acoplamiento. (a) Vista inferior. (b) Vista superior. (c) Vista lateral. ....	68
Figura 4.12. Modelo del análisis FEM del encapsulado del módulo transmisor de ondas guiadas. ....	69
Figura 4.13. Módulo transmisor de ondas guiadas, análisis de desplazamiento en el eje Z de 55 kHz a 65 kHz. ....	70
Figura 4.14. Desplazamiento volumétrico en el eje Z del módulo transmisor de ondas guiadas con cristal APC 855. (a) Vista frontal al cristal piezoeléctrico. (b) Vista trasera del disco de acoplamiento. ....	70
Figura 4.15. (a) Configuración de terminales y (b) arquitectura interna del microcontrolador AT89LP4052 de 8 bits de ATMEL® usado como microcontrolador en el módulo transmisor de ondas guiadas. ....	71
Figura 4.16. (a) Configuración de terminales y (b) tabla de verdad del puente-H SN754410NE. (c) Regulador de voltaje ML7805. ....	72
Figura 4.17. Diagrama esquemático del diseño electrónico del módulo transmisor de ondas guiadas. ....	73
Figura 4.18. (a) Diseño del PCB. (b) Modelo del diseño del PCB. (c) Vista 3D área del modelo del PCB. (d) Imagen del circuito electrónico. ....	74
Figura 4.19. Modelo del transmisor del sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas. ....	75
Figura 4.20. Diseño de un símbolo de información modulada en PPM. ....	77
Figura 4.21. Algoritmo del protocolo de comunicaciones del módulo transmisor. ....	78
Figura 4.22. Diagrama de flujo del modulador PPM. ....	78
Figura 4.23. Diagrama a bloques del módulo receptor de ondas guiadas. ....	79
Figura 4.24. (a) Diagrama simplificado del INA118. (B) Diagrama de conexiones del INA118. (c) Tabla de valores de resistencias para ganancias preconfiguradas. ....	80
Figura 4.25. Imagen representativa del chasis cRIO-9074 (los módulos cRIO mostrados en la imagen no son los módulos usados para la demodulación y decodificación del receptor de ondas guiadas aquí descrito) ....	81
Figura 4.26. Módulo de adquisición de datos NI 9223 con 4 ADCs a 1MS/s. ....	82
Figura 4.27. Diagrama a bloques del diseño del demodulador PPM implementado en NI LabVIEW™. ....	83
Figura 4.28. Escenarios en la decodificación de una serie de pulsos modulados en PPM. ....	87

Figura 4.29. Algoritmo de decodificación PPM por distancia entre pulsos. ....	87
Figura 4.30. Interfaz gráfica del prototipo de sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas. (a) Gráfica para desplegar las etapas del procesamiento digital de señales. (b) Arreglo de bytes transmitidos. ....	89
Figura 4.31. Panel demostrativo de los bytes recibidos en representación binaria y hexadecimal. ....	89
Figura 5.1. Construcción del cable AWG12. (a) Segmento de cable. (b) Modelo tridimensional. (c) Corte transversal. ....	91
Figura 5.2.(a) Modelo del AWG12 para el cálculo de curvas de dispersión. (b) Curvas de dispersión del cable AWG12. ....	91
Figura 5.3. Configuración del experimento de transmisión de trenes de pulsos a través de 1.5 m de cable AWG12 con transductores con bulk integrado usados como transmisor y receptor de ondas guiadas. ....	92
Figura 5.4. Identificación de modos de propagación en 1.5m de cable AWG12 a 12 kHz. (a) Curvas de dispersión del modelo del AWG12. (b) Señales transmitida (cian) y recibida (amarilla). ....	93
Figura 5.5. Configuración del experimento de identificación de modos de propagación y transmisión de una señal PPM usando un cable AWG12 de 1 m y 4 m de longitud. ....	94
Figura 5.6. Identificación de modos de propagación de ondas guiadas de 20 pulsos cuadrados transmitidos a través de 1 m de cable AWG12. Ambas señales, transmitida (curva roja) y recibida (curva púrpura), son filtradas con un filtro FIR. ....	95
Figura 5.7. Identificación de un símbolo PPM de información B4H. (a) Transmisión a través de 1m de cable multi-conductor AWG12. (a) Transmisión a través de 4m de cable multi-conductor AWG12. ....	96
Figura 5.8. Procesamiento Digital de Señales fuera de línea para la identificación de un símbolo PPM transmitido a través de un cable AWG12 de 1 m (a), y 4 m (b) de longitud. ....	98
Figura 5.9. Construcción del cable 4H18RPP. (a) Modelo tridimensional. (b) Corte transversal. ....	100
Figura 5.10. (a) Modelo del cable 4H18RPP para el cálculo de curvas de dispersión. (b) Curvas de dispersión del cable 4H18RPP. ....	101
Figura 5.11. Identificación de modos de propagación de 20 pulsos cuadrados a través de 1 m de cable 4H18RPP. Ambas señales, transmitida (curva roja) y recibida (curva púrpura), filtradas con un filtro FIR. ....	102
Figura 5.12. Configuración del experimento para la identificación y procesamiento en tiempo real de símbolos codificados en PPM usando un cable 4H18RPP de 1 m de longitud. ....	103

Figura 5.13. Identificación del byte de información codificado en PPM transmitido en 1 m de cable 4H18RPP.....	104
Figura 5.14. Secuencia de símbolos PPM recibidos del experimento de transmisión en 1 m de cable 4H18RPP.....	104
Figura 5.15. Decodificación PPM de un símbolo recibido a través de 1 m de cable 4H18RPP. ....	105
Figura 5.16. Construcción del cable multi-conductor 1K22 MP-35N. (a) Segmento de cable. (b) Modelo tridimensional. (b) Corte transversal.....	106
Figura 5.17. (a) Modelo del cable 1K22 MP-35N para el cálculo de curvas de dispersión.	107
Figura 5.18. Configuración de los experimentos conducidos con el cable 1K22 MP-35N...	107
Figura 5.19. Identificación de modos de propagación de 20 pulsos cuadrados a través de 1 m de cable 1K22 MP-35N. Ambas señales, transmitida (curva verde) y recibida (curva azul), filtradas con un filtro FIR.....	108
Figura 5.20. Señal adquirida y digitalizada con el módulo de adquisición de datos cRIO NI 9223C a 1 MS/s. Ésta es la señal del el receptor de ondas guidas y el amplificador de instrumentación INA118.....	109
Figura 5.21. Resultado del procesamiento del filtro IIR Butterworth supresor de ruido de banda angosta sintonizado a la banda de los 48 kHz a los 62 kHz.....	110
Figura 5.22. Resultado del proceso de autocorrelación con desplazamiento temporal de 24 muestras aplicado a la señal filtrada con el filtro supresor de ruido de banda angosta.....	110
Figura 5.23. Resultado del proceso del filtro FIR pasa bajas sintonizado a la tasa de transferencia. La línea punteada representa el umbral RMS calculado de la señal filtrada con el filtro FIR pasa bajas.....	111
Figura 5.24. Resultado del Procesamiento Digital de Señales en RT.....	112
Figura 5.25. Resultado de la comparación de la señal filtrada con el filtro FIR pasa bajas con el umbral RMS.....	113
Figura 5.26. (a) Identificación de bytes recibidos demodulados. (b) Análisis de integridad de la información. ....	113

# Acrónimos

ACSR	Cable de Aluminio con Alma de Acero (por sus siglas en inglés)
ADC	Convertidor Analógico Digital (por sus siglas en inglés)
ADSL	Línea de Abonado Digital Asimétrica (por sus siglas en inglés)
AM	Amplitud Modulada
CDMA	Acceso Múltiple por División de Código (por sus siglas en inglés)
CI	Circuito Integrado (por sus siglas en inglés)
CMOS	Semiconductor Complementario de Óxido Metálico (por sus siglas en inglés)
cRIO	Compact RIO
DAQ	Tarjeta de Adquisición de Datos (por sus siglas en inglés)
DC	Corriente Directa (por sus siglas en inglés)
DFT	Transformada Discreta de Fourier (por sus siglas en inglés)
DIF	Diezmado en Frecuencia (por sus siglas en inglés)
DIT	Diezmado in Tiempo (por sus siglas en inglés)
DRAM	Memoria Dinámica de Acceso Aleatorio (por sus siglas en inglés)
DSP	Procesamiento Digital de Señales (por sus siglas en inglés)
DTFT	Transformada de Tiempo Discreto de Fourier (por sus siglas en inglés)
FDM	División de Frecuencia Multiplexada (por sus siglas en inglés)
FEA	Análisis por Elemento Finito (por sus siglas en inglés)
FEM	Método de Elemento Finito (por sus siglas en inglés)
FFT	Transformada Rápida de Fourier (por sus siglas en inglés)
FIFO	Primero en Entrar Primero en Salir (por sus siglas en inglés)
FIR	Respuesta Finita al Impulso (por sus siglas en inglés)
FM	Frecuencia Modulada
FMD	Detección de Componentes Tubulares Inundados (por sus siglas en inglés)
FPGA	Matriz de Puertas Lógicas Programables en Campo (por sus siglas en inglés)
FSK	Modulación por Desplazamiento de Frecuencia (por sus siglas en inglés)
GEISP	Acero Galvanizado Extra Mejorado (por sus siglas en inglés)
GWUT	Pruebas por Ondas Guiadas Ultrasónicas (por sus siglas en inglés)
HMI	Interfaz Humano Máquina (por sus siglas en inglés)
IIR	Respuesta Infinita al Impulso (por sus siglas en inglés)
ISM	Banda Industrial, Científica y Médica
LAN	Red de Área Local (por sus siglas en inglés)
LRU	Ultrasonido de Largo Alcance (por sus siglas en inglés)
LTE	Long Term Evolution (por sus siglas en inglés)
LTI	Linear Invariante en Tiempo (por sus siglas en inglés)
MFSK	Modulación por Desplazamiento Múltiple de Frecuencia (por sus siglas en inglés)



MIPS	Millones de Instrucciones Por Segundo
NDT	Pruebas No Destructivas (por sus siglas en inglés)
NI	National Instruments® (por sus siglas en inglés)
OFDM	Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (por sus siglas en inglés)
PAM	Modulación por Amplitud de Pulso (por sus siglas en inglés)
PCB	Tarjeta de Circuito Impreso (por sus siglas en inglés)
PFA	Perfluoroalkyl Vinyl Ether
PM	Fase Modulada (por sus siglas en inglés)
PPM	Modulación por Posición de Pulsos (por sus siglas en inglés)
PSI	Libras de presión por pulgada cuadrada (por sus siglas en inglés)
PVC	Policloruro de Vinilo (por sus siglas en inglés)
PZT	Titanato Zirconato de Plomo (por sus siglas en inglés)
QAM	Modulación de Amplitud en Cuadratura (por sus siglas en inglés)
RAM	Memoria de Acceso Aleatorio (por sus siglas en inglés)
RMS	Valor Cuadrático Medio (Valor Eficaz) (por sus siglas en inglés)
ROV	Vehículo Submarino Operado Remotamente (por sus siglas en inglés)
RT	Tiempo Real (por sus siglas en inglés)
SHF	Super Alta Frecuencia (por sus siglas en inglés)
SMH	Monitoreo de Integridad Estructural (por sus siglas en inglés)
SNR	Relación Señal a Ruido (por sus siglas en inglés)
SPI	Interfaz de Periférico Serial (por sus siglas en inglés)
TSBP	Espacio de Tiempo Entre Pulsos (por sus siglas en inglés)
TTL	Lógica Transistor-Transistor (por sus siglas en inglés)
UART	Transmisor-Receptor Asíncrono Universal (por sus siglas en inglés)
UHF	Ultra Alta Frecuencia (por sus siglas en inglés)
WLAN	Red de Área Local Inalámbrica (por sus siglas en inglés)

# Contenido

Capítulo 1. Introducción .....	1
1.1. Introducción .....	1
1.1.1. Tecnologías de comunicaciones alámbricas .....	2
1.1.2. Tecnologías de comunicaciones inalámbricas .....	3
1.2. Uso de cables para el monitoreo de parámetros geofísicos en pozos petroleros .....	5
1.3. Propagación de ondas elásticas .....	7
1.3.1. Pruebas No Destructivas (NDT) .....	7
1.3.2. Monitoreo de Integridad Estructural (SHM).....	8
1.3.3. Comunicación por propagación de ondas guiadas .....	9
1.4. Reutilización de infraestructura metálica industrial como canal de comunicación ...	10
1.4.1. Tubos como medio de comunicación.....	10
1.4.2. Placas como canal de comunicación.....	12
1.4.3. Alambres y cables como medio de comunicación .....	15
1.5. Aplicación industrial y motivación.....	17
1.5.1. Aplicación industrial.....	17
1.5.2. Motivación .....	17
1.6. Objetivo.....	18
1.7. Hipótesis.....	19
1.8. Contenido de la tesis.....	19
Capítulo 2. Teoría de ultrasonido y ondas guiadas.....	21
2.1. Introducción .....	21
2.2. Ultrasonido y piezoelectricidad .....	22
2.2.1. Cristales piezoeléctricos .....	22
2.2.2. Fundamentos de ultrasonido.....	24
2.3. Fundamentos de la teoría de elemento finito .....	27
2.4. Ondas Guiadas .....	29
2.4.1. Ondas guiadas en barras cilíndricas.....	31
2.4.2. Curvas de dispersión y Disperse® .....	32
Capítulo 3. Procesamiento Digital de Señales .....	36

3.1. Introducción.....	36
3.2. Operaciones básicas del procesamiento de señales .....	37
3.2.1. Teorema de muestreo.....	37
3.2.2. Convolución.....	39
3.2.3. Correlación cruzada y autocorrelación .....	41
3.3. Transformada discreta de Fourier .....	41
3.3.1. Transformada rápida de Fourier .....	43
3.4. Filtros digitales.....	49
3.4.1. Filtros FIR .....	50
3.4.2. Filtros IIR .....	53
3.5. Esquemas de codificación en las comunicaciones .....	58
3.5.1. Modulación PPM.....	58
Capítulo 4. Instrumentación y diseño electrónico .....	60
4.1. Introducción.....	60
4.2. Instrumentación comercial para transmisión y recepción de ondas guiadas .....	61
4.2.1. Acoplamiento mecánico acústico del transductor ultrasónico.....	61
4.3. Diseño del módulo transmisor .....	63
4.3.1. Caracterización del cristal piezoeléctrico.....	64
4.3.2. Diseño electrónico del módulo transmisor .....	71
4.3.3. Diseño mecánico y encapsulado.....	75
4.3.4. Diseño del modulador PPM.....	76
4.4. Diseño del módulo receptor.....	79
4.4.1. Diseño electrónico para acondicionamiento de señales.....	80
4.4.2. Adquisición de la señal transmitida .....	81
4.4.3. Diseño del demodulador PPM.....	82
4.4.4. Interfaz gráfica de visualización .....	88
Capítulo 5. Experimentación y resultados .....	90
5.1. Introducción.....	90
5.2. Cable AWG12.....	90
5.2.1. Curvas de dispersión del AWG12 .....	91
5.2.2. Identificación de modos de propagación.....	92

5.2.3. Identificación de un símbolo PPM.....	96
5.2.4. Procesamiento de señales fuera de línea.....	97
5.3. Cable 4H18RPP.....	100
5.3.1. Curvas de dispersión del 4H18RPP .....	100
5.3.2. Identificación de modos de propagación.....	101
5.3.3. Transmisión de un byte de información.....	103
5.4. Cable 1K22 MP-35N.....	106
5.4.1. Curvas de dispersión.....	106
5.4.2. Configuración del prototipo.....	107
5.4.3. Identificación de modos de propagación.....	108
5.4.4. Procesamiento en tiempo real.....	109
5.4.5. Demodulación PPM en línea .....	112
Capítulo 6. Discusión, trabajo futuro y conclusiones.....	115
6.1. Introducción .....	115
6.2. Discusión de resultados.....	115
6.3. Limitaciones del sistema .....	119
6.4. Trabajo futuro sugerido .....	119
6.5. Conclusión.....	120
Referencias.....	122
Anexo A: Software embebido del sistema transmisor .....	127
Anexo B: Software de procesamiento digital de señales.....	131
Anexo C: Publicaciones científicas .....	136



# Capítulo 1. Introducción

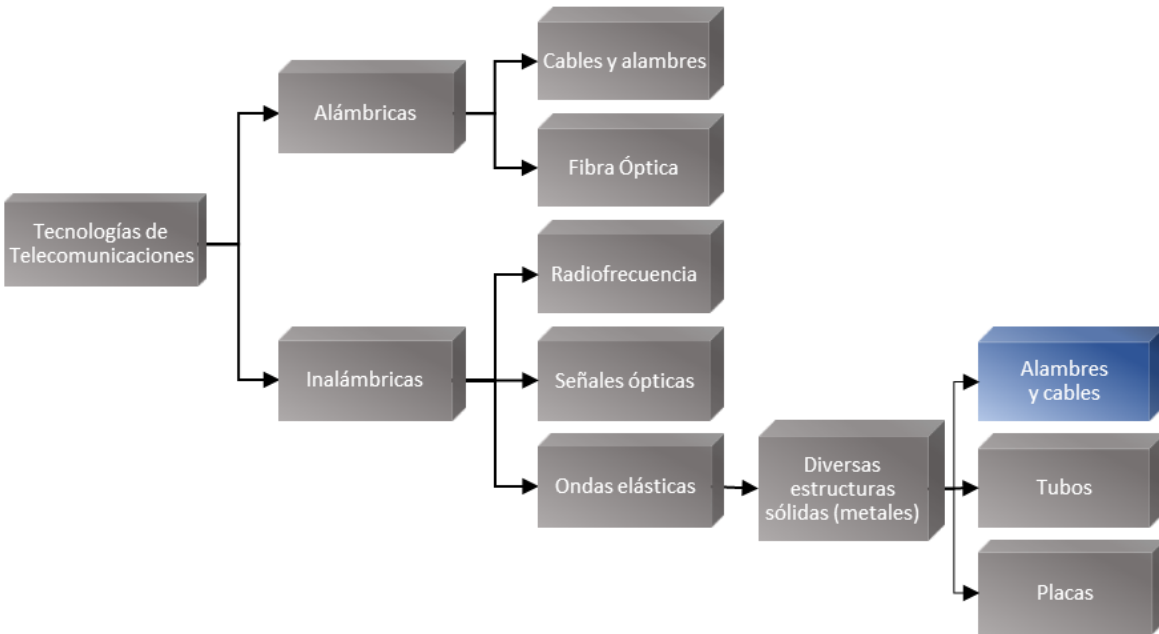
## 1.1. Introducción

A lo largo de la historia las tecnologías de redes de comunicaciones han sido consideradas como uno de los principales impulsores del desarrollo científico, tecnológico, económico y social a nivel mundial [1]. Los nuevos desarrollos en tecnologías de comunicaciones se han concentrado principalmente en la mejora de dos características en las redes actuales [2-4]:

1. Capacidad de transmisión: aumentar el ancho de banda y la velocidad de transmisión de datos.
2. Cobertura: aumentar la distancia, movilidad y área de cobertura de las redes, tanto alámbricas como inalámbricas.

Los esfuerzos en mejorar las redes de comunicaciones actuales se han basado principalmente en dos alternativas: la primera es la instalación de nuevas líneas de transmisión, como es el caso de las líneas de fibra óptica y el incremento en la instalación de nuevos enlaces inalámbricos; la segunda es la ampliación de las capacidades de las líneas actualmente existentes. Ampliar las capacidades de una línea de comunicaciones implica modificar la tecnología de transmisión, mejorar las técnicas de modulación, el protocolo de comunicaciones y el diseño de la misma, para optimizar o mejorar su rendimiento aumentando la cantidad de datos transmitidos por unidad de tiempo, tal es el caso de las tecnologías de Línea de Abonado Digital Asimétrica (ADSL por sus siglas en inglés) en las líneas telefónicas o la implementación de la tecnología LTE (del inglés Long Term Evolution) en las redes de telefonía celular [5, 6].

Las tecnologías de redes de telecomunicaciones se pueden clasificar de acuerdo con su medio de transmisión en dos categorías: alámbricas e inalámbricas. La Figura 1.1 muestra un esquema representativo de la clasificación de tecnologías de telecomunicaciones con respecto al medio de transmisión.



*Figura 1.1. Clasificación de tecnologías de telecomunicaciones por canal de transmisión con enfoque en las aplicaciones que usan ondas elásticas en materiales sólidos.*

Las tecnologías alámbricas o cableadas son aquellas donde el canal de transmisión es comúnmente un cable, alambre o guía y la información se transmite mediante señales eléctricas u ópticas que se propagan a través del canal de transmisión. En tecnologías de comunicación por propagación de ondas eléctricas el canal de comunicaciones es usualmente un cable o alambre conductor eléctrico. En el caso de las tecnologías de comunicaciones alámbricas ópticas, la información viaja en señales ópticas y se propaga a través de un canal de fibra óptica conectado a transceptores que convierten las señales del dominio eléctrico al óptico y viceversa.

Por otro lado, las tecnologías inalámbricas se basan en el uso de señales que no requieren de una guía eléctrica u óptica para propagarse. Estas tecnologías usan las capacidades de propagación de señales en el entorno del sistema de comunicaciones para la transmisión de información, por ejemplo: el vacío en el caso de la radiofrecuencia y las señales ópticas; y materiales viscoelásticos, como los polímeros, o elásticos, como los metales, en el caso de las ondas elásticas.

### **1.1.1. Tecnologías de comunicaciones alámbricas**

Las tecnologías de comunicaciones cableadas o alámbricas son ampliamente usadas. Existe una gran cantidad de cables conductores usados como canales de transmisión en telecomunicaciones. Algunos ejemplos del uso de señales eléctricas en sistemas de comunicaciones son: el cable par trenzado usado en telefonía, el cable coaxial usado en el servicio de televisión (ambos usados también en el servicio de Internet), y el cable Ethernet 100BASE-T comúnmente usado en Redes de Área Local (LAN por sus siglas en inglés).

La infraestructura de telecomunicaciones usando redes de fibra óptica ha sido utilizada en gran parte debido a la basta disponibilidad de ancho de banda del medio óptico. Esta comunicación ofrece grandes beneficios como velocidades comerciales de transmisión superiores a los  $10 \text{ Gbps}$  por canal de comunicación a distancias mayores a los  $50 \text{ km}$  [7]. El espectro electromagnético para su uso en comunicaciones se ha dividido en dos ventanas de frecuencias: la primera ventana denominada espectro de radio, va desde los  $100 \text{ kHz}$  con las señales de radio denominadas de banda larga, hasta los  $300 \text{ GHz}$  con las microondas. La segunda ventana denominada espectro óptico corresponde a las señales que va desde los  $400 \text{ kHz}$ , con las denominadas señales infrarrojas, hasta los rayos gama alrededor de los  $10 \text{ ZHz}$  ( $10^9 \text{ THz}$ ). Mientras que la primer ventana ofrece capacidades de transferencia de datos por debajo del orden de Gigabits por segundo (Gbps), las comunicaciones ópticas ofrecen capacidad de transferencia de datos más allá de los Terabits por segundo (Tbps) [8]. El espectro óptico para comunicaciones por fibra óptica se encuentra dividido en tres ventanas de longitud de onda: la primera de los  $800 \text{ nm}$  a los  $900 \text{ nm}$ , la segunda de los  $1250 \text{ nm}$  a los  $1350 \text{ nm}$  y la tercera de los  $1500 \text{ nm}$  a los  $1600 \text{ nm}$ . Estas longitudes de onda corresponden al rango de frecuencia entre los  $187 \text{ THz}$  y los  $374 \text{ THz}$  [9].

### **1.1.2. Tecnologías de comunicaciones inalámbricas**

Las comunicaciones inalámbricas por ondas de radio se basan en la transmisión de información por propagación de radiofrecuencia en el vacío. Una de las principales ventajas de la comunicación inalámbrica es la movilidad intrínseca que se ofrece a los usuarios. Las tecnologías inalámbricas han tenido importantes aplicaciones principalmente en Redes Inalámbricas de Área Local (WLAN por sus siglas en inglés), en redes de tecnología celular y redes locales dedicadas a control e instrumentación [10, 11]. Las tecnologías WLAN y Bluetooth operan en dos bandas en el espectro electromagnético:  $2.4 \text{ GHz}$  en UHF y  $5.7 \text{ GHz}$  en SHF. Estas dos bandas se encuentran en la llamada banda Industrial, Científica y Médica (ISM por sus siglas en inglés) que va desde los  $6.765 \text{ MHz}$  hasta los  $246 \text{ GHz}$  [12].

El interés por las tecnologías de comunicaciones inalámbricas por señales ópticas ha crecido rápidamente en las últimas décadas, aunque no han tenido los mismos esfuerzos de investigación que las comunicaciones por radiofrecuencia. Las comunicaciones inalámbricas ópticas ofrecen ventajas intrínsecas como las altas tasas de transferencia, seguridad inherente, y operación libre de licencia, en contraste con las comunicaciones por radiofrecuencia; sin embargo, también presentan grandes retos y limitaciones, como la distancia de transmisión y la dependencia de un canal de comunicaciones óptico libre de obstáculos [13]. En el caso de las tecnologías inalámbricas ópticas, la información se propaga a través del espacio en forma de haces de luz desde un dispositivo emisor hasta un receptor fotosensible a la señal óptica transmitida. La mayoría de las aplicaciones de transmisiones inalámbricas de información por señales ópticas emplean emisores de luz infrarroja para la transmisión y fotodetectores para la recepción de la señal óptica y su conversión al dominio eléctrico [14].



Las comunicaciones inalámbricas que utilizan ondas elásticas requieren un material elástico o viscoelástico como canal de comunicación para su propagación. Estos materiales incluyen concreto, polímeros y metales, entre otros. Esta categoría de sistemas de comunicaciones es novedosa y en la actualidad se desarrolla para sistemas dedicados en condiciones específicas. Las tecnologías de comunicaciones por propagación de ondas elásticas no tienen como propósito competir con las otras alternativas de comunicaciones, sino se presentan como alternativa de solución para llevar a cabo la transmisión de información digital en sistemas con aplicaciones de monitoreo y control, en ambientes en los cuales las otras tecnologías han demostrado no ser prácticas. Diversos materiales sólidos, particularmente los metales, han sido usados como medio de transmisión en los sistemas de comunicación por propagación de ondas elásticas. Debido a diversas necesidades de la industria, los sistemas de comunicación por propagación de ondas elásticas se enfocan en tres tipos de estructuras como medios de transmisión: cables o alambres [15], estructuras tubulares [16] y placas [17]. Los alambres y los cables, en esta categoría, se clasifican fuera de las tecnologías de telecomunicaciones alámbricas dado que la transmisión no se realiza con señales eléctricas sino con ondas elásticas u ondas guiadas que se propagan a través de un material sólido usado como canal de transmisión.

Este trabajo de tesis presenta el diseño de hardware original y la implementación de un sistema de transmisión automática de datos basado en la propagación de ondas guiadas ultrasónicas utilizando como canal de comunicación un cable multi-conductor resistente a altas temperatura y a la corrosión, el cual es comúnmente usado en la industria petrolera. Los resultados experimentales obtenidos se basan en modelos teóricos que abordan diversos aspectos de este novedoso sistema. Se describen a detalle el protocolo de comunicaciones utilizado, la Modulación por Posición de Pulsos (PPM por sus siglas en inglés), el Procesamiento Digital de Señales (DSP por sus siglas en inglés) y la validación de la integridad de los bytes recibidos.

En este capítulo, la sección 1.2 proporciona una revisión general del uso de cables multi-conductores para el monitoreo de parámetro geofísicos en pozos petroleros. En esta sección se describe la aplicación en la industria de hidrocarburos que motiva el desarrollo de esta tesis. En la sección 1.3 se describe el marco contextual del uso de las propiedades de propagación de ondas elásticas en la industria, derivado del enfoque de pruebas no destructivas y el monitoreo de integridad estructural. Con base en la propagación de ondas elásticas en estructuras, particularmente metálicas, la sección 1.4 plantea la reutilización de estas estructuras metálicas como medio de comunicación, para la transmisión de información como tecnología alternativa de comunicaciones, especialmente en estructuras tubulares, placas o barras y cables o alambres. La sección 1.5 presenta la motivación de este trabajo de investigación. Las secciones 1.6 y 1.7 describen los objetivos y la hipótesis relevantes a esta tesis, respectivamente. Para facilitar la lectura, este capítulo no incluye teoría detallada, la cual se encuentra en las secciones adecuadas de los capítulos relevantes. La sección 1.8 menciona el contenido de esta tesis por capítulo.

## 1.2. Uso de cables para el monitoreo de parámetros geofísicos en pozos petroleros

Las estructuras de ingeniería de la industria petrolera a menudo están inmersas en ambientes hostiles. Se pueden encontrar bajo el agua o sumergidos en líquidos corrosivos, altas temperaturas y altas presiones [18]. El propósito primordial de la adquisición de datos provenientes de fondos de pozos petroleros en producción es medir su rendimiento, lograr un mejor entendimiento de su comportamiento dinámico, planificar trabajos correctivos si son requeridos, y en general optimizar la producción a largo plazo. Los parámetros medidos son principalmente flujo, densidad, temperatura y presión. Por lo tanto, toda industria de producción de hidrocarburos se mantiene y depende de la medición de estos parámetros [19, 20]. La transmisión desde el fondo del pozo, de estos parámetros geofísicos, en ambientes en condiciones adversas es una tarea complicada. Bajo estas circunstancias, el uso de cables dedicados exclusivamente como medio de comunicación y las comunicaciones inalámbricas convencionales de radiofrecuencia han probado ser imprácticas [21, 22].

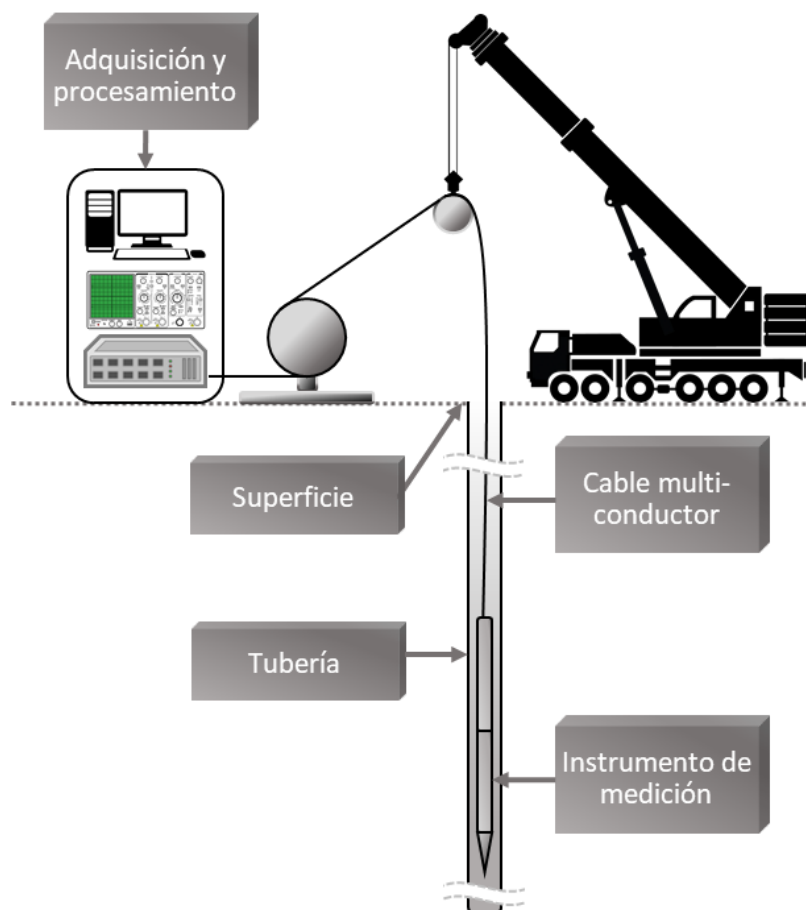


Figura 1.2. Esquema representativo de control y monitoreo de parámetros geofísicos usando cables en pozos petroleros.

La forma convencional de monitoreo de pozos petroleros hace uso de instrumentos o herramientas de medición que son introducidas a las profundidades del pozo para medir los parámetros geofísicos. Estos instrumentos de medición deben poder soportar las condiciones extremas que se pueden encontrar en el fondo del pozo, particularmente altas temperaturas, altas presiones, y líquidos y gases corrosivos. El instrumento es conectado con un cable a una estación en la superficie controlada por computadora. La adquisición de datos se debe realizar con el mínimo impacto a los procedimientos de producción del pozo. La Figura 1.2 muestra un esquema de medición de parámetros geofísicos usando cables en pozos petroleros.

Existen dos métodos para la adquisición de datos provenientes de pozos petroleros: los instrumentos con memoria alimentados por una batería interna que almacenan la información adquirida para ser analizada posteriormente, y los instrumentos con comunicación en tiempo real que son alimentados desde superficie y utilizan comunicación por la línea de alimentación.

Las herramientas de memoria son introducidas en el pozo petrolero usualmente usando un cable sólido conocido como cable de línea. Una vez en posición, la herramienta monitorea los parámetros dentro del pozo y almacena las mediciones en una memoria interna durante un periodo de tiempo finito. Posteriormente la herramienta es retirada para extraer la información de monitoreo almacenada durante el tiempo que la herramienta estuvo dentro del pozo. Normalmente los operadores estiman el tiempo que se requiere para obtener una cantidad adecuada y valiosa de información basado en el conocimiento del pozo. Sin embargo, cuando el conocimiento del pozo es limitado o nulo se corre el riesgo de retirar la herramienta de forma prematura comprometiendo parcial o totalmente la información obtenida. De la misma manera, considerando que en ocasiones los instrumentos de medición son introducidos por lapsos de días, si la herramienta se mantiene por un lapso mayor al necesario, el pozo se encuentra parcialmente inhabilitado lo cual representa pérdidas en la producción. Adicionalmente, si la herramienta mal funciona en el fondo del pozo, el operador se da cuenta hasta que retrae la información en superficie, con sus consecuentes pérdidas operativas. La ventaja de éstas herramientas incluye menores costos operativos y un cronograma fijo de operaciones [19].

Los métodos convencionales de comunicaciones para aplicaciones petroleras de control y monitoreo de pozos en tiempo real están basados en comunicación mediante impulsos eléctricos. Las herramientas de tiempo real son aquellas que emplean un sistema de comunicación que permite la transmisión de información desde el fondo del pozo. Este tipo de herramientas requiere de un cable multi-conductor desde el fondo del pozo a un sistema de adquisición de datos en la superficie. Las principales limitantes de los sistemas de comunicaciones en tiempo real por señales eléctricas en pozos petroleros son el entorno y las condiciones físicas del pozo petrolero. La propagación eléctrica se ve afectada por las condiciones del ambiente, comprometiendo la información transmitida [23]. Las altas temperatura aumentan progresivamente la resistencia eléctrica en cables y afectan el comportamiento de los componentes eléctricos pasivos, generando graves variaciones en las frecuencias centrales de los filtros que podrían conducir a una pérdida de comunicación [24-

26]. No obstante, las mediciones de fondo de pozos petroleros en tiempo real que emplean cables multi-conductores son consideradas, en la industria del petróleo, como más importantes ya que permiten una rápida toma de decisiones.

### **1.3. Propagación de ondas elásticas**

El término ondas elásticas, también llamadas ondas guiadas se refiere a esfuerzos mecánicos que se propagan a lo largo de estructuras y son guiados por uno o más de sus bordes. Estos esfuerzos mecánicos son vibraciones que se propagan a lo largo del material. Objetos de distintos materiales pueden servir como guías de ondas elásticas. Cuando una onda elástica se propaga en un objeto de un material con comportamiento elástico, éste se estira y contrae provocando esfuerzos con relación a las condiciones de cargas que le sean aplicadas. Las contracciones y elongaciones del material dependen principalmente de la fuerza de la carga aplicada y de su dirección. Después de aplicada la carga, los esfuerzos mecánicos que se generan dependerán también de la distancia que se recorre, de la forma y del material del objeto en el que se propagan [27].

La interpretación de las propiedades de ondas elásticas en medios sólidos tuvo sus inicios en el siglo XIX, con aportaciones de científicos destacados como Stokes [28], Navier, Rayleigh, Lamb [29] y Faraday, entre muchos otros. Recientemente, avances en diferentes áreas de la tecnología ha conducido a los investigadores alrededor del mundo a reexaminar la literatura de la propagación de ondas, lo cual ha impulsado el desarrollo de nuevas aplicaciones. En la actualidad, los programas computacionales disponibles existentes han permitido resolver diferentes tipos de problemas de ingeniería y ciencias. Por ejemplo, el área de las Pruebas No Destructivas (NDT por sus siglas en inglés) y el Monitoreo de Integridad Estructural (SHM por sus siglas en inglés) han tenido grandes avances en las últimas tres décadas. Las tecnologías de NDT impulsadas por los avances en las técnicas de elemento finito y de elementos en la frontera, mediante la mejora constante del poder computacional en modelado y simulación, han sido el principal precursor y el motor del desarrollo de NDT como área de investigación, incluyendo el empleo de ondas guiadas.

#### **1.3.1. Pruebas No Destructivas (NDT)**

Las Pruebas No Destructivas se concentran en técnicas para el estudio y pruebas estructurales en componentes sin la necesidad de llevar los elementos estructurales al límite de su destrucción. Entre las técnicas NDT más comunes se encuentran la visual, la de partículas magnéticas, las radiográficas y las acústicas y/o ultrasónicas [30]. El estudio del ultrasonido como herramienta para pruebas no destructivas data desde 1929, no obstante, desde entonces las complejas aplicaciones en las que se ha implementado esta tecnología van desde el análisis estructural de circuitos integrados hasta el análisis de enormes estructuras o construcciones dentro de la ingeniería civil. Sin embargo, el análisis estructural no solo depende del sistema ultrasónico implementado sino también del tipo de estructura que se

desea estudiar. Las pruebas NDT acústicas o ultrasónicas utilizan la propagación de ondas elásticas ya sea en modo pulso-eco, enviar-recibir (pitch-catch en inglés), y las denominadas ondas guiadas [31]. De esta última técnica NDT se deriva el presente trabajo.

En la década de los ochenta las ondas acústicas en medios sólidos se convirtieron en un tema de estudio críticamente importante en el área de pruebas no destructivas. El NDT ultrasónico es usado comúnmente para monitoreo de condiciones o integridad estructural, diagnóstico de fallas, y evaluación de daño en todo tipo de materiales, prototipos o estructuras sólidas. En esta década los resultados del uso de técnicas de NDT con ultrasonido u ondas guiadas eran limitados. El NDT convencional explotaba únicamente una cantidad limitada de la información disponible derivada de la propagación de ultrasonido para NDT, por ejemplo, se definía que el tamaño de la señal propagada era relativo a un objeto con referencia estándar, que podría representar una grieta, sin embargo, la información era solo cualitativa y ni siquiera este nivel de caracterización podía considerarse confiable. Los esfuerzos de desarrollo del NDT en este periodo se enfocaron en dos mejoras claves: investigación y generación de conocimiento, y mejora del equipo y las técnicas aplicadas en NDT [32, 33].

En la actualidad, y como resultado de los avances en la investigación en NDT, las técnicas de NDT por ultrasonido son usadas para la detección de defectos internos en materiales conductivos de sonido. El principio de operación consta de la generación de un pulso de ultrasonido, generalmente mediante una carga eléctrica aplicada a un cristal piezoeléctrico, que genera una vibración a una frecuencia relativa al grosor del cristal por un periodo definido de tiempo. En la detección de defectos las frecuencias normales de operación van desde los  $1\text{ MHz}$  hasta los  $6\text{ MHz}$ . Las pruebas por ultrasonido usan diversos métodos basados en la generación y detección de vibraciones mecánicas en los objetos bajo prueba. En muchos casos, la detección de impurezas o fallas requiere del uso de más de un método NDT para el estudio de diversas propiedades de la propagación acústica en el material del objeto bajo pruebas[34].

Las Pruebas por Ondas Guiadas Ultrasónicas (GWUT por sus siglas en inglés) es una alternativa de solución al enfoque convencional de NDT y SHM. Las ondas guiadas tienen la capacidad de contenerse dentro de las paredes de una estructura, lo cual les permite propagarse por grandes distancias con atenuación y pérdida de energía reducidas en comparación con los otros tipos de ondas ultrasónicas y pueden cubrir más áreas de inspección, haciendo posibles inspecciones más rápidas, razón por la cual se les denomina pruebas Ultrasónicas de Largo Alcance (LRU por sus siglas en inglés). Las ondas guiadas tienen también la capacidad de propagarse en estructuras curvas a largas distancias lo que las hace ideales para el SHM en estructuras de diversos tipos y formas [35].

### **1.3.2. Monitoreo de Integridad Estructural (SHM)**

El Monitoreo de Integridad Estructural (SHM por sus siglas en inglés) es una tecnología que permite el monitoreo de la integridad de componentes en estructuras de forma continua. Esta creciente tecnología se concentra en el desarrollo de sistemas para la detección,

identificación e interpretación de cambios adversos, daños y deterioro de estructuras, principalmente metálicas, debido a causas ambientales como temperatura, oxidación, contacto con agentes corrosivos y el deterioro por el paso del tiempo. Esta tecnología es ampliamente usada para mejorar la confiabilidad de estructuras de ingeniería civil reduciendo costos en su ciclo de vida. SMH disminuye la necesidad de inspecciones periódicas, generalmente usadas en NDT, ya que provee información continua que se utiliza para la explotación y operación adecuada de las estructuras bajo prueba previniendo también desgaste por sobre explotación. Esta tecnología también es usada para la predicción de fallas estructurales que permite contención de riesgos, que, en ocasiones ponen en peligro vidas humanas como es el caso de las estructuras de soporte en puentes y torres. Las ventajas en reducción de costos, esfuerzo, y en muchos casos el potencial peligro que representa la inspección periódica, han sido los principales motores que impulsan el desarrollo e investigación de SMH [36, 37].

Comúnmente un sistema SMH está conformado por sensores, hardware de adquisición de datos y una plataforma de comunicación, como se ilustra en la Figura 1.3. Los sensores se encuentran embebidos o montados permanentemente en la superficie de la estructura continuamente monitoreando su integridad mecánica y transmitiendo los datos de las mediciones a través de la plataforma de comunicación al hardware de adquisición de datos.



Figura 1.3. Componentes de un sistema NDT en el marco conceptual de SHM.

Dentro del marco conceptual de SHM, las técnicas de NDT , y recientemente las ondas guiadas ultrasónicas, son usadas para la exploración y el monitoreo de estructuras evitando su alteración, invasión o destrucción. La principal ventaja de los sistemas de NDT usados en SHM es proveer detección de fallas, daños o cambios estructurales de forma automática, precisa y en tiempo real [38].

### 1.3.3. Comunicación por propagación de ondas guiadas

La comunicación por propagación de ondas acústicas es una tecnología que propone el uso de las propiedades de la propagación de ondas elásticas en materiales sólidos utilizados como guías para la transmisión de información. La comunicación acústica consta de codificar y modular información en impulsos acústicos o vibraciones que se propagan mecánicamente a través de medios sólidos usados como canales de transmisión.

Esta tecnología surge como alternativa de comunicaciones para sistemas de monitoreo, control e instrumentación en aplicaciones sometidas a entornos adversos, donde las tecnologías alámbricas o inalámbricas pueden no ser prácticas [39-41]. Una ventaja intrínseca que ofrece la comunicación con ondas guiadas es la variedad de medios sólidos que pueden ser usados como canales de transmisión: prácticamente cualquier estructura metálica. Debido a esto las comunicaciones por ondas guiadas proponen una novedosa y valiosa ventaja: la reutilización de infraestructura existente para la transmisión de información [15-17, 42]. El presente trabajo se centra en un sistema de comunicaciones inalámbrico que utiliza la propagación de ondas elásticas u ondas guiadas en cables multi-conductores.

## **1.4. Reutilización de infraestructura metálica industrial como canal de comunicación**

Una de las principales motivaciones en el desarrollo de sistemas de comunicación por propagación de ondas elásticas en medios sólidos es la capacidad para reutilizar infraestructura industrial, particularmente metálica, la cual es abundante. Esta infraestructura puede variar en el tipo de metal, formas y tamaños; no obstante, la propiedad de las ondas guiadas de propagarse por grandes distancias puede usarse favorablemente. En este contexto, la infraestructura metálica existente en la industria puede usarse como medio de comunicación para propagar ondas guiadas sin la necesidad de agregar canales de comunicación dedicados.

Los esfuerzos en el desarrollo de sistemas de comunicaciones por propagación de ondas elásticas en materiales metálicos están impulsados por las necesidades y características específicas de cada aplicación. En la actualidad se presentan avances en el desarrollo de sistemas de comunicaciones, principalmente en tres tipos de estructuras: tubos, placas y cables o alambres. De estos tres tipos de estructuras existen sistemas de comunicaciones para varias aplicaciones y estructuras en diversas industrias.

### **1.4.1. Tubos como medio de comunicación**

Múltiples estructuras de acero son usadas como soporte en plataformas petroleras. Algunas de ellas se encuentran sumergidas en agua, tal es el caso de las plataformas petroleras fijas que se encuentran en mar abierto. Estas estructuras normalmente están compuestas por tubos de acero rellenos de aire. Las filtraciones de agua marina en estas estructuras representan una amenaza a la integridad estructural que, de convertirse en daño estructural, puede poner en riesgo vidas humanas sin mencionar los altos costos de inspección y reparación dentro del entorno marino. Las filtraciones de agua a través de grietas en las coyunturas de la estructura es un problema crucial, y fue el impulsor del método de inspección conocido como Detección de Componentes Tubulares Inundados (FMD por sus siglas en inglés). Sistemas ultrasónicos de NDT y fuentes de radiación gama han sido usados para la detección

de componentes tubulares inundados, sin embargo, en la actualidad estas inspecciones son comúnmente conducidas por buzos profesionales o Vehículos Submarinos Operados Remotamente (ROV por sus siglas en inglés) [43, 44].

En 2009 Mijarez et al. proponen la unión de tecnologías NDT dentro del contexto de SHM para mejorar el enfoque tradicional de FMD mediante la eliminación de intervalos de inspección. Los autores proponen un sistema basado en la propagación de ondas acústicas generadas con elementos piezoeléctricos permanentemente adheridos a la parte interna de las tuberías para la transmisión de paquetes de información, como se muestra en la Figura 1.4. Los sensores propuestos se alimentan por baterías que se activan con agua de mar y transmiten pulsos codificados de ondas guiadas a un sistema receptor de monitoreo ubicado sobre el nivel del mar. El sistema propone sensores inteligentes  $P_t$  transmitiendo ondas guiadas en el rango de  $40\text{ kHz}$  usando Modulación por Posición de Pulsos (PPM por sus siglas en inglés). Un sistema receptor  $P_r$  con un demodulador basado en un transductor piezoeléctrico PZT realiza la codificación de la información e identifica automáticamente la información modulada por PPM [45].

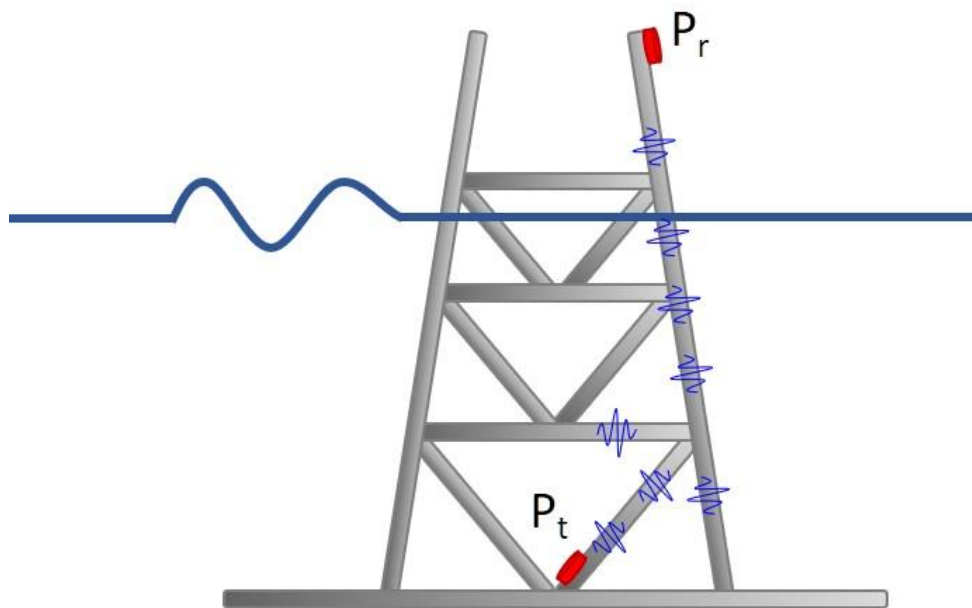


Figura 1.4. Esquema de comunicación por propagación de ondas acústicas en tuberías de acero usadas en estructuras submarinas propuesto por Mijarez et al.

Yuanwei Jin et al. publican en 2016 la patente US9413571B2 en el sistema de patentes de Estados Unidos en la que presentan los principios básicos de la modulación Time-Reversal Pulse Position Modulation (TR-PPM por sus siglas en inglés), para transmisión de datos digitales. Los autores demuestran que el uso de TR-PPM puede reducir la dispersión natural en la transmisión de ondas guiadas a través de tuberías y otras estructuras de acero inoxidable de formas similares. Dentro de las pruebas que sustenta la patente, los autores usaron arreglos de múltiples discos piezoeléctricos PZT para mejorar la recepción de energía acústica en el canal de comunicaciones.



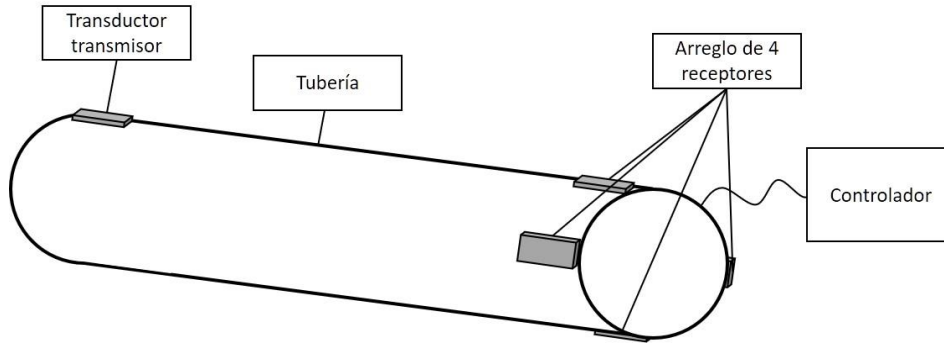


Figura 1.5. Modelo de comunicaciones por propagación de ondas acústicas con arreglos de múltiples receptores en tuberías de acero propuesto por Yuanwei Jin et al.

Los experimentos fueron conducidos usando tuberías de acero de  $1.833\text{ m}$  de longitud con un diámetro exterior de  $85\text{ mm}$  y  $4\text{ mm}$  de grosor, usando discos piezoeléctricos PZT 5A4E montados en la superficie de la tubería como transductores de ondas guiadas, como se ilustra en la Figura 1.5. La patente describe transmisiones de datos exitosas a una frecuencia central de  $250\text{ kHz}$  a presiones de 0, 50 y 100 PSI, logrando tasas de transferencia de datos de hasta  $50\text{ kbps}$  [46].

En 2019 Aiping Wu et al. presentan el diseño de un sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas en estructuras tubulares usando como referencia resultados parciales publicados de la investigación presentada en esta tesis. El sistema propuesto utiliza transductores piezo-cerámicos para generar señales moduladas en PPM para la transmisión de información en líneas de perforación de pozos petroleros. Los experimentos presentados fueron conducidos en laboratorio usando una tubería de acero galvanizado de  $54\text{ mm}$  de diámetro y  $3\text{ m}$  de longitud.

Aunque los resultados presentados no son concluyentes con respecto a la transmisión de información digital, los autores confirman transmisiones de símbolos codificados en PPM con tasas de transferencia de hasta  $67\text{ bps}$ . Como trabajo futuro, los autores esperan mejorar la tasa de transferencia y realizar la decodificación de la señal transmitida [16].

### 1.4.2. Placas como canal de comunicación

Placas y barreras metálicas también han sido estudiados como medios de comunicación en sistemas de transmisión de datos por ondas guiadas en medios sólidos. La gran cantidad de objetos metálicos encontrados en el entorno de diversas industrias puede comprometer la confiabilidad de los sistemas de comunicaciones por radio frecuencia e imposibilitar por completo el uso de redes cableadas. Existen casos en los que los componentes del sistema de comunicaciones se encuentran aislados físicamente por barreras metálicas, como es el caso de paredes en tanques de almacenamiento y contenedores mercantiles, y redes de control en construcciones navales.

Motivados por las necesidades de sistemas de comunicaciones en entornos físicamente aislados, Primerano et al. describen en 2009 un sistema inalámbrico de transmisión de pulsos ultrasónicos codificados a través de barreras metálicas usando Modulación por Amplitud de Pulso (PAM por sus siglas en inglés). Los autores proponen una técnica de cancelación de pulso-eco para disminuir el eco en el canal de transmisión que provoca interferencia entre símbolos de transmisión. El diseño del sistema de pruebas incluye dos transductores piezoeléctricos adheridos a los extremos de una placa metálica de un cuarto de pulgada de grosor acoplados con un gel que maximiza la transmisión acústica. La Figura 1.6 muestra la configuración del experimento.

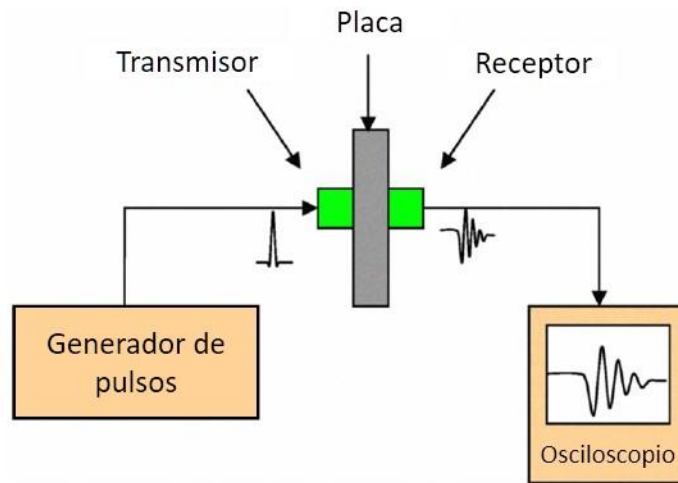


Figura 1.6. Configuración del experimento para el caracterizar el canal de comunicación para la transmisión de datos por ondas guiadas en barreras metálicas propuesto por Primerano et al.

El sistema propuesto no incluye módulos transmisor y receptor de información con diseño original, la excitación del transductor transmisor se realiza con un generador de funciones y la recepción se captura con un osciloscopio. Con el sistema propuesto y la técnica de cancelación de eco, los autores reportan velocidades de transmisión de pulsos de hasta 5 Mbps en placas metálicas delgadas de  $6.35 \text{ mm}$  de grosor [47].

Hosman et al. proponen en 2011 un sistema de comunicación inalámbrico ultrasónico basado en Modulación por Múltiple Desplazamiento de Frecuencia (MFSK), usando barras metálicas de acero como canal de comunicación en contenedores mercantiles. Proponen un sistema con dos módulos con transductores que pueden transmitir y recibir señales moduladas a través del acero implementados con un circuito integrado para procesamiento digital de señales. En su investigación presentan dos casos de estudio: comunicación a través de un contenedor y comunicación a través de contenedores apilados. Usando transductores ultrasónicos de bajo costo lograron transmisiones de 18 bits de datos codificados por símbolo MFSK con suficiente relación señal a ruido y bajo consumo de potencia. Se reportó alcanzaron una tasa de transferencia cerca de los 360 bps [48].

Ashdown et al. publican en 2012 los resultados de la exploración de múltiples canales de comunicaciones para transmisiones acústicas de alta velocidad usando placas gruesas de acero. En el experimento generan dos canales de comunicación, cercanos entre ellos en la misma placa de acero, colocando dos pares de transductores piezoeléctricos alineados coaxialmente, y acoplados acústicamente a los lados opuestos de una placa de acero de 63.5 mm de grosor.

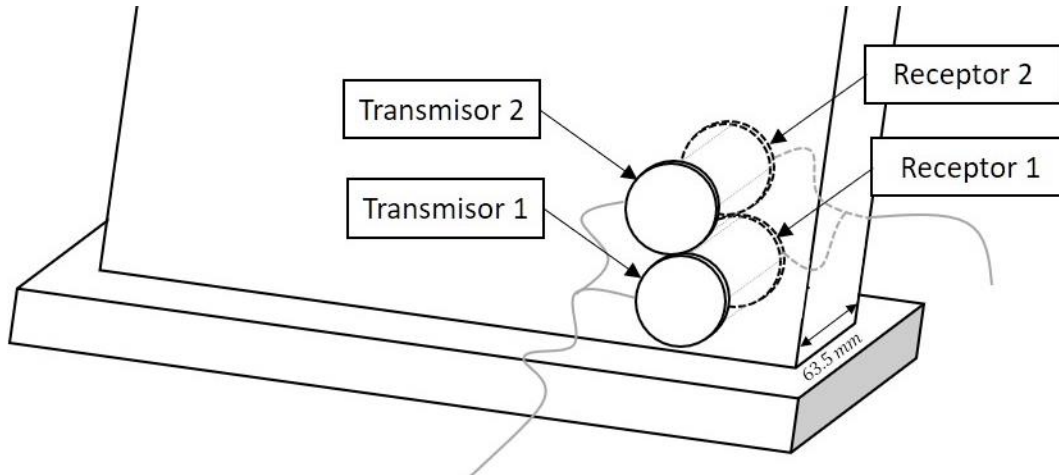


Figura 1.7. Configuración del experimento con dos transductores transmisores montados en una barra de acero de 63.5 mm alineados coaxialmente con sus respectivos receptores propuesto por Ashdown et al.

Usando Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM por sus siglas en inglés), los autores proponen un sistema de comunicaciones con dos transmisores y dos receptores, en el que ambos transmisores generan información acústica que es percibida en ambos receptores del sistema de comunicaciones. Aunque el experimento se centra en explorar las capacidades físicas del canal de comunicaciones con diferentes configuraciones y modulaciones más que en la transmisión e identificación de información digital, los autores presentan resultados de tasas de transferencia en el orden de los 30 Mbps a los 100 Mbps con relación señal a ruido de 45.17 dB para las distintas configuraciones experimentadas [49].

Recientemente, en 2019, Kexel et al. demostraron un modelo inalámbrico de transmisión de datos codificados de ondas guiadas excitadas con transductores piezo-cerámicos a través de placas de fibra de vidrio reforzadas. Los autores proponen dos tipos de modulaciones para la transmisión de datos: Amplitud Modulada (AM por sus siglas en inglés) y División de Frecuencia Multiplexada (FDM por sus siglas en inglés), este último propuesto como solución para comunicación en paralelo entre múltiples nodos con referencia a la investigación propuesta en esta tesis que usa PPM como técnica de modulación. Los experimentos se condujeron con una placa de fibra de vidrio reforzada de 3 mm de grosor sujetando discos PZT con resina epóxica a una misma cara de la placa. Los autores también proponen la caracterización de la propagación acústica usando modelos de Elemento Finito. En dos experimentos se usaron frecuencias de los 20 a los 200 kHz, el primero con amplitud modulada y el segundo con FDM, logrando tasas de transferencia de hasta 112 kbps. Aunque los resultados son preliminares y los autores no proponen el diseño de los correspondientes

sistemas transmisor y receptor, con base en los experimentos, los autores demostraron la transmisión de información en un sistema de comunicaciones con múltiples nodos [42].

Zonzini et al. presentan en 2019 un estudio de la propagación de ondas guiadas para la transmisión de bits digitales usando la técnica de modulación Acceso Múltiple por División de Código (CDMA por sus siglas en inglés). La experimentación es conducida en una barra de aluminio de  $2\text{ m}$  de largo,  $35\text{ mm}$  de ancho y  $2\text{ mm}$  de grosor a distancias de  $15$ ,  $65$ ,  $105$ ,  $145$  y  $185\text{ cm}$ , usando transductores P-876 en una configuración Transmisor-Receptor. La frecuencia de transmisión fue determinada experimentalmente a  $189\text{ kHz}$  transmitiendo bloques de 100 bits aleatorios. Aunque los resultados presentados son parciales, los autores obtuvieron dos conclusiones principales: la relación señal a ruido tiene una alta dependencia de la amplitud de la señal transmitida, y la tasa de error de bits tiene una alta relación con la distribución espacial de los transductores, asegurando que a distancias específicas la interferencia acústica puede ser destructiva saliéndose completamente del porcentaje admisible de la tasa de error de bits [17].

### **1.4.3. Alambres y cables como medio de comunicación**

Recientemente los métodos de NDT basados en ondas guiadas ultrasónicas han sido usados en el sector energético para el monitoreo mecánico estructural del cableado de la red eléctrica de transmisión. Este enfoque proviene de la aplicación de técnicas de NDT basadas en ondas guiadas para estructuras metálicas en estructuras civiles, tales como, cables de soporte para puentes y estructuras con cables tensores. El estudio de la propagación de ondas guiadas en estructuras complejas como lo son los cables multi-conductores representa un reto en el dominio de la teoría acústica debido al contacto entre los cables usualmente entrelazados en una geometría helicoidal, que, a la fecha, no es analíticamente descriptible. Los esfuerzos mecánicos propagados en cada alambre individual tienen un impacto al contacto con los alambres adyacentes [50].

En 2009 Hegg et al. propusieron un sistema con un transductor de ondas guiadas adherido a la mitad de una línea de transmisión eléctrica para generar y detectar trenes de pulsos acústicos en cables multi-conductores. La interacción de las ondas guiadas con los defectos presentes en la línea de transmisión genera reflexión de las señales acústicas que puede ser analizada para detectar rupturas y daño parcial [51]. Posteriormente, fue propuesto un sistema que incluía un transductor piezoeléctrico para generar pulsos longitudinales desde el centro de una línea de transmisión a dos receptores, colocados en los extremos de la línea en las torres de soporte, en una configuración pitch-catch. Otras propuestas consideran un transmisor receptor en el centro del cable entre torres en configuración pulso-eco. La interacción de las ondas guiadas con las rupturas produce deflexiones que pueden ser capturadas e interpretadas para detectar la existencia y posición de una ruptura. Mediante el análisis de la modificación de la amplitud de la señal, Hernandez-Salazar et al. identificaron daño estructural en un cable de línea de transmisión de  $0.9\text{ m}$  de longitud [52].

Diversos estudios se concentraron en la exploración de diversas técnicas de procesamiento digital de señales para la identificación de fallas estructurales. Una propuesta incluye el uso de la transformada Wigner-Ville para analizar las ondas mecánicas e identificar la latencia de la detección de rupturas en cables conformados por siete alambres [53]. Otro estudio realizado analiza la propagación acústica en cables mono-conductores y multi-conductores con siete alambres de forma independiente usando sensores magnetorestrictivos para la generación de la señal acústica. El procesamiento se realizó mediante la transformada Wavelet. En este último, los autores fueron capaces de identificar modos de vibración que se propagan con pérdidas mínimas de energía [54, 55].

Diferentes grupos de investigadores han experimentado y mejorado la señal de excitación de los transductores emisores. Se ha demostrado que una ráfaga de entre 5 y 10 pulsos sinusoidales modulados por una ventana Hanning o gaussiana puede generar ondas guiadas más definidas [56]. Por otro lado, la excitación acústica con pulsos cuadrados contiene una gran cantidad de armónicos que contrarrestan la pérdida de amplitud de la señal que se propaga. Así mismo se ha trabajado con frecuencias de transmisión que van desde el ultrasonido, en el rango de los MHz, hasta las ondas guiadas de baja frecuencia menores a los 100kHz para propagación a distancias considerablemente grandes. Con base en estos estudios, Mijarez et al. realizaron experimentos para la propagación de modos longitudinales y flexurales en cables de aluminio con alma de acero (ACSR por sus siglas en inglés) comúnmente usados en líneas de transmisión. El fenómeno de la propagación de modos flexurales fue analizado estudiando la interacción mecánica entre dos barras de distintos materiales en un modelo tridimensional usando análisis por elemento finito (FEM por sus siglas en inglés) [57, 58].

Mateo et al. en 2005 propusieron un desarrollo de sistemas de comunicaciones usando cables sólidos tipo H07V-U, comúnmente usados en instalaciones eléctricas domésticas, como canales de transmisión [59]. El principal elemento que constituye este sistema de comunicaciones es llamado modem acústico y se espera que tenga dos funciones principales: la transducción del dominio eléctrico al acústico y viceversa; y el manejo del acoplamiento dieléctrico. La transducción de dominios, como en la mayoría de estos sistemas, se realiza mediante materiales piezoeléctricos. Sin embargo, el manejo del acoplamiento dieléctrico supone dos problemas principales: el acoplamiento de la impedancia acústica de los piezoeléctricos con el material conductor; y el aislamiento galvánico del sistema de comunicaciones con el voltaje que viaja por la línea de alimentación. Mateo determinó que las señales de tipo escalón podrían usarse con la intención de excitar modos de resonancia que tuviera el transductor fuera de su rango de trabajo, debido a que en teoría las señales de tipo escalón contienen armónicos de todas las frecuencias [59]. En trabajos más recientes, los autores realizaron experimentos de transmisiones de ondas guiadas con la finalidad de caracterizar cables H07V-U como guías de ondas. Las pruebas fueron realizadas con cables con y sin aislante eléctrico de 10 cm y 25 cm de longitud, a frecuencias de transmisión desde 1 MHz hasta 12 MHz. Además de la caracterización del canal de comunicaciones que limita

el canal de comunicación a cortas distancias debido a la atenuación, concluyeron que con el incremento de la frecuencia de transmisión el cable con aislante presenta menor atenuación que sin aislante, atribuyendo esto a que las ondas guiadas tienden a propagarse únicamente por los múltiples conductores y no por la capa aislante [60].

## **1.5. Aplicación industrial y motivación**

### **1.5.1. Aplicación industrial**

Existe una necesidad de sistemas de comunicación inalámbricos que presenten soluciones alternativas a los requerimientos de industrias que operan en ambientes hostiles como la industria petrolera, particularmente la adquisición de datos geofísicos proveniente del fondo de pozos petroleros. Los principales instrumentos y métodos para la adquisición de datos provenientes de pozos petroleros son dos:

- Instrumento con memoria, introducido en el pozo con un cable sólido, y alimentado por una batería interna. Almacena la información adquirida en el fondo del pozo para ser analizada posteriormente en superficie.
- Instrumento con comunicación en tiempo real, el cual es introducido en el pozo y alimentados desde superficie a través de un cable multi-conductor. Utiliza una comunicación por la línea de alimentación con una computadora en superficie.

Ambos tipos de instrumentos presentan ventajas e inconvenientes. Por un lado, los instrumentos con memoria tienen menores costos operativos y un cronograma fijo de operaciones. Estos instrumentos pueden permanecer días en el fondo del pozo. Sin embargo, si por alguna razón el instrumento deja de funcionar total o parcialmente, el operador se da cuenta hasta que retrae la información en superficie, lo que conlleva grandes pérdidas operativas. Por otro lado, los instrumentos con electrónica para comunicación en tiempo real son considerados más importantes debido a que permiten la toma de decisiones rápida. No obstante, el entorno del fondo del pozo, particularmente las altas temperaturas ( $> 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ ), aumentan gradualmente la resistencia eléctrica en el cable multi-conductor y afectan el comportamiento de los componentes eléctricos pasivos, causando variaciones en las frecuencias centrales de los filtros, lo cual, podría conducir a pérdidas en la comunicación, que se traduce también en costosas pérdidas operativas.

### **1.5.2. Motivación**

La evolución de técnicas novedosas de comunicaciones en aplicaciones industriales sometidas a entornos hostiles, como los de los pozos petroleros en producción, que alivien los problemas existentes, está determinada por los altos costos de operación cuando las técnicas convencionales presentan un mal funcionamiento.

La dificultad para hacer frente a los problemas anteriores ha motivado el desarrollo de sistemas de comunicaciones que reutilicen la infraestructura existente como medio de comunicaciones. Como se presenta en el análisis del estado del arte, la transmisión de datos mediante la propagación de ondas elásticas u ondas guiadas a través de estructuras metálicas sólidas, particularmente alambres o cables multi-conductores, se ha propuesto en distintas aplicaciones.

Bajo el principio de reutilización de infraestructura, este trabajo de investigación propone un sistema de transmisión automática de datos, con un módulo transmisor y un módulo receptor, basado en la propagación de ondas guiadas, utilizando como canal de comunicación cables multi-conductores comúnmente usados en la industria petrolera. El transmisor puede ser programado para enviar periódicamente ondas guiadas a través del cable multi-conductor, indicando que el instrumento está funcionando correctamente y enviar información complementaria relacionada con los parámetros geofísicos registrados en el fondo del pozo. La periodicidad de los datos transmitidos depende de los requisitos del operador, puede ser cada hora al inicio o durante el descenso del instrumento, o una vez al día ya que alcanzó un estado estable en el fondo el pozo. En este tipo de aplicaciones la cantidad de información que se requiere transmitir está en el orden de varios bytes, por lo tanto, alcanzar altas tasas de transmisión de datos no es una prioridad. La presentación del sistema de transmisión de datos propuesto en esta tesis no tiene como objetivo sustituir los instrumentos existentes, por el contrario, complementarlos para robustecer su operación en caso de fallas de funcionamiento.

## 1.6. Objetivo

El objetivo de esta tesis es investigar la propagación de ondas guiadas en cables multi-conductores para su uso en la transmisión de información digital mediante la presentación de un prototipo de sistema de comunicaciones como alternativa en aplicaciones de monitoreo y control en fondo de pozos petroleros.

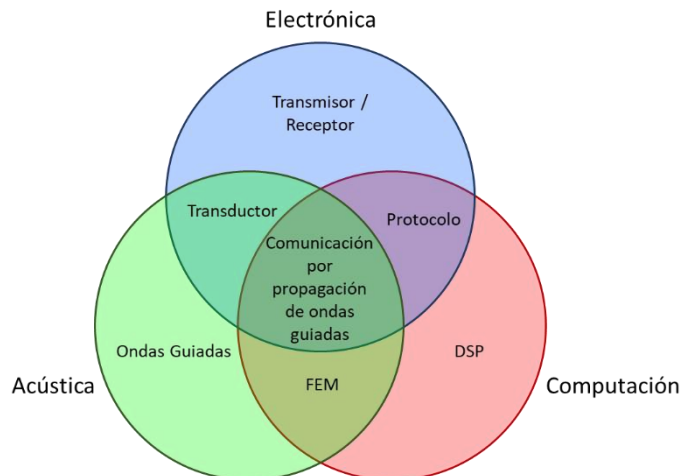


Figura 1.8. Áreas de investigación involucradas en el objetivo de esta tesis.

Este objetivo involucra tres áreas de investigación: acústica, electrónica y computación, como se muestra en la Figura 1.4. Las intersecciones de estas tres áreas de investigación conforman el desarrollo del sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas.

La intersección entre la acústica y la computación comprende el análisis y el modelado de la física de la propagación de ondas guiadas en cables multi-conductores, usando herramientas como el Método de Elemento Finito (FEM por sus siglas en inglés) y el análisis de dispersión mediante el cálculo de las soluciones a las ecuaciones de Pochhammer-Chree.

La confluencia entre la acústica y la electrónica incluye el estudio de los transductores y la conversión de señales del dominio eléctrico al acústico y viceversa.

Finalmente, la convergencia entre la computación y la electrónica se centra en la definición del protocolo de comunicaciones dividido principalmente en dos áreas: codificación/decodificación de la información y Procesamiento Digital de Señales (DSP por sus siglas en inglés).

## **1.7. Hipótesis**

La propagación de ondas acústicas en cables multi conductores para la transmisión automática de información digital, es implementada como alternativa de comunicaciones para sistemas de monitoreo, control e instrumentación en aplicaciones sometidas a entornos adversos, donde las tecnologías de comunicaciones alámbricas o inalámbricas convencionales pueden no ser prácticas, con particular interés en aplicaciones de la industria del petróleo.

## **1.8. Contenido de la tesis**

Esta tesis está dividida en seis capítulos; el Capítulo 1. La presente Introducción, describe el marco de la tesis en el contexto de sistemas de comunicaciones digitales, y se describen las necesidades de monitoreo de parámetros geofísicos en la industria de hidrocarburos. Posteriormente, se realiza un análisis del estado del arte y la práctica de la propagación de ondas elásticas y la reutilización de infraestructura metálica como canal de transmisión de éstas. Se define la aplicación industrial y la motivación de la investigación presentada en esta tesis. Finalmente, se presenta el objetivo de esta investigación y la hipótesis que se pretende probar.

El Capítulo 2. Teoría de ultrasonido y ondas guiadas presenta el análisis teórico que sustenta la componente de esta tesis correspondiente al área de investigación acústica. Se describe la teoría fundamental de piezoelectricidad, ultrasonido y análisis por elemento finito (FEM por sus siglas en inglés). Finalmente, se hace un análisis de la propagación de ondas guiadas y el modelado de cables multi-coductores para el cálculo de curvas de dispersión.

El Capítulo 3. Procesamiento Digital de Señales, analiza la teoría que fundamenta la componente computacional de esta tesis. Este capítulo describe la base teórica de diversas



operaciones y técnicas utilizadas en el procesamiento digital de señales (DSP por sus siglas en inglés) implementado en el sistema de comunicaciones propuesto. Se presentan las operaciones básicas de DSP, la teoría de la transformada de Fourier para el análisis y manipulación de señales discretas en el dominio de la frecuencia y el diseño de filtros digitales FIR e IIR. Finalmente se concluye con la descripción del esquema de codificación por posición de pulsos (PPM por sus siglas en inglés) en sistemas de comunicaciones.

El Capítulo 4. Instrumentación y diseño electrónico, presenta la instrumentación usada para el estudio de la propagación acústica en cables multi-conductores; y el diseño del prototipo de sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas implementado para realizar los experimentos de transmisión de información digital y validar la hipótesis planteada. El capítulo se divide en dos secciones: diseño del módulo transmisor y diseño del módulo receptor de ondas guiadas. En el diseño del módulo transmisor se describe la caracterización del cristal piezoeléctrico mediante la simulación por FEM de la piezoelectricidad y la propagación acústica; el diseño electrónico, mecánico y encapsulado del módulo transmisor de ondas guiadas; y el diseño del modulador PPM implementado dentro del transmisor de ondas guiadas. En el diseño del módulo receptor se describe el acondicionamiento y la adquisición de las señales recibidas; las diferentes etapas de DSP; y el diseño de la HMI, usada para visualizar los bytes recibidos decodificados en PPM y los resultados de las diferentes etapas del procesamiento digital de señales.

El Capítulo 5. Experimentación y resultados describe los experimentos conducidos y los resultados obtenidos en el desarrollo de esta investigación. La experimentación se divide en tres tipos de cables: el cable AWG12 usado comúnmente en instalaciones eléctricas, y los cables 4H18RPP y 1K22 MP-35N usados en aplicaciones de monitoreo en la industria de hidrocarburos. Para cada tipo de cable se realizaron los experimentos de cálculo de curvas de dispersión usando Disperse<sup>®</sup>, identificación de modos de propagación, y transmisión de un símbolo de información codificado en PPM. La experimentación del procesamiento digital de señales se realizó de diferentes maneras para cada cable de acuerdo con la evolución de la implementación del algoritmo de DSP. Con el cable AWG12 el DSP se realizó fuera de línea, con el 4H18RPP el DSP se implementó para bloques de muestras en RT, finalmente, con el cable 1K22 MP-35N el DSP se ejecutó en RT con operaciones punto a punto a nivel FPGA. Adicionalmente, con el cable 1K22 MP-35N se realizó el proceso completo de DSP con decodificación PPM en línea que comprende los resultados finales usados para validar la hipótesis planteada.

Finalmente, el Capítulo 6. Discusión, trabajo futuro y conclusiones, presenta la discusión de los resultados obtenidos, un listado de limitaciones del sistema propuesto, el trabajo futuro sugerido y una conclusión final.

# Capítulo 2. Teoría de ultrasonido y ondas guiadas

## 2.1. Introducción

El presente trabajo de investigación trata la viabilidad de transmitir datos geofísicos desde el fondo de un pozo petrolero a un sistema de adquisición de datos en la superficie, usando ondas guiadas ultrasónicas codificadas, y como canal de comunicación un cable multi-conductor. El sistema de transmisión utiliza transductores ultrasónicos, como transmisor y receptor, basados en cristales piezoeléctricos, acoplados a los extremos del cable multi-conductor. El sistema de transmisión de datos propuesto considera el modelo convencional de comunicaciones que comprende un transmisor, un medio de transmisión y un receptor, como se ilustra en la Figura 2.1.

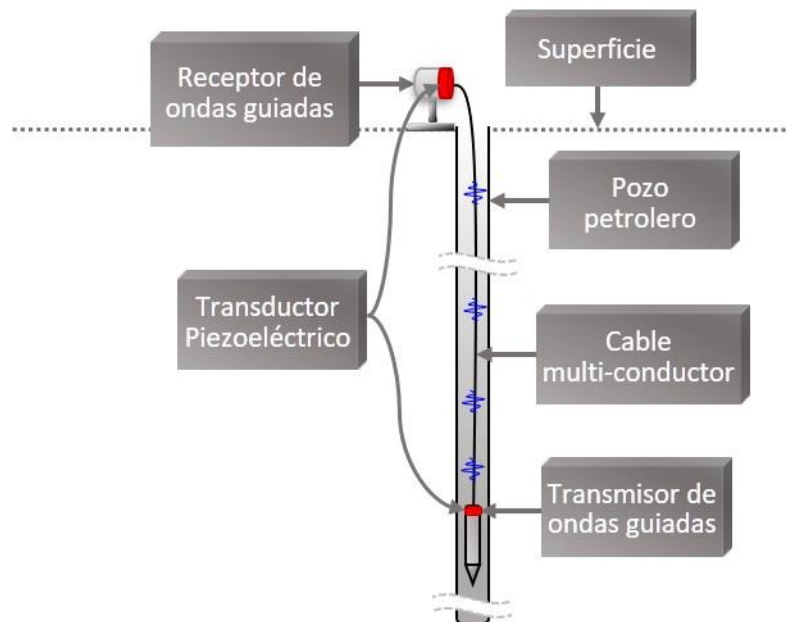


Figura 2.1 Modelo de comunicaciones por propagación de ondas guiadas en pozos petroleros.

En este capítulo se describe la teoría de ultrasonido y propagación de ondas guiadas para la transmisión de información en cables multi conductores; los principios de piezoelectricidad y los fundamentos de ultrasonido; los fundamentos de la teoría de elemento finito para el modelado de cristales piezoeléctricos; finalmente, se analizan los principios de ondas guiadas en cables multi-conductores modelados como barras cilíndricas isotrópicas y se describen las curvas de dispersión.

## 2.2. Ultrasonido y piezoelectricidad

### 2.2.1. Cristales piezoeléctricos

Algunos materiales cerámicos pueden volverse piezoeléctricos mediante su exposición a un fuerte campo eléctrico de corriente continua. Cuando el campo eléctrico es removido, el elemento cerámico queda polarizado permanentemente; al aplicar compresión en la dirección del campo eléctrico de polarización, o aplicar una tensión perpendicular a la dirección de polarización, el material piezoeléctrico genera una diferencia de potencial de la misma polaridad que el voltaje de polarización, efecto piezoeléctrico. Del mismo modo, al aplicarse una diferencia de potencial entre sus electrodos se logra una deformación del material correspondiente, efecto piezoeléctrico inverso [61]. Si se aplica un voltaje en la dirección de polarización, el material piezoeléctrico se estirará reduciendo su diámetro, si se aplica un voltaje inverso a la dirección de polarización el cristal se contraerá aumentando su diámetro, como se ilustra en la Figura 2.2. El primer efecto se emplea para medir y el segundo para generar presión mecánica, deformación y oscilaciones.

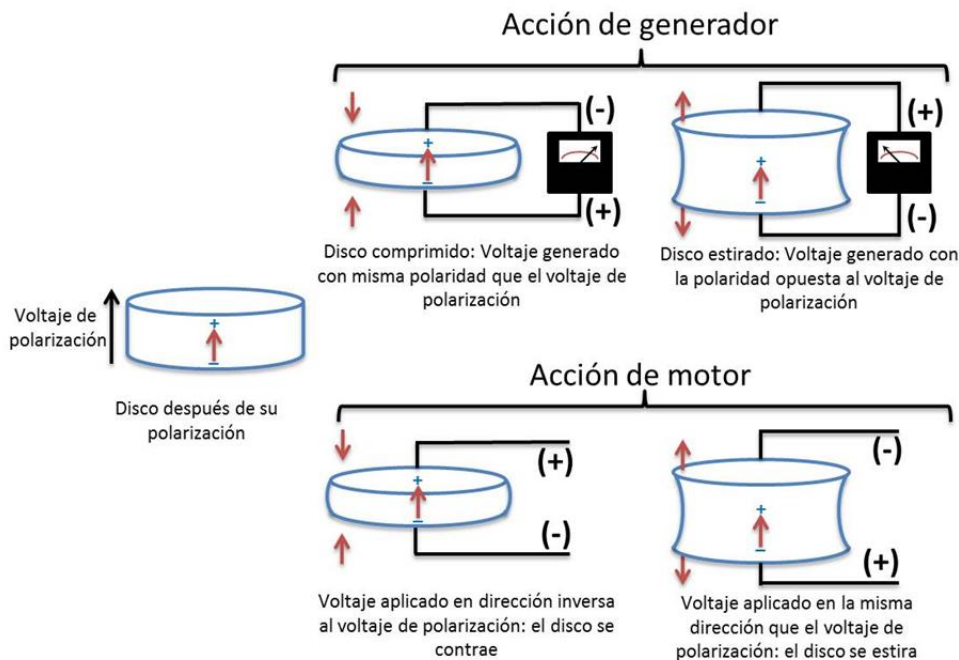


Figura 2.2. Representación gráfica del efecto piezoeléctrico.

El comportamiento de los materiales piezoeléctricos se rige por varias ecuaciones en las que ciertas constantes son determinantes. Entre las ecuaciones se destaca la ecuación de polarización, la cual determina la polarización del material piezoeléctrico en función de la constante dieléctrica a una tensión constante, ecuación (2.1).

$$P = D - \varepsilon^T E \quad (2.1)$$

Donde  $P$  es la polarización del material piezoeléctrico,  $D$  es el desplazamiento eléctrico,  $\varepsilon^T$  es la permisividad del material sometido a una tensión constante, y  $E$  representa el campo eléctrico. La polarización del material también puede determinarse por la ecuación (2.2), donde  $d$  es la constante de carga piezoeléctrica, y  $T$  es la tensión de compresión ejercida en el material piezoeléctrico.

$$P = -(dT) \quad (2.2)$$

La constante de carga piezoeléctrica,  $d$ , representa la relación entre el campo eléctrico generado y el área de la superficie del material piezoeléctrico, considerando una tensión aplicada o una deformación experimentada por el elemento piezoeléctrico, ecuación (2.3).

$$d = k\sqrt{(s^E \varepsilon^T)} \quad (2.3)$$

Donde  $k$  representa el factor de acoplamiento electromecánico,  $s^E$  es la conformidad elástica a un campo eléctrico constante definida por  $1/Y^E$ , donde  $Y^E$  es el módulo de Young del material a un campo eléctrico constante, y  $\varepsilon^T$  es la permisividad del material cerámico sometido a una tensión constante.

El factor de acoplamiento electromecánico es la representación de la efectividad con la que un elemento piezoeléctrico convierte energía eléctrica en energía mecánica y viceversa,  $k^2$  es la energía convertida por energía de entrada, y su comportamiento es dependiente de la forma del material piezoeléctrico. Diferentes ecuaciones determinan el factor de acoplamiento electromecánico para formas convencionales de elementos piezoeléctricos, placas, discos y barras. La ecuación (2.4), por ejemplo, muestra el factor de acoplamiento para elementos piezoeléctricos en forma de discos.

$$\begin{aligned} k_{31}^2 &= d_{31}^2 / (s_{11}^E \varepsilon_{33}^T) \\ k_p^2 &= 2d_{31}^2 / ((s_{11}^E + s_{12}^E) \varepsilon_{33}^T) \\ k_{33}^2 &= d_{33}^2 / (s_{33}^E \varepsilon_{33}^T) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Donde  $k_p$  el factor de acoplamiento electromecánico en discos cuando la superficie es grande con respecto al grosor. Los subíndices de las constantes descritas en esta ecuación representan las direcciones del desplazamiento dieléctrico y del campo eléctrico respectivamente, en relación con un sistema rectangular con tres ejes como se muestra en la Figura 2.3.

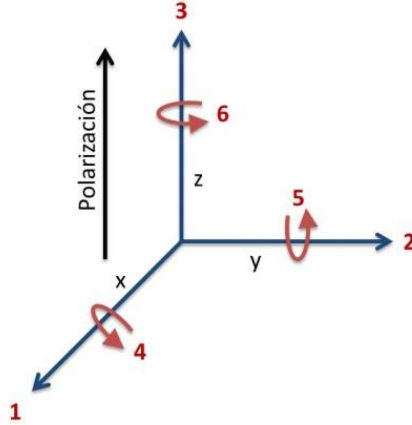


Figura 2.3. Direcciones de las fuerzas que afectan un elemento piezoeléctrico.

El eje coordenado  $Z$  es coincidente con la dirección positiva de polarización del elemento piezoeléctrico, de este modo, la constante es la permisividad para el desplazamiento dieléctrico en la dirección 3 con un campo eléctrico en dirección 3, ambos en la dirección positiva con respecto a la polarización del elemento piezoeléctrico a una tensión constante  $T$ . Los subíndices 4, 5 y 6 mostrados en la Figura 2.3. representan desplazamientos dieléctricos y campos eléctricos con direcciones compartidas correspondientes a cada plano cartesiano, respectivamente. Lo anterior toma relevancia debido a que los cristales piezoeléctricos propuestos para llevar a cabo esta investigación son del tipo disco.

## 2.2.2. Fundamentos de ultrasonido

### Ecuación del número de onda

La ecuación (2.5) describe una perturbación  $F$  viajando sin variación en un medio a velocidad  $c$  en un tiempo  $t = 0$ .

$$\phi = f(x) \quad (2.5)$$

Donde  $x$  representa la distancia. La perturbación viaja a una distancia  $ct$ , si ha transcurrido un tiempo positivo  $t$ . Las perturbaciones de campo para ondas que viajan positiva y negativamente están dadas respectivamente por las funciones

$$\begin{aligned} \phi^+ &= f(x - ct) \\ \phi^- &= f(x + ct) \end{aligned} \quad (2.6)$$

La doble derivada parcial de estas funciones con respecto a  $x$  resulta en

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} = f_1''(x - ct) + f_2''(x + ct) \quad (2.7)$$

Del mismo modo, la doble derivada parcial con respecto a  $t$  resulta en

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = c^2 f_1''(x-ct) + c^2 f_2''(x+ct) \quad (2.8)$$

Combinando las identidades en las ecuaciones (2.7) y (2.8) se obtiene

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = c^2 \frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} \quad (2.9)$$

Que es la ecuación característica de la propagación acústica en un plano, formando la base teórica del estudio de perturbaciones viajando a través de cualquier medio. La perturbación  $F$  se refiere a cualquier característica de la onda como lo son el desplazamiento de la partícula  $y$ , la velocidad de partícula  $u$  y la presión acústica  $p$ . El término  $F$  es determinado por la presión ejercida por la perturbación en un punto dado.

Si una fuente vibra con un movimiento armónico simple con una amplitud constante  $y_0$  y una frecuencia  $f = \omega/2\pi$ , entonces el desplazamiento de la partícula en la fuente, esto es cuando  $x = 0$ , es producido por la ecuación (2.10).

$$y \equiv y_0 \cos \omega(t) \quad (2.10)$$

El desplazamiento de una partícula a una distancia  $x$  de la fuente, se expresa mediante la ecuación

$$y \equiv y_0 \cos \omega \left( t - \frac{x}{c} \right) \quad (2.11)$$

Donde  $x$  representa la distancia que la onda viaja a una velocidad  $c$ . También resulta conveniente considerar la velocidad de la partícula,  $u$ , y la presión acústica,  $p$ , que están dadas por la ecuación como

$$\begin{aligned} u &\equiv u_0 \cos \left( t - \frac{x}{c} \right) \\ p &\equiv p_0 \cos \left( t - \frac{x}{c} \right) \end{aligned} \quad (2.12)$$

donde  $u$  define la velocidad de la vibración de la partícula en una posición dada en un tiempo dado, y  $p$  representa el exceso de presión alternante que sufre el material sometido a las ondas acústicas.

Mientras la fuente ejecuta un ciclo completo de vibración en un periodo  $T$ , donde  $T = 1/f$ , las ondas viajan una distancia dada por  $cT$ , llamada longitud de onda ( $\lambda$ ), esto es

$$\lambda = cT = \frac{c}{f} \quad (2.13)$$

Donde  $c$  es la velocidad de propagación acústica. El número de onda es la relación entre la velocidad angular de la función de desplazamiento de una partícula y la longitud de onda, y está dado por

$$\gamma = 2\pi/\lambda = \omega/c \quad (2.14)$$

## Velocidad de fase y velocidad de grupo

La velocidad del sonido,  $c$ , como se describe en la ecuación (2.15), es la velocidad a la cual la fase de una sola frecuencia viaja en un medio, y se le llama velocidad de fase,  $c_{PH}$ .

$$c_{PH} = \frac{\omega}{\gamma} \quad (2.15)$$

Cuando una secuencia de señales acústicas viaja por un medio, las ondas independientes se agrupan formando una sola onda que viaja a una velocidad conjunta conocida como velocidad grupal. La ecuación que rige el comportamiento de la velocidad grupal del sonido,  $c_g$ , es la derivada de la velocidad angular  $\omega$  con respecto al número de onda  $\gamma$ , como se describe en la ecuación (2.16) [27].

$$c_g = \frac{d\omega}{d\gamma} \quad (2.16)$$

Cuando una onda grupal se propaga, sus crestas se separan gradualmente en la distancia de transmisión provocando un decremento en su amplitud o dispersión. La Figura 2.4 muestra la velocidad de grupo y de fase de una señal acústica propagándose en un medio sólido.

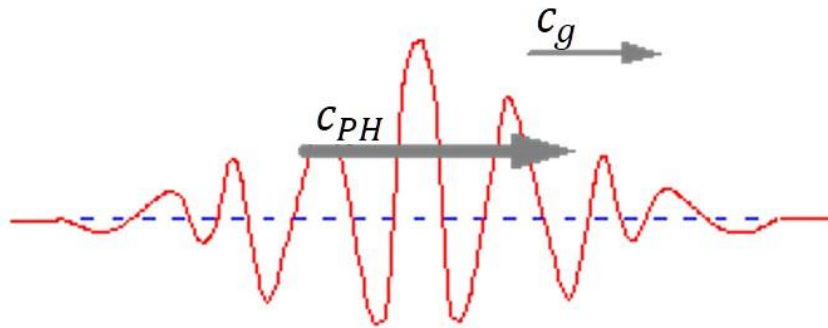


Figura 2.4. Un grupo de ondas viajando a velocidad  $c_g$  con ondas independientes viajando a través del grupo a velocidad  $c_{ph}$ .

La velocidad de grupo se usa en este trabajo para medir la velocidad de transferencia de la energía acústica en un paquete de información. La velocidad de grupo es igual a la velocidad de fase en materiales no dispersivos, sin embargo, son desiguales para materiales dispersivos, como placas, cilindros y barras. El fenómeno de dispersión no solo produce elongación en las ondas acústicas propagadas, también influye en la atenuación dado que la cantidad de energía

perdida en el medio de un material dispersivo depende de la relación entre las características modales del material y la velocidad de fase y de grupo.

## Impedancia acústica

Es posible hacer una correspondencia entre las características de variaciones de ondas de sonido con algunos parámetros eléctricos, por lo tanto, aplicar la teoría de electricidad en análisis acústico. La presión acústica,  $p$  tiene una correspondencia análoga con el voltaje eléctrico, la velocidad de la partícula,  $u$ , con la corriente eléctrica, y el desplazamiento de la partícula  $y$  con la carga eléctrica. Usando una versión acústica análoga a la ley de Ohm, la impedancia acústica  $Z_a$  representa la oposición al desplazamiento de partículas y se puede representar por la ecuación

$$Z_a = \frac{p}{u} \quad (2.17)$$

En términos generales la impedancia acústica tiene una componente imaginaria, sin embargo, para ondas progresivas planas, que son ondas que no son reflejos de las ondas estacionarias, la parte compleja se puede eliminar. Los términos reales que quedan son equivalentes a la resistencia eléctrica que se puede definir como

$$R_a = \rho \cdot c \quad (2.18)$$

donde  $\rho$  es la densidad del material al que las ondas acústicas están sometidas, y  $c$  es su velocidad acústica o velocidad de sonido. El término  $R_a$  es denominado impedancia característica, que es un valor determinado de las propiedades físicas del material y no de las características de onda ni de su frecuencia.

## 2.3. Fundamentos de la teoría de elemento finito

El método de elemento finito nace de la necesidad de buscar soluciones a problemas y sistemas complejos en los que el análisis del sistema completo puede descomponerse en un sistema discreto de componentes o elementos individuales. El proceso consta de la descomposición del sistema en múltiples elementos, lo cuales pueden analizarse de forma individual, y posteriormente reconstruir el sistema original y entender su comportamiento. En muchos casos el sistema original puede discretizarse en un número finito de elementos definidos por sus denominadas fronteras. Las fronteras de un elemento individual reaccionan con relación al comportamiento de las fronteras adyacentes en todas las direcciones. Todos los comportamientos individuales de cada elemento reconstruyen el comportamiento del sistema original al ser reconstruido [62].

El método de elemento finito está basado en la teoría de Análisis por Elemento Finito, FEA (por sus siglas en inglés). El análisis por elemento finito tiene la capacidad de evaluar diseños mecánicos que incluyen formas complejas e incluso compuestas por diversos



materiales. FEA permite evaluar la distribución de estrés o temperatura en un componente mecánico, realizar análisis de deformación, vibraciones, cinemática o respuesta dinámica a una perturbación dada.

El análisis por elemento finito comienza con una aproximación de una región de interés, como se ilustra en la Figura 2.5 (a), mediante un mayado con un número finito de elementos con formas geométricas básicas como triángulos, cuadrados, rombos, entre otros, como se muestra en la Figura 2.5 (b), donde cada elemento está conectado con sus adyacentes mediante nodos, mostrados como puntos, lo cual lo convierte en un elemento finito.

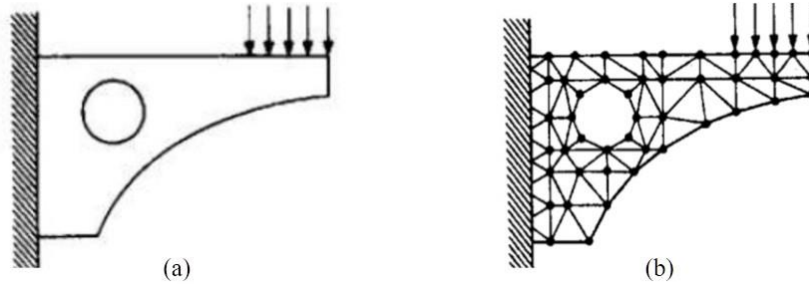


Figura 2.5. Mallado de un componente mecánico en elementos triangulares.

En una descripción general se considera que dado que la variación del campo variable (e.g. desplazamiento, estrés, temperatura, presión o velocidad) dentro del sistema continuo es desconocida, se asume que la variación del campo puede aproximarse por una ecuación simple. Estas funciones de aproximación son conocidas como modelos de interpolación y se definen en términos de los valores de las variables de campo en los nodos. Dadas las ecuaciones de campo de todo un sistema continuo, como ecuaciones de equilibrio, las variaciones del campo desconocidas estarán dadas por los valores nodales del campo variable. Los valores nodales del campo variable se calculan resolviendo las ecuaciones de campo, que generalmente están dados en modo de matrices. Una vez calculados los valores nodales, las funciones de aproximación definen el campo variable sobre todo el ensamble de elementos [63].

La solución de problemas por FEM siempre sigue una serie de seis pasos fundamentales. El primer paso es la discretización de la estructura. En este paso se deben definir el número, el tipo, el tamaño y el arreglo de elementos para dividir la estructura en los elementos finitos apropiados. El segundo paso es seleccionar el desplazamiento o modelo interpolación. En este paso se asume la solución apropiada de un elemento para aproximar la solución desconocida, en función de ser simple desde el punto de vista computacional, pero cumpliendo ciertos requerimientos de convergencia. En general esta solución se da en forma polinomial.

El tercer paso es derivar las matrices de rigidez de los elementos y vectores de carga. Del modelo de desplazamiento asumido, la matriz de rigidez  $[K^e]$  y el vector de carga  $\vec{P}^{(e)}$  del elemento  $e$  se derivan usando un principio de variación apropiado o condiciones de equilibrio. El cuarto paso consiste en ensamblar las ecuaciones de los elementos para obtener las ecuaciones de equilibrio del sistema continuo. Dado que la estructura está compuesta de

varios elementos finitos, las matrices de rigidez y los vectores de carga de los elementos individuales se ensamblan de una manera apropiada y las ecuaciones de equilibrio se formulan como

$$[\underline{K}] \vec{\Phi} = \vec{P} \quad (2.19)$$

donde  $[\underline{K}]$  representa la matriz de rigidez ensamblada,  $\Phi$  es el vector de desplazamientos nodales, y  $\vec{P}$  es el vector de fuerzas nodales de la estructura completa.

El quinto paso consiste en resolver los desplazamientos nodales desconocidos. En este paso se modifican las ecuaciones de equilibrio para considerar las condiciones de frontera del problema, entonces las ecuaciones de equilibrio se pueden expresar como

$$[K] \vec{\Phi} = \vec{P} \quad (2.20)$$

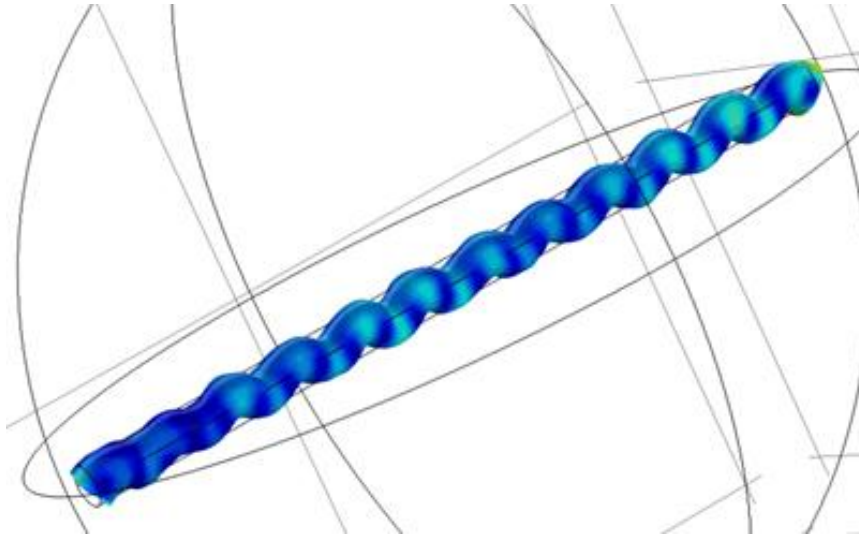
donde para problemas lineares, el vector de desplazamiento nodal  $\vec{\Phi}$  se puede resolver fácilmente. No obstante, para problemas no lineares, la solución se obtiene con una serie de pasos modificando la matriz de rigidez  $[K]$  y/o el vector de cargas  $\vec{P}$ . El sexto y último paso consiste en calcular la tensión y el esfuerzo de los elementos. Del desplazamiento nodal conocido  $\vec{\Phi}$  las tensiones y esfuerzos de los elementos se pueden calcular usando las ecuaciones del sólido o de estructura mecánica [63].

Herramientas como SolidWorks® y COMSOL Multiphysics®, entre otras, son usadas para realizar el análisis y simulación de fenómenos físicos en áreas como mecánica, termodinámica, acústica y características de materiales entre otros [64]. En relación con la propagación acústica, una estructura o material sólido puede ser discretizado en un número finito de elementos, en el cual la excitación en cada elemento se transfiere a sus elementos adyacentes a medida que la señal se propaga. El resultado final se convierte en una simulación representativa de la propagación a través de la estructura modelada.

## 2.4. Ondas Guiadas

El término ondas guiadas u ondas elásticas se refieren a esfuerzos mecánicos que se propagan a lo largo de estructuras y son guiados por uno o más de sus bordes. Estos esfuerzos mecánicos son vibraciones que se propagan a lo largo del material [27]. Objetos de distintos materiales pueden servir como guías de ondas elásticas. Cuando una onda elástica se propaga en un objeto de un material con comportamiento elástico lineal, éste se estira y contrae provocando esfuerzos con relación a las condiciones de cargas que le sean aplicadas. Las contracciones y elongaciones del material dependen principalmente de la fuerza de la carga aplicada y de su dirección. Después de aplicada la carga, los esfuerzos mecánicos que se generan dependerán también de la distancia que se recorre, de la forma y del material del objeto en el que se propagan. La Figura 2.6 muestra los esfuerzos mecánicos de compresión

y expansión que conforman un grupo de ondas guiadas en una barra sólida de 10cm de largo por 3.2mm de diámetro nominal exterior, al aplicarles una fuerza de 10 N en un extremo de la barra.



*Figura 2.6. Esfuerzos mecánicos de compresión y expansión que conforman un grupo de ondas guiadas en una barra sólida.*

Las ondas guiadas tienen características físicas complejas que han sido usadas para analizar la integridad estructural en aplicaciones como pruebas no destructivas en cables de distribución de energía eléctrica, cables tensores de puentes, torres de acero y otros tipos de estructuras metálicas [65]. Las propiedades de los fenómenos que afectan la propagación de ondas guiadas en medios sólidos elásticos pueden usarse para detectar rupturas, desgastes o daños estructurales. Algunos de estos fenómenos son: la atenuación, la interferencia, el ruido natural del canal de comunicación, la velocidad de propagación, la dispersión y la absorción. La atenuación es la pérdida de la señal de transmisión y es dependiente de varios factores como los son: la estructura y forma del medio en el que se propaga, la frecuencia de la señal portadora, la distancia de transmisión y la efectividad de propagación de la señal transmitida en el medio. El fenómeno de interferencia se da cuando dos o más señales viajan a la misma frecuencia o en frecuencias adyacentes simultáneamente en un canal de transmisión. Dependiendo de la fase de las señales se puede presentar interferencia destructiva, aquella en la que la superposición de las señales resulta en una señal distorsionada de menor amplitud, o interferencia constructiva, donde la superposición podría mejorar la intensidad de la señal transmitida, pero con el riesgo de distorsionar la forma de la señal original comprometiendo la transmisión [65].

En el estudio de ondas guiadas los bordes del objeto conductor generan reflexiones en la propagación de las señales acústicas, estas reflexiones pueden ocasionar interferencias con la señal original transmitida. La interferencia podría afectar únicamente a la amplitud de la señal transmitida, sin embargo, debido al fenómeno de dispersión no se puede asumir que la

superposición de la onda transmitida con una onda reflejada en algún borde, tiene una correspondencia en frecuencia [65].

### 2.4.1. Ondas guiadas en barras cilíndricas

La propagación de ondas guiadas en cilindros sólidos, isotrópicos, homogéneos y de libre tracción ha sido descrita basada en la ecuación de frecuencia denominada de Pochhammer-Chree, la cual también se ha discutido en detalle por Graff [27] y recientemente por Rose [66]. En general, existen tres tipos de modos principales de ondas guiadas en una guía de onda cilíndrica: los modos longitudinales  $L(0, m)$ , los torsionales  $T(0, m)$ , y los flexurales  $F(M, m)$  como se ilustra en la Figura 2.7.

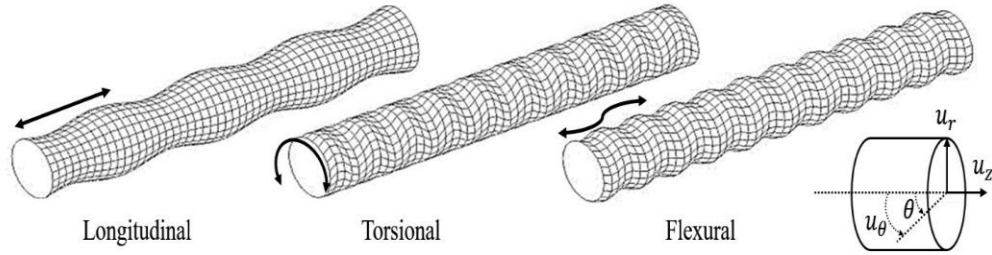


Figura 2.7. Modos de propagación acústica en barras cilíndricas sólidas con relación a los desplazamientos radial  $U_r$ , axial  $U_z$  y angular  $U_\theta$ .

En teoría, para cada modo principal existe una infinidad de modos de propagación individuales, de los cuales sus velocidades de fase,  $V_{ph}$ , para el producto de la frecuencia con el diámetro dado,  $f_d$ , representan las soluciones permisibles a la ecuación (2.21)

$$\Omega_M(d, \lambda, \mu, f_d, V_{ph}) = 0 \quad (2.21)$$

Donde  $d$  es el diámetro de la barra cilíndrica sólida,  $\lambda$  y  $\mu$  representan las constantes de Lamé, y el índice  $M$  determina cómo el campo generado por los modos de ondas guiadas varía en la coordenada angular  $\theta$  en la sección transversal del cilindro. Cada componente del campo generado puede ser considerado que varía de acuerdo con la ecuación (2.22).

$$\begin{aligned} u_r &= U_r(r) \cos M\theta e^{i(kz - \omega t)} \\ u_\theta &= U_\theta(r) \sin M\theta e^{i(kz - \omega t)} \\ u_z &= U_z(r) \cos M\theta e^{i(kz - \omega t)} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Donde el orden circunferencial  $M = 0, 1, 2, 3, \dots$ . Los términos  $u_r$ ,  $u_\theta$ ,  $u_z$ , son las componentes de desplazamiento en las direcciones radial, angular y axial, respectivamente; los términos  $U_r$ ,  $U_\theta$  y  $U_z$  representan la amplitud del desplazamiento compuesta por las funciones, o funciones modificadas, de Bessel en las direcciones radial, angular y axial, correspondientemente.

Los modos de propagación longitudinal y torsional mostrados en las Figura 2.7, respectivamente, son modos de orden circunferencial igual a cero ( $M = 0$ ), simétricos al eje de la barra cilíndrica y son independientes de la coordenada angular  $\theta$ ; los modos longitudinales presentan desplazamientos radiales y axiales, y los modos torsionales contienen desplazamientos angulares. Sin embargo, los modos de propagación flexurales, ilustrado en la Figura 2.7, tienen un orden circunferencial diferente de cero, es decir, no son simétricos al eje de la barra cilíndrica y presentan desplazamientos axiales, radiales y angulares [27, 66].

### 2.4.2. Curvas de dispersión y Disperse®

Las curvas de dispersión son una forma de representar los diferentes modos de propagación de ondas guiadas que pueden ser excitados en sistemas elásticos. Es posible excitar varios modos de propagación con una misma frecuencia, y todos ellos a diferentes velocidades. Generalmente a mayor frecuencia, mayor es la cantidad de modos de propagación que pueden ser excitados. La excitación de multimodos es un problema en las comunicaciones basadas en ondas guiadas debido a que dificulta la identificación de la información al propagarse en distintos modos y a distintas velocidades en la señal recibida.

La dispersión es un fenómeno propio de las comunicaciones ópticas y acústicas. Se define como la separación de las componentes de una señal transmitida como consecuencia de un cambio en la velocidad de propagación de la señal con su frecuencia, generalmente producto de la interacción con el medio de propagación y con otras señales que se propagan en él [67]. Los modos de propagación dependen de la forma de excitación y de las propiedades físicas y características geométricas del material por el cual se propaga la onda. Las curvas de dispersión como se muestra en la Figura 2.8 pueden desplegar gráficamente este fenómeno [27].

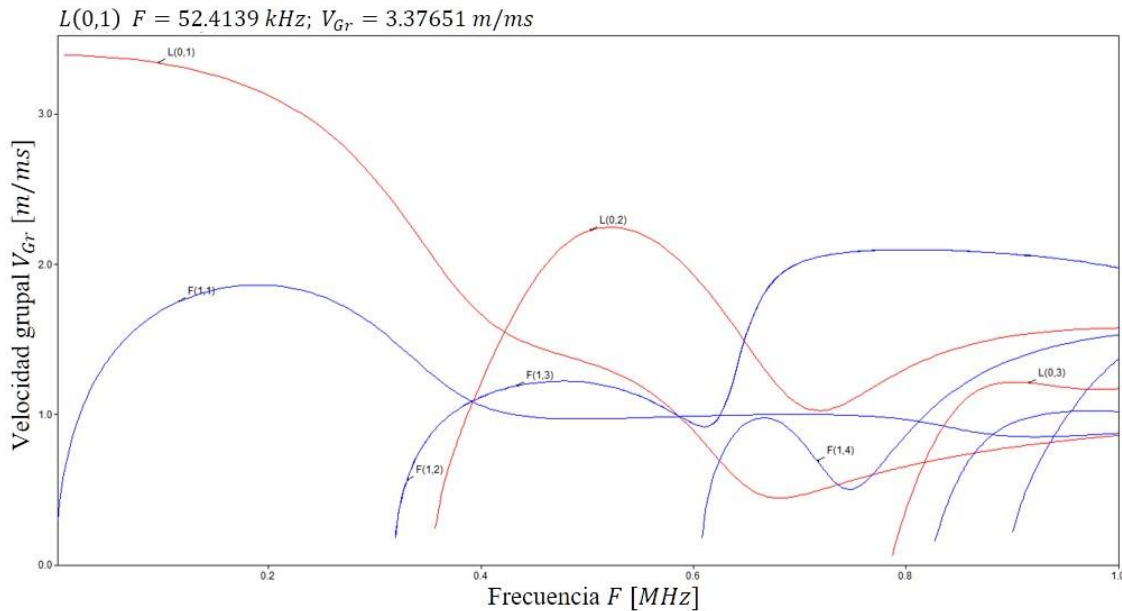


Figura 2.8. Imagen demostrativa de las curvas de dispersión en función de la velocidad grupal.

## **Modelo teórico de Disperse®**

Disperse® es un software que permite graficar las curvas de dispersión, como la gráfica de la Figura 2.8, a partir de la definición de un modelo de propagación de ondas guiadas. Este software fue diseñado originalmente por Lowe y hace uso del método de matrices globales para la resolución de las ecuaciones de la propagación de ondas guiadas [68]. Disperse® ofrece modelado de barras sólidas cilíndricas que son de particular interés para este trabajo.

El enfoque realizado en este trabajo es llevar a cabo el análisis de la propagación de ondas elásticas en barras cilíndricas isotrópicas homogéneas (caso de un solo alambre) dado que no existe una solución analítica para describir la propagación en cables multi-conductores, debido a las complicadas características de acoplamiento entre los alambres del cable multi-conductor. Lo anterior considera que para frecuencias por debajo de los 100kHz la longitud de onda se vuelve relativamente grande en comparación del diámetro de los alambres, lo cual permite aproximar la solución analítica de una barra cilíndrica sólida concéntrica, de varios materiales, a los cables multi-conductores. Sin embargo, el modelado de barras sólidas cilíndricas en Disperse® tiene ciertas consideraciones y limitaciones.

El modelo asume que el modelo cilíndrico es simétrico axialmente y de longitud infinita, aunque soporta modos de propagación no simétricos axialmente. Las propiedades del material pueden variar instantáneamente únicamente en la dirección radial en la frontera de las capas discretas del modelo. Las fronteras entre capas se asumen como perfectas, esto implica que los defectos no pueden ser modelados. Todos los modelos de los materiales incluidos en el software son isotrópicos. Las ondas son consideradas continuas y la frecuencia es considerada real, es decir, con energía finita. Las dos primeras consideraciones indican que los efectos transitorios no pueden ser modelados, y la energía finita significa que ésta no se agrega al sistema desde fuentes externas, es decir, no es posible modelar la generación específica de modos de energía.

## **Método de matrices globales**

Disperse® usa el método de matrices globales para obtener las soluciones a la propagación acústica en estructuras con múltiples capas. Este modelo fue propuesto inicialmente por Knopoff en 1964 y después desarrollado para modelar sistemas geofísicos con capas.

El método de matrices globales establece que una sola matriz puede representar el sistema completo, que en su forma general consiste en  $6(n - 1)$  ecuaciones, donde  $n$  es el número de capas incluyendo cada espacio semi infinito fuera del sistema como una capa del sistema. De esta forma, las columnas de la matriz corresponden a las amplitudes de las ondas parciales en cada capa, seis por cada una de las capas interiores y tres por cada una de las capas exteriores (semi infinitas).

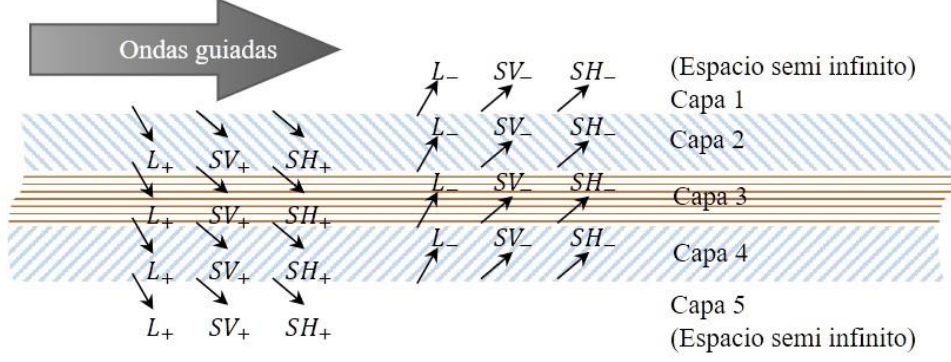


Figura 2.9. Ondas parciales por capa ( $L_+L_-$ ,  $SV_+SV_-$ ,  $SH_+SH_-$ ) que combinadas producen ondas guiadas, en un sistema de cinco capas representado la sección trasversal de un alambre de cobre con aislante eléctrico.

La Figura 2.9 muestra un sistema de cinco capas simulando el corte transversal de un alambre de cobre recubierto de un material aislante. Las amplitudes de las ondas parciales están representadas por sus equivalentes cartesianas, donde  $L$  representa las ondas longitudinales,  $SV$  representa las ondas de corte verticales (shear vertical waves en inglés), y  $SH$  representa las ondas de corte horizontales (shear horizontal waves en inglés). En este tipo de ensamblajes por capas, la continuidad de los esfuerzos y desplazamientos es dirigida como se lo muestran las flechas en la Figura 2.9, y las ondas parciales ( $L_+L_-$ ,  $SV_+SV_-$ ,  $SH_+SH_-$ ) son consistentes en la parte superior e inferior de cada capa. Los subíndices + y - denotan la dirección de la propagación, hacia adentro o hacia afuera, de las ondas parciales.

La matriz de una capa en el sistema ilustrado en la Figura 2.9 de  $6 \times 6$  se forma con las seis ecuaciones de desplazamiento y esfuerzo en términos de las seis ondas parciales. Esta matriz es conocida como matriz de capa de material y se puede expresar mediante la ecuación (2.23), donde  $D$  es la matriz de capa de material que expresa los desplazamientos  $\mu_i$  y esfuerzos  $\sigma_i$  que se requieren para cumplir las condiciones de frontera.

$$\begin{Bmatrix} u_r \\ u_\theta \\ u_z \\ \sigma_{rr} \\ \sigma_{r\theta} \\ \sigma_{rz} \end{Bmatrix} = [D] = \begin{Bmatrix} L_+ \\ L_- \\ SV_+ \\ SV_- \\ SH_+ \\ SH_- \end{Bmatrix} \quad (2.23)$$

La matriz se organiza de manera que las columnas se ordenan para las amplitudes de las ondas parciales y las filas para los desplazamientos y esfuerzos como se muestra en la ecuación (2.24).

$$\begin{array}{cccccc}
& L_+ & L_- & SV_+ & SV_- & SH_+ & SH_- \\
u_r & D(1,1) & D(1,2) & & \cdots & & D(6,1) \\
u_z & D(2,1) & & & & & \\
u_\theta & & & & & & \\
\sigma_{rr} & \vdots & & & \ddots & & \vdots \\
\sigma_{rz} & & & & & & \\
\sigma_{r\theta} & D(6,1) & & & \cdots & & D(6,6)
\end{array} \tag{2.24}$$

Las definiciones del cálculo de la matriz de capa de material para barras cilíndricas isotrópicas se detallan en varias referencias [68, 69]. Si se puede describir cada capa de material y condiciones de frontera en un sistema, entonces la combinación de todas las capas puede describir el sistema completo, como lo establece el método de matriz global. La ecuación característica del sistema podría escribirse en función del método de matriz global como

$$[G]\{A\} = 0 \tag{2.25}$$

donde  $[G]$  es la matriz global y  $\{A\}$  es el vector de amplitudes de las ondas parciales. Esta ecuación se satisface solo si la determinante de la matriz global es cero, es decir, que no hay energía agregada al sistema, lo cual es una de las limitaciones de Disperse<sup>®</sup>, como se había comentado anteriormente. Los valores de frecuencia, el número de onda y atenuación determinan si esta condición se cumple, y son encontrados mediante procedimientos iterativos.



# Capítulo 3. Procesamiento Digital de Señales

## 3.1. Introducción

El procesamiento digital de señales DSP (por sus siglas en inglés) es un área de la ciencia y la tecnología que estudia el uso del procesamiento digital o computacional para la aplicación de operaciones matemáticas sobre señales, definidas como magnitudes físicas variantes en el tiempo, espacio o cualquier otra, u otras, variables independientes.

En los años recientes, las técnicas de procesamiento digital de señales (DSP) han cobrado importancia debido al impacto que tienen en áreas de investigación como compresión de señales, comunicaciones de alta velocidad, comunicaciones en tiempo real, transmisiones digitales de audio, tratamiento de ruido en señales, entre otras.

Los sistemas de procesamiento digital de señales ofrecen flexibilidad en el diseño de instrumentación electrónica, puesto que las operaciones son programadas mediante algoritmos de software, lo cual elimina la necesidad de alterar los diseños electrónicos [70].

El componente de cómputo más importante de este trabajo radica en la aplicación de algoritmos de procesamiento digital de señales para el tratamiento de señales requerido en el diseño del protocolo de comunicaciones propuesto para el sistema de comunicaciones acústico por propagación de ondas guiadas en cables multi-conductores.

Este capítulo describe la teoría básica del procesamiento digital de señales y las operaciones requeridas para mejorar la relación señal a ruido, SNR (por sus siglas en inglés), con el fin de identificar y decodificar la información transmitida en la aplicación propuesta. Esto incluye el teorema de muestreo, convolución discreta, correlación y autocorrelación, filtrado y transformadas de Fourier.

## 3.2. Operaciones básicas del procesamiento de señales

### 3.2.1. Teorema de muestreo

Las señales transmitidas y recibidas mediante los transductores ultrasónicos usados en el transmisor y en el receptor del sistema de comunicaciones descrito en este trabajo son analógicas. Para procesar digitalmente las señales es necesario convertirlas del formato analógico al formato digital. Este proceso se realiza con un componente llamado convertidor analógico-digital (ADC por sus siglas en inglés), el cual lleva a cabo el muestreo de las señales definidas en una banda de interés para ser convertidas en señales de amplitud en tiempo discreto. La amplitud de cada muestra se cuantifica en  $2^B$  niveles, donde  $B$  es el número de bits disponibles en el ADC para la representación digital de la señal analógica convertida. Cada muestra de la señal digital se representa en cadenas binarias de  $B$  bits de longitud. Esta sección describe el teorema de muestreo, fundamental en aplicaciones de DSP.

Durante la década de 1920, Harold Nyquist describió el teorema de muestreo, también conocido como teorema de Nyquist, que propone que toda señal puede ser convertida de una función continua en tiempo a una secuencia de números libre de errores. El postulado propone de manera teórica que la secuencia de números puede también convertirse sin errores en la función original definida en tiempo continuo. Sin embargo, no fue sino hasta 1948 cuando Shannon desarrolló la teoría del teorema de muestreo para aplicaciones reales [70].

Una de las formas prácticas de muestrear señales es por aproximación, mediante el producto de una señal continua en tiempo  $x(t)$  con un tren continuo de impulsos unitarios equidistantes  $d(t)$  para la obtención de la señal muestreada  $x_s(t)$ , como se muestra en la ecuación (3.1).

$$x_s(t) = x(t) \cdot d(t) \quad (3.1)$$

donde

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s) \quad (3.2)$$

donde  $k$  es un entero y  $T_s$  es definido como el periodo de muestreo. Cada impulso de  $\delta(t)$  es ponderado por el valor instantáneo de  $x(t)$ . El proceso de muestreo de señales continuas en tiempo por producto de una señal discreta conformada por un tren de impulsos unitarios equidistantes se muestra gráficamente en la Figura 3.1.

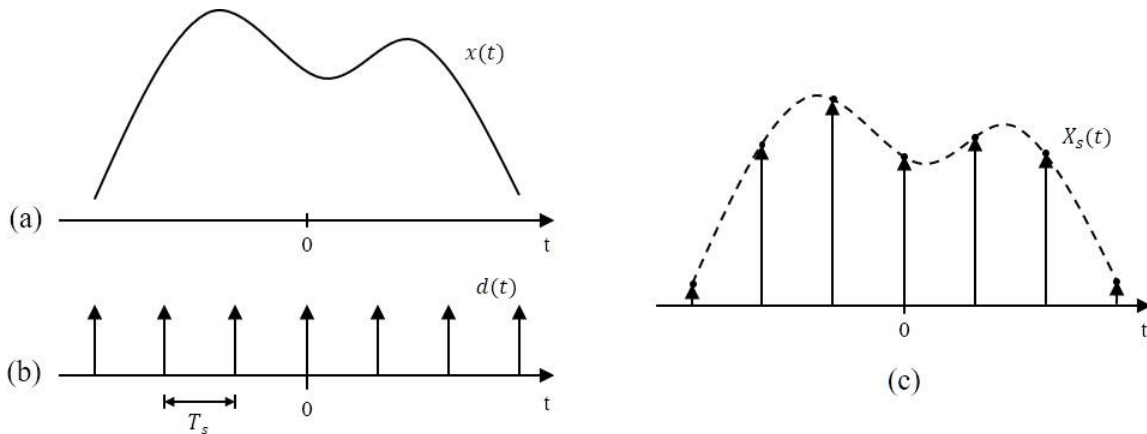


Figura 3.1. Proceso de muestreo de señales. (a) Señal continua en tiempo. (b) Tren de impulsos unitarios equidistantes. (c) Señal muestreada mediante el producto de (a) y (b).

Sustituyendo la ecuación (3.2) en (3.1), se obtiene la ecuación de muestreo de  $x(t)$

$$x_s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_s) \cdot \delta(t - kT_s) \quad (3.3)$$

En la ecuación (3.3) se puede observar que el valor de amplitud de  $x(t)$  solo es conocido en las iteraciones de los impulsos equidistantes de  $d(t)$ . Esto implica la pérdida intrínseca de información de  $x(t)$  durante todo el periodo  $T_s$ . Esta característica puede resultar en un fenómeno conocido como *aliasing*.

El fenómeno de aliasing se presenta durante el proceso de reconstrucción de una señal muestreada  $x_s(t)$  en la señal original  $x(t)$ , cuando la información existente en cada muestra discreta conduce a una interpretación errónea, o alias, de la señal original, producida porque los valores en las muestras discretas coinciden en ambas señales.

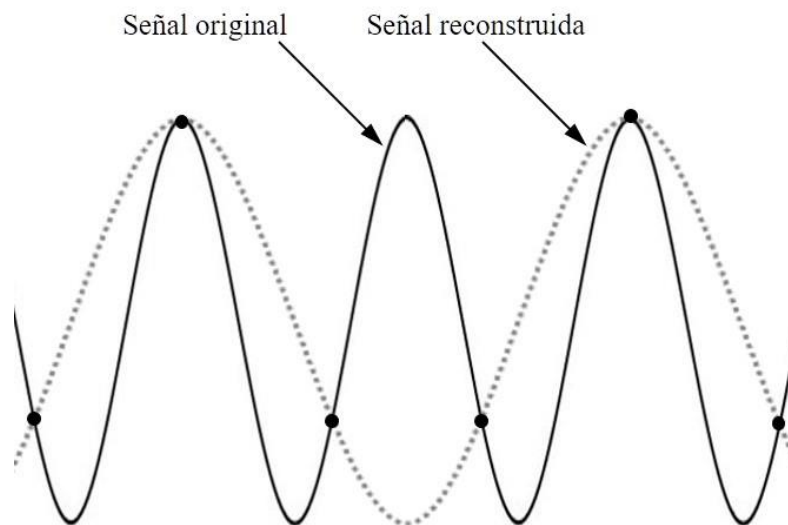


Figura 3.2. Representación del fenómeno de aliasing.

La Figura 3.2 ilustra el fenómeno de aliasing durante la reconstrucción de una señal en la cual las muestras (representadas por los puntos) tienen valores de amplitud coincidentes con la señal original, sin embargo, la señal reconstruida no corresponde en frecuencia con la señal original.

El teorema de muestreo de Nyquist establece que conocida la frecuencia máxima de la señal original de banda definida  $f_{max}$ , la frecuencia de muestreo debe ser al menos el doble de la frecuencia máxima de la señal original  $2f_{max}$  para que las muestras describan la señal original completamente y evitar el fenómeno de aliasing [70], esto es

$$F_s = 2f_{max} \quad (3.4)$$

donde  $F_s$  es conocida como la frecuencia de Nyquist, frecuencia o tasa de muestreo.

### 3.2.2. Convolución

La suma de convolución, o simplemente convolución, es una operación usada en procesamiento de señales para determinar la respuesta de cualquier sistema lineal en reposo a cualquier señal de entrada. La convolución describe, entre otras cosas, la interacción entre un sistema y la entrada de este para producir una salida, y es usada ampliamente en procesamiento digital de señales y de imágenes. La salida producida es en general una versión ampliada o atenuada desplazada en el tiempo de la señal de entrada.

El estudio de la salida de un sistema producida por una entrada definida por un impulso es particularmente útil dado que cualquier entrada arbitraria  $x(n)$  puede ser descompuesta y representada como una suma ponderada de secuencias de muestras unitarias (impulsos) descrita por la ecuación

$$x(n) = \sum_k c_k x_k(n) \quad (3.5)$$

donde  $c_k$  son los sets conjuntos de amplitudes (coeficientes de ponderación) en la descomposición de la señal  $x(n)$ . Expandiendo  $x(n)$  en una suma de secuencias de impulsos unitarios se selecciona una señal elemental  $x_k(t)$

$$x_k(n) = \delta(n-k) \quad (3.6)$$

donde  $k$  representa el desplazamiento temporal de la secuencia de impulsos unitarios. Multiplicando ambas secuencias  $x(n)$  y  $x_k(n)$ , y considerando que  $\delta(n-k)$  es cero en todo momento excepto cuando su valor es unitario en  $n=k$ , el resultado es otra secuencia que es cero en todo momento excepto en  $n=k$ , donde su valor es  $x(k)$ , esto es

$$x(n)\delta(n-k) = x(k)\delta(n-k) \quad (3.7)$$

Representando la multiplicación en todos los desplazamientos temporales posibles, es decir  $-\infty < k < \infty$ , y sumando todos los productos, se obtiene una secuencia igual a la secuencia  $x(n)$ , es decir

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\delta(n-k) \quad (3.8)$$

La ecuación (3.8) describe la descomposición o resolución de cualquier señal arbitraria  $x(n)$  en una suma ponderada de secuencias de impulsos unitarios, que sirve como base para la operación de convolución.

En un sistema lineal invariante en el tiempo LTI (por sus siglas en inglés) la secuencia de impulsos unitarios  $\delta(t)$  se denota como  $h(n)$ , es decir

$$h(n) = \mathcal{F}[\delta(n)] \quad (3.9)$$

luego, usando la propiedad de invariancia en el tiempo, la respuesta de un sistema a la secuencia de impulsos unitarios desplazada en tiempo  $\delta(n-k)$  es

$$h(n-k) = \mathcal{F}[\delta(n-k)] \quad (3.10)$$

por lo tanto, la respuesta del sistema invariante in tiempo se reduce a la ecuación

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k) \quad (3.11)$$

La ecuación (3.11) describe la respuesta  $y(n)$  para un sistema invariante en tiempo como una función de la señal de entrada  $x(n)$  y de la respuesta al impulso  $h(n)$ , y se le denomina suma de convolución. Suponiendo una señal de entrada discreta  $x[n]$  de tamaño  $P$ , y una señal de entrada discreta  $h[n]$  de tamaño  $Q$ , la convolución discreta de ambas señales está dada por la ecuación

$$y[n] = \sum_{k=0}^{P+Q-2} x[k] \cdot h[n-k] \quad (3.12)$$

La ecuación (3.12) es la versión discreta de la operación de convolución en tiempo continuo (3.11). La operación de convolución se abrevia como  $y(n) = x(n) * h(n)$  en procesamiento de señales y aunque está definida también en tiempo continuo, su definición en tiempo discreto es más apropiada para su uso en sistemas de procesamiento digital de señales, por ejemplo, en filtros digitales con Respuesta Finita al Impulso FIR (por sus siglas en inglés).

### 3.2.3. Correlación cruzada y autocorrelación

La correlación es una operación similar a la convolución, y es usada principalmente para medir el grado de semejanza entre dos señales con el fin de identificar, en el contenido de una señal, información definida en otra.

A diferencia de la convolución, la correlación evalúa la respuesta entre una señal contra otra con un desplazamiento temporal, que puede ser positivo o negativo. La correlación  $r_{xy}(l)$  de dos señales  $x(n)$  e  $y(n)$  se define como

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)y(n-l), \quad l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.13)$$

donde el índice  $l$  representa el desplazamiento en tiempo discreto (número de muestras) y el subíndice  $xy$  representa las señales a correlacionar. A la operación de correlación de una señal consigo misma agregando un desplazamiento en tiempo discreto definido en un número de muestras, se le conoce como autocorrelación y se define como

$$r_{xx}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)x(n-l) \quad (3.14)$$

La operación de autocorrelación se puede representar en función de la convolución como

$$r_{xx}(l) = x(l) * x(-l) \quad (3.15)$$

donde la señal  $x(-l)$  es la señal  $x(l)$  reflejada. El proceso realizado por la operación de correlación es el mismo que la convolución, a excepción de la operación de reflexión, ambas realizan el desplazamiento de alguna de las secuencias, multiplicación de ambas secuencias y suma de los productos resultantes. La autocorrelación es entonces, un proceso de cálculo de la media móvil ponderada entre dos señales donde la salida alcanza un máximo cuando las dos señales se encuentran en fase.

## 3.3. Transformada discreta de Fourier

Dentro de las operaciones disponibles en el campo de procesamiento digital de señales la Transformada Discreta de Fourier DFT (por sus siglas en inglés) es una de la más usadas. En una operación de transformación una función con una o más variables independientes es mapeada a una nueva función equivalente en un dominio diferente y con un nuevo conjunto de variables independientes. La DFT, al igual que la Transformada de Fourier, es usada para transformar funciones en el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia y viceversa, siendo la DFT la versión para señales en tiempo discreto de la transformada de Fourier. La conversión entre los dominios del tiempo y la frecuencia conforma la base de los algoritmos de procesamiento digital de señales como la convolución, autocorrelación y filtros digitales.

La contraparte discreta de las series continuas de Fourier es la transformada discreta de Fourier DFT que toma una serie discreta en el dominio del tiempo y la convierte en un espectro discreto de frecuencia. Del mismo modo, la contraparte discreta de la transformada continua de Fourier es la Transformada de Tiempo Discreto de Fourier DTFT (por sus siglas en inglés) que toma una serie discreta en el dominio del tiempo y la convierte en un espectro continuo de frecuencia [71]. Sin embargo, en sistemas de procesamiento digital de señales la operación más usada es la DFT, frecuentemente aplicada en la práctica como la Transformada Rápida de Fourier FFT (por sus siglas en inglés) que es un algoritmo computacional de procesamiento de la DFT de alta velocidad.

La representación trigonométrica en series de Fourier para una señal periódica  $x(t)$  con periodo fundamental  $T$ , está dada por

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega_0 t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \text{sen}(k\omega_0 t) \quad (3.16)$$

donde  $\omega_0 = 2\pi/T$  es la frecuencia fundamental,  $a_0$  es la componente en DC de la señal dada por

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) dt \quad (3.17)$$

y  $a_k$  y  $b_k$  son los coeficientes de Fourier, dados por

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \cos(k\omega_0 t) dt \\ b_k &= \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \text{sen}(k\omega_0 t) dt \end{aligned} \quad (3.18)$$

Considerando una señal real en tiempo discreto  $x[n]$  donde  $n = 0, 1, \dots, N-1$  y  $N$  es el número de muestras de la señal, la ecuación (3.16) se puede representar de manera discreta como

$$x[n] = A_0 + \sum_{k=1}^{N/2} \{B_k \cos(kn\omega_n) + C_k \text{sen}(kn\omega_n)\} \quad (3.19)$$

donde  $A_0$  puede representar de manera discreta la ecuación (3.17) como

$$A_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \quad (3.20)$$

y los coeficientes de Fourier en la ecuación (3.18) se pueden representar de manera discreta como  $B_k$  y  $C_k$ , dados respectivamente por

$$\begin{aligned}
B_k &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cos(kn\omega_n) \\
C_k &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \text{sen}(kn\omega_n)
\end{aligned} \tag{3.21}$$

donde  $\omega = 2\pi/N$  es el término que especifica la frecuencia con un periodo representado por un número  $N$  de muestras. De manera análoga al caso continuo, los armónicos se logran multiplicando la señal con las formas de onda del seno y del coseno en frecuencia ascendente, sumando los productos en el rango de la señal. La síntesis discreta de la serie de Fourier es descrita por la ecuación (3.19), mientras que las DFT está representada por las ecuaciones de análisis (3.20) y (3.21). Cabe mencionar también que la señal en el dominio del tiempo discreto  $x[n]$  se puede sintetizar por  $N/2$  armónicos.

La representación trigonométrica de la DFT, ecuación (3.19), se puede expresar en su forma exponencial equivalente mediante la relación de Euler,  $e^{jx} = \cos(x) + j \text{sen}(x)$ , como

$$X[k] = \mathbb{F}\{x[n]\} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j2\pi kn/N}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \tag{3.22}$$

mientras que la operación que permite recuperar la secuencia  $x[n]$  a partir de las muestras de frecuencia, denominada Transformada Discreta de Fourier Inversa IDFT (por sus siglas en inglés) está dada por

$$x[n] = \mathbb{F}^{-1}\{X[k]\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] \cdot e^{j2\pi kn/N}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \tag{3.23}$$

La sumatoria de la DFT se realiza para  $N$  muestras que conforman un periodo de la señal. La magnitud de la componente en DC en esta representación está dada por el primer armónico  $k = 0$ . El segundo armónico corresponde a la frecuencia  $2\pi/N$  para un ciclo de  $N$  muestras. La frecuencia de la información discreta corresponde al armónico  $k = N$ , mientras que la tasa de muestreo, definida por la frecuencia de Nyquist, está dada por el armónico  $k = N/2$ . Una característica importante de la DFT es su simetría dado que las dos mitades de la transformada en el intervalo  $0 \leq k \leq N$  tienen simetría compleja conjugada en el armónico  $N/2$ . Esta simetría se mantiene en todos los intervalos de frecuencia delimitados por múltiplos de la frecuencia de muestreo. Consecuentemente, la transformada produce  $N$  líneas espectrales únicas, en las cuales la mitad son pragmáticamente innecesarias. Por lo tanto, la señal original se puede reconstruir usando solo los componentes de frecuencia hasta el armónico  $N/2$  [70].

### 3.3.1. Transformada rápida de Fourier

La Transformada Discreta de Fourier juega un papel importante en el análisis, diseño e implementación de algoritmos y sistemas de procesamiento de señales en tiempo discreto,



como lo son filtrado lineal, análisis de la correlación y análisis espectral. Aunque la DFT es el procedimiento matemático más directo para determinar el contenido en frecuencia de una secuencia en el dominio del tiempo, es extremadamente ineficiente en términos de procesamiento computacional. Cuando el número de puntos en la DFT se incrementa al orden de cientos o miles, la cantidad necesaria de procesamiento de números se vuelve excesiva [72]. La solución al problema de ineficiencia computacional en el cálculo de la DFT ha sido el estudio y desarrollo de algoritmos eficientes que aprovechan las propiedades de simetría y periodicidad del factor de fase  $W_N$ . Al conjunto colectivo de estos algoritmos eficientes se les conoce como Transformada Rápida de Fourier FFT (por sus siglas en inglés) [73].

En 1965 Cooley y Tukey publican un artículo [74] en el que describen un algoritmo eficiente para implementar DFT, ahora conocido como FFT. Sin embargo, desde la publicación de su artículo, se han desarrollado diferentes variantes para mejorar su desempeño y la literatura que cubre este tema es abundante [72, 75, 76].

El algoritmo de Cooley y Tukey es el más usado para implementar la FFT. La base conceptual de la FFT consiste en diezmar el cálculo de una secuencia DFT de  $N$  muestras en un número de transformadas más cortas, reduciendo así la carga computacional. Existen dos clases básicas de algoritmos FFT que dependen de la forma en la que la señal muestreada es dividida. El primero es denominado FFT por Diezmado Temporal DIT (por sus siglas en inglés), donde se considera una secuencia  $x[n]$  como una secuencia de tiempo y se descompone en secuencias de tiempo más pequeñas. El segundo algoritmo es FFT por Diezmado en Frecuencia DIF (por sus siglas en inglés) donde se considera la secuencia como coeficientes de DFT  $X[k]$  y se descompone en subsecuencias más pequeñas [73]. Ambos algoritmos tienen la misma complejidad, pero difieren en sus arreglos computacionales.

El algoritmo DIT funciona de manera recursiva. En cada iteración de la recursión, la secuencia de entrada se divide a la mitad y se selecciona una mitad, par o impar de manera alternada, para la siguiente iteración del algoritmo. Esto produce  $N/2$  sets de datos de dos puntos. Este tipo de descomposición de una serie en tiempo se conoce como Radix-2 DIT-FFT y es uno de los algoritmos más populares para el procesamiento computacional de la FFT. El término *radix* indica la longitud mínima de descomposición. Esta forma de descomposición está limitada a que el tamaño  $N$  de la secuencia DFT sea una potencia entera de dos, es decir, que el número de puntos en la transformada sea  $N = 2^k$  donde  $k$  es un entero positivo. Esta limitación no suele representar un problema dado que el número de puntos  $N$  generalmente puede seleccionarse libremente con respecto a la aplicación. Retomando la expresión de la DFT in la ecuación (3.22), ésta se puede expresar como

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{kn} \quad (3.24)$$

donde

$$W_N = e^{-j2\pi/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.25)$$

luego, usando diezmado en tiempo, la ecuación (3.24) se puede separar en sus dos elementos indizados par e impar como

$$X[k] = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x[2n]W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x[2n+1]W_N^{(2n+1)k} \quad (3.26)$$

Las muestras indizadas pares  $[2n] = 0, 2, \dots, (N/2) - 1$ , están dadas por el término izquierdo de la ecuación (3.26), mientras que las muestras indizadas nones  $[2n+1] = 1, 3, \dots, (N/2) - 1$ , están dadas por el término derecho de la misma. Usando la identidad

$$W_N^{m+n} = W_N^m \cdot W_N^n \quad (3.27)$$

la ecuación (3.26) se puede expresar como

$$X[k] = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x[2n]W_N^{2nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x[2n+1]W_N^{2nk} \quad (3.28)$$

y elevando al cuadrado la ecuación (3.25), se convierte en

$$W_N^2 = \left( e^{-j2\pi/N} \right)^2 = e^{-j2\pi2/N} = e^{-j2\pi/(N/2)} = W_{N/2} \quad (3.29)$$

lo cual permite sustituir  $W_{N/2}$  por  $W_N^2$  en la ecuación (3.28) quedando expresada como

$$X[k] = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x[2n]W_{N/2}^{nk} + W_N^k \cdot \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x[2n+1]W_{N/2}^{nk} \quad (3.30)$$

El término  $W_{N/2}^{nk}$  se encuentra presente en ambos términos de la ecuación (3.30), por lo tanto, solo requiere ser calculado una vez. El término  $W_N^k$  que multiplica la parte impar de la secuencia se conoce como Factor de Giro (twiddle factor en inglés), y la combinación de las transformadas pares e impares se puede representar en un diagrama conocido como Diagrama de Mariposa. Este factor representa la simetría y la periodicidad del factor de fase  $W_N$  dadas respectivamente por

$$\begin{aligned} W_N^{k+N/2} &= -W_N^k && \text{Propiedad de Simetría} \\ W_N^{k+N} &= W_N^k && \text{Propiedad de Periodicidad} \end{aligned} \quad (3.31)$$

El algoritmo Radix-2 descompone la DFT en un número definido de DFTs de dos puntos. Cada DFT de dos puntos puede ser representado mediante un diagrama de mariposa que está compuesto por una operación producto acumulativo como se muestra en la Figura 3.3.

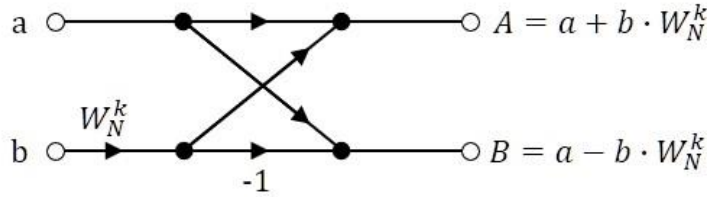


Figura 3.3. Diagrama de mariposa representativo de las operaciones en DIT-FFT.

Como se puede observar en la Figura 3.3, las ramas de entrada son sumadas en la rama superior y restadas en la rama inferior. El factor de giro  $W_N^k$  es multiplicado por el valor de la rama donde se encuentra.

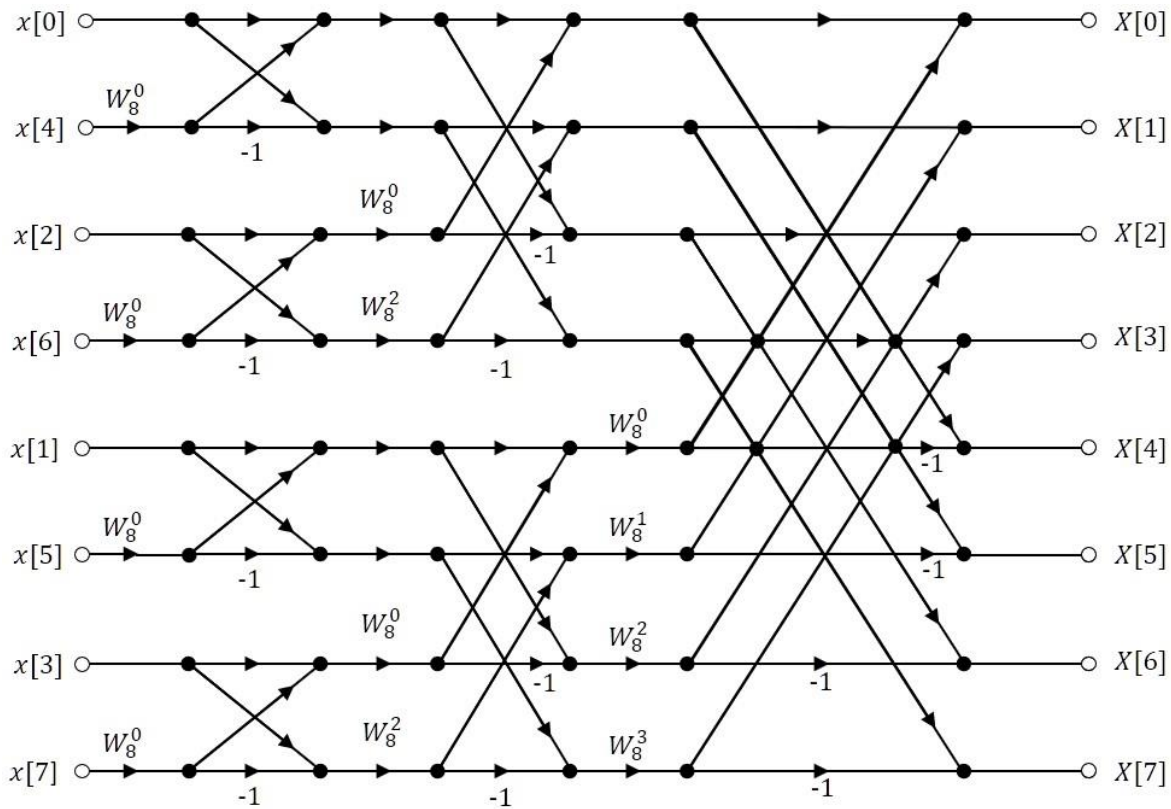


Figura 3.4. Algoritmo DIT-FFT con ocho puntos.

La Figura 3.4 muestra el diagrama de mariposa DIT-FFT para una serie con  $N = 8$  puntos. El proceso comienza de izquierda a derecha y termina con los coeficientes DFT  $X[k]$  correspondientes a la secuencia de entrada de ocho puntos  $x[n]$ . El cálculo se realiza en tres etapas: se comienza calculando cuatro transformadas de dos puntos, luego dos de cuatro puntos y por último una DFT de ocho puntos.

Cada mariposa en la Figura 3.4 implica una multiplicación y dos sumas complejas. Para  $N = 2^p$  existen  $N/2$  mariposas por etapa en el proceso, y  $\log_2 N$  etapas. Con una secuencia de ocho puntos,  $N = 8$ , el cálculo directo de la DFT requiere de  $N^2 = 64$  multiplicaciones complejas, mientras que usando el algoritmo DIT-FFT, se requieren únicamente

$(N/2) \log_2 N = 12$  multiplicaciones complejas. El factor de mejora de velocidad para esta serie es de 5.3. A medida que aumenta el número de puntos aumenta el factor de mejora de la velocidad del algoritmo DIT-FFT con respecto al cálculo directo de la FFT.

En contraste con el algoritmo por diezmado en tiempo DIT, el algoritmo por diezmado en frecuencia o DFT descompone la secuencia de salida  $X[k]$  en subsecuencias más pequeñas. Este proceso separa la transformada inicial en dos secciones, cada una conteniendo la mitad de la información de la serie. Tomando nuevamente la definición de la DFT en la ecuación (3.24), separando la información la ecuación se puede escribir como

$$X[k] = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x[n]W_N^{nk} + \sum_{n=N/2}^{N-1} x[n]W_N^{nk} \quad (3.32)$$

donde cada término define la DFT para cada mitad de datos de la serie  $x[n]$ . La suma ponderada de ambos términos de la ecuación (3.32) se puede expresar para la primera mitad de la serie de datos como

$$X[k] = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x[n]W_N^{kn} + W_N^{kN/2} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x\left[n + \frac{N}{2}\right]W_N^{kn} \quad (3.33)$$

usando la propiedad de simetría se sabe que  $W_N^{kN/2} = (-1)^k$ , entonces la expresión (3.33) puede expresarse como

$$X[k] = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left( x[n] + x\left[n + \frac{N}{2}\right] \right) W_{N/2}^{kn}, \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (3.34)$$

Dividiendo  $X[k]$  en la ecuación (3.34) para muestras pares e impares, como se hizo para el algoritmo DIT, se obtienen las ecuaciones correspondientes a las muestras pares e impares

$$\begin{aligned} X[2k] &= \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left\{ x[n] + x\left[n + \frac{N}{2}\right] \right\} W_{N/2}^{kn}, & k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \\ X[2k+1] &= \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left( \left\{ x[n] - x\left[n + \frac{N}{2}\right] \right\} W_N^k \right) W_{N/2}^{kn}, & k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \end{aligned} \quad (3.35)$$

y definiendo las secuencias de  $N/2$  puntos  $g_1[n]$  y  $g_2[n]$  como

$$\begin{aligned} g_1[n] &= x[n] + x\left[n + \frac{N}{2}\right] \\ g_2[n] &= \left( x[n] - x\left[n + \frac{N}{2}\right] \right) W_N^k, \end{aligned} \quad n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (3.36)$$

La Figura 3.5 ilustra el diagrama de mariposa de la DIF-FFT para las operaciones  $g_1[n]$  y  $g_2[n]$  en la ecuación (3.36). Nótese que  $a = x[n]$ , corresponde a los puntos de la primera

mitad de la secuencia, mientras que el valor de  $b = x[n + \frac{N}{2}]$  es el valor correspondiente a la segunda mitad de la secuencia.

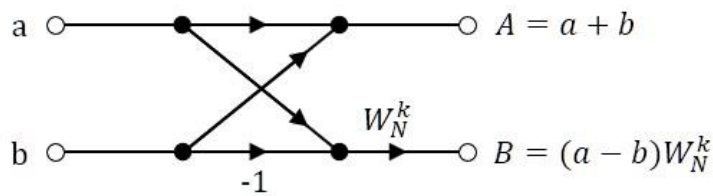


Figura 3.5. Diagrama de mariposa representativo de las operaciones en DFT-FFT.

Al igual que DIT-FFT, este algoritmo también está restringido para señales con número de muestras potencias de dos,  $N = 2^v$ . Cuando esta restricción no se satisface la secuencia de entrada se rellena con ceros hasta que el número de muestras corresponda a la potencia de dos más próxima.

La Figura 3.6 muestra la aplicación del algoritmo DIF-FFT para una secuencia de ocho puntos. El procedimiento de cálculo de la DFT repite el diezmando, dividiendo por la mitad,  $N/2$ , las DFT de  $N$  muestras del paso anterior hasta llegar a una DFT de 2 puntos, como se muestra en la Figura 3.6. el proceso completo implica  $v = \log_2 N$  etapas de diezmando, donde cada etapa requiere de  $N/2$  operaciones de mariposa, por lo tanto, el algoritmo DIF requiere de  $(N/2)\log_2 N$  multiplicaciones complejas y  $N\log_2 N$  sumas complejas. i.e. la misma cantidad de operaciones que el algoritmo DIT, y por lo tanto, el mismo esfuerzo computacional. El algoritmo DIT y el DIF conducen al mismo resultado, por lo que elección entre uno de ellos suele estar ligada a las limitaciones del sistema a implementar.

Entre las múltiples propiedades de la DFT, una de las más útiles es que convierte la operación de convolución en una multiplicación punto a punto. Esto es, considerando que  $X$ ,  $H$  e  $Y$  son las transformadas de Fourier de  $x$ ,  $h$ , e  $y$  respectivamente, la operación de convolución se reduce a

$$Y = X \cdot H \tag{3.37}$$

en el dominio de Fourier, y la convolución suele representarse usando la DFT como

$$x \otimes h = FFT^{-1} [FFT(x) \cdot FFT(h)] \tag{3.38}$$

donde el símbolo  $\otimes$  representa la operación de convolución circular. Las secuencias  $x$  y  $h$  son generalmente rellenas con ceros hasta un tamaño potencia de dos,  $N = 2^v$ , muestras para ejecutar los algoritmos de FFT descritos.

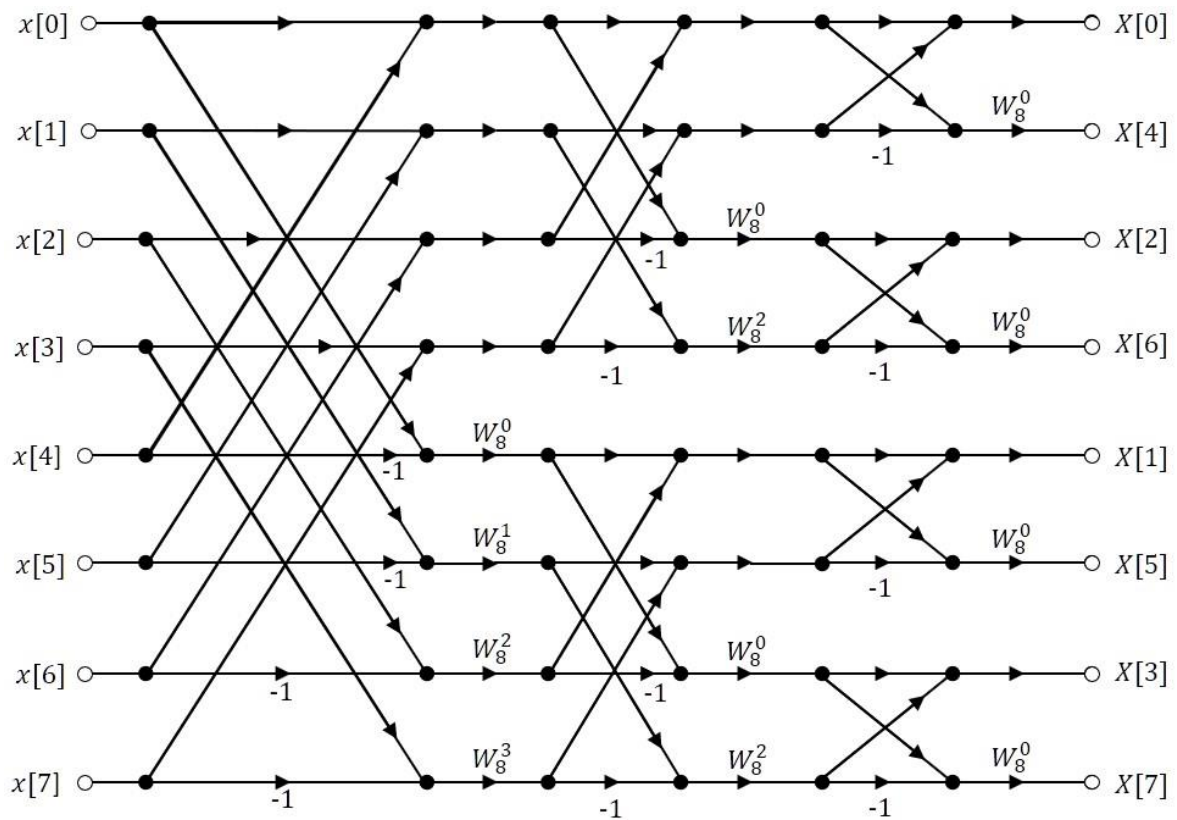


Figura 3.6. Algoritmo DIF-FFT con ocho puntos.

### 3.4. Filtros digitales

El filtrado de información digital es una de las disciplinas más fundamentales en el campo de procesamiento digital de señales. Aunque el filtrado digital tiene sus orígenes en los inicios de la década de los 1950s, no fue sino hasta mediados de los 1960s cuando tomó fuerza el análisis y desarrollo del equivalente de los filtros analógicos en el dominio discreto [72].

Los filtros son un tipo de sistemas lineales invariantes en el tiempo. Un filtro es un sistema que modifica ciertas frecuencias con relación a otras, generalmente usado para eliminar componentes de frecuencia no deseadas parcial o totalmente en una señal [73]. El filtrado es un proceso aplicado a una señal en el dominio del tiempo que resulta en un cambio en su contenido espectral original.

Existen dos técnicas para diseñar e implementar filtros digitales lineales, por convolución que se identifica como con respuesta finita al impulso FIR (por sus siglas en inglés), y por recursión que se identifica como con respuesta infinita al impulso IIR (por sus siglas en inglés). El uso de cada una de estas técnicas depende de la aplicación dado que ambas presentan propiedades diferentes. En esta sección se describen los aspectos principales de ambas técnicas de filtrado.

### 3.4.1. Filtros FIR

El nombre de respuesta finita al impulso proviene del hecho de que, dado un número finito de entradas distintas de cero, un filtro FIR siempre tendrá un número finito de salidas distintas de cero. Esto implica que, si la secuencia de entrada del filtro se vuelve una serie consecutiva de ceros, el filtro entregará ceros a la salida eventualmente. La respuesta al impulso de un filtro discreto FIR de orden  $M$  dura exactamente  $M + 1$  muestras, desde la primera muestra diferente de cero hasta la última, antes de establecerse en cero.

Formalmente, un sistema con respuesta finita al impulso, FIR, es un sistema lineal invariante en el tiempo, LTI, que responde a una entrada de duración finita  $x[n]$ . Un filtro FIR causal es un sistema FIR en el que la salida  $y[n]$  está dada por la convolución finita de la entrada  $x[n]$  y una serie finita  $h[n]$  para generar la señal deseada, es decir, cada valor de salida representa una suma ponderada de los valores más recientes de entrada. El proceso del filtro FIR causal se define como

$$y[n] = b_0x[n] + b_1x[n-1] + b_2x[n-2] + \dots + b_{M-1}x[n-M+1] \quad (3.39)$$

donde los valores  $h_0, h_1, \dots, h_M$  son coeficientes independientes del filtro FIR de orden  $M$ . La ecuación (3.39) puede expresarse en función de la convolución entre la entrada y la respuesta del sistema al impulso unidad  $h[k]$  como

$$y[n] = \sum_{k=0}^{M-1} h[k]x[n-k] \quad (3.40)$$

El orden del filtro,  $M$ , está dado por el número de coeficientes en  $h[k]$ , mientras que los términos  $x[n-k]$  son llamados taps, de esa forma, un filtro FIR de orden  $M$  contará con un número  $M + 1$  de taps. Mediante el teorema de convolución se puede describir el efecto del filtro en la secuencia de entrada  $x[n]$  en el dominio de la frecuencia como

$$\underbrace{\mathbb{F}\{x * h\}}_{Y(\omega)} = \underbrace{\mathbb{F}\{x\}}_{X(\omega)} \cdot \underbrace{\mathbb{F}\{h\}}_{H(\omega)} \quad (3.41)$$

donde  $Y(\omega)$ ,  $X(\omega)$  y  $H(\omega)$  corresponden a la transformada de Fourier de la secuencia de salida, la secuencia de entrada y el conjunto de coeficientes del filtro FIR, respectivamente. Otra representación de los filtros FIR se puede dar en el dominio  $z$ . Usando el principio de dualidad entre el dominio del tiempo y el dominio  $z$ , la transformada  $z$  de la señal de salida se obtiene multiplicando la transformada  $z$  de  $x[n]$  y  $h[n]$ , esto es

$$Y[z] = H[z] \cdot X[z] = \mathbb{Z}\{h[n] * x[n]\} \quad (3.42)$$

donde  $H[z]$  es la transformada  $z$  de  $h[n]$  y es conocida como la función de transferencia del sistema, que despejando la ecuación (3.42) queda de la forma

$$H[z] = \frac{Y[z]}{X[z]} = \sum_{n=0}^{M-1} h[n]z^{-n} \quad (3.43)$$

La ecuación (3.43) es la función de transferencia de un filtro no recursivo polinomial en  $z^{-1}$  con orden  $M$ . Considerando la propiedad de retardo de la transformada  $z$ , el orden  $M$  representa la cantidad de elementos de retardo en el filtro digital [70].

La función de transferencia de un filtro discreto FIR de orden  $M$  se puede representar mediante un diagrama de bloques, como se ilustra en la Figura 3.7. En la parte superior de la Figura 3.7 se puede observar una serie de  $M$  etapas de retrasos lineales, representados por los coeficientes del polinomio,  $z^{-1}$ , de la función de transferencia en el dominio  $z$ . Los  $M + 1$  taps del filtro FIR se representan con los coeficientes  $h[n]$ , y la salida del filtro  $y[n]$ , es la suma ponderada del producto de los coeficientes del polinomio de la función de transferencia con los coeficientes del filtro FIR [72].

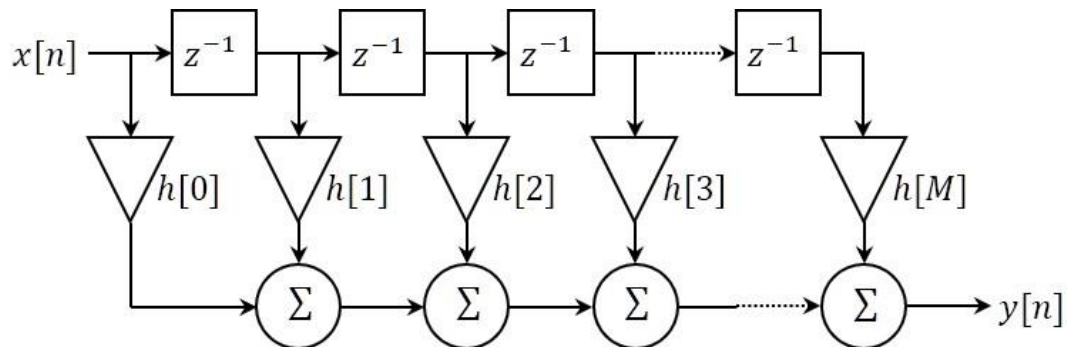


Figura 3.7. Representación a bloques de la función de transferencia de un filtro FIR de orden  $M$ .

Los filtros FIR también son conocidos como *filtros transversales* o *filtros de alimentación directa* porque no usan recursión, son incondicionalmente estables y su salida no oscila ni crece exponencialmente. El diseño de un filtro FIR se basa en la obtención de los coeficientes discretos de la respuesta al impulso  $h[n]$ , que genera la respuesta en frecuencia óptima manteniendo la característica de linealidad del filtro.

Uno de los métodos más comunes para el diseño de filtros FIR es el método basado en el *muestreo en frecuencia*. La Figura 3.8 ilustra las etapas del método de muestreo en frecuencia. Este método comienza con la especificación de la respuesta en frecuencia deseada,  $H_d(\omega)$ , en un conjunto de frecuencias equiespaciadas. Una vez definida la respuesta del filtro en el dominio de la frecuencia, se aplica una transformada inversa de Fourier para obtener la respuesta al impulso en el dominio del tiempo. Para esto se requieren dos vectores que contengan las componentes real e imaginaria en frecuencia.

La forma ideal de respuesta en frecuencia en el dominio de la frecuencia es una señal cuadrada, Figura 3.8 (a), Para un filtro de fase lineal, la respuesta en frecuencia se determina definiendo los términos reales para los valores deseados y definiendo los términos imaginarios en cero. La transformada inversa de Fourier de la respuesta deseada en frecuencia se calcula



mediante la FFT inversa, manipulando los resultados para centrar la respuesta al impulso, y generando una función en el dominio del tiempo como se muestra en la Figura 3.8 (b).

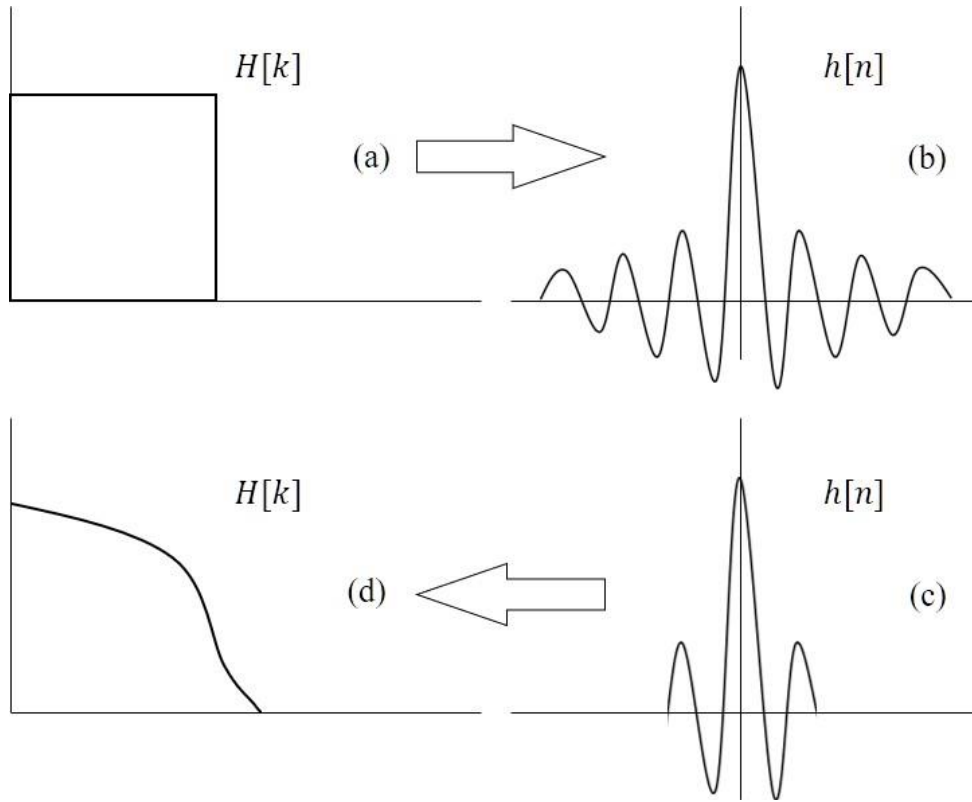


Figura 3.8. Etapas de diseño de un filtro FIR por el método de muestreo en frecuencia.

Una vez obtenida la respuesta al impulso,  $h[n]$ , se trunca en una longitud finita y se suaviza usando una función definida denominada función ventana. El resultado del truncamiento de la respuesta al impulso se muestra en la Figura 3.8 (c). La función de la ventana es minimizar el rizado en el paso de banda y rechazo de banda, e incrementar el ancho de la zona de transición. El resultado en frecuencia de la aplicación de la ventana se ilustra en la Figura 3.8 (d).

La selección de una función de ventana depende de los requerimientos de la extensión del lóbulo principal y la caída del lóbulo lateral. La ecuación (3.44) describe las funciones matemáticas que definen tres funciones ventana comunes: Hamming, Blackman y Hanning.

$$\begin{aligned}
 \text{– Hamming: } w[n] &= 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{M-1}\right) \\
 \text{– Blackman: } w[n] &= 0.42 - \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2\pi n}{M-1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{M-1}\right) \\
 \text{– Hanning: } w[n] &= \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{M-1}\right) \right]
 \end{aligned} \tag{3.44}$$

La Tabla 3.1 describe las características de cada una de las ventanas mencionadas [70].

Tipo de ventana	Ancho aproximado de la región de transición del lóbulo principal	Pico del lóbulo secundario [dB]
Hamming	$8\pi/M$	-41
Blackman	$12\pi/M$	-57
Hanning	$8\pi/M$	-31

Tabla 3.1. Características en el dominio de la frecuencia de algunas funciones ventana.

El método de muestreo en frecuencia de fase lineal se puede describir con la ecuación

$$h[n] = f_w[h] \cdot \mathbb{F}^{-1} \{H[k]\} \quad \begin{cases} H_r[k] = 1, & f_l < k < f_h \\ H_r[k] = 0, & k \leq f_l, k \geq f_h \\ H_i[k] = 0 \end{cases} \quad (3.45)$$

donde  $f_w[n]$  es la función ventana y  $H[k]$  es la respuesta del filtro especificada en el dominio de la frecuencia. Para un filtro de fase lineal, la respuesta en frecuencia se determina haciendo los términos reales,  $H_r[k]$  a sus valores deseados dados por los términos  $f_l$  y  $f_h$  que definen respectivamente las frecuencias inferior y superior de corte de filtro, y dejando los términos imaginarios  $H_i[k]$  en cero. Para un filtro con respuesta en frecuencia con magnitud y fase arbitrarias, el método se adapta de la forma

$$h[n] = f_w[n] \cdot \mathbb{F}^{-1} \{H[k]\} \quad \begin{cases} H_r[k] = a_k \\ H_i[k] = b_k \end{cases} \quad (3.46)$$

En el diseño del filtro se debe considerar la tasa de muestreo de la señal de entrada y la distancia apropiada de la FFT para cubrir los requerimientos de la respuesta al impulso final.

En la etapa de procesamiento digital de señales del prototipo descrito en este trabajo, se incluye un filtro FIR pasa bajas de fase lineal con 129 taps y frecuencia de corte en 80Hz. El diseño de este filtro se realizó usando LabVIEW™ y la implementación se realizó a nivel RT, mediante LabVIEW™, en la FPGA interna del módulo de adquisición y procesamiento digital de señales cRIO-9074 de National Instruments®.

### 3.4.2. Filtros IIR

La característica fundamental que diferencia los filtros FIR de los IIR es que los segundos son recursivos, es decir, requieren de retroalimentación. Mientras que la muestra de salida de un filtro FIR depende solo de muestras de entrada pasadas, la muestra de salida de un filtro IIR depende de las muestras de entrada pasadas y de las muestras de salida pasadas del mismo. Formalmente, un filtro IIR entrega una cantidad infinita de valores de salida distintos de cero dada una cantidad finita de valores de entrada distintos de cero [72]. La función de transferencia de un filtro IIR está dada por

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}} = \frac{\sum_{m=0}^M b_m z^{-m}}{1 + \sum_{n=1}^N a_n z^{-n}} \quad (3.47)$$

donde el polinomio en el numerador representa la parte no recursiva y el polinomio en el denominador representa la parte recursiva. La función en el dominio  $z$  contiene polos y ceros que tienen un papel importante en el diseño de filtros IIR. Los ceros ( $\beta$ ) son las raíces de los términos del polinomio numerador y corresponden al orden de cada término. De la misma manera, los polos ( $\alpha$ ) son las raíces de los términos del polinomio denominador y también corresponden al orden de cada término.

Dado que la función de transferencia contiene los ceros en el polinomio numerador y los polos en el polinomio denominador de la función de transferencia del filtro IIR, esta se puede representar como dos sistemas conectados en cascada en el dominio  $z$  descrito por la ecuación (3.48).

$$H[z] = H_1[z]H_2[z] \quad (3.48)$$

donde  $H_1[z]$  consta de los ceros y  $H_2[z]$  consta de los polos de  $H[z]$ . La parte que representa los ceros de en la ecuación (3.48) es un sistema FIR, mientras que la parte que representa los polos es un sistema de sólo polos, descrito por la ecuación de diferencias

$$y[n] = -\sum_{k=1}^N a_k y[n-k] + x[n] \quad (3.49)$$

donde el producto del coeficiente  $a_k$  con el término  $y[n-k]$  denota la retroalimentación del sistema [70]. El modelo básico de un sistema IIR se puede representar en un diagrama como se muestra en la Figura 3.9.

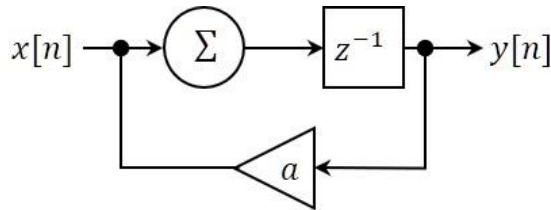


Figura 3.9. Diagrama simple de un sistema IIR.

Como se mencionó anteriormente, en la práctica un filtro IIR es la unión de un filtro FIR y un sistema recursivo, que representan los ceros y los polos, respectivamente, del polinomio de su función de transferencia. Reutilizando la operación de retardo,  $z^{-1}$ , que ambos sistemas requieren en cada paso, el modelo de un filtro IIR se puede representar como se ilustra en la Figura 3.10, donde  $b_0, \dots, b_M$  representan el conjunto de coeficientes no recursivos del filtro IIR, mientras que  $a_0, \dots, a_N$  representan el conjunto de coeficientes de la parte recursiva o retroalimentada [73].

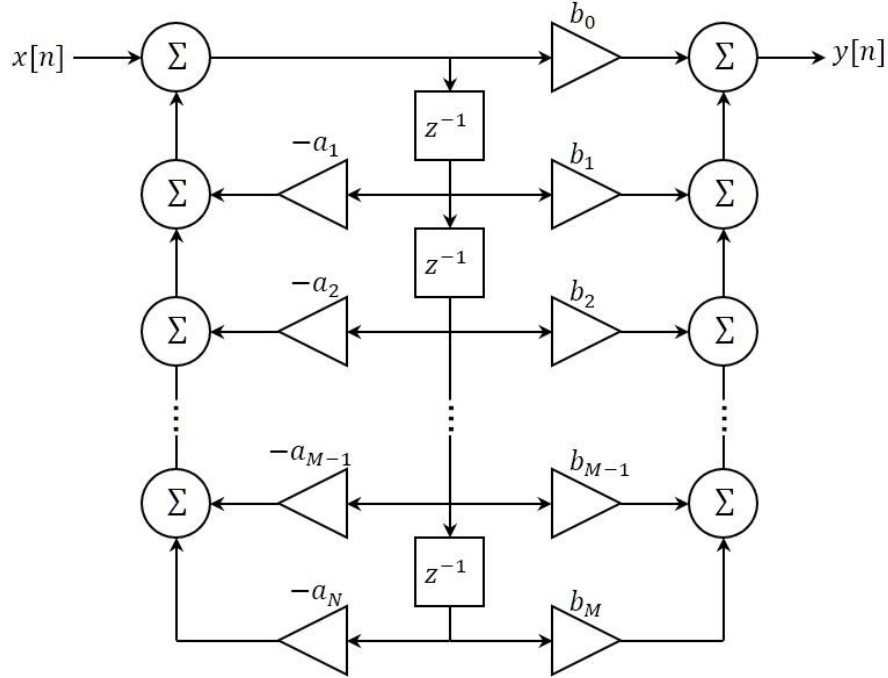


Figura 3.10. Diagrama del modelo de un filtro IIR con  $N$  coeficientes recursivos y  $M$  coeficientes no recursivos.

Uniendo las ecuaciones de las partes recursivas y no recursivas respuesta de un filtro IIR se define como

$$y[n] = \sum_{k=0}^{\infty} h[k]x[n-k] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k] - \sum_{k=1}^N a_k[k]y[n-k] \quad (3.50)$$

donde el término de la izquierda contiene un número finito de coeficientes  $M$  no recursivos y la parte derecha un número finito de coeficientes  $N$  recursivos, sin embargo, dada la retroalimentación del filtro IIR su respuesta al impulso es infinita. Un sistema IIR es estable únicamente si los polos del filtro se encuentran dentro del círculo unitario. Los filtros FIR tiene únicamente un polo en el origen, i.e.  $\beta = 0$  independientemente de la cantidad de términos en su función de transferencia polinomial, lo cual garantiza su estabilidad. Sin embargo, los filtros IIR deben tener todos sus polos dentro del círculo unitario para garantizar estabilidad.

La *magnitud* y *fase* de la respuesta en frecuencia de un filtro se pueden obtener usando los polos y ceros dentro del círculo unitario. El análisis de polos y ceros en sistemas IIR es usado para obtener la respuesta del filtro a una frecuencia dada  $\omega_1$ , y funciona de la siguiente manera: inicialmente se coloca un punto  $P$  en el círculo unitario correspondiente a la frecuencia dada, luego se grafican vectores desde cada uno de los ceros y polos hacia el punto  $P$ . Los vectores desde los polos hacia el punto  $P$  son denominados  $v_{\alpha}(1) \dots v_{\alpha}(M)$ , y los vectores desde los ceros  $v_{\beta}(1) \dots v_{\beta}(M)$ .

Para obtener la *magnitud* de la respuesta en frecuencia a la frecuencia dada,  $\omega_1$ , se calcula el productor de las longitudes de los vectores desde los ceros, y se divide entre el producto de las longitudes de los vectores desde los polos, este proceso se representa por la ecuación

$$|H(z)| = \frac{\prod_{m=1}^M v_{\beta}(m)}{\prod_{n=1}^N v_{\alpha}(n)} \quad (3.51)$$

donde  $M$  y  $N$  denotan el número de ceros y polos respectivamente. Este proceso se puede representar mediante una gráfica de polos y ceros, como se muestra en la Figura 3.11.

La *fase* de la respuesta en frecuencia a la frecuencia dada  $\omega_1$  se obtiene mediante la sumatoria de las fases de los vectores de los ceros menos la sumatoria de las fases de los vectores de los polos como se muestra en la Figura 3.11. La ecuación (3.52) describe el cálculo de la fase para el filtro IIR desde el análisis de polos y ceros.

$$\Phi(z) = \sum_{m=1}^M \phi_{\beta}(m) - \sum_{n=1}^N \phi_{\alpha}(n) \quad (3.52)$$

Aunque este método puede ser usado para encontrar la respuesta en frecuencia de cualquier filtro IIR, no suele ser usado en la práctica debido a su dificultad y a la disposición de otros métodos más eficientes para el diseño de filtros discretos IIR, que en su mayoría, convierten el diseño de un filtro IIR continuo en una versión discreta del mismo [73].

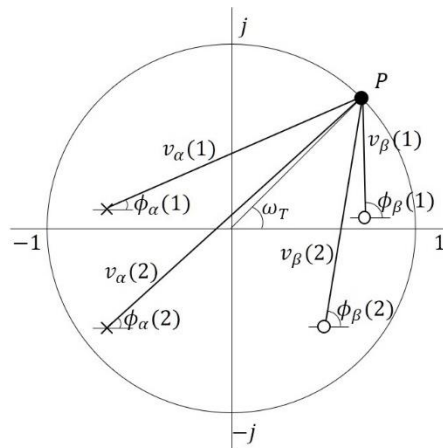


Figura 3.11. Identificación de magnitud y fase de la respuesta en frecuencia en una gráfica de polos y ceros.

Uno de los métodos más simples y eficientes estimula la ecuación de diferencias con un impulso y calcula la DFT de la función resultante, que al final termina en una respuesta infinita al impulso [71]. Dados los polos y ceros, la función de transferencia se puede expresar en una ecuación de diferencias. Este diseño usa los polos y ceros para expresar la función de transferencia en una forma factorizada. Esta función de transferencia factorizada puede ser escrita para un filtro de orden  $n$ , con  $n$  polos y  $n$  ceros como una serie de productos dada por

$$H(z) = \prod_{n=0}^{N-1} \frac{z - \beta_n}{z - \alpha_n} = \frac{(z - \beta_0)(z - \beta_1)}{(z - \alpha_0)(z - \alpha_1)} \times \dots \times \frac{(z - \beta_{N-2})(z - \beta_{N-1})}{(z - \alpha_{N-2})(z - \alpha_{N-1})} \quad (3.53)$$

Los polos y ceros son representados frecuentemente como pares conjugados, i.e.  $a \pm jb$ . Entonces para cada sección dada por

$$H(z) = \frac{(z - \beta_0)(z - \beta_1)}{(z - \alpha_0)(z - \alpha_1)} \quad (3.54)$$

los valores complejos de los ceros y polos se pueden expresar como

$$\begin{aligned} \beta_0 &= b_0 + ja_0 \\ \beta_1 &= b_0 - ja_0 \\ \alpha_0 &= b_1 + ja_1 \\ \alpha_1 &= b_1 - ja_1 \end{aligned} \quad (3.55)$$

que simplificando se expresa como

$$\begin{aligned} \varepsilon_0 &= b_0^2 + a_0^2 \\ \varepsilon_1 &= b_1^2 + a_1^2 \end{aligned} \quad (3.56)$$

Entonces cada sección de segundo orden está dada por

$$H(z) = \frac{[z - (b_0 + ja_0)][z - (b_0 - ja_0)]}{[z - (b_1 + ja_1)][z - (b_1 - ja_1)]} = \frac{1 - 2b_0z^{-1} + \varepsilon_0z^{-2}}{1 - 2b_1z^{-1} + \varepsilon_1z^{-2}} \quad (3.57)$$

por lo tanto, la ecuación de diferencias por cada sección de segundo orden está dada por

$$y[n] = x[n] - 2b_0x[n-1] + \varepsilon_0x[n-2] + 2b_1y[n-1] - \varepsilon_1y[n-2] \quad (3.58)$$

de esta forma, la ecuación (3.55) se puede usar simplemente insertando los valores de los coeficientes basados en los valores de los polos y ceros de un filtro de orden mayor.

Existen varias técnicas para obtener los polos y ceros de un sistema IIR, así como varios métodos para expresarlos en forma de algoritmo, por ejemplo, el método la transformada bilineal [70].

Al ser un filtro IIR un sistema con retroalimentación, las perturbaciones en la entrada podrían hacer inestable la salida del filtro oscilando indefinidamente. Los filtros IIR son llamados con respuesta infinita al impulso debido a que pueden tener una duración infinita de valores de salida diferentes de cero dada la retroalimentación. Los filtros IIR tienen estructuras más complejas, debido a la retroalimentación, son más difíciles de diseñar e incluso de analizar, y no tienen respuesta de fase lineal. La mayor ventaja que tienen sobre los filtros FIR es que son mucho más eficientes. Un filtro IIR requiere muchas menos multiplicaciones por cada muestra de salida para lograr la respuesta en frecuencia de la

magnitud deseada. Esto significa a nivel hardware que un filtro IIR puede ser muy rápido, lo cual permite el procesamiento en sistemas de Tiempo Real, RT (por sus siglas en inglés) con tasas de muestreo muy superiores a las de los filtros FIR [72].

Ambos tipos de filtros presentan ventajas o desventajas en función de los requerimientos de la aplicación y las limitaciones de diseño del filtro. Los filtros FIR se utilizan en aplicaciones en las que se requiere un filtro de fase lineal, mientras que los filtros IIR se usan generalmente en aplicaciones en las que la distorsión de fase es tolerable [70].

## 3.5. Esquemas de codificación en las comunicaciones

### 3.5.1. Modulación PPM

En el estado del arte en el Capítulo 1. se mencionan algunas de las técnicas de modulación usadas en el campo de la transmisión de información digital por ondas guiadas. Se presentan distintos sistemas de comunicaciones por propagación de ondas acústicas en distintos medios, materiales y con distintas aplicaciones. Entre las técnicas de modulación mencionadas se encuentran FSK (Frequency-Shift Keying), Chirp-OOK (On-Off Keying), OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing), CDMA (Code-Division Multiple Access) y PPM (Pulse Position Modulation).

La Modulación por Posición de Pulsos (PPM por sus siglas en inglés) es una técnica de modulación eficiente que ha sido ampliamente estudiada e implementada para la transmisión de información digital a través de ondas guiadas [16, 44, 77, 78]. La teoría de la modulación PPM fue propuesta por McAulay en la década de los sesentas [79]. PPM es una forma de modulación de señales en la que la información digital es modulada en espacios de tiempo entre pulsos en una señal con una secuencia de pulsos denominados Espacios de Tiempo Entre Pulsos (TSBP por sus siglas en inglés). En PPM un símbolo se representa por un número  $k$  de bits, donde  $k = \log_2 \cdot TSBP$ . La PPM es más eficiente en potencia que PWM dado que los pulsos en PPM son largos y consumen mayor energía sin ofrecer mayor información [80].

En general, la generación de señales PPM se representa por  $S_m(t)$  está dada por la siguiente ecuación [81]

$$S_m(t) = \varphi(t - mT_0); \quad m = \frac{(-1)^b}{2} \quad (3.59)$$

donde  $\varphi(t)$  representa un pulso unitario de energía definido como en el teorema de muestreo, y  $T_0$  es el tiempo entre pulsos o Time Slot para cada representación de un bit. Para esta aplicación,  $m$  representa el desplazamiento temporal de un pulso acústico cuantificado por la mitad de un espacio de tiempo  $T_0$ . El coeficiente  $b$  representa el valor lógico de cada bit transmitido (0 y 1). La dirección del desplazamiento temporal en el espacio de tiempo está dada por el valor del bit transmitido. Desplazamientos positivos del valor cuantificado

de  $T_0$  están dados por  $+m$  que corresponden al valor lógico de un bit 0, mientras que los desplazamientos negativos están dados por  $-m$  y corresponden al valor lógico de un bit 1.

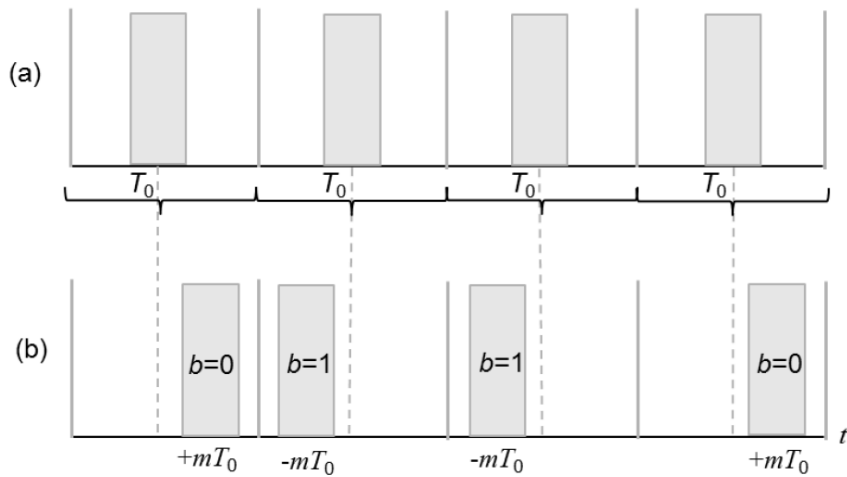


Figura 3.12. (a) Secuencia de pulsos sin modulación. (b) Secuencia de pulsos modulados en PPM (0110).

La Figura 3.12 (a) muestra un ejemplo de una secuencia de pulsos sin modulación cuantificados por la mitad de un espacio de tiempo  $T_0$ . La Figura 3.12 (b) muestra un ejemplo de la modulación de un símbolo PPM con la secuencia de bits 0110. Cada bit 0 muestra un desplazamiento positivo desde el centro de  $T_0$  en  $+mT_0$ , mientras que cada bit 1 muestra un desplazamiento negativo en  $-mT_0$ .

La modulación por posición de pulsos presenta sensibilidad reducida a la propagación en múltiples vías, es decir, al propagarse por conductores con bifurcaciones o estructuras con formas en las que la propagación acústica puede tomar distintos caminos, por lo que el riesgo de comprometer la información transmitida en la señal portadora es menor en comparación con otros tipos de modulación. La generación de pulsos PPM resulta simple en sistemas que priorizan la eficiencia o bajo consumo de potencia, los sistemas PPM son efectivos cuando las señales están limitadas por potencia más que por ancho de banda como resultado de la transmisión de  $k$  bits con la misma energía promedio [79]. Adicionalmente, la instrumentación electrónica requerida para demodular PPM es simple y ligera. Considerando las ventajas y limitaciones de modulación PPM, el sistema propuesto en esta tesis incluye modulación PPM.



# Capítulo 4. Instrumentación y diseño electrónico

## 4.1. Introducción

Un sistema de comunicaciones consta de una fuente de información, un transmisor, un canal de comunicaciones asociado con una fuente de ruido, un receptor y un destino para la información transmitida, como fue descrito por Shannon [82]. La fuente produce un mensaje codificado en señales por el transmisor, estas señales son inducidas o adaptadas para su transmisión en un canal de comunicación, el receptor decodifica el mensaje de las señales y lo coloca en el destino. La Figura 4.1 muestra a bloques el modelo de sistema de comunicaciones propuesto por Shannon.

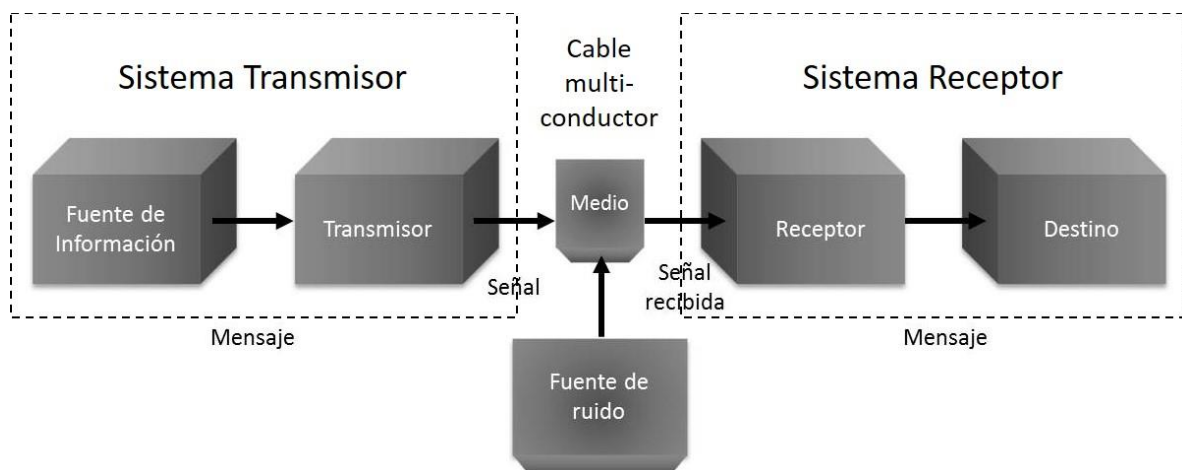


Figura 4.1. Modelo del sistema de telecomunicaciones propuesto por Shannon.

Con base en este modelo de sistema de comunicaciones, en este capítulo se describe el hardware usado para demostrar y validar la hipótesis planteada en este trabajo de tesis.

## 4.2. Instrumentación comercial para transmisión y recepción de ondas guiadas

Para llevar a cabo el sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas en cables multi-conductores, se condujeron varios experimentos de laboratorio. En los primeros experimentos se utilizaron transductores e instrumentos comerciales. Siguiendo el modelo de Shannon, el sistema se seccionó en un instrumento para transmisión y otro para recepción de ondas guiadas.

Como transmisor de ondas guiadas se utilizó un generador de funciones AFG3021B de la familia AFG3000C de Tektronix®. El AFG3021B ofrece hasta 12 formas de onda diferentes, de un solo pulso o ráfagas de pulsos en intervalos de tiempo, y acepta señales externas para construir formas de onda. Este modelo cuenta con dos canales, ofrece señales senoidales de hasta 25 MHz (la mitad en modo ráfaga), un voltaje de salida de hasta 10 V<sub>p-p</sub> con una carga de 50 Ω (hasta 20 V<sub>p-p</sub> en circuito abierto), y cuenta con modulación AM, FM y PM.

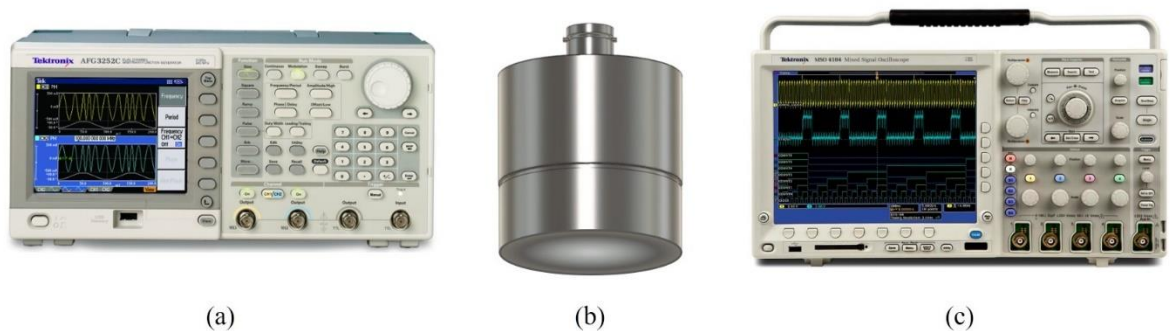


Figura 4.2. Instrumentos usados en la transmisión y recepción de ondas guiadas. (a) Generador de funciones Tektronix® AFG3021B, (b) Transductor ultrasónico Ultrasonics® GC30-D50. (c) Osciloscopio Tektronix® DPO4104.

Para la recepción y adquisición de ondas guiadas se utilizó un osciloscopio modelo DPO4104 de Tektronix®. El DPO4104, de la familia de osciloscopios DPO4000, cuenta con 4 canales analógicos, 16 canales digitales, tasa de muestreo de hasta 5 GS/s por canal, y una serie de funciones avanzadas de disparo, entre otras características.

La transducción de señales eléctricas a acústicas y viceversa fue realizada por un transductor de ultrasonido longitudinal de baja frecuencia modelo GC30-D50 de la marca Ultrasonics® con frecuencia de operación de 37 kHz. La Figura 4.2 muestra los instrumentos comerciales usados para el primer experimento de transmisión y recepción de ondas guiadas.

### 4.2.1. Acoplamiento mecánico acústico del transductor ultrasónico

La máxima transmisión de energía del transductor piezoeléctrico depende no solo de la energía de excitación aplicada, sino también del acoplamiento mecánico-acústico del transmisor con el canal de comunicación. Para realizar el acoplamiento mecánico-acústico del

transductor con el canal de comunicaciones, se diseñó una carcasa de un polímero conocido como Nylamid® para soportar y sujetar el transductor encapsulado, ilustrado en la Figura 4.3. El soporte Nylamid® reduce la transmisión de ondas guiadas a través de superficies en contacto con el transmisor para evitar agregar ruido acústico natural al sistema y minimizar la propagación de las ondas guiadas por medios sólidos diferentes al canal de comunicaciones. La carcasa tiene una forma cilíndrica con 3 pulgadas de diámetro exterior, 1 pulgada de grosor en las paredes y una altura de 50 mm.

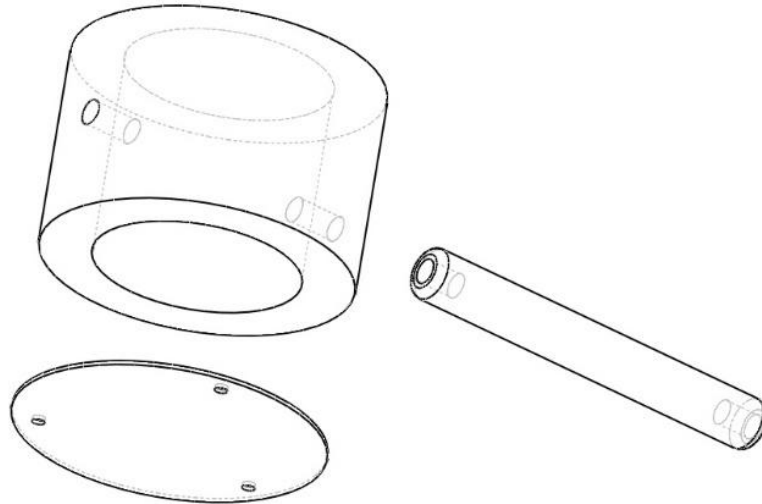


Figura 4.3. Diseño del soporte de Nylamid® para el transductor acústico.

Para maximizar el área de contacto entre la superficie metálica del transductor ultrasónico, se diseñó un disco de cobre de 3 in de diámetro y 1 mm de espesor para ser montado sobre el soporte de Nylamid®. En la cara frontal de la carcasa se hicieron tres barrenos con machuelo, para poder fijar con tornillos el disco de cobre. La superficie del disco de cobre, externa a la carcasa, se usa también como elemento de acoplamiento y fijación para el canal de comunicaciones. Los alambres de cobre de un extremo del cable multi-conductor fueron soldados con soldadura de estaño a una cara del disco de cobre para fijar el canal de comunicación al mecanismo de acoplamiento. Esto permite mejorar la propagación de ondas guiadas del transductor al canal de comunicaciones, minimizando la pérdida de energía debida al falso contacto entre el transductor y los alambres individuales de cobre del cable multi-conductor.

Una capa de gel industrial, usado como acoplamiento, fue aplicada a la superficie del transductor y la cara interna de la base de cobre para mejorar el contacto mecánico-acústico considerando la posibilidad de que la superficie del disco de cobre tenga irregularidades o micro relieves. El transductor acoplado a presión con el gel conductor acústico fue fijado a la base de Nylamid® con un tornillo prisionero tipo allen, para evitar que se desplace hacia afuera de la carcasa debido a las vibraciones mecánicas. Finalmente, ambos soportes fueron sujetos a un tornillo vertical en posición perpendicular a la superficie exterior del cilindro de Nylamid®.

### 4.3. Diseño del módulo transmisor

El módulo transmisor es el encargado de la generación de la señal portadora de información en el prototipo de sistema de comunicaciones. Un análisis de requerimientos es indispensable para mantener los ejes de diseño deseados para el módulo transmisor: codificación de información digital en paquetes de energía acústica en el orden de frecuencia de las ondas guiadas, bajo consumo de potencia del sistema, limitaciones de tamaño con respecto a la aplicación descrita en la motivación de esta investigación, e implementación del protocolo propietario de comunicaciones propuesto.

La información digital que se desea transmitir debe ser codificada en paquetes de energía acústica, en forma de ondas guiadas, y propagarse por el canal de comunicación hacia el receptor. La generación de la energía acústica a partir de las señales eléctricas portadoras de la información digital se realiza con un cristal piezoeléctrico PZT-5H usado como transductor ultrasónico. A mayor energía inyectada al cristal piezoeléctrico, mayor es la amplitud de la onda ultrasónica generada.

Para la codificación de la información digital se requiere un componente de procesamiento, con la capacidad de generar señales eléctricas e implementar el protocolo propietario de comunicaciones propuesto, esto es, aplicar el método de modulación seleccionado, y construir los paquetes de información digital a transmitir. Considerando las limitaciones de espacio físico, se seleccionó un microcontrolador como el componente de procesamiento óptimo para cumplir los requerimientos del protocolo de comunicaciones en el módulo transmisor de ondas guiadas. Los microcontroladores TTL y CMOS suelen trabajar en niveles de voltaje de entrada de  $3.3\text{ V}$  o  $5\text{ V}$ , dependiendo el modelo. Esto implica que la señal de salida que el microcontrolador puede generar se encuentra en el mismo rango de voltaje. Tomando esto en consideración, se requirió una etapa de amplificación de la señal proporcionada por el microcontrolador antes de ser aplicada para excitar al cristal piezoeléctrico.

Finalmente, el diseño electrónico requiere de un suministro de energía que, considerando las limitaciones de espacio del módulo transmisor en la aplicación, debe ser independiente a cualquier línea de energía estacionaria. Para ello, una batería se consideró como el elemento adecuado para la alimentación de energía del módulo transmisor de ondas guiadas.

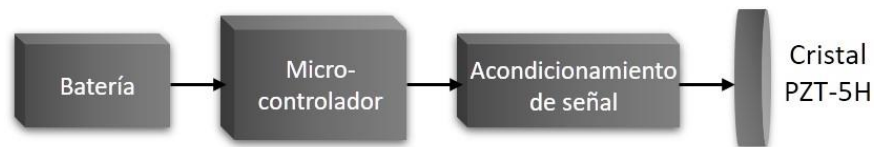


Figura 4.4. Diagrama a bloques del módulo transmisor de ondas guiadas.

El módulo transmisor de ondas guiadas se representa en un diagrama a bloques, como se muestra en la Figura 4.4; está dividido en cuatro elementos: la alimentación de energía, un procesador digital, una etapa de amplificación de la señal eléctrica, y un elemento transductor

de señales eléctricas a acústicas constituido por un cristal piezoeléctrico. El módulo transmisor de ondas guiadas es alimentado por una batería de  $9\text{ V}$  de DC que suministra energía al diseño electrónico del módulo transmisor y provee el valor de voltaje necesario para excitar al elemento piezoeléctrico. Un microcontrolador, como elemento procesador digital, es el encargado de la generación de los paquetes de información a transmitir usando el protocolo de comunicación propietario. Un puente-H se usa como etapa de amplificación de las señales generadas por el microcontrolador; a diferencia de la función principal de un puente-H, que es distribuir corriente, en este diseño solo se usa para aumentar la amplitud de la señal digital generada de  $5\text{ V}$  a  $9\text{ V}$ . Finalmente, un disco de material piezoeléctrico APC 856, equivalente a un cristal piezoeléctrico PZT-5H, tiene la función de convertir las señales del dominio eléctrico al acústico.

### 4.3.1. Caracterización del cristal piezoeléctrico

El modelo de cristal piezoeléctrico usado como transductor ultrasónico es un disco de material piezoeléctrico APC 855 de  $38\text{ mm}$  de diámetro con  $5\text{ mm}$  de grosor de la marca APC International®, con características físicas equivalentes a un cristal PZT-5H [83]. La caracterización del cristal piezoeléctrico APC 855 se realizó en dos etapas, considerando los fundamentos teóricos de los cristales piezoeléctricos (descritos en el Capítulo 2. sección 2.2.1); en la primera, se realizó un análisis FEM del desplazamiento del cristal en el rango de frecuencias de interés de acuerdo a las curvas de dispersión del medio de comunicación a través del software COMSOL® [84]; en la segunda, para corroborar los resultados del modelo, la impedancia del disco piezoeléctrico fue medido experimentalmente utilizando una aplicación propietaria de software que se ejecuta en LabVIEW™ y un analizador de impedancias Hewlett Packard 4192A LF.

### Simulación FEM del cristal PZT-5H

Se realizaron varias simulaciones del cristal PZT para determinar su máxima frecuencia de desplazamiento en el eje  $Z$ . La Figura 4.5 ilustra el modelo usado para la simulación del comportamiento del cristal piezoeléctrico APC 855 modelado en COMSOL® con un material piezoeléctrico PZT-8. En esta simulación, la señal de excitación es un pulso de voltaje de  $20\text{ V}$  aplicado a una cara del cristal, mientras que la cara opuesta se modeló como referencia de voltaje o tierra. En el modelo se incluye una esfera con comportamiento predefinido de aire que cubre de los modelos para simular las condiciones de frontera del cristal en condiciones normales. La propagación acústica solo se analiza en los modelos sólidos y no su interacción al exterior con la esfera de aire.

Se analizaron los máximos locales y el máximo global de desplazamiento en el eje  $Z$  en el punto rojo mostrado en la Figura 4.5 aplicando un barrido de frecuencia de  $45\text{ kHz}$  a  $65\text{ kHz}$  con incrementos de  $20\text{ Hz}$ . El máximo desplazamiento resultado de la simulación del cristal APC 855 fue de  $40.56\text{ }\mu\text{m}$  y se encontró a una frecuencia de  $61.320\text{ kHz}$  como se muestra en la gráfica de la Figura 4.6.

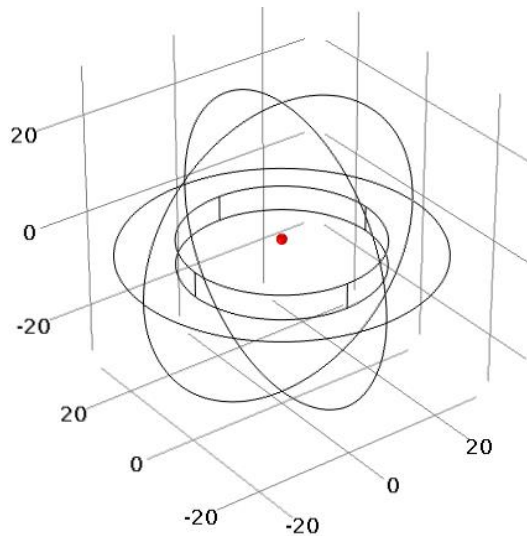


Figura 4.5. Modelo del análisis FEM para el cristal piezoeléctricos APC 855. El desplazamiento del cristal es analizado en el punto marcado en rojo.

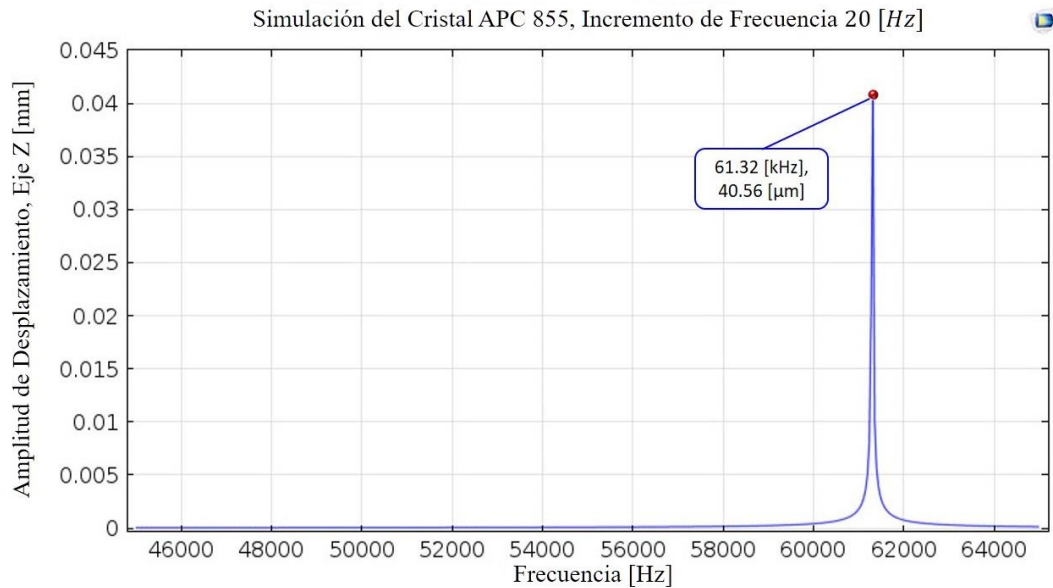


Figura 4.6. APC 855 análisis de desplazamiento en el eje Z de 45 kHz a 65 kHz.

La Figura 4.7 ilustra el modelo de desplazamiento volumétrico del cristal PZT-8 a la frecuencia de máximo desplazamiento. Los desplazamientos presentados están en una escala micrométrica y su representación dimensional está maximizada para observar la deformación volumétrica del sólido. Los colores representan la amplitud y la deformación simboliza la dirección del desplazamiento en el eje Z. Los tonos azules representan los mínimos de desplazamiento, que en caso de ser negativos son esfuerzos de compresión, mientras que los tonos rojos representan esfuerzos máximos de expansión. La escala de colores está ajustada a la solución de la simulación, es decir, los mínimos no son necesariamente proporcionales a los máximos. Los esfuerzos de expansión se concentran al centro de las caras del cristal mientras que los esfuerzos de compresión se encuentran a sus extremos.

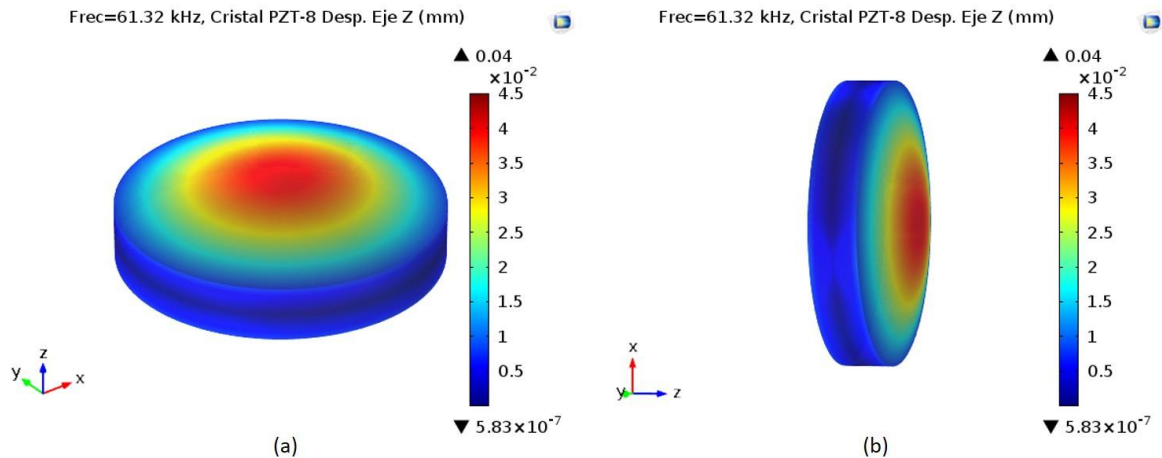


Figura 4.7. Desplazamiento volumétrico en el eje Z del cristal piezoeléctrico APC 855 modelado con material PZT-8. (a) Vista aérea. (b) Vista lateral.

Con el fin de confirmar los resultados obtenidos en la simulación, se realizó de forma experimental un análisis de impedancia del cristal seleccionado APC 855. Se utilizó un analizador de impedancias marca Hewlett Packard 4192A LF, y se ejecutó un programa en LabVIEW™ con un barrido de frecuencia desde los 5 kHz hasta los 150 kHz. El análisis de impedancia se centró en una ventana de los 40 kHz a los 80 kHz. Se llevó a cabo la superposición de la gráfica de la impedancia obtenida experimentalmente, con la gráfica del desplazamiento total en el eje Z derivada de la simulación. La Figura 4.8 muestra ambas gráficas, donde se aprecia que el máximo desplazamiento y la impedancia se encuentra a una frecuencia aproximada de 61.4 kHz, corroborando los resultados del modelo FEM realizado en COMSOL®.

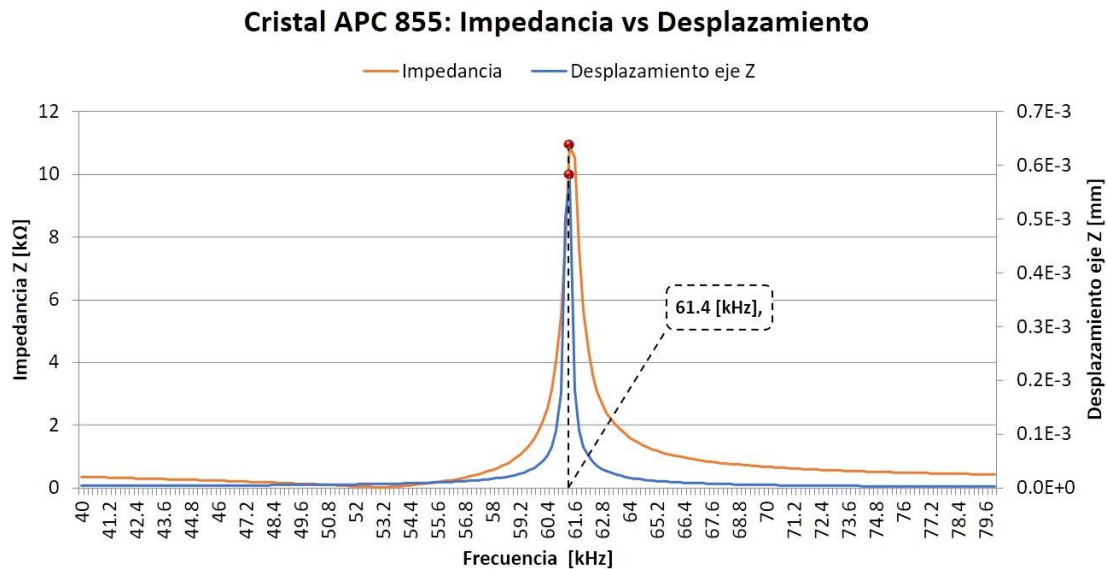


Figura 4.8. Comparación del desplazamiento en el eje Z (curva azul) obtenido mediante simulación, contra la impedancia (curva roja) del cristal piezoeléctrico APC 855 obtenida experimentalmente.



## Caracterización del cristal PZT-5H acoplado a un disco cobre

Se realizó el modelado FEM en COMSOL® del cristal piezoeléctrico APC 855 adherido con una capa de silicón de  $1\text{ mm}$  de espesor a un disco de cobre de  $3\text{ pulgadas}$  de diámetro con  $1\text{ mm}$  de grosor. El modelo incluye tres sólidos: el cristal piezoeléctrico APC 855, el disco de cobre definido en COMSOL®, y la capa adherente entre el disco de cobre y el cristal piezoeléctrico definido como silicón (sólido) en COMSOL®, como se muestra en la Figura 4.9.

Las condiciones de frontera fueron definidas como libres hacia el exterior y las caras en contacto se definieron como uniones. Una esfera de aire se definió para simular la interacción de las ondas acústicas hacia el exterior de los sólidos, al igual que en el modelo anterior. La interacción en el dominio de la frecuencia se especificó para cada sólido del modelo. El cristal piezoeléctrico se definió como material piezoeléctrico PZT-8, que incluye las ecuaciones de deformación e interacción con el resto de los sólidos. El disco de cobre y el adhesivo de silicón fueron definidos como materiales con comportamiento elástico lineal. La cara del cristal piezoeléctrico adherida al disco de cobre se definió como tierra y la cara opuesta como potencial eléctrico con la excitación de voltaje.

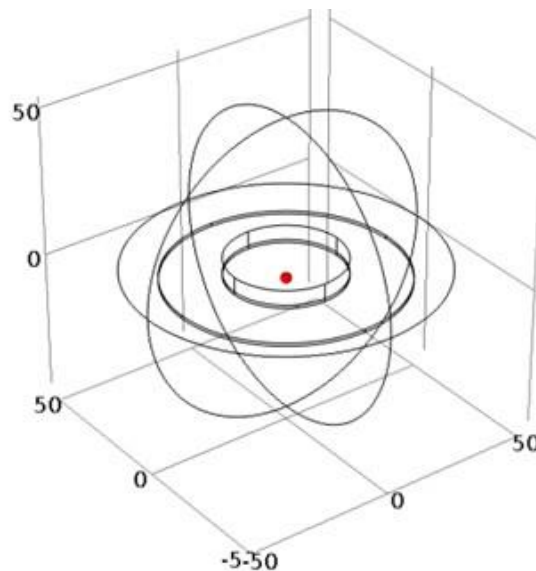


Figura 4.9. Modelo del análisis FEM del cristal piezoeléctrico adherido con silicón al disco de cobre de acoplamiento.

La Figura 4.10 ilustra la simulación FEM obtenida desde  $45\text{ kHz}$  hasta  $65\text{ kHz}$  en intervalos de  $40\text{ Hz}$ . La curva representa el desplazamiento en el eje  $Z$  calculado en el punto rojo mostrado en la Figura 4.9.



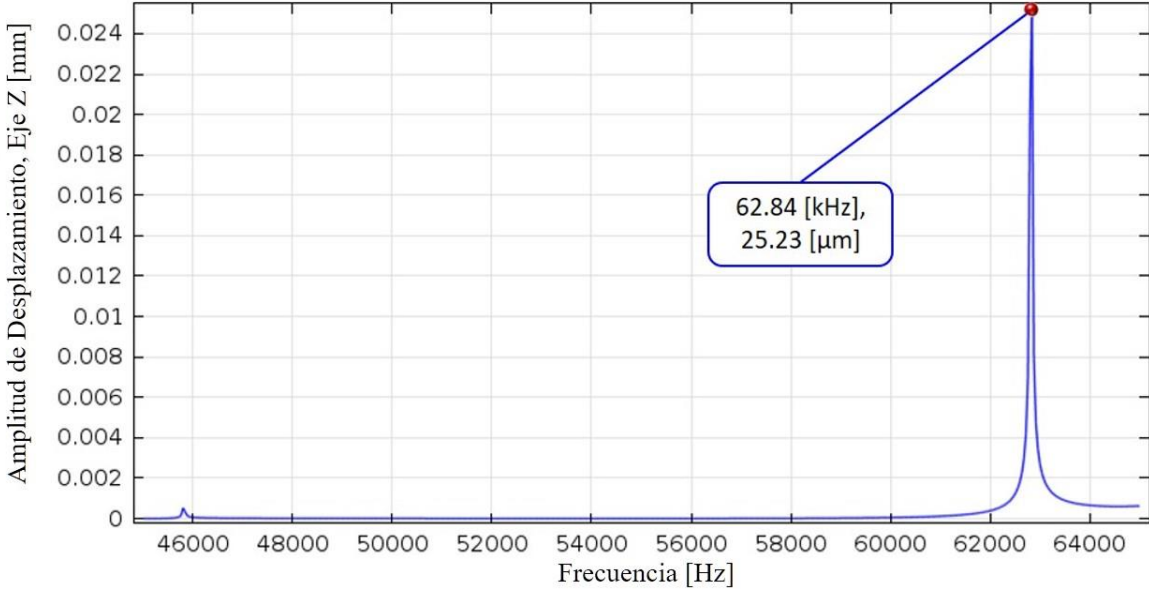


Figura 4.10. APC 855 con disco de acoplamiento, análisis de desplazamiento en el eje Z de 45 kHz a 65 kHz.

El máximo global de desplazamiento fue de  $25.23 \mu\text{m}$  y se encontró a los  $62.84 \text{ kHz}$ . El desplazamiento máximo se redujo a aproximadamente la mitad del desplazamiento máximo del cristal piezoeléctrico sin el disco de acoplamiento. Esto es debido a la interacción acústica entre el cristal piezoeléctrico y los elementos sólidos. También se observó que el máximo desplazamiento resultó a una frecuencia aproximadamente  $1.5 \text{ kHz}$  mayor a la frecuencia del máximo desplazamiento del modelo anterior.

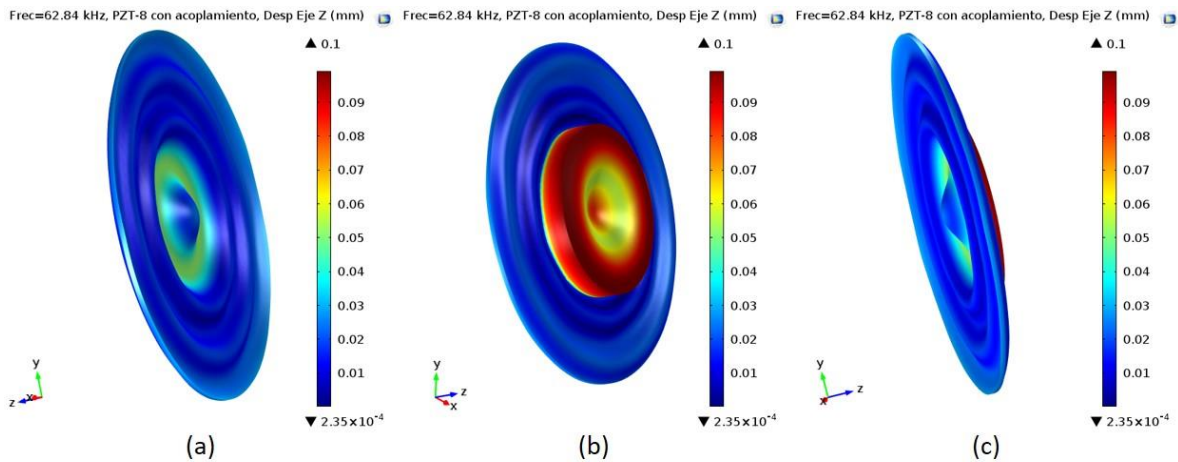


Figura 4.11. Desplazamiento volumétrico en el eje Z del cristal APC 855 con disco de acoplamiento. (a) Vista inferior. (b) Vista superior. (c) Vista lateral.

La Figura 4.11 muestra la deformación volumétrica en el eje Z inducida por la energía acústica del cristal piezoeléctrico al disco de acoplamiento de cobre a través de la capa de silicón adherente. Al igual que en el modelado previo, las deformaciones están ajustada para

visualizar la propagación de las ondas acústicas a través de los sólidos. Se aprecia el mayor desplazamiento al centro del cristal piezoeléctrico adherido al disco de cobre. El resultado de estas simulaciones muestra que los sólidos en contacto con el cristal piezoeléctrico influyen en la respuesta en frecuencia.

## Caracterización del encapsulado del módulo transmisor

Finalmente, se realizó un modelado FEM incluyendo, aparte del cristal PZT-5H, silicón y el disco de cobre, una carcasa de Nylamid<sup>®</sup> diseñada para encapsular el transmisor de ondas guiadas. La geometría de la carcasa es un cilindro hueco de **3 pulgadas** de diámetro exterior con una pared de **1 pulgada** de grosor y **2 pulgadas** de longitud. La Figura 4.12 muestra el modelo estructural del módulo transmisor de ondas guiadas para su análisis FEM.

Para el material de la carcasa se usó el nylon 66 (Zytel 101) definido en COMSOL<sup>®</sup>, el cual presenta características equivalentes al Nylamid<sup>®</sup>. Las condiciones de interacción acústica para la carcasa se definieron como un material de comportamiento elástico lineal. Se definió una unión entre la cara del disco de acoplamiento y una de las secciones transversales de la carcasa. El barrido de frecuencia se centró en un rango **55 kHz** a **65 kHz** y **500** frecuencias de análisis, con la intención de minimizar el riesgo de ignorar algún pico de desplazamiento considerando las limitantes del poder computacional para la simulación.

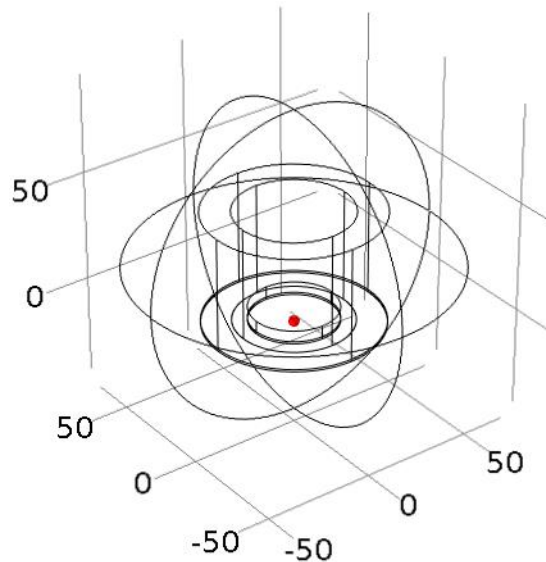


Figura 4.12. Modelo del análisis FEM del encapsulado del módulo transmisor de ondas guiadas.

El desplazamiento en el eje Z del transmisor de ondas guiadas con el cristal piezoeléctrico APC 855 se muestran en la Figura 4.13. El máximo global de desplazamiento de **778.13  $\mu\text{m}$**  se encontró a una frecuencia de **61.22 kHz**, similar a la frecuencia del máximo desplazamiento y máxima impedancia del cristal APC 855; se observan también máximos locales cerca de los **59 kHz**, **62.5 kHz** y **63.5 kHz** provocados por la interacción entre los elementos de distintos materiales del encapsulado del transmisor de ondas guiadas.

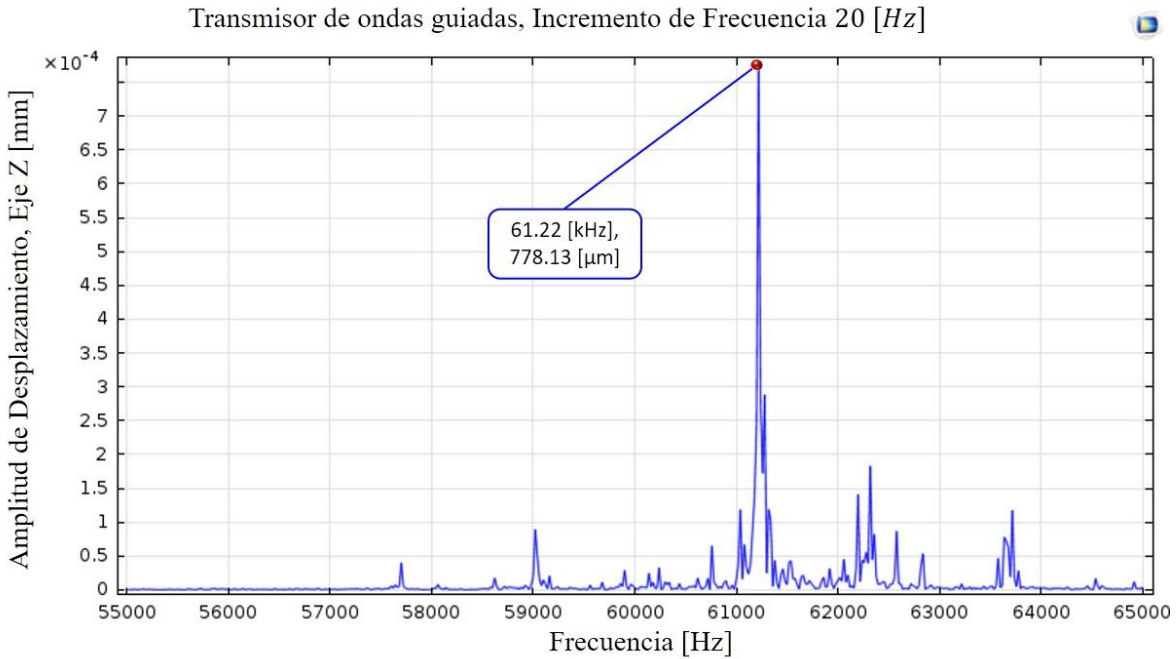


Figura 4.13. Módulo transmisor de ondas guiadas, análisis de desplazamiento en el eje Z de 55 kHz a 65 kHz.

La Figura 4.14 (a) y (b) muestra el desplazamiento volumétrico y deformación en el eje Z del transmisor de ondas guiadas. Se puede observar que la propagación de las ondas acústicas no se presenta de manera uniforme del centro hacia los extremos radialmente como en los resultados anteriores.

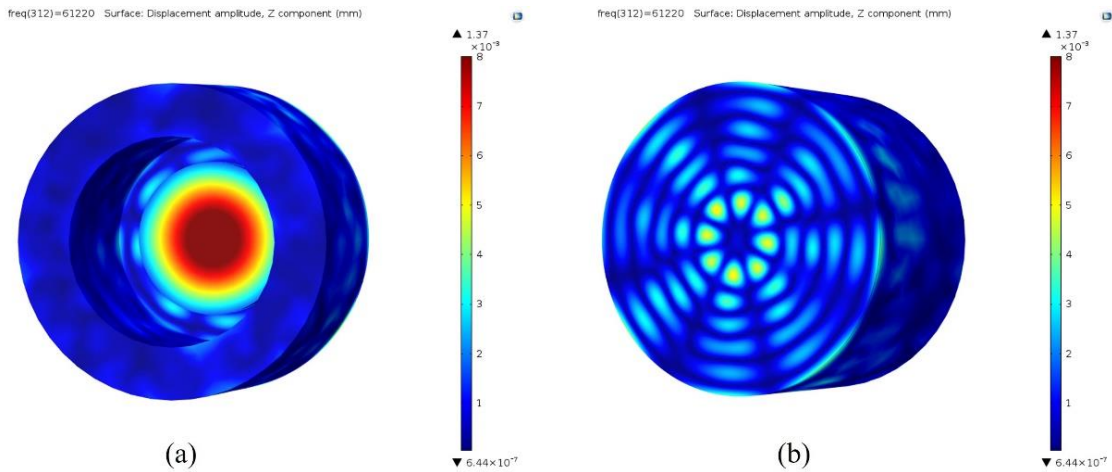


Figura 4.14. Desplazamiento volumétrico en el eje Z del módulo transmisor de ondas guiadas con cristal APC 855.

(a) Vista frontal al cristal piezoeléctrico. (b) Vista trasera del disco de acoplamiento.

El mayor desplazamiento en el eje Z se encuentra en la parte interior del cristal piezoeléctrico como se muestra en la Figura 4.14 (a). En términos del sistema de comunicación de ondas guiadas, esto significa que una cantidad de energía acústica no será propagada al canal de comunicación que está soldado al centro del disco de acoplamiento.

El análisis FEM considerando el cristal PZT-5H, el acoplamiento de silicón a un disco de cobre y el encapsulado Nylamid, proporcionaron como resultado una frecuencia de desplazamiento máxima a los  $61.22 \text{ kHz}$ . Sin embargo, los experimentos en condiciones de laboratorio demostraron mayores amplitudes de señal transmitida sobre el sistema de comunicaciones completo a  $60 \text{ kHz}$ ; por lo tanto, ésta se seleccionó como frecuencia de operación.

### 4.3.2. Diseño electrónico del módulo transmisor

El diseño electrónico del módulo transmisor se divide en dos elementos integrados en el mismo hardware: el sistema mínimo del microcontrolador, para la generación de la señal portadora de la información, y el amplificador de señales para la excitación del transductor ultrasónico.

Determinadas las consideraciones necesarias para el sistema de procesamiento del módulo transmisor, se seleccionó el microcontrolador AT89LP4052 del fabricante Atmel®. El AT89LP4052 es un microcontrolador CMOS de 8 bits de alto rendimiento y bajo consumo de potencia con una memoria interna tipo Flash de  $4 \text{ kB}$ . Basado en el estándar industrial MCS-51, este microcontrolador es compatible con el set de instrucciones de la familia 8051. Las mejoras en la construcción del CPU del AT89LP4052 le permiten ejecutar instrucciones de 1 a 4 ciclos de reloj mejorando el rendimiento del procesador de 6 a 12 veces en comparación con la arquitectura tradicional del estándar 8051 como se muestra en la Figura 4.15 [85].

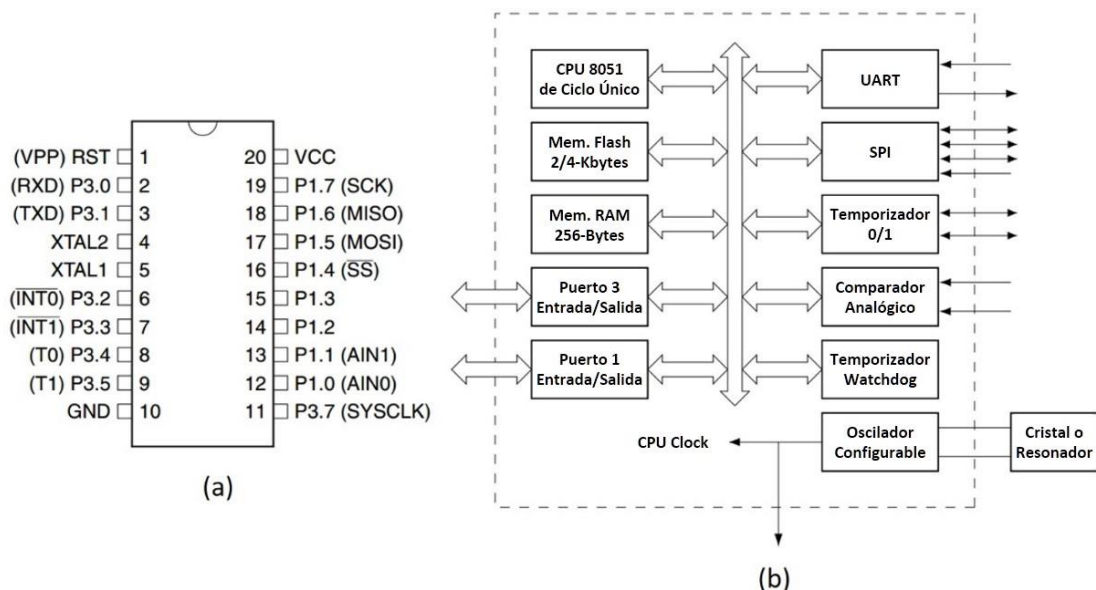


Figura 4.15. (a) Configuración de terminales y (b) arquitectura interna del microcontrolador AT89LP4052 de 8 bits de ATMEL® usado como microcontrolador en el módulo transmisor de ondas guiadas.

El rendimiento del CPU del AT89LP4052 es de 20 millones de instrucciones por segundo (MIPS) con el mismo consumo de potencia que el tradicional 8051 con 4 MIPS de

rendimiento. Con una configuración de 20 terminales, el AT89LP4052 adicionalmente cuenta con una memoria RAM de 256 bytes, cuatro puertos configurables de entradas y salidas, un puerto UART, un puerto SPI, dos temporizadores, un comparador analógico, un *whatchdog* temporizado y un oscilador configurable.

El circuito de medio puente-H SN754410NE cumple con los requerimientos de acondicionamiento de las señales generada por el microcontrolador. El SN754410NE contiene internamente cuatro medios puentes-H de potencia media, con capacidad para alimentar corrientes de hasta 1 A con rangos de voltajes de 5 V a 36 V. Sus entradas son compatibles con los valores de voltaje de la tecnología TTL, por lo tanto, es compatible con las señales generadas por el microcontrolador. La terminal independiente  $V_{CC2}$ , mostrada en la Figura 4.16 (a), provee una entrada para valores de voltaje independientes del rango de voltaje TTL o CMOS. Las características de conmutación del componente especifican que las latencias de las respuestas del cambio de un nivel alto a un nivel bajo están en el orden de los 300 ns a los 900 ns, lo cual representa una frecuencia de operación confiable de hasta 1 THz [86]. Considerando que la frecuencia de las ondas guiadas utilizadas se encuentra en un rango inferior a los 100 kHz, el SN754410NE cumple con los requerimientos de conmutación necesarios para la amplificación de 5 V a 9 V para el transmisor de ondas guiadas.

El funcionamiento interno del SN754410NE se muestra en la tabla de verdad de la Figura 4.16 (b). Únicamente cuando se observa un nivel lógico alto en la terminal ENABLE (EN) correspondiente, las salidas correspondientes ( $Y_{1-2}$ ,  $Y_{3-4}$ ) se encuentran habilitadas. Cuando en alguna entrada ( $A_x$ ) se coloca un nivel lógico alto, se genera una conexión interna entre su salida correspondiente ( $Y_x$ ) y la terminal de alimentación de voltaje  $V_{CC2}$ , permitiendo el flujo de corriente desde  $V_{CC2}$  hacia la salida correspondiente ( $Y_x$ ). En el diseño del módulo transmisor la terminal  $V_{CC2}$  se conecta directamente a la alimentación de 9 V de la batería que alimenta al transmisor, de este modo cuando la señal modulada en PPM se encuentra en un nivel lógico bajo (0 V), el amplificador de señales entrega un valor de 0 V, mientras que cuando se encuentra en un nivel lógico alto (5 V) se entrega un voltaje de 9 V con una corriente de hasta 1 A.

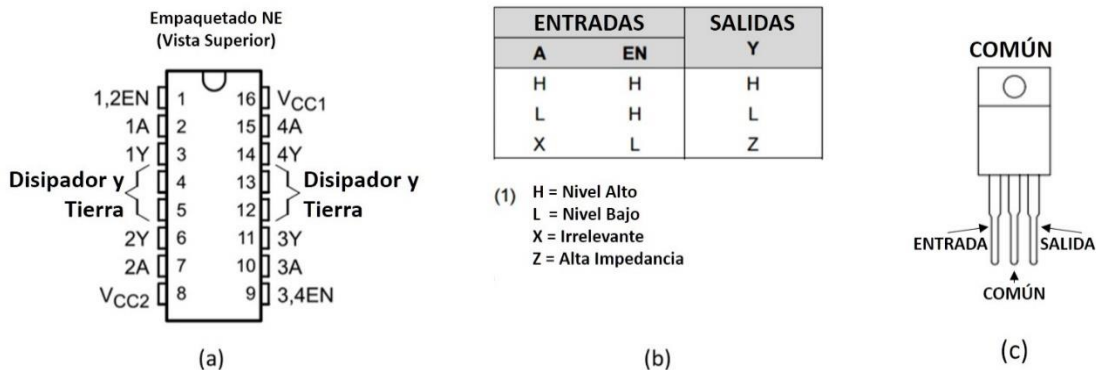


Figura 4.16. (a) Configuración de terminales y (b) tabla de verdad del puente-H SN754410NE. (c) Regulador de voltaje ML7805.



Finalmente, una etapa de regulación de voltaje basado en un regulador LM7805 se encarga de suministrar el voltaje de operación lógico TTL de  $5\text{ V}$  al microcontrolador y al amplificador de señales. El LM7805 es un regulador de voltaje fijo a  $5\text{ V}$  de corriente directa de salida que soporta corrientes hasta de  $1.5\text{ A}$  con protección interna de sobrecalentamiento. El empaquetado del ML7805 se muestra en la Figura 4.16(c).

## Diagrama esquemático del hardware

El diseño de hardware consta de tres elementos que conforman el módulo transmisor de ondas guiadas: El sistema mínimo para el microcontrolador AT89LP4052, el regulador de potencia para la alimentación del transductor y el amplificador de señales.

El sistema mínimo del microcontrolador consiste en un cristal oscilador de  $40\text{ MHz}$  con dos capacitores cerámicos de filtrado de  $33\text{ pF}$ , un botón de reset (J3) de pulso en alto con una resistencia de pull-down de  $10\text{ k}\Omega$ . El amplificador de señales consta del circuito integrado SN754410NE, el cual es alimentado en su terminal de entrada IN1 con la señal modulada generada por el modulador PPM del microcontrolador.

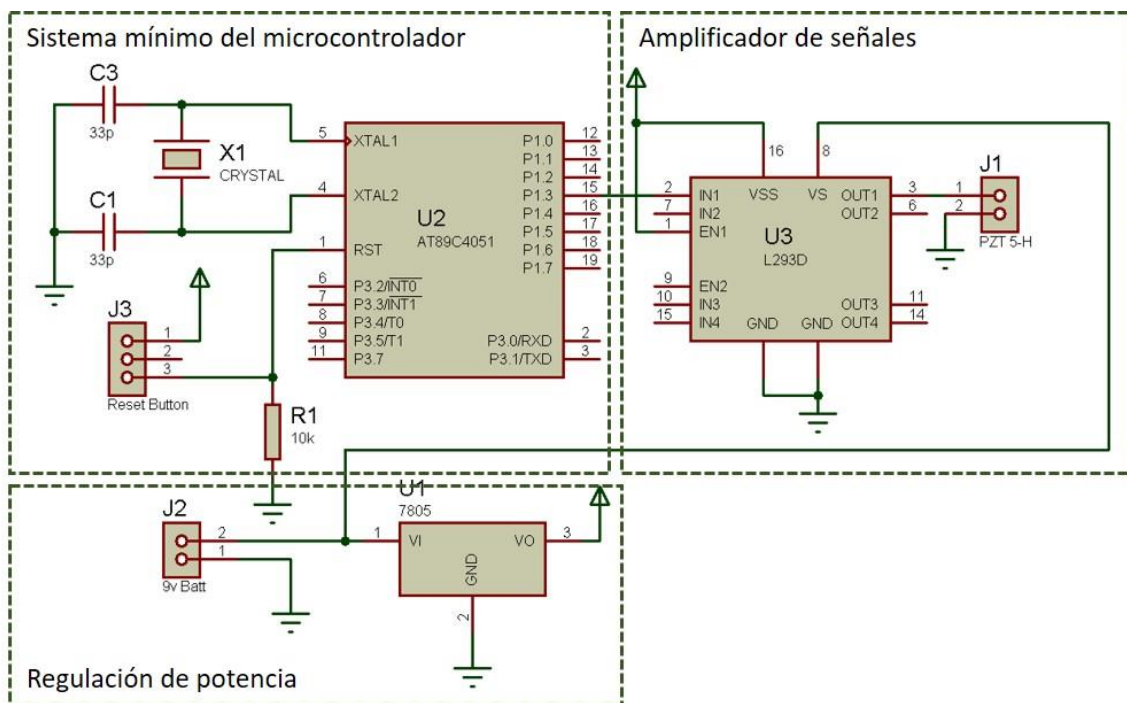


Figura 4.17. Diagrama esquemático del diseño electrónico del módulo transmisor de ondas guiadas.

La Figura 4.17 muestra el diagrama esquemático del módulo transmisor de ondas guiadas. La salida OUT1 del puente-H, señal amplificada a  $9\text{ V}$ , es conectada al conector TBlock J1, la alimentación de voltaje en la terminal  $V_{CC2}$  ( $VS$  en el diagrama) es directamente conectada a la terminal positiva de la batería mediante el conector TBlock J2; y la terminal EN1 (enable 1) es conectada directamente a la alimentación de  $5\text{ V}$  dado que se espera que la salida esté habilitada durante toda la operación del sistema. En la etapa de regulación de

potencia, la entrada del ML7805 es conectada al conector de la batería TBlock J2 y su salida es suministra el voltaje de 5 V al sistema general.

### Implementación en circuito impreso

La instrumentación del módulo transmisor de ondas guiadas se manufacturó en un circuito impreso (PCB por sus siglas en inglés). La Figura 4.18 (a) muestra el diseño del circuito PCB.

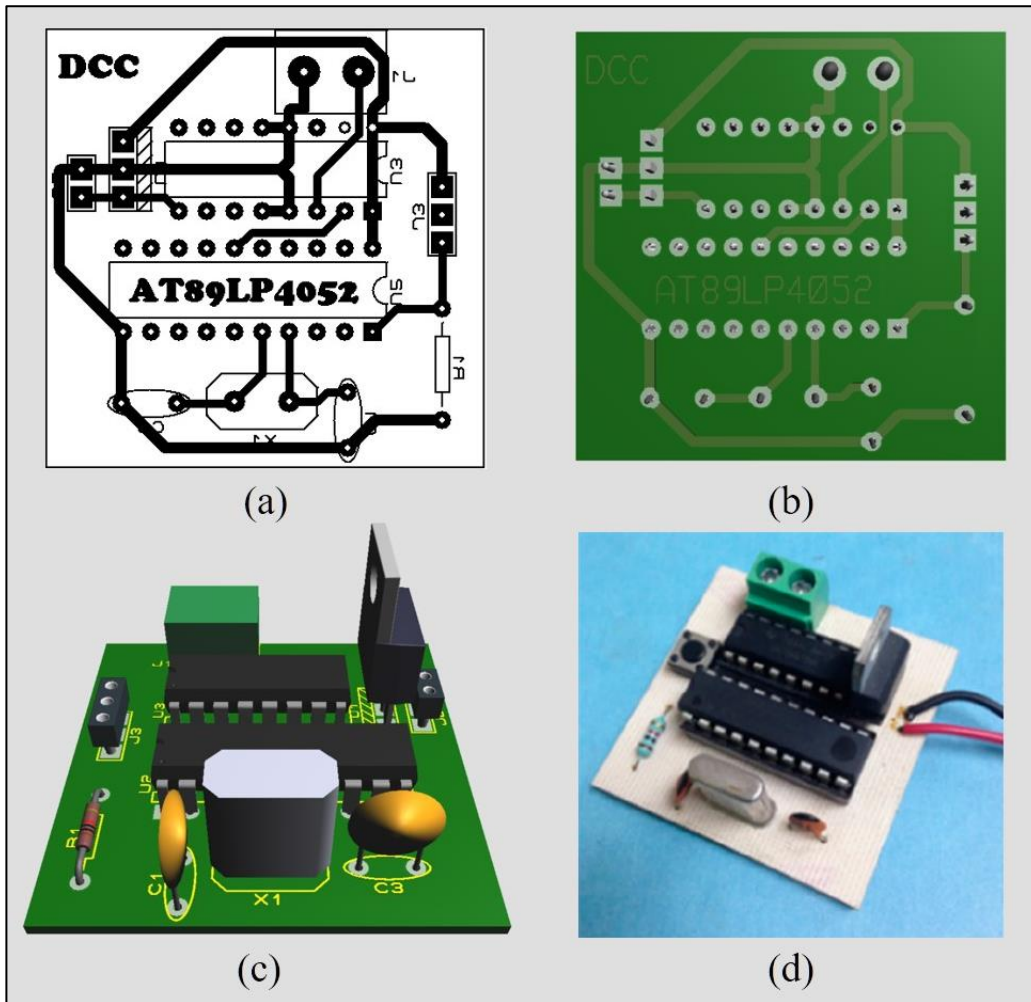


Figura 4.18. (a) Diseño del PCB. (b) Modelo del diseño del PCB. (c) Vista 3D área del modelo del PCB. (d) Imagen del circuito electrónico.

Las Figura 4.18 (a), (b) y (c) muestran el diseño y la vista de los modelos del PCB mientras que la Figura 4.18 (d) muestra una fotografía de la implementación del circuito electrónico. El circuito integrado (CI) de 20 terminales corresponde al microcontrolador seleccionado para modulación de la información en PPM. El CI de 16 terminales es el medio puente-H usado como amplificador de señales para excitar con mayor potencia el cristal piezoeléctrico. Los capacitores y el cristal son parte del circuito oscilador de 20 MHz del microcontrolador.

### 4.3.3. Diseño mecánico y encapsulado

El componente transductor usado en el módulo transmisor de ondas guiadas es un cristal piezoeléctrico PZT-5H. En el diseño mecánico del módulo transmisor la carcasa de Nylamid<sup>®</sup>, descrita en la sección 4.2.1, se adaptó colocando dentro el cristal piezoeléctrico junto con el diseño electrónico completo del módulo transmisor de ondas guiadas. Se diseñó una tapa para la carcasa que permite el libre acceso al circuito electrónico, así como la posibilidad de reemplazar la batería de alimentación del transmisor sin la necesidad de desmontarlo. Adicionalmente, se diseñó una base y soporte para el sensor con la finalidad de mantenerlo en una posición estática sin la necesidad de la mesa anti-vibratoria para facilitar los experimentos conducidos en el laboratorio. La Figura 4.19 muestra un modelo tridimensional del diseño mecánico y componentes electrónicos del transmisor de ondas guiadas.

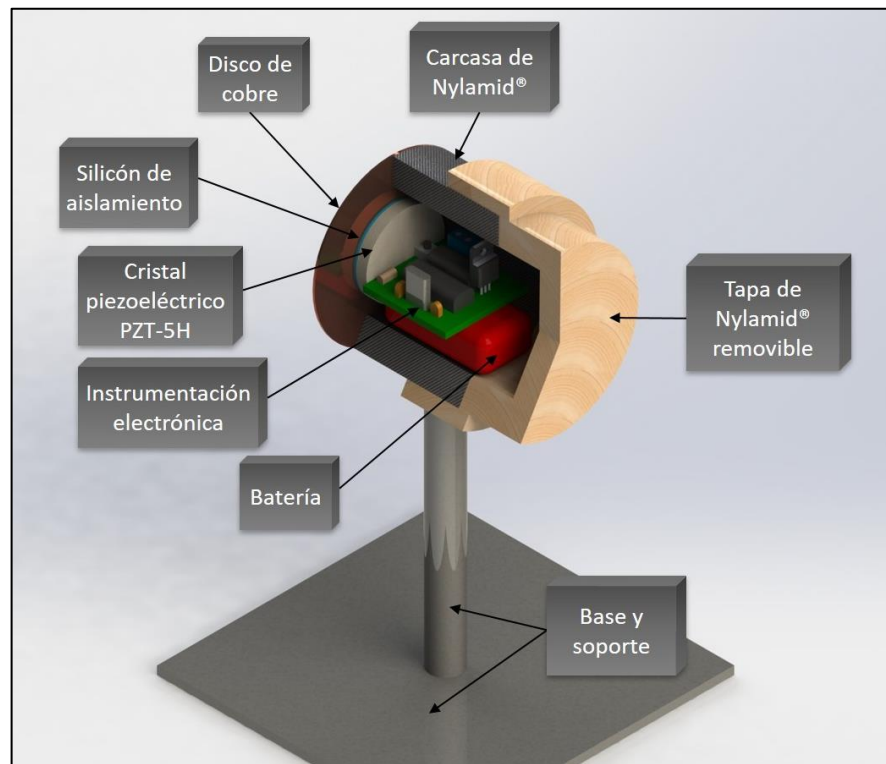


Figura 4.19. Modelo del transmisor del sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas.

Todos los componentes del transmisor fueron diseños propietarios manufacturados en el laboratorio. Para cada segmento de cable usado como canal de comunicación durante la experimentación, se removió el material aislante en cada extremo, y los alambres de cobre se soldaron con estaño a la cara exterior del disco de cobre. El cristal piezoeléctrico se fijó, con silicón en frío, en la cara interior de cada disco de cobre, el cual también actúa como medio de acoplamiento acústico entre la superficie del cristal piezoeléctrico y el disco de cobre, además de aislar eléctricamente el circuito electrónico del canal de transmisión acústico.



La batería fue adaptada a la tarjeta de instrumentación electrónica mediante un conector que le permite ser removida para ser reemplazada o recargada. La tarjeta de instrumentación electrónica se coloca sobre la batería y puede ser manipulado desde la parte trasera de la carcasa en caso de ser necesario. La carcasa va cubierta por una tapa removible que fue manufacturada en plástico con una impresora 3D. La base es una placa de acero de  $15\text{ cm}$  por  $15\text{ cm}$ , y el soporte es un cilindro de aluminio soldado a la base por la parte inferior con un barreno machueleado en la parte superior. Un tornillo opresor fija la carcasa de Nylamid® a la base para las pruebas de laboratorio.

#### 4.3.4. Diseño del modulador PPM

La modulación PPM codifica información digital con respecto a la posición de un pulso en función de una ventana de tiempo. Cuando el pulso se encuentra a la derecha de la ventana de tiempo se considera como un valor lógico correspondiente a un bit, si el pulso se encuentra a la izquierda de la ventana de tiempo entonces se considera el valor lógico opuesto como se describe en la sección 3.5.1.

De acuerdo con la caracterización del cristal piezoeléctrico usado como transductor del dominio eléctrico al dominio acústico, los pulsos digitales modulados para la transmisión de energía acústica están formados por un tren de  $20$  pulsos cuadrados con  $50\%$  de ciclo de trabajo a una frecuencia de  $60\text{ kHz}$ , i.e. un periodo  $T = 16.65\ \mu\text{s}$ , por lo tanto, la duración de un pulso modulado es aproximadamente de  $333\ \mu\text{s}$ . Para identificar la distancia entre pulsos, en consideración del ruido acústico ambiental y del canal de comunicaciones, el tamaño de la ventana de tiempo se diseñó para que cada posición (izquierda y derecha) de la modulación PPM fuera tres veces del tamaño del pulso, por lo que cada lado de la ventana de tiempo es de  $999\ \mu\text{s}$ , para un tiempo total de  $1998\ \mu\text{s}$ . Considerando la ecuación de la modulación por posición de pulsos PPM descrita en la sección 3.5.1, la posición relativa de la energía del pulso transmitir está dada por las siguientes ecuaciones:

$$mT_0 = \frac{(-1)^0}{2} T_0 = 999\ \mu\text{s} \quad (4.1)$$

$$mT_0 = \frac{(-1)^1}{2} T_0 = -999\ \mu\text{s} \quad (4.2)$$

La ecuación (4.1) corresponde a un bit lógico cero (0) con un desplazamiento positivo, es decir una posición relativa a la derecha de la mitad de la ventana de tiempo. Si se considera la mitad de la ventana de tiempo como  $t = 0\text{ s}$  para cada bit codificado PPM, si el pulso de energía transmitido se encuentra a la derecha desde  $t = 0\text{ s}$  hasta  $t = 999\ \mu\text{s}$ , entonces el pulso transmitido corresponde a un cero lógico. De la misma manera, la ecuación (4.2) describe la posición relativa correspondiente a un bit lógico uno (1) cuando la energía transmitida se encuentra al lado izquierdo de la mitad de la ventana de tiempo, es decir, desde  $t = -999\ \mu\text{s}$  hasta  $t = 0\text{ s}$ .

La Figura 4.20 muestra el diseño de un símbolo de información modulada en PPM bajo el protocolo descrito. Como se mencionó anteriormente, los segmentos grises de  $333 \mu\text{s}$  denotan los pulsos del modulador conformados por 20 pulsos cuadrados a  $60 \text{ kHz}$ . La ventana de tiempo tiene una duración de  $T_0 = 1998 \mu\text{s}$  y los espacios de diferenciación entre un bit lógico 0 u 1 están descritos por lapsos de  $999 \mu\text{s}$ .

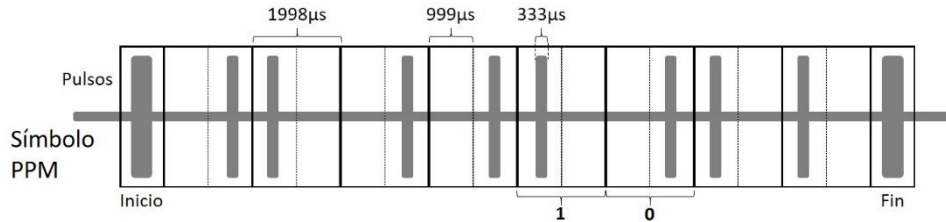


Figura 4.20. Diseño de un símbolo de información modulada en PPM.

Cada símbolo modulado consta de 8 bits (1 byte) de información. El protocolo de comunicaciones a nivel del modulador PPM incluye dos pulsos que denotan inicio y fin de símbolo. Estos pulsos están también definidos por trenes continuos de pulsos cuadrados de 40 ciclos con un ciclo de trabajo de 50% y una duración de  $666 \mu\text{s}$  a  $60 \text{ kHz}$ .

## Proceso de verificación de integridad

El protocolo de comunicaciones incluye un proceso simple de verificación de integridad en la transmisión mediante la inclusión de un símbolo de integridad transmitido por cada símbolo de información.

La construcción del símbolo de integridad se hace mediante la operación complemento a dos, en la que se realiza la negación a nivel bit del símbolo transmitido y se suma un 1 al valor del símbolo negado, ecuación (4.3).

$$-(Byte) + 1 \quad (4.3)$$

El símbolo de integridad es modulado y transmitido de la misma manera que el símbolo del byte original. El modulador espera  $10 \text{ ms}$  después de la transmisión del byte original para generar el símbolo de integridad y transmitirlo.

## Firmware embebido en el transmisor

El módulo transmisor de ondas guiadas cuenta con un firmware embebido en el microcontrolador Atmel AT89LP4052, el cual se encarga de la modulación de la información en PPM. EL desarrollo del firmware se llevó a cabo en lenguaje ensamblador.

La señal PPM se entrega en la terminal 3 del puerto 1 (P1.3) del AT89LP4052, pin 15 en la Figura 4.15 (a). La frecuencia de oscilación del cristal oscilador para el microcontrolador es de  $20 \text{ MHz}$ . De acuerdo con la arquitectura del AT89LP4052, el ciclo de máquina correspondiente a dicho cristal oscilador es de  $50 \text{ ns}$ .

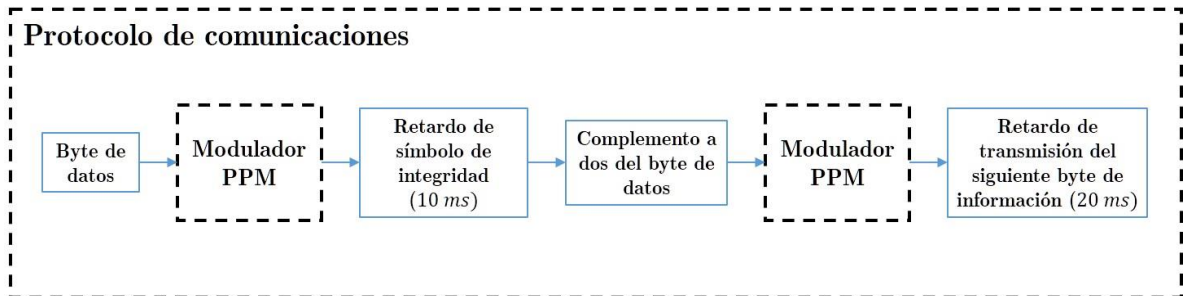


Figura 4.21. Algoritmo del protocolo de comunicaciones del módulo transmisor.

La Figura 4.21 ilustra el diagrama a bloques que describe la implementación del software embebido del protocolo de comunicaciones.

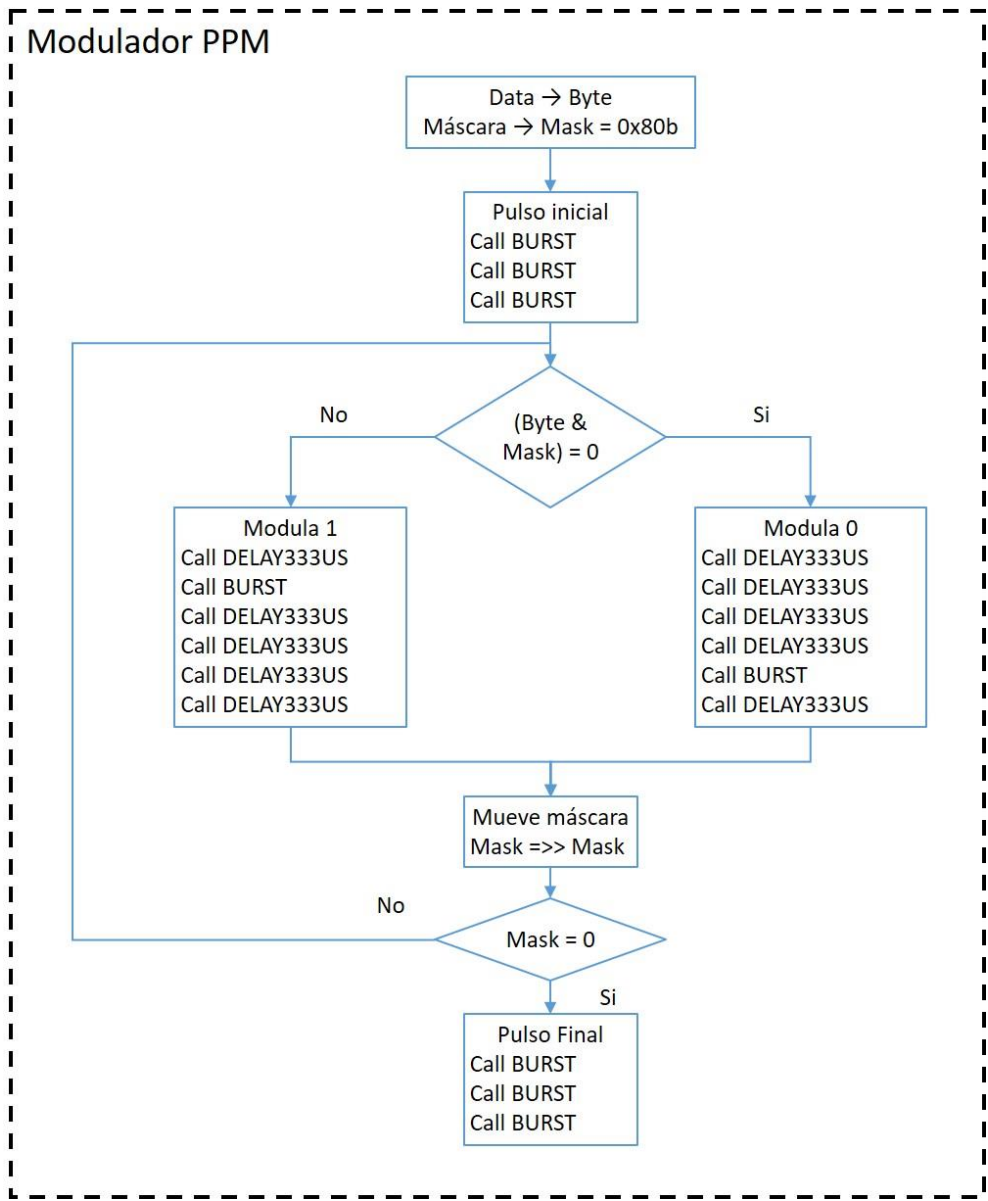


Figura 4.22. Diagrama de flujo del modulador PPM.

El proceso modulador PPM representado en la Figura 4.22, es el encargado de generar los pulsos modulados en función del byte a transmitir. El protocolo de comunicaciones toma cada byte a transmitir y lo entrega al modulador para su codificación PPM. Al finalizar la modulación del byte a transmitir, el protocolo procesa el símbolo de integridad del byte transmitido y lo alimenta nuevamente al modulador PPM para ser transmitido después de **10 ms** del byte original. Finalmente, una espera de 20 ms determina la separación entre símbolos transmitidos incluyendo su símbolo de integridad correspondiente.

El diseño del modulador PPM cuenta con 4 llamadas a subrutinas para la modulación de la información: BURST, DELAY333US, DELAY20MS y DELAY10MS. La subrutina BURST se encarga de generar el tren de pulsos cuadrados de **20** pulsos con ciclo de trabajo de **50%** a una frecuencia de **60 KHz**. La función DELAY333US genera los espacios de tiempo entre los pulsos modulados dentro de la ventana de tiempo. Finalmente, las funciones DELAY20MS y DELAY10MS generan esperas pasivas de **20 ms** y **10 ms** correspondientes al tiempo entre el primer símbolo y el segundo, y el tiempo entre el símbolo transmitido y su correspondiente símbolo de integridad, respectivamente. La Figura 4.22 ilustra el algoritmo del modulador PPM. El código en ensamblador del protocolo de comunicaciones se encuentra en el Anexo B.

## 4.4. Diseño del módulo receptor

El módulo receptor tiene tres principales funciones que definen su diseño e implementación: Recibir información, decodificarla y desplegarla para propósitos de análisis. En el sistema de comunicaciones la información está contenida en paquetes de energía acústica que se propagan como ondas guiadas a través del canal de transmisión. Dado que la información codificada no se encuentra en el dominio eléctrico, sino en el dominio acústico, es necesario convertir las señales acústicas recibidas al dominio eléctrico para a poder aplicar el adecuado procesamiento digital de señales para decodificar la información digital.

La función de decodificación de la información comprende varias etapas de procesamiento digital de señales hasta llegar a la visualización. Para fines de esta investigación, la información transmitida se muestra bit a bit en una interfaz gráfica. El diagrama a bloques del módulo receptor de ondas guiadas se muestra en la Figura 4.23.



Figura 4.23. Diagrama a bloques del módulo receptor de ondas guiadas.

El cristal piezoeléctrico PZT-5H del módulo receptor de ondas guiadas es usado para convertir la señal recibida del dominio acústico al dominio eléctrico. Una etapa de acondicionamiento de señales se encarga de amplificar la señal para ser entregada al procesador digital de señales para su demodulación. Esta etapa de amplificación provee además un filtro analógico como *front-end* de las señales recibidas.

Al igual que en el módulo transmisor, en el módulo receptor el cristal piezoeléctrico es acoplado a un disco de cobre y montado en una carcasa de Nylamid® con las mismas características ilustradas en la Figura 4.3. El diseño electrónico de la etapa de amplificación y el módulo de adquisición de datos en tiempo real (RT) y procesamiento digital de señales (DSP) se implementaron fuera de la carcasa de Nylamid®. La señal analógica amplificada se convierte a señales digitales por el módulo de adquisición de datos en RT y DSP, donde se realiza la demodulación y decodificación de la información para ser presentada al usuario en una interfaz gráfica diseñada en National Instruments® LabVIEW™.

#### 4.4.1. Diseño electrónico para acondicionamiento de señales

El diseño electrónico del módulo receptor incluye una etapa de acondicionamiento de las señales recibidas, mediante un amplificador de instrumentación. Esta etapa de acondicionamiento amplifica los pulsos de voltaje percibidos por el cristal piezoeléctrico PZT-5H usando un circuito integrado de Texas Instruments INA118. El INA118 es un amplificador de instrumentación de propósito general y bajo consumo de potencia con excelente precisión, diseñado para adquisición de datos en aplicaciones con transductores de baja potencia. El diseño interno del INA118 provee una única conexión externa a una resistencia para configurar valores predefinidos de ganancias entre 1 y 1000.

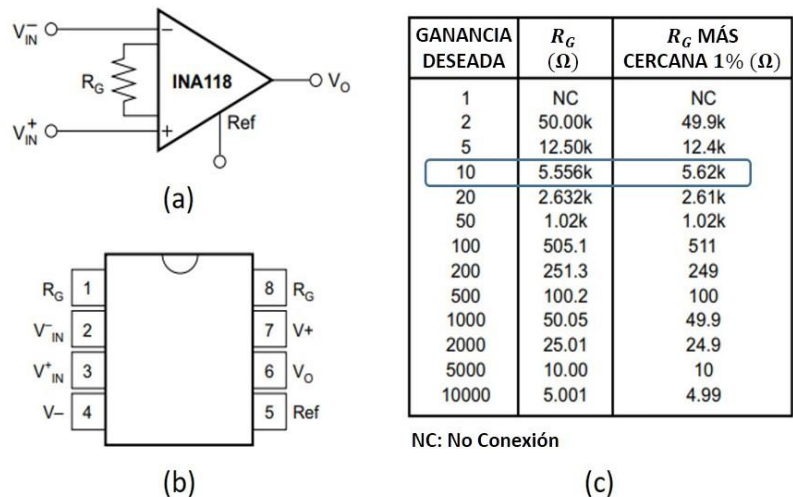


Figura 4.24. (a) Diagrama simplificado del INA118. (B) Diagrama de conexiones del INA118. (c) Tabla de valores de resistencias para ganancias preconfiguradas.

Una ganancia de  $G = 10$  fue seleccionada para la amplificación de las señales adquiridas por el cristal piezoeléctrico. Una característica adicional del INA118 es su comportamiento como filtro pasa bajas dependiendo de la ganancia seleccionada. Con una ganancia  $G = 10$ , el INA118 presenta un comportamiento de filtro pasa bajas con una frecuencia de corte de  $200kHz$ . De esta forma, el bloque de acondicionamiento de la señal recibida ilustrado en la Figura 4.23, no solo provee amplificación de la señal convertida del dominio acústico al dominio eléctrico, sino también provee las funciones de un filtro anti-alias para restringir el ancho de banda de la señal de entrada para satisfacer el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon en la banda de interés.

#### 4.4.2. Adquisición de la señal transmitida

El proceso de demodulación y decodificación de la información se diseñó e implementó en la plataforma LabVIEW™ de National Instruments® debido a que ofrece soluciones de hardware dedicadas al procesamiento digital de señales en tiempo real, que es una característica necesaria para el sistema de comunicaciones propuesto. Adicionalmente, LabVIEW™ ofrece una manera sencilla de presentar resultados haciendo uso de su interfaz gráfica.

El hardware de National Instruments® CompactRIO NI cRIO-9074 mostrado en la Figura 4.25, es un chasis con la capacidad de albergar hasta 8 módulos embebidos cRIO, con un controlador reconfigurable inteligente en tiempo real integrado. El cRIO-9074 cuenta con un controlador FPGA reconfigurable Xilinx Spart-3 2M de 2M Gates a  $400MHz$ , con una memoria no volátil de  $256MB$  y una DRAM de  $128MB$ . Estas características cubren los requerimientos de procesamiento del módulo receptor de ondas guiadas.



Figura 4.25. Imagen representativa del chasis cRIO-9074 (los módulos cRIO mostrados en la imagen no son los módulos usados para la demodulación y decodificación del receptor de ondas guiadas aquí descrito).

El controlador del cRIO-9074 es capaz de ejecutar una instancia de LabVIEW™ a nivel FPGA y en tiempo real para la adquisición y el procesamiento digital de la información del receptor de ondas guiadas. El cRIO-9074 cuenta con interfaz de comunicación ethernet para transmitir información entre el controlador y una computadora; esta interfaz es usada con fines de visualización de la información transmitida. Por ende, el procesamiento se realiza en



tiempo real, aunque la visualización de los resultados dependa del indeterminismo intrínseco de la comunicación ethernet entre el controlador y la interfaz de visualización.

Considerando que el procesamiento de señales es realizado usando la herramienta NI LabVIEW™, se usó un módulo de adquisición de datos en tiempo real de la familia NI Compact RIO para la adquisición de las señales provenientes del amplificador de instrumentación. El módulo seleccionado fue de la serie cRIO NI 9223 C, ilustrado en la Figura 4.26. Este es un módulo de alta velocidad con 4 convertidores analógico-digital (ADCs por sus siglas en inglés) con frecuencia de muestreo de hasta  $1\text{MS/s}$ . Los ADCs del 9223 tienen 16 bits de resolución y operan en un rango de  $\pm 10\text{V}$ .

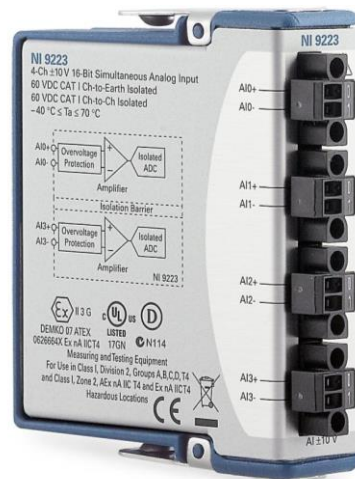


Figura 4.26. Módulo de adquisición de datos NI 9223 con 4 ADCs a  $1\text{MS/s}$ .

La señal acondicionada por el amplificador de instrumentación es digitalizada por el módulo NI 9223 y entregada a la FPGA del cRIO-9074 para su procesamiento y demodulación. Posteriormente, el algoritmo de demodulación es ejecutado por la FPGA y los resultados son desplegados en la interfaz gráfica vía ethernet.

### 4.4.3. Diseño del demodulador PPM

El demodulador PPM es el componente encargado del procesamiento y decodificación de la señal recibida en módulo receptor de ondas guiadas. El demodulador PPM está diseñado en tres distintos niveles de procesamiento para maximizar el uso del controlador cRIO-9074 de National Instruments®: a nivel FPGA, a nivel Tiempo Real o RT y con el procesamiento fuera de línea.

La Figura 4.27 muestra un diagrama a bloques del proceso de demodulación, donde se pueden apreciar los tres niveles del procesamiento digital de señales en el módulo cRIO-9074 y los bloques de procesamiento en cada uno de ellos. En la Figura 4.27 se pueden apreciar también diferentes señales de distintos colores que representan los resultados de cada bloque de procesamiento de manera ilustrativa para facilitar la visualización del proceso, desde la digitalización de la señal recibida hasta la presentación de la información en bytes de datos.

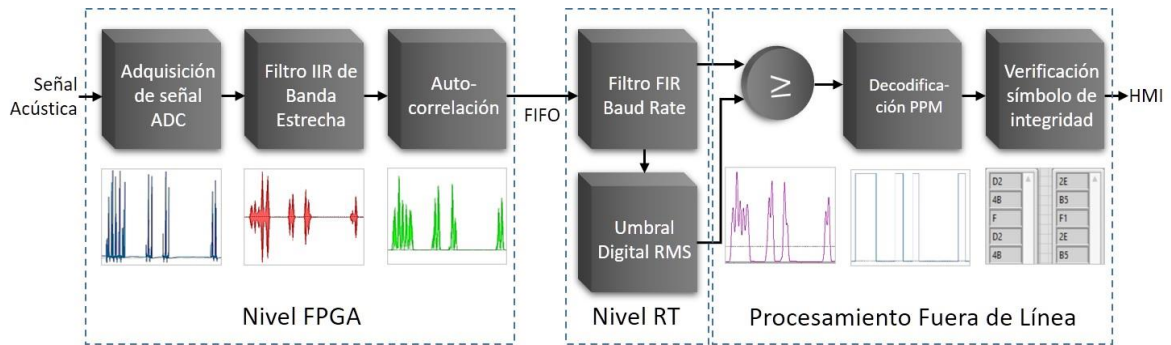


Figura 4.27. Diagrama a bloques del diseño del demodulador PPM implementado en NI LabVIEW™.

En el nivel FPGA la información es procesada a nivel muestra. El módulo de adquisición de señales trabaja en tiempo real y proporciona, de una en una, las muestras de la digitalización de la señal recibida en 16 bits de resolución a una tasa de 1 MS/s. Los algoritmos a nivel FPGA procesan la información dato por dato y entregan, como resultado a la siguiente etapa de procesamiento, un solo dato a la vez. Después de la autocorrelación los datos son agrupados en un buffer de tipo *primero en entrar primero en salir* (FIFO por sus siglas en inglés) y son empaquetados en arreglos de 30 kS (30 mil muestras).

El nivel de procesamiento en tiempo real o RT procesa los datos en bloques de información recibidos del nivel FPGA. Es importante mencionar que el procesamiento a nivel FPGA también es en tiempo real, sin embargo, los bloques a nivel RT procesan información a nivel secuencia o bloque de datos, mientras que el nivel FPGA procesa información muestra por muestra. Por convención de NI LabVIEW™ el procesamiento por bloques de datos es denominado a nivel RT.

Finalmente, el procesamiento fuera de línea se encarga de la decodificación PPM, para la identificación de los bytes transmitidos, la validación mediante símbolo de integridad y la visualización de la información transmitida. El procesamiento fuera de línea es usado únicamente para la visualización de los resultados en la interfaz humano-máquina (HMI por sus siglas en inglés). En una aplicación industrial, los bloques de procesamiento fuera de línea se pueden realizar a nivel RT en el módulo de procesamiento para mantener la comunicación en tiempo real.

Las subsecciones siguientes describen el diseño y la implementación de cada uno de los bloques de procesamiento digital de señales mostrado en la Figura 4.27, con excepción del bloque de *Adquisición de señal ADC* que fue descrito en la sección 4.4.2.

## Filtro IIR de banda estrecha

Una vez recibida la señal acústica y convertida al dominio eléctrico con el cristal piezoeléctrico PZT-5H, la etapa de acondicionamiento de la señal aplica el primer filtro pasa bajas, que elimina el ruido de frecuencias sobre los 200kHz. La banda de las ondas guiadas



se encuentra por debajo de los  $100\text{kHz}$ , por lo tanto, el contenido en frecuencia sobre este límite también es considerado ruido.

Posterior a la adquisición de señales, se aplica un filtro recursivo (IIR) pasa bandas con una banda estrecha para eliminar los componentes de frecuencia fuera de la banda seleccionada como banda de transmisión. Este filtro de banda estrecha, llamado filtro supresor de ruido está implementado en tiempo real a nivel FPGA como un filtro pasa bandas IIR tipo Butterworth. La banda estrecha está definida por una frecuencia mínima de corte situada a los  $48\text{ kHz}$  y máxima a los  $62\text{ kHz}$ . Considerando que la señal generada portadora de la información se encuentra a los  $60\text{kHz}$ , el filtro IIR con un ancho de banda estrecho de  $4\text{ kHz}$  se encarga de suprimir el ruido fuera de la frecuencia de transmisión seleccionada en el diseño del transmisor de ondas guiadas.

## Autocorrelación

El filtro IIR elimina las frecuencias fuera de la banda estrecha seleccionada, lo cual suprime el ruido de la comunicación y la adquisición, sin embargo, también produce una atenuación significativa en los picos de la señal filtrada, reduciendo el tamaño de los grupos de ondas que representan los pulsos acústicos de la transmisión. Una operación de autocorrelación modificada se aplica a la señal atenuada por el filtro IIR para ensanchar los pulsos. Esta operación tiene la misma base que la autocorrelación, pero en vez de calcular el producto de la señal consigo misma, se realiza una operación de adición. La operación de autocorrelación desfasada en tiempo resalta los picos de la señal procesada. Cerca de su valor máximo la amplitud se incrementa drásticamente y la cresta del pico se suaviza. Cerca de los mínimos inicial y final de cada pico la señal se acerca al origen con una pendiente más pronunciada ensanchando el pulso. Al ser los pulsos auto correlacionados de mayor longitud son más fáciles de identificar individualmente y agrupar para determinar el ancho de una secuencia de pulsos acústicos recibidos. La representación matemática de la operación implementada de autocorrelación desfasada en tiempo estada por la ecuación:

$$y(k) \begin{cases} |x(k)|; & k \leq s \\ |x(k)| + |x(k-s)|; & k > s \end{cases} \quad (4.4)$$

Donde  $x(k)$  denota la señal filtrada proveniente del filtro IIR,  $y(k)$  representa la señal autocorrelacionada y  $s$  representa el desplazamiento en tiempo discreto. Este desplazamiento depende de la distancia temporal entre los picos de la señal recibida, los cuales dependen de la frecuencia de transmisión y la alteración de la señal transmitida en el canal de transmisión. Si el desplazamiento temporal es demasiado grande, los picos pueden ser filtrados sin intención. Si es demasiado pequeño, la amplitud de los picos no es significativo. De manera experimental se seleccionó un desplazamiento temporal de 24 muestras, que demostró la mayor amplificación posible sin caer en interferencia destructiva de la señal.

## Filtro FIR sintonizado a la tasa de transferencia de datos

El resultado de la autocorrelación es una serie de pulsos bien definidos, amplificados y ensanchados que definen los pulsos acústicos recibidos. Para realizar la demodulación PPM es necesario identificar donde comienza y termina cada serie de pulsos acústicos transmitidos como ondas guiadas, es decir, definir los grupos de señales acústicas correspondientes a un pulso PPM. Una vez identificado un grupo de pulsos acústicos, se puede convertir la señal acústica en una señal lógica en la que la posición de cada pulso, en relación con una ventana preestablecida de tiempo, define un valor lógico como es descrito en la teoría de la modulación PPM.

Un filtro pasa bajas sintonizado a la frecuencia de la tasa de transferencia en la transmisión o baud rate (en inglés), elimina la información individual de cada uno de los pulsos acústicos transmitidos uniéndolos en un solo pulso por cada grupo de pulsos acústicos identificados. Es decir, el filtro pasa bajas suaviza los picos individuales en un mismo pulso acústico, uniéndolos en un solo pulso con una o más crestas (máximos locales) con duración equivalente al grupo de pulsos acústicos identificados. El filtro sintonizado a la tasa de transferencia seleccionado es un filtro FIR pasa bajas diseñado con 129 taps y frecuencia de corte en 80Hz, que corresponde a la tasa de transferencia actual del sistema de comunicaciones.

## Umbral RMS

El resultado del filtro FIR sintonizado a la tasa de transferencia es una señal con una serie de pulsos con duración equivalente a grupos de pulsos acústicos de la transmisión de ondas guiadas. Comparando la señal del filtro FIR con un umbral definido por el valor RMS (Root Mean Square en inglés) de la señal misma, se consigue la conversión de la señal discreta en una señal lógica o binaria con pulsos cuadrados.

El valor RMS de la señal transmitida se calcula con 30000 muestras para eliminar posibles falsos máximos en la señal que pudieran resultar del proceso de filtrado previo. El umbral RMS está definido por la ecuación general:

$$\Psi_{x-1}^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-2} |x_i|^2 \quad (4.5)$$

Donde  $x_i$  es la entrada actual y  $n$  representa el número de valores computados. El proceso simplemente compara la señal discreta contra el valor RMS asignando un valor lógico en alto para cada muestra mayor o igual al valor RMS y un valor lógico en bajo a cada muestra menor al valor RMS. Cada pulso lógico tiene una duración definida por la duración total del grupo de ondas guiadas. Esta señal lógica está procesada y lista para ser decodificada para extraer la información transmitida.

## Decodificación PPM

Una vez obtenida la señal lógica, esta tiene la forma de una sucesión de pulsos cuadrados modulados por posición relativa PPM. Dado que la comunicación es asíncrona, el módulo receptor desconoce la posición temporal exacta de la ventana de modulación por PPM implementada en el módulo transmisor. La decodificación de la información digital se puede realizar mediante la aproximación de la distancia temporal entre pulso y pulso, o con respecto al tamaño y posición del pulso dentro de la una sucesión de ventanas de tiempo definidas en la modulación (Figura 4.20).

Durante la propagación de ondas guiadas los grupos de ondas acústicas sufren modificaciones causadas por ruido, dispersión, e interacción de los componentes del canal de transmisión. Estas modificaciones suelen presentarse como alteraciones en la frecuencia de la señal transmitida, drástica atenuación de la amplitud de la señal acústica, y desplazamientos temporales de grupos de ondas relacionados a la distancia de propagación y a su modelo de dispersión. El posible desplazamiento temporal de los grupos de ondas puede comprometer el proceso de demodulación PPM. Sin embargo, conociendo la distancia entre pulsos, se puede compensar el desplazamiento temporal generado por la dispersión acústica de las ondas guiadas durante su propagación a través del canal de comunicación.

La dispersión acústica en la transmisión genera desplazamientos temporales graduales, eventualmente los pulsos se desplazarán fuera de su posición original en la ventana temporal. Si el proceso de demodulación se realiza comparando la señal PPM recibida con una serie de ventanas temporales contiguas del mismo tamaño de la que se usó durante la modulación, eventualmente se decodificará un bit falso. Ya sea que el pulso se desplace a la segunda mitad de la ventana de tiempo y se decodifique como el bit complementario, o se desplace a la siguiente ventana de tiempo e invada el espacio correspondiente al siguiente bit desplazándolo en la codificación una posición junto con todos los bits restantes por decodificar.

Con el fin de evitar la detección de bits falsos por el desplazamiento temporal de los grupos de ondas guiadas debido a la dispersión, la decodificación se realiza mediante la aproximación de la distancia entre pulsos. La primera tarea del decodificador es identificar el pulso de inicio de símbolo en la señal recibida y procesada. El tamaño de los pulsos de inicio y fin de símbolo es dos veces mayor al tamaño de un pulso acústico codificado con un bit de información digital. Los pulsos de principio y fin de símbolo son identificados confirmando que su duración es mayor al doble de la duración de un pulso codificado, dando lugar a posibles reducciones en su duración durante la transmisión.

El proceso consecuente es identificar la distancia entre el flanco descendiente del pulso actual y el flanco ascendiente del pulso siguiente. Posteriormente se analizan tres posibles escenarios ilustrados en la Figura 4.28:

- a) La distancia entre pulsos es mayor a una ventana de tiempo PPM completa.

- b) La distancia entre pulsos es menor al tamaño de una ventana de tiempo completa, pero mayor a la mitad de una ventana de tiempo PPM.
- c) La distancia entre pulsos es menor a la mitad de una ventana de tiempo PPM.

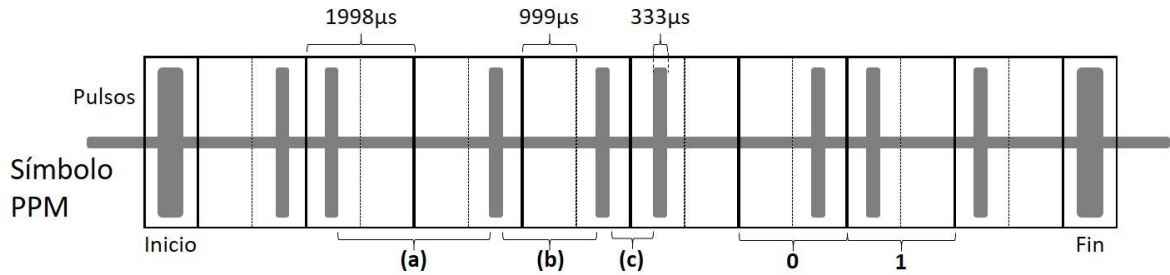


Figura 4.28. Escenarios en la decodificación de una serie de pulsos modulados en PPM.

En la Figura 4.28 se describe la decodificación de un símbolo PPM recibido. Las ventanas de tiempo son del mismo tamaño definido en algoritmo modulador,  $1998\mu s$ . En la Figura 4.28 se pueden observar los tres escenarios mencionados anteriormente (a) distancia entre pulsos mayor a una ventana de tiempo, (b) menor a una ventana, pero mayor a media ventana de tiempo y (c) distancia menor a media ventana de tiempo. El algoritmo de decodificación está ilustrado en la Figura 4.29.

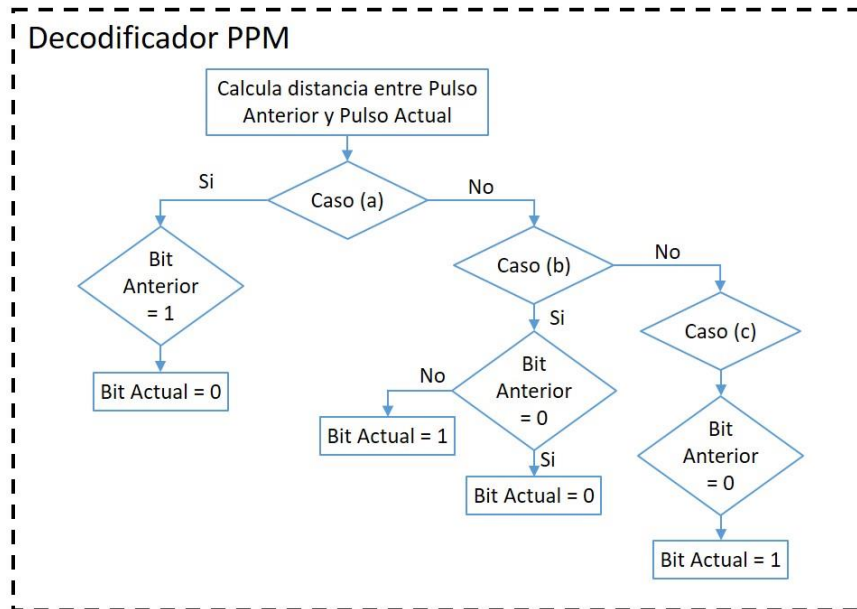


Figura 4.29. Algoritmo de decodificación PPM por distancia entre pulsos.

Los resultados no mostrados en las decisiones en el algoritmo de la Figura 4.29 terminan en un error de decodificación del bit correspondiente. Por ejemplo, para el caso (a) no se espera que el bit anterior sea cero dado que eso reduciría la distancia a menos de una ventana de tiempo, por lo tanto, se considera error en la transmisión.

Para el primer bit de cada símbolo, se considera la distancia entre el pulso de inicio de símbolo y el pulso correspondiente al bit. El primer bit nunca puede caer en el escenario (a) dada la implementación de la modulación. Si el primer bit cae en el escenario (b) entonces el primer bit es cero, de lo contrario, si cae en el escenario (c) el primer bit transmitido es un uno lógico.

## **Verificación del símbolo de integridad**

Los errores de decodificación de bits son confirmados en la verificación del símbolo de integridad comparado con el byte transmitido. Los bytes erróneos encontrados son reportados como errores en la interfaz gráfica y contados para medición de tasas de error en transferencias del sistema de comunicaciones.

El proceso de demodulación y decodificación del símbolo de integridad es el mismo que el del byte de información transmitido. Sin embargo, la distancia entre el símbolo del byte de información y su símbolo de integridad correspondiente es de **10ms**, mientras que la distancia entre el símbolo de integridad y el siguiente byte de información es de **20ms**. El decodificador identifica la distancia entre símbolos para saber si se trata del byte transmitido o del símbolo de integridad. Una vez identificado el símbolo de integridad, el decodificador encuentra su valor digital de 8 bits y revierte el proceso usado en el módulo transmisor para su cálculo. Posteriormente su valor revertido se compara con el valor del byte transmitido anterior al símbolo de integridad.

La operación para invertir símbolo de integridad es la misma operación usada para generarlo, ecuación (4.3). Al negar a nivel bit el símbolo de integridad y sumarle 1, el resultado es el mismo byte transmitido. El algoritmo de verificación compara el valor del símbolo de integridad decodificado contra el byte transmitido y despliega en la interfaz gráfica el byte resultante con una bandera de error de transmisión para dicho byte si el símbolo de integridad no coincide con el byte transmitido. La verificación por símbolo de integridad se realiza por motivos de validación del sistema y para obtener información sobre errores de transmisión.

### **4.4.4. Interfaz gráfica de visualización**

Una de las razones por las que se eligió LabVIEW™ como herramienta para el proceso de demodulación, además del poder computacional para el procesamiento digital de señales, es la flexibilidad para la realización de interfaces gráficas y análisis de resultados. Varias interfaces fueron diseñadas para ilustrar diferentes etapas en la demodulación y decodificación. Sin embargo, la versión final de la interfaz gráfica contiene tres elementos en particular.

La Figura 4.30 muestra la interfaz gráfica usada en las pruebas finales que incluye (a) una gráfica que despliega una representación de las señales de todas las etapas del procesamiento digital de señales, y (b) los bytes recibidos y su información relevante.

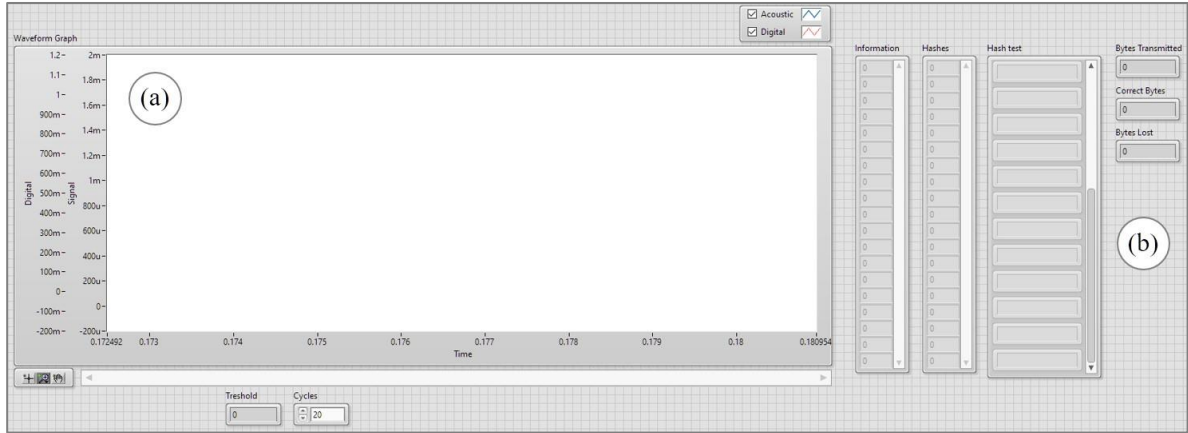


Figura 4.30. Interfaz gráfica del prototipo de sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas. (a) Gráfica para desplegar las etapas del procesamiento digital de señales. (b) Arreglo de bytes transmitidos.

La información decodificada se muestra tanto con indicadores binarios con valores numéricos en hexadecimal. Un arreglo de hexadecimales muestra los símbolos de integridad, mientras que un tercer arreglo de elementos de texto muestra si el byte correspondiente al símbolo de integridad es correcto. Tres indicadores numéricos muestran los bytes transmitidos durante el experimento, los bytes verificados correctos y los bytes perdidos.

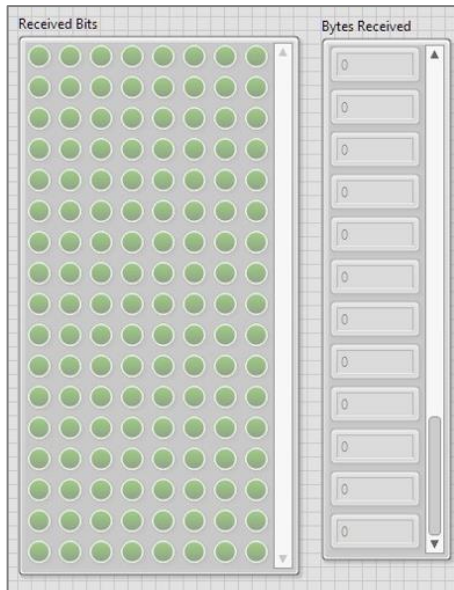


Figura 4.31. Panel demostrativo de los bytes recibidos en representación binaria y hexadecimal.

La Figura 4.31 muestra un panel adicional usado para desplegar los valores binarios y hexadecimales de todos los bytes recibidos. La representación de los resultados en la interfaz gráfica se presenta en el Capítulo 5.

# Capítulo 5. Experimentación y resultados

## 5.1. Introducción

El monitoreo de variables geofísicas provenientes del fondo de pozos petroleros es la principal motivación del desarrollo del prototipo de sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas usando cables multi-conductores como canales de transmisión. Por tal razón se seleccionaron como canal de comunicación dos tipos de cables usados en la industria del petróleo: el cable 4H18RPP, y como objetivo final el cable 1K22 MP-35N. Sin embargo, por su simplicidad y bajo costo, para iniciar los experimentos se eligió un cable multi-conductor AWG12 usado en instalaciones eléctricas. Este capítulo presenta la experimentación y resultados de acuerdo con los cables multi-conductores empleados como canal de comunicación:

- Cable AWG12 comúnmente usado en instalaciones eléctricas.
- Cable 4H18RPP para aplicaciones petroleras, con 4 conductores multi-hilos de cobre aislados.
- Cable 1K22 MP-35N para aplicaciones petroleras, con 1 conductor multi-hilos de cobre.

La experimentación para cada cable fue similar y se basó en tres tipos de experimentos: identificación de modos de propagación de las ondas guiadas, identificación de un símbolo PPM y procesamiento digital de señales para la decodificación de la información transmitida.

## 5.2. Cable AWG12

Los primeros experimentos de propagación de ondas guiadas fueron conducidos usando como canal de comunicación un cable multi-conductor de bajo costo, tipo AWG12, comúnmente utilizado en instalaciones eléctricas. El cable multi-conductor AWG12 está

compuesto por 19 alambres de cobre en una construcción helicoidal cubierta con un material aislante de policloruro de vinilo (PVC) como se muestra en la Figura 5.1.



Figura 5.1. Construcción del cable AWG12. (a) Segmento de cable. (b) Modelo tridimensional. (c) Corte transversal.

### 5.2.1. Curvas de dispersión del AWG12

Las ondas guiadas, como se describió en el Capítulo 2, sección 2.4, han sido utilizadas exitosamente para pruebas no destructivas de materiales. Sin embargo, no existe una solución analítica que describa la propagación de ondas guiadas a través de un cable multi-conductor debido a las complicadas características de acoplamiento entre sus alambres individuales. El enfoque utilizado para el análisis de la propagación de ondas guiadas en cables multi-conductores propone modelar el cable como una barra cilíndrica isotrópica homogénea, es decir, como si fuera un solo alambre del mismo diámetro del conjunto de alambres que componen el cable multi-conductor. Ésta asunción está basada en que para frecuencias por debajo de los  $100 \text{ kHz}$  la longitud de onda se vuelve relativamente grande en comparación con el diámetro de los alambres y los espacios de separación entre ellos, dada su construcción helicoidal, lo cual permite aproximar la solución analítica de una barra cilíndrica sólida a la del cable multi-conductor modelado.

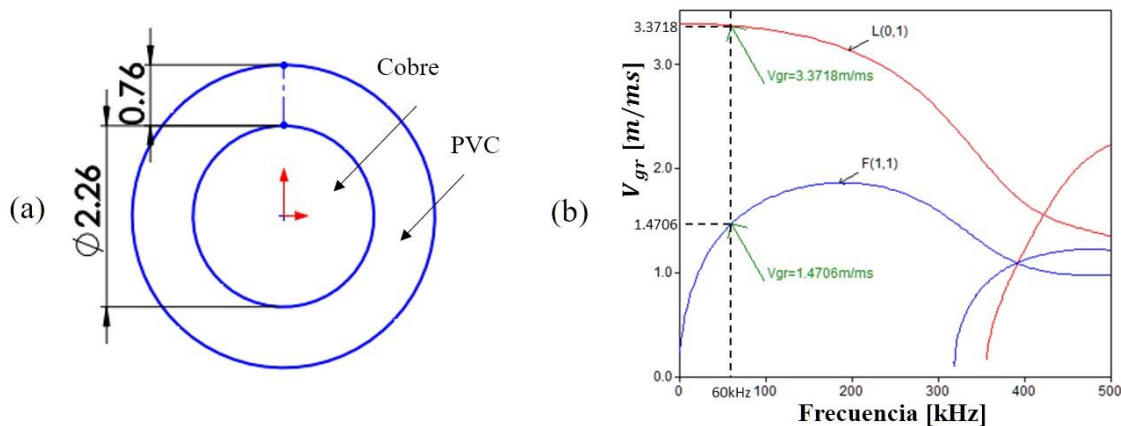


Figura 5.2.(a) Modelo del AWG12 para el cálculo de curvas de dispersión.  
(b) Curvas de dispersión del cable AWG12.

Para el cálculo de las curvas de dispersión del cable AWG12 se usó el modelo ilustrado en la Figura 5.2 (a), compuesto por una barra cilíndrica de cobre de  $2.26 \text{ mm}$  de diámetro, cubierta por una capa de material PVC de  $0.76 \text{ mm}$  de grosor. Las curvas de dispersión



obtenidas con el software Disperse<sup>®</sup>, descrito en el capítulo 2, se muestran en la Figura 5.2 (b). Dado que la frecuencia del módulo transmisor de ondas guiadas diseñado está configurada a  $60\text{ kHz}$  se espera que únicamente dos modos de propagación se exciten en el canal de comunicaciones durante la transmisión: el primer modo longitudinal L(0,1), curva roja, y el primer modo flexural F(1,1), curva azul.

Como se observa en la Figura 5.2 (b), a una frecuencia de  $60\text{ kHz}$ , el modo F(1,1) presenta una velocidad grupal  $V_{gr} = 1.4706\text{ m/ms}$ , mientras que el L(0,1) presenta una velocidad grupal mayor  $V_{gr} = 3.3718\text{ m/ms}$ . En consecuencia, se espera que la energía acústica excitada por el modo de propagación longitudinal L(0,1) llegará a su destino más rápidamente que la energía propagada en el modo flexural F(1,1) [87, 88].

### 5.2.2. Identificación de modos de propagación

#### Configuración del experimento usando transductores Ultrán<sup>®</sup>

La Figura 5.3 muestra la configuración del primer experimento de propagación de ondas acústicas a través de un cable multi-conductor AWG12 de  $1.5\text{ m}$ .



Figura 5.3. Configuración del experimento de transmisión de trenes de pulsos a través de  $1.5\text{ m}$  de cable AWG12 con transductores con bulk integrado usados como transmisor y receptor de ondas guiadas.

La señal transmitida es generada con un generador de funciones de Tektronix<sup>®</sup> modelo AFG3021B y la señal recibida es adquirida con un osciloscopio de Tektronix<sup>®</sup> modelo DPO4104. Los transductores acústicos empleados en esta prueba fueron de la marca Ultrán<sup>®</sup> modelo GC30-D50. Los extremos del cable se soldaron en el centro de la sección externa de un disco de cobre de  $3\text{ pulgadas}$  y  $1\text{ mm}$  de grosor que es parte del soporte o carcasa de Nylamid<sup>®</sup> del transductor, como se describió en la sección 4.2.1. Los transductores se acoplaron con gel industrial a la sección interna del disco de cobre. Las carcasas de Nylamid<sup>®</sup>

fueron fijadas a una mesa anti-vibratoria en el laboratorio para reducir la posibilidad de propagación de ondas acústicas a través de mesa de pruebas.

Los transductores Ultrán® modelo GC30-D50 presentan un rango de frecuencias de operación menor al de los cristales piezoeléctricos PZT-5H. Se realizó un barrido experimental de frecuencias, en el rango de  $1\text{ kHz}$  a  $40\text{ kHz}$ , de los transductores GC30-D50 y se encontró una frecuencia óptima, con menor atenuación, a los  $12\text{ kHz}$ . Por lo tanto, para realizar la identificación de modos de propagación de ondas guiadas, se analizaron las curvas de dispersión del modelo del cable AWG12 a la frecuencia de operación del transductor ultrasónico de  $12\text{ kHz}$  como se ilustra en la Figura 5.4 (a).

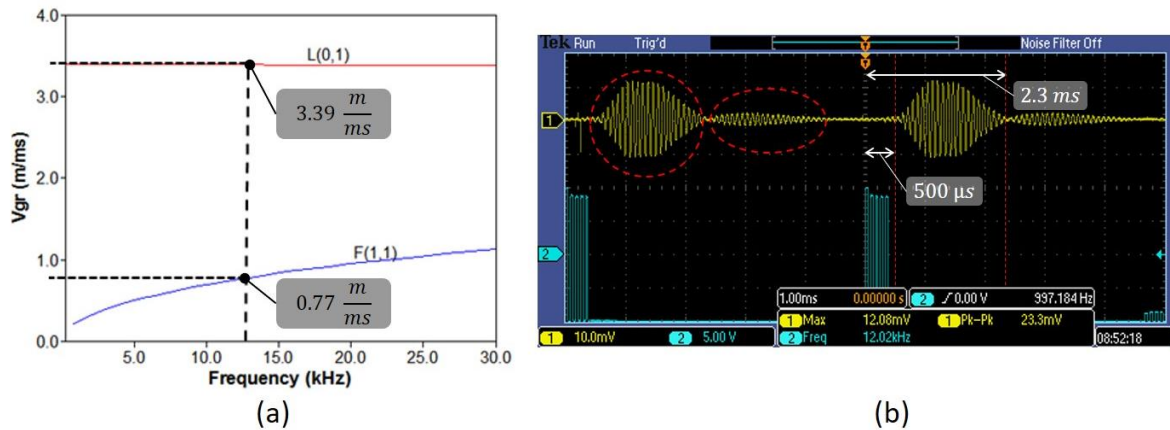


Figura 5.4. Identificación de modos de propagación en  $1.5m$  de cable AWG12 a  $12\text{ kHz}$ . (a) Curvas de dispersión del modelo del AWG12. (b) Señales transmitida (cian) y recibida (amarilla).

La Figura 5.4 (a) muestra una ampliación de la gráfica de las curvas de dispersión del modelo del cable AWG12. La velocidad grupal calculada del L(0,1) a  $12\text{ kHz}$  es de  $3.39\text{ m/ms}$  mientras que la del F(1,1) es de  $0.77\text{ m/ms}$ . El generador de funciones se programó para transmitir trenes cuadrado de 5 pulsos con una amplitud de  $20\text{ V}$  y una frecuencia de  $12\text{ kHz}$ , separados cada  $10\text{ ms}$ . La Figura 5.4 (b) muestra las señales obtenidas con el osciloscopio; la señal color cian es la señal transmitida por el generador, y la señal amarilla es la señal recibida.

Cada tren de pulsos transmitidos excita dos grupos de señales de diferente velocidad. El primer grupo presenta una mayor amplitud, y un retardo con respecto a la señal transmitida de  $500\mu s$ ; mientras que el segundo grupo muestra una mayor dispersión y un retardo de  $2.3\text{ ms}$ . Calculando la velocidad grupal para ambos grupos de señales, considerando el tiempo de retardo y la distancia de transmisión de  $1.5\text{ m}$ , el primer grupo presenta una velocidad grupal de aproximadamente  $3\text{ m/ms}$ , mientras que el segundo grupo de  $0.652\text{ m/ms}$ . Estas velocidades corresponden a las velocidades de los dos modos de propagación presentes en las curvas de dispersión, identificándose el modo longitudinal L(0,1) con una  $V_{gr}$  de  $3.39\text{ m/ms}$  y el modo flexural F(1,1) con una  $V_{gr}$  de  $0.77\text{ m/ms}$ . De esta manera, no solo se identificaron los modos de propagación, también se validó el modelado del cable multi-conductor AWG12 como un cable concéntrico de cobre y PVC.

## Configuración del experimento usando cristales PZT-5H

La configuración del presente experimento utilizó el diseño propietario del transmisor de ondas guiadas basado en un microcontrolador y en un cristal PZT-5H, detallado en la sección 4.3 del Capítulo 4. El receptor de la señal acústica consta únicamente de un cristal piezoeléctrico PZT-5H unido al disco de acoplamiento de cobre. La Figura 5.5 muestra el módulo transmisor de ondas guiadas, un cable AWG12 de 1 m de longitud, un receptor de ondas guiadas conectado, a través de un amplificador de instrumentación, a un módulo de adquisición de datos de National Instruments® DAQ USB-6221.

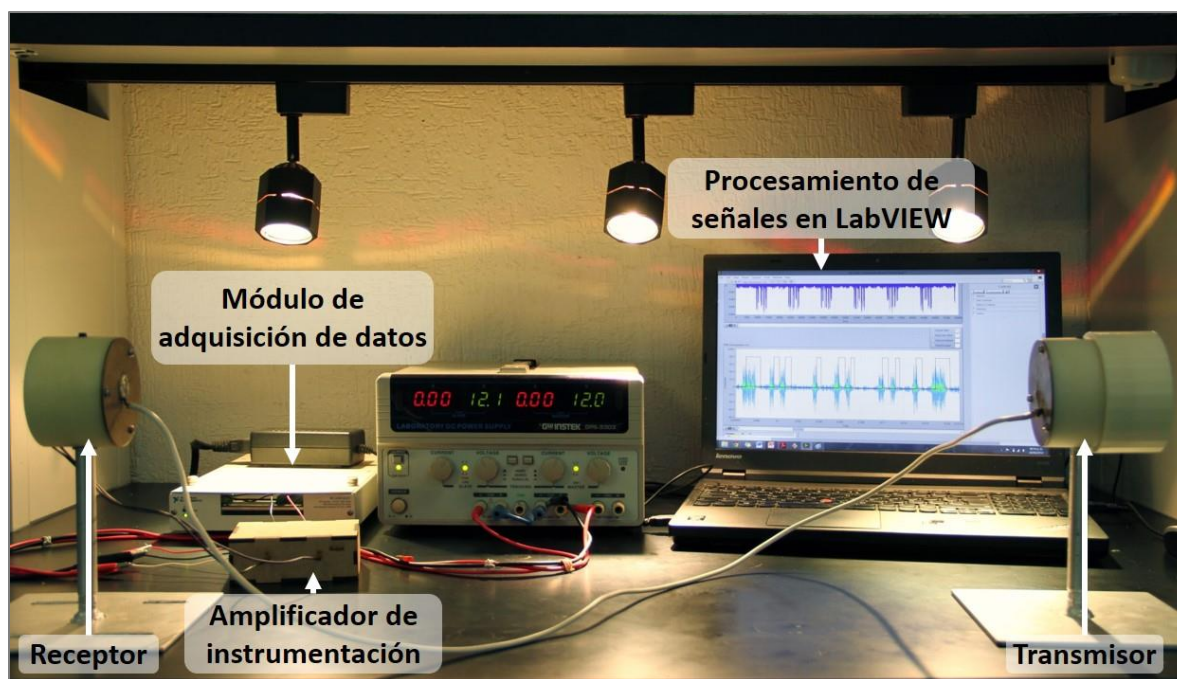


Figura 5.5. Configuración del experimento de identificación de modos de propagación y transmisión de una señal PPM usando un cable AWG12 de 1 m y 4 m de longitud.

El experimento de identificación de modos de propagación fue diseñado para transmitir grupos de señales de 20 pulsos cuadrados de 60 kHz, a través del canal de comunicaciones, y digitalizarla para calcular la velocidad grupal de las señales adquiridas. La señal recibida se filtró con un FIR pasa-bandas de 4 kHz de ancho de banda, con una frecuencia central de 60 kHz y frecuencias de corte de 58 kHz a los 62 kHz, para procesar únicamente los componentes de la señal transmitida. El procesamiento fuera de línea del filtro FIR genera un retardo esperado en la señal filtrada, por lo que para poder comparar en las mismas condiciones temporales la señal recibida con la señal transmitida, se aplicó el mismo filtro FIR a la señal generada en el módulo transmisor. Por limitaciones de la tarjeta de adquisición de datos para dos canales simultáneos, la frecuencia de muestreo usada fue de 125 kS/s, cumpliendo aun con el teorema de muestreo de Nyquist para la reconstrucción de una señal digitalizada.



La Figura 5.6 muestra las señales adquiridas en el experimento. La curva roja representa la señal de 20 pulsos cuadrados después del filtro FIR; en tanto que la señal púrpura constituye la señal recibida, la cual es amplificada por el amplificador de instrumentación, adquirida con la DAQ USB-6221 y filtrada con el mismo filtro FIR. Tres cursores verticales son usados para mostrar y medir en la escala de tiempo el comienzo de cada grupo de señales. El primer cursor, de izquierda a derecha, muestra el tiempo de la señal transmitida, mientras que los dos siguientes cursores muestran el tiempo en el que comienza cada uno de los grupos de señales recibidos.

En la señal recibida se pueden observar dos grupos de señales que viajan a distintas velocidades delimitados por cursores verticales, como se ilustra en la Figura 5.6. El primer grupo parece estar dividido a en dos conjuntos de señales, sin embargo, esa división aparente es resultado del filtro FIR. Éste primer grupo muestra mayor amplitud que el segundo y tiene un retardo en relación con la señal generada en el módulo transmisor de  $296.518 \mu\text{s}$ . El segundo grupo muestra una menor amplitud además de una mayor dispersión y presenta un retardo de  $680.686 \mu\text{s}$  con relación a la señal transmitida. Considerando la longitud del canal de transmisión de  $1 \text{ m}$  y los retardos obtenidos, el cálculo de la velocidad grupal para ambos grupos de señales es de  $3.37248 \text{ m/ms}$  para el primer grupo de señales, y  $1.46911 \text{ m/ms}$  para el segundo grupo.

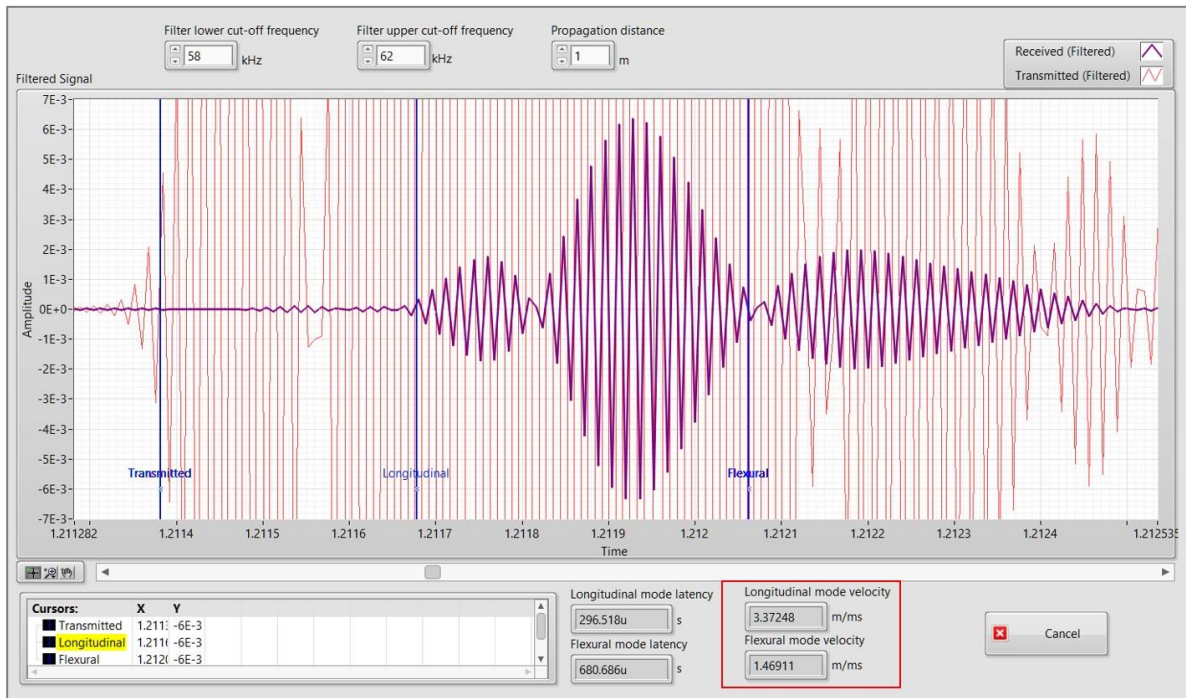


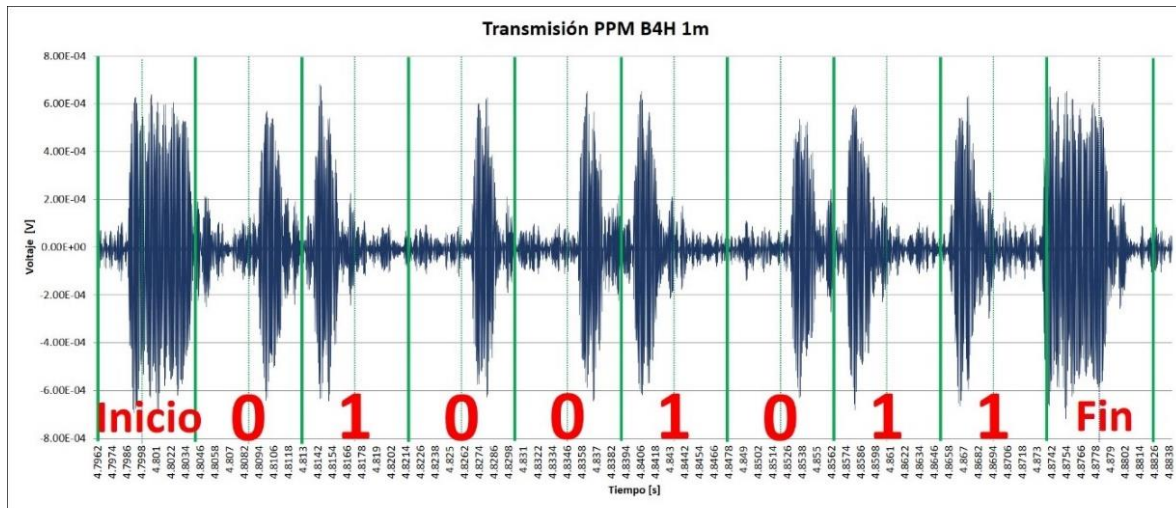
Figura 5.6. Identificación de modos de propagación de ondas guiadas de 20 pulsos cuadrados transmitidos a través de 1 m de cable AWG12. Ambas señales, transmitida (curva roja) y recibida (curva púrpura), son filtradas con un filtro FIR.

De acuerdo con la gráfica de las curvas de dispersión en la Figura 5.2 (b), a  $60 \text{ kHz}$  los modos de propagación longitudinal L(0,1) y flexural F(1,1) presentan una velocidad grupal

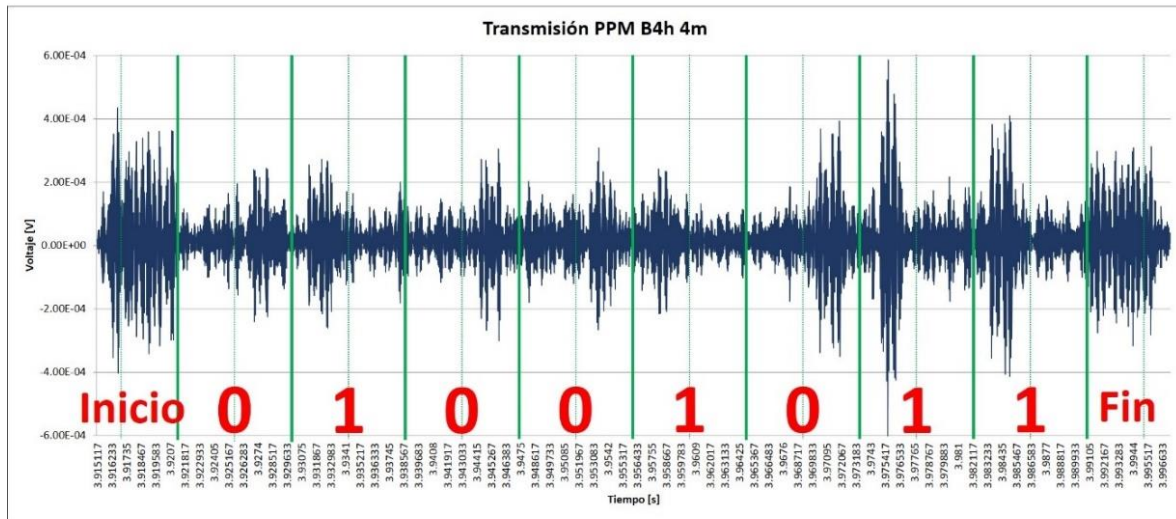
de  $3.3718\text{ m/ms}$  y de  $1.4706\text{ m/ms}$ , respectivamente, las cuales corresponden a las velocidades grupales obtenidas en el experimento, identificándose los modos de propagación.

### 5.2.3. Identificación de un símbolo PPM

Usando la misma configuración del experimento del apartado anterior, se realizó la identificación de un símbolo de 8 bits de información, transmitido desde el módulo transmisor de ondas guiadas. En este experimento se realizaron transmisiones continuas de un símbolo codificado, el cual está formado por un byte de información con el valor hexadecimal 4BH ( $0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ B$ ).



(a)



(b)

Figura 5.7. Identificación de un símbolo PPM de información B4H. (a) Transmisión a través de 1m de cable multi-conductor AWG12. (b) Transmisión a través de 4m de cable multi-conductor AWG12.

El módulo transmisor fue configurado para generar continuamente, cada  $20\text{ ms}$ , el símbolo 4BH, y codificarlo en PPM, como está descrito en el Capítulo 4. sección 4.3.4. El experimento se condujo usando cables AWG12 de  $1\text{ m}$  y  $4\text{ m}$  de longitud como canales de transmisión de ondas guiadas.

La Figura 5.7 muestra las señales adquiridas con la tarjeta de adquisición de datos NI DAQ USB-6221 a una frecuencia de muestreo de  $250\text{ kS/s}$ . La Figura 5.7 (a) corresponde a una transmisión a  $1\text{ m}$  de distancia y la Figura 5.7 (b) a  $4\text{ m}$  de distancia. Ambas señales fueron adquiridas y filtradas con un filtro FIR pasa-bandas sintonizado a la banda de los  $58\text{ kHz}$  a los  $62\text{ kHz}$  fuera de línea utilizando NI LabVIEW®. Las gráficas (a) y (b) de la Figura 5.7 muestran los pulsos recibidos conforme son transmitidos a través del canal de transmisión. Después del bit de inicio, se encuentran los 8 pulsos acústicos que representan los bits de información codificados en PPM. Cada bit es representado por la posición temporal de un pulso acústico con relación a la ventana del anterior pulso recibido.

Considerando el primer pulso recibido como el pulso de inicio, el tamaño de la ventana de tiempo definido para la modulación PPM se limita al tamaño del primer pulso. En la Figura 5.7 el tamaño de ventana de tiempo PPM para cada gráfica se limita mediante marcadores verticales (color verde). Posterior al pulso de inicio, cada siguiente pulso que se encuentre en la primera mitad de la ventana de tiempo corresponde a un 0 (cero) lógico, mientras que cada pulso que se encuentre en la segunda mitad de la ventana de tiempo corresponde a un 1 (uno) lógico. Finalmente, después de la recepción de 8 bits de información codificados se espera un bit de fin de símbolo del mismo tamaño y características que el bit de inicio.

En la Figura 5.7 (a) se pueden apreciar los pulsos de inicio, bits de datos y fin de símbolo definidos. Aun cuando el procesamiento aplicado a la señal es simple y solo incluye un filtro FIR sintonizado a un ancho de banda de  $\pm 2\text{ kHz}$  alrededor de la frecuencia de transmisión de  $60\text{ kHz}$ , la señal presenta suficiente relación señal-ruido (SNR por sus siglas en inglés) de  $8.521\text{ dB}$  para identificar visualmente los pulsos acústicos y su valor lógico con respecto a la modulación PPM aplicada en el transmisor a un metro de distancia. En la gráfica (b) de la Figura 5.7, los pulsos se presentan con una mayor atenuación que en la gráfica (a). Los pulsos correspondientes a los bits 4, 5, 6, 7 y 8 apenas sobresalen del ruido de la señal filtrada. Los pulsos de inicio y fin también se pueden apreciar claramente, sin embargo, la relación a señal-ruido de  $4.72\text{ dB}$  presente en la gráfica (b) es mucho menor que en la gráfica (a).

#### **5.2.4. Procesamiento de señales fuera de línea**

Los bytes de información 4BH adquiridos por la tarjeta de adquisición de datos NI USB-6221, en la presente configuración de experimento, fueron almacenados en memoria y utilizados para ejecutar fuera de línea las operaciones de procesamiento digital de señales descritas en el Capítulo 4. sección 4.4.3 usando NI LabVIEW®. La Figura 5.8 ilustra los resultados obtenidos en la ejecución de dicho procesamiento en sus diferentes etapas. La

Figura 5.8 (a) corresponde a la señal transmitida a través de 1 m de cable AWG12 y la Figura 5.8 (b) corresponde a una transmisión en 4 m de cable.

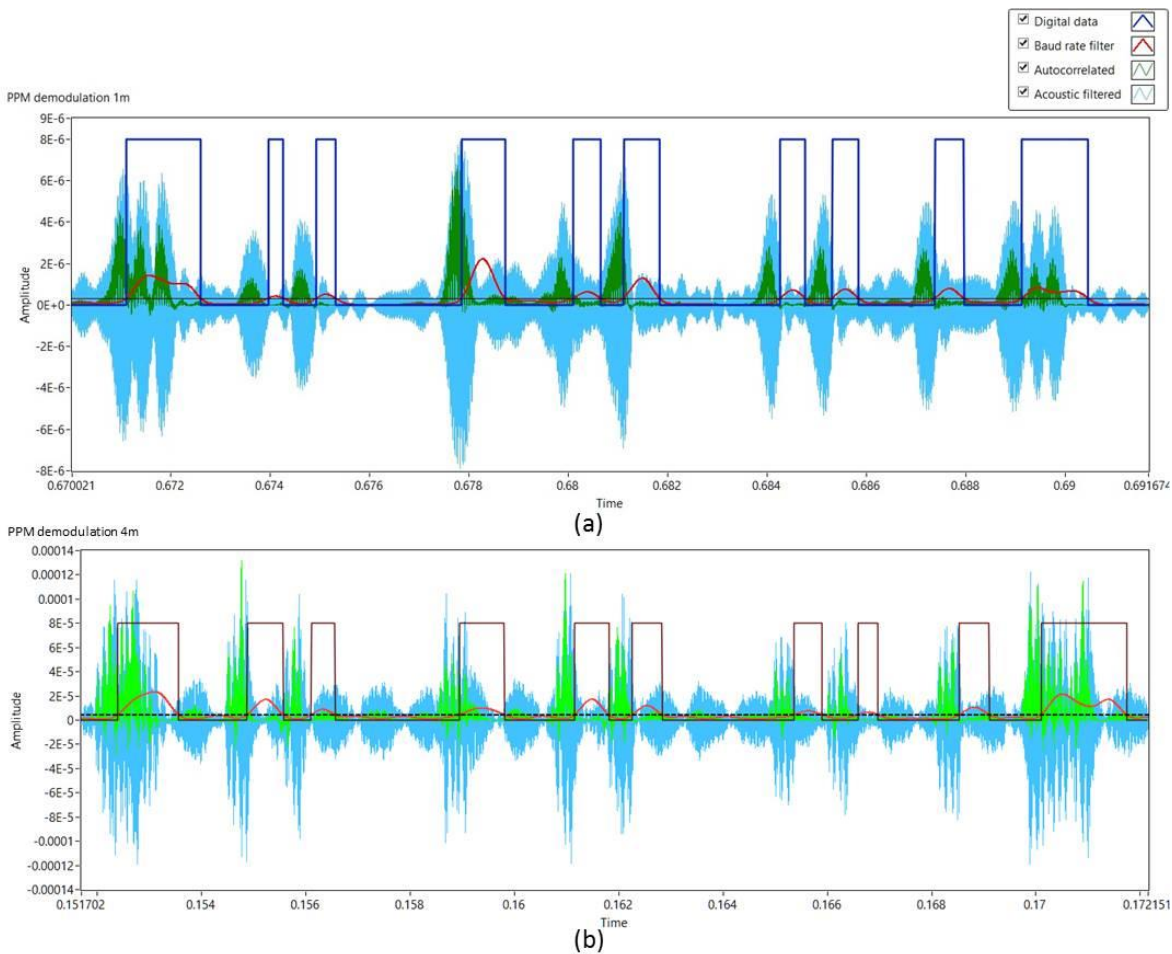


Figura 5.8. Procesamiento Digital de Señales fuera de línea para la identificación de un símbolo PPM transmitido a través de un cable AWG12 de 1 m (a), y 4 m (b) de longitud.

En ambas gráficas de la Figura 5.8 se utilizaron los mismos colores para representar las señales procesadas. Una vez adquirida la señal, se ejecutó como primera etapa de procesamiento un filtro pasa-bandas tipo FIR con frecuencias de corte de 58 kHz a 62 kHz. La curva en color cian es la señal resultante del filtro FIR, la cual aún presenta un alto nivel de ruido en la banda de interés. En la Figura 5.8 (a) y (b) se muestra que algunos pulsos acústicos escasamente sobresalen del nivel de ruido presente en la señal, particularmente el segundo y tercero pulso de izquierda a derecha. También se observó que algunos de los pulsos acústicos comienzan o terminan en una sección donde el ruido es de mayor amplitud; en estos casos, el pulso acústico se encuentra inmerso en el ruido, y pone en riesgo la identificación del ancho del pulso acústico, y por ende su decodificación.

La curva color verde es el resultado de la segunda etapa del procesamiento de señales y comprende la operación de autocorrelación. Esta operación fue usada para amplificar los

pulsos acústicos e incrementar la relación señal a ruido. La operación de autocorrelación consiste en la correlación de la señal filtrada (curva cian) consigo misma, pero con un retraso en tiempo definido. El valor del retraso usado para la autocorrelación fue ajustado manualmente para obtener los resultados deseados, con un valor óptimo de  $104 \mu s$  equivalente a 26 muestras. El resultado de la autocorrelación es una señal en la que los valores positivos de la señal procesada se amplifican, los valores negativos se vuelven positivos y se amplifican, y finalmente, los pulsos acústicos adquieren una mayor amplitud, facilitando la diferenciación entre el ruido y el comienzo y término del pulso acústico. Los efectos secundarios de la operación de autocorrelación son: ligera disminución del grosor del pulso acústico debido a la correlación del pulso con un grupo de valores de ruido, en el espacio del retraso temporal, al comienzo y término de cada pulso; y de algunos valores negativos en la señal autocorrelacionada, resultado de la correlación de valores con diferente signo cercanos al origen.

La tercera etapa del procesamiento digital de señales es un filtro pasa-bajas sintonizado a la tasa de transferencia de datos del sistema de comunicaciones, con una frecuencia de corte de  $55 \text{ Hz}$ . Este filtro es usado para identificar y unificar grupos de señales acústicas que representan los pulsos cuadrados digitales modulados en PPM. Las curvas rojas en la Figura 5.8 representa el resultado de esta etapa. Cada pico de la curva roja corresponde a un grupo de señales o pulsos acústicos modulado en PPM. Esta operación convierte los picos del pulso acústico en un único pico suavizado y filtra el ruido acústico considerando la baja frecuencia del filtro.

La duración del pulso digital, representado por un grupo de señales acústicas, o pulso acústico, es definida en la cuarta etapa del procesamiento digital de señales. Esta etapa del procesamiento consiste en el cálculo del valor RMS de la señal resultante del filtro pasa bajas (curva roja). Este valor RMS, esquematizado como una línea negra punteada en la Figura 5.8, es usado como umbral para identificar los pulsos digitales correspondientes a los pulsos acústicos. Cada vez que la curva roja cruza el umbral con pendiente positiva se identifica un flanco positivo del pulso digital, así mismo, cada vez que cruza el umbral con pendiente negativa, se identifica un flanco negativo del pulso definiendo su grosor y, por ende, su posición temporal en el símbolo de acuerdo con la modulación PPM. Las curvas azules en la Figura 5.8 representan los pulsos digitales obtenidos.

La señal acústica de la Figura 5.8 (b), que corresponde a la transmisión del símbolo PPM a través de  $4 \text{ m}$  de cable AWG12, presenta una Relación Señal-Ruido (SNR) menor que en la transmisión a  $1 \text{ m}$  de distancia en la Figura 5.8 (a), debido a que la distancia de propagación genera mayor atenuación en la señal acústica complicando su identificación con el ruido natural del sistema de comunicaciones. Sin embargo, el procesamiento de señales presentado demuestra satisfactoriamente la reconstrucción de la señal digital modulada en PPM para ambas distancias de transmisión.



### 5.3. Cable 4H18RPP

Los primeros experimentos con cables multi-conductores usados en el sector petrolero se condujeron con el cable 4H18RPP resistente a temperaturas de hasta  $149^{\circ}\text{C}$ . Este cable tiene una estructura compleja que comprende 4 conductores internos de cobre, o almas, aislados entre sí, una capa de material aislante que recubre los conductores internos y una armadura de alambres de acero. La construcción del cable 4H18RPP se ilustra en la Figura 5.9.

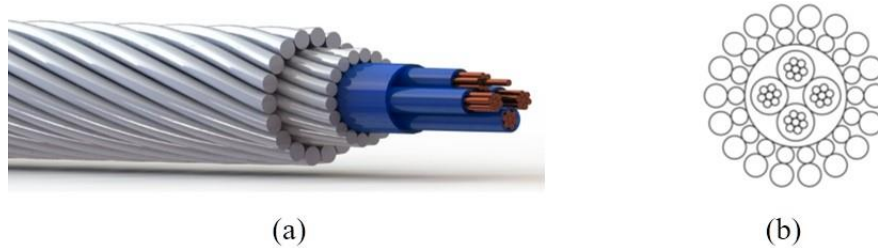


Figura 5.9. Construcción del cable 4H18RPP. (a) Modelo tridimensional. (b) Corte transversal.

Los 4 conductores internos tipo AWG23 tienen 7 alambres de cobre de  $0.216\text{ mm}$  de diámetro recubiertos por un material aislante de polipropileno de  $0.191\text{ mm}$  de grosor. La armadura del cable está compuesta por una armadura interna de 18 alambres de  $0.47\text{ mm}$  de diámetro y una armadura externa de 18 alambres de  $0.63\text{ mm}$  de diámetro, ambas de acero galvanizado extra mejorado (GEISP por sus siglas en inglés) y cubiertas con un compuesto anticorrosivo [89].

#### 5.3.1. Curvas de dispersión del 4H18RPP

Al igual que con el cable AWG12, se realizó un modelo concéntrico del cable 4H18RPP para el cálculo de las curvas de dispersión, con la finalidad de identificar los modos de propagación a la frecuencia de operación de  $60\text{ kHz}$  del prototipo del sistema de comunicaciones. Se modeló como una barra cilíndrica isotrópica conductora con una capa de material aislante y una armadura de acero reforzado. Como se puede observar en la Figura 5.10 (a) la construcción del cable 4H18RPP es compleja. La sección conductora está formada por cuatro cables multi conductores independientes aislados entre sí por un material de polipropileno.

El modelo se diseñó con una barra central de cobre de  $1.512\text{ mm}$  de diámetro, distancia que corresponde a 7 alambres de cobre juntos uniendo las 4 estructuras de cobre al centro del cable multi-conductor. Posteriormente se definió una capa de material aislante de  $0.544\text{ mm}$  de grosor emulando las estructuras aislantes de los 4 conductores internos y el aislante que los mantiene unidos y en su posición dentro de la armadura. Finalmente, la armadura se definió de  $1.1\text{ mm}$  de grosor considerando la suma del diámetro de un alambre de la armadura interna y un alambre de la armadura externa. La Figura 5.10 (a) muestra el modelo usado en Disperse<sup>®</sup> para el cálculo de las curvas de dispersión del cable 4H18RPP.

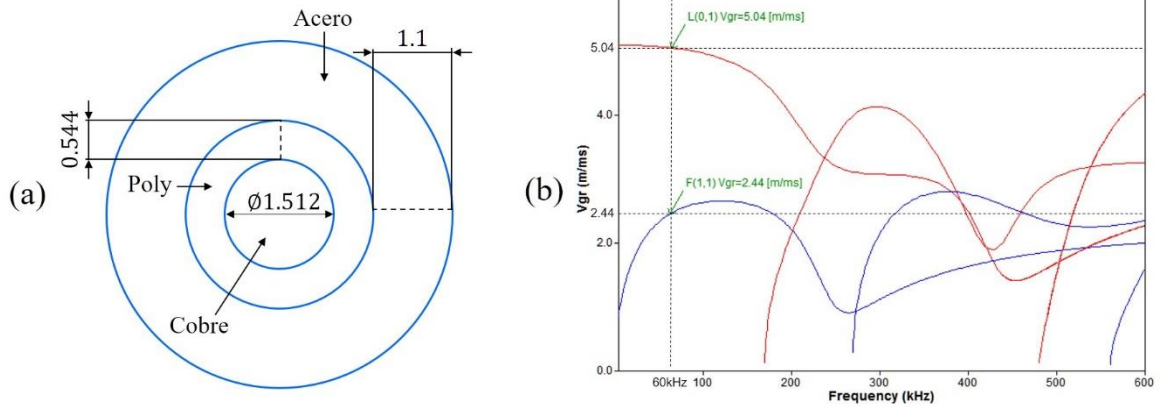


Figura 5.10. (a) Modelo del cable 4H18RPP para el cálculo de curvas de dispersión.  
 (b) Curvas de dispersión del cable 4H18RPP.

La Figura 5.10 (b) muestra las curvas de dispersión obtenidas del modelo del cable 4H18RPP. Dos modos de propagación son asociados a una frecuencia de excitación de  $60 \text{ kHz}$ : el modo longitudinal L(1,0) (curva roja) y el flexural F(1,1) (curva azul). El modo longitudinal L(1,0) muestra una velocidad de  $5.04 \text{ m/ms}$ , mientras que el modo flexural se propaga a una velocidad de  $2.44 \text{ m/ms}$ . Es importante denotar que las curvas de dispersión de la Figura 5.10 (b) son calculadas sobre un modelo simplificado del cable 4H18RPP con estructura compleja. Las interacciones entre las distintas capas de material aislante y entre los cables conductores dentro de la armadura del 4H18RPP no pueden ser modeladas en Disperse<sup>®</sup>.

### 5.3.2. Identificación de modos de propagación

El experimento de identificación de modos de propagación se realizó con la misma configuración usada para la identificación de modos de propagación del cable AWG12 ilustrada en la Figura 5.5.

El experimento consistió en excitar el cristal piezoeléctrico del módulo transmisor con un tono compuesto de 20 pulsos cuadrados de  $10 \text{ V}_{p-p}$  a la frecuencia de operación del prototipo de  $60 \text{ kHz}$  con una separación entre tonos de  $100 \text{ ms}$ . Un cable 4H18RPP de  $1 \text{ m}$  de longitud fue usado como canal de transmisión para este experimento. El receptor adquiere simultáneamente tanto la señal del cristal piezoeléctrico del receptor de ondas guiadas con una tasa de muestreo de  $250 \text{ kS/s}$ , como la señal transmitida. Ambas señales son filtradas para compensar latencias de filtrado y medir el retraso de una señal con respecto a la otra para identificar los modos de propagación en función de la velocidad grupal de cada modo.

Se obtuvieron varios resultados de este experimento, sin embargo, ninguno presenta resultados concluyentes en los que se puedan identificar claramente los modos de propagación excitados. La Figura 5.11 muestra una de las gráficas de resultados obtenidos del experimento de identificación de modos de propagación en el cable 4H18RPP. La señal roja corresponde

a la señal transmitida y la señal púrpura corresponde a la señal recibida, ambas filtradas con el filtro FIR pasa bandas. Se usaron tres cursores verticales (color azul) para identificar y medir el tiempo de retardo de las señales recibidas con respecto a la señal transmitida. Los cursores fueron posicionados a la distancia correspondiente a las velocidades grupales de los modos de propagación  $L(1,0)$  y  $F(1,1)$  de las curvas de dispersión (Figura 5.10).

En la Figura 5.11 se puede observar que la señal recibida parece contener 4 grupos de señales acústicas de distintas velocidades de propagación. El primer grupo se encuentra ligeramente a la derecha del cursor representando la velocidad de propagación del modo de propagación longitudinal. El segundo grupo de menor amplitud que el primero se observa justo delante del cursor del representando la velocidad de propagación flexural. Este segundo grupo aparenta tener mayor dispersión, pero se difumina con un tercer grupo de mayor amplitud que los grupos anteriores. Finalmente se observa un cuarto grupo de señales aislado del resto al final de la señal recibida.

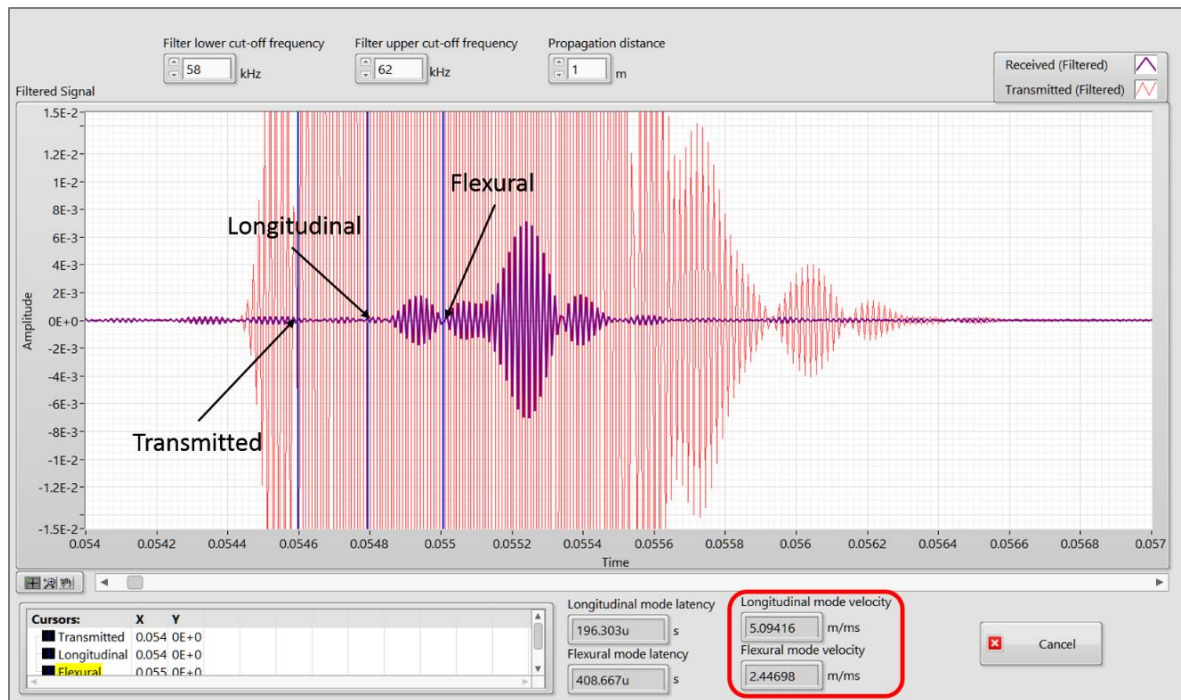


Figura 5.11. Identificación de modos de propagación de 20 pulsos cuadrados a través de 1 m de cable 4H18RPP. Ambas señales, transmitida (curva roja) y recibida (curva púrpura), filtradas con un filtro FIR.

En conclusión, el experimento de modos de propagación con el cable 4H18RPP no entrega resultados suficientes para la identificación de los modos de propagación.

Se debe considerar también que el modelo de Disperse® puede no representar fielmente el cable 4H18RPP puesto que no considera las interacciones entre los cuatro conductores internos independientes. Finalmente, otra posible causa de los múltiples grupos de señales que se observan en la señal recibida es la unión no homogénea entre los conductores individuales del cable 4H18RPP con el disco de acoplamiento en ambos extremos del canal

de transmisión, i.e., aunque el cable fue soldado a cada disco de acoplamiento, no se puede asegurar que los cuatro conductores internos están acoplados de la misma manera lo cual puede producir que las señales propagadas en cada conductor interno tengan características distintas.

### 5.3.3. Transmisión de un byte de información

Aun cuando el experimento de identificación de modos de propagación no entregó resultados concluyentes, se realizó una prueba de transmisión de un símbolo codificado PPM a través de 1 m de cable 4H18RPP usando la configuración de este experimento de la Figura 5.12.

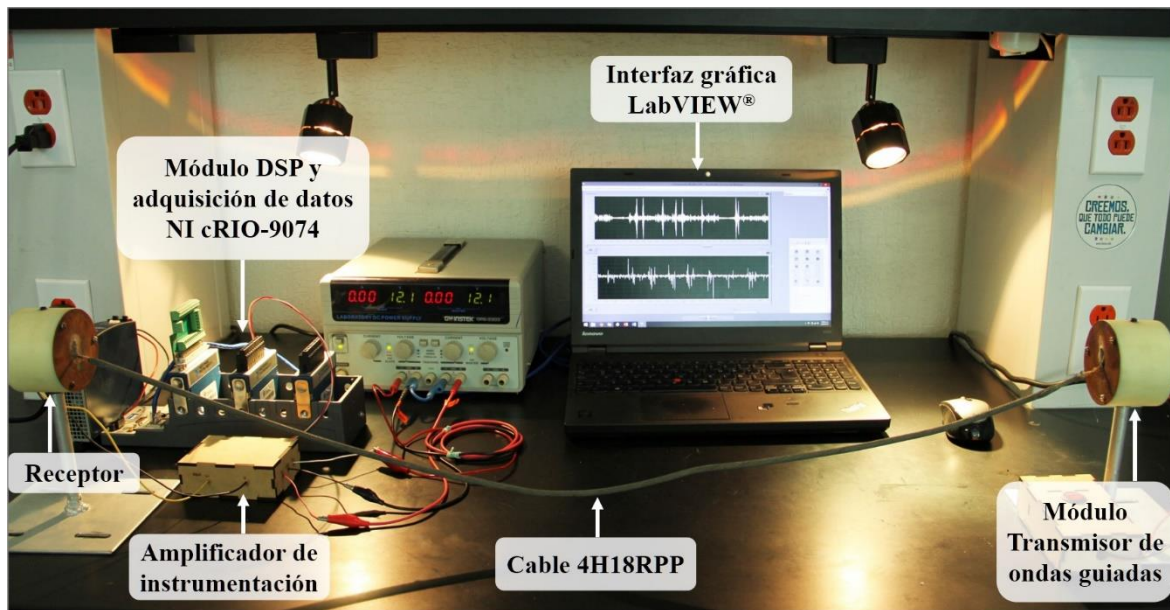


Figura 5.12. Configuración del experimento para la identificación y procesamiento en tiempo real de símbolos codificados en PPM usando un cable 4H18RPP de 1 m de longitud.

El módulo transmisor de ondas guiadas descrito en el Capítulo 4. sección 4.3.3 fue usado en este experimento para la generación, codificación y transmisión de símbolos PPM. A diferencia de los experimentos con el cable AWG12, en este experimento se usó el módulo receptor de ondas guiadas descrito en el Capítulo 4. sección 4.4. El receptor de ondas guiadas consta de un cristal piezoeléctrico tipo PZT-5H y una etapa de pre-amplificación mediante el amplificador de instrumentaciones INA118. La adquisición de datos y el procesamiento de la señal recibida se realizó con el módulo de procesamiento en tiempo real NI cRIO-9074. Finalmente, se ejecutó una aplicación de LabVIEW® en una computadora personal, la cual se utilizó como interfaz gráfica para visualizar los resultados y realizar la decodificación de los símbolos PPM en bytes de información.

El experimento de transmisión de datos es similar al experimento descrito en la sección 5.2.3. Se transmitieron de manera continua símbolos PPM conteniendo el mismo byte de



información 4AH (0 1 0 0 1 0 1 0 B). Sin embargo, la señal es adquirida por el módulo de adquisición de datos y procesada en tiempo real en el módulo cRIO-9074. El procesamiento digital de señales se realiza en tiempo real en la FPGA interna del módulo DSP, mientras que la decodificación de la señal se realiza fuera de línea en la computadora personal ejecutando una aplicación independiente de NI LabVIEW®. Previo al procesamiento digital de señales, se realizó un análisis de la señal recibida para llevar a cabo una identificación visual de los bytes de información transmitidos. La Figura 5.13 muestra la identificación de un byte codificado en PPM transmitido a través de 1 m de cable 4H18RPP.

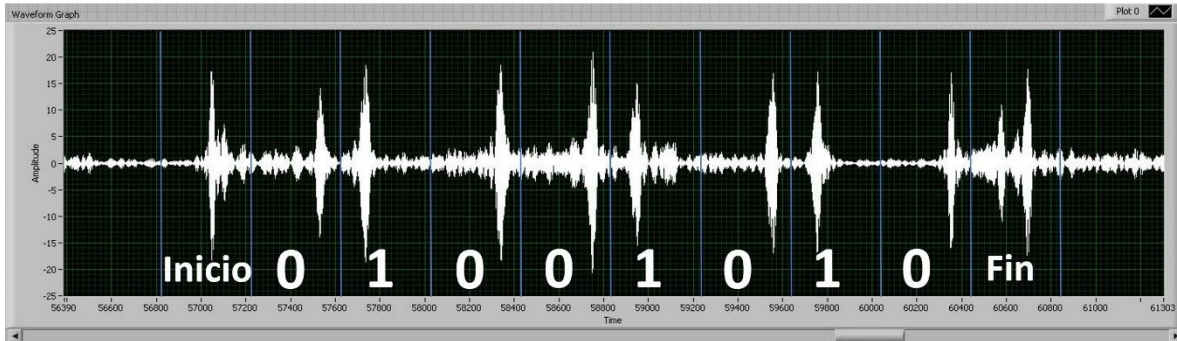


Figura 5.13. Identificación del byte de información codificado en PPM transmitido en 1 m de cable 4H18RPP.

La señal recibida es filtrada con un filtro FIR pasa bandas con frecuencia central de 60 kHz y frecuencias de corte  $\pm 2$  kHz. En la gráfica se pueden identificar los bits de información modulados por posición de pulso, sin embargo, durante la transmisión de información, una gran parte de los bytes transmitidos se vieron comprometidos perdiendo varios bits de información. La Figura 5.14 muestra una secuencia de símbolos PPM recibidos antes del proceso de filtrado.

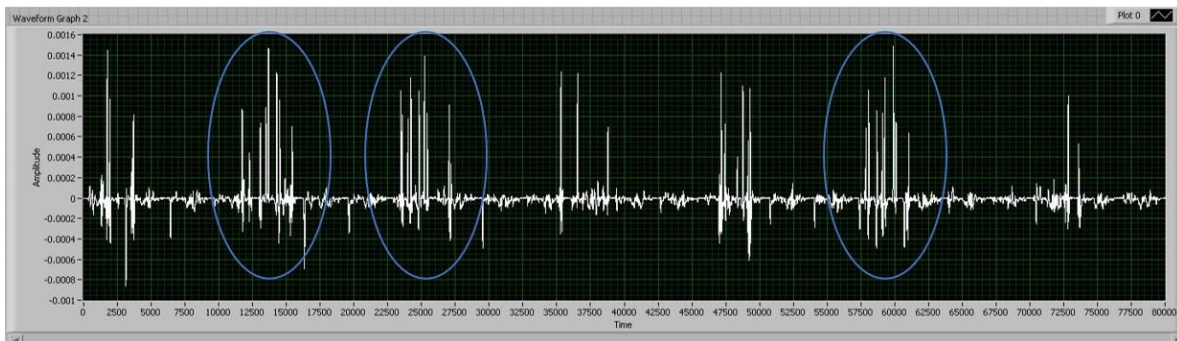


Figura 5.14. Secuencia de símbolos PPM recibidos del experimento de transmisión en 1 m de cable 4H18RPP.

Como se puede observar en la Figura 5.14, en una secuencia capturada de 7 símbolos codificados en PPM, solo 3 de ellos, marcados con un círculo azul, contienen todos los pulsos de energía acústica que representan cada bit de información.

Una vez obtenidos los símbolos de información, se aplicó una primera implementación del procesamiento digital de señales definido en el Capítulo 4. sección 4.4.3. En esta implementación los datos son procesados a nivel FPGA en grupos de muestras, a diferencia

del prototipo final en el que el procesamiento se realiza muestra por muestra. El procesamiento digital de señales demostró que, para símbolos recibidos completos, i.e. sin pérdidas de bits, la señal presenta suficiente SNR para la decodificación PPM de la información transmitida. La Figura 5.15 ilustra la decodificación PPM de un símbolo completo recibido en este experimento.

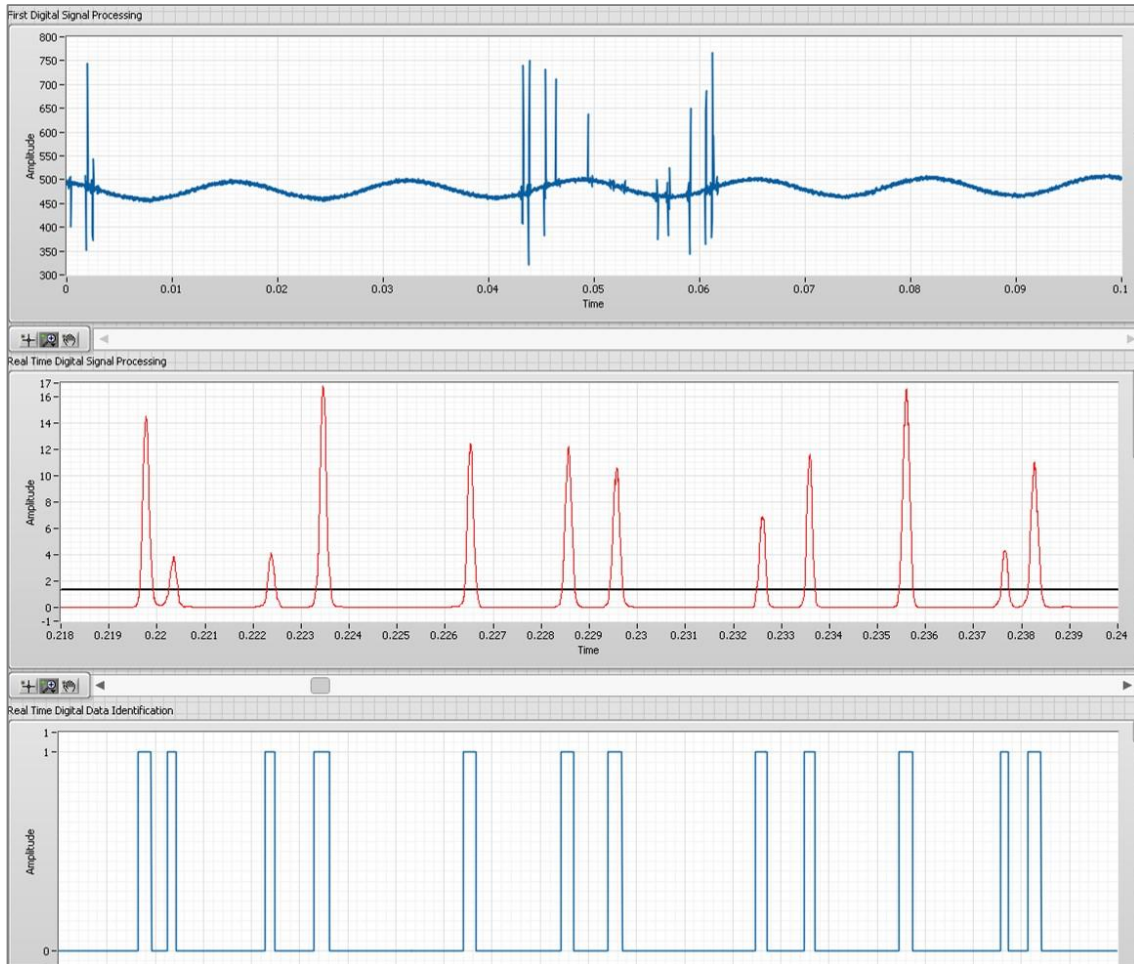


Figura 5.15. Decodificación PPM de un símbolo recibido a través de 1 m de cable 4H18RPP.

La primera señal azul (arriba) es la señal adquirida antes del procesamiento digital de señales, incluso antes de la aplicación del primer filtro pasa bandas. La señal roja (centro) representa la señal después del procesamiento digital de señales, mientras que la línea horizontal negra es el valor RMS de la señal procesada. La señal azul (abajo) es la comparación de la señal roja contra el valor RMS para la decodificación de los pulsos PPM. Como se puede observar, aunque el grosor de la mayoría de los pulsos se presenta reducido, aún es posible la identificación temporal de los bits codificados en PPM. Sin embargo, el procesamiento digital de señales reconoció los pulsos de inicio y fin de símbolo como dos pulsos distintos en vez de uno de mayor duración. Esto puede deberse a la separación de los grupos de señales acústicas al propagarse por distintos hilos conductores de cobre del cable 4H18RPP.

Considerando la complejidad del cable 4H18RPP con cuatro conductores internos y la falta de identificación de los modos de propagación en él, se lograron identificar bytes de codificados en PPM con tasas de pérdida de información mayores al 50%.

## 5.4. Cable 1K22 MP-35N

El cable K22 MP-35N es un cable multi-conductor comúnmente usado en la industria petrolera. Está compuesto por tres secciones o capas: la sección conductora, una capa aislante y una armadura de acero que protege la integridad del cable, el cual puede estar sometido a altas temperatura, altas presiones y ambientes corrosivos. La construcción de este cable se muestra en la Figura 5.16.



Figura 5.16. Construcción del cable multi-conductor 1K22 MP-35N. (a) Segmento de cable. (b) Modelo tridimensional. (c) Corte transversal.

La capa interior del 1K22 MP-35N está compuesta por una construcción de 7 alambres de cobre AWG18 de  $0.404\text{ mm}$  de diámetro con una torsión helicoidal a lo largo de cable. Los alambres de cobre están recubiertos con níquel para incrementar la protección contra corrosión. El conductor de cobre está cubierto por una capa aislante de un plástico tipo Perfluoroalkoxy PFA con  $0.713\text{ mm}$  de grosor. El PFA es un copolímero de tetrafluoroetileno y perfluoroalkyl vinyl ether, que mantiene una gran fuerza mecánica cuando es expuesto a altas temperaturas manteniendo una buena plasticidad en un rango de temperaturas de los  $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$  a los  $260\text{ }^{\circ}\text{C}$  [90]. Finalmente, la armadura externa está compuesta por una capa interna de 15 alambres de  $0.617\text{ mm}$  de diámetro y una capa externa de 15 alambres de  $0.909\text{ mm}$  de diámetro. Los alambres en ambas capas de la armadura externa están hechos de una aleación de acero inoxidable con níquel-cobalto para incrementar su resistencia a la corrosión. Un agente especial de sellado a presión llamado SuperSeal<sup>®</sup> es aplicado entre todas las capas para reducir filtraciones de agua y gas, y asegurar la integridad de la estructura del cable 1K22 MP-35N.

### 5.4.1. Curvas de dispersión

Utilizando el enfoque planteado para el modelado de cables multi-conductores, el cable 1K22 MP-35N se modeló como una barra cilíndrica isotrópica homogénea con las dimensiones del conductor de cobre, recubierto por el material aislante y las dos capas de armadura de acero reforzado.

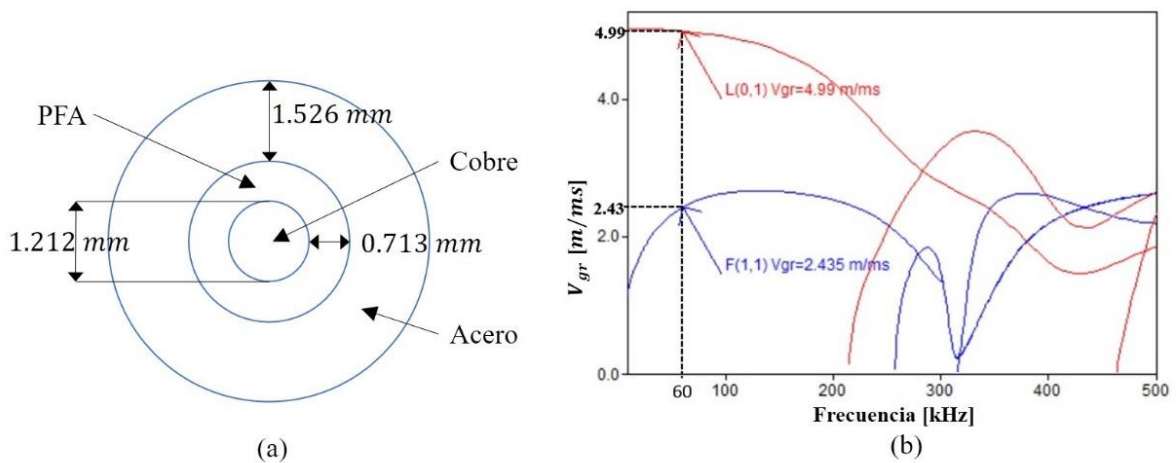


Figura 5.17. (a) Modelo del cable 1K22 MP-35N para el cálculo de curvas de dispersión.  
 (b) Curvas de dispersión del cable 1K22 MP-35N.

La Figura 5.17 (a) muestra el modelo del cable 1K22 MP-35N usado en Disperse<sup>®</sup> para el cálculo de las curvas de dispersión mostradas en la Figura 5.17 (b). Al igual que en los modelos de cables anteriores, dos modos de propagación pueden ser excitados a la frecuencia de transmisión de 60 kHz, el modo longitudinal L(1,0) y el modo flexural F(1,1). La velocidad grupal del modo L(1,0) a la frecuencia de transmisión es de 4.99 m/ms, mientras que la velocidad grupal del modo F(1,1) es de 2.435 m/ms.

### 5.4.2. Configuración del prototipo

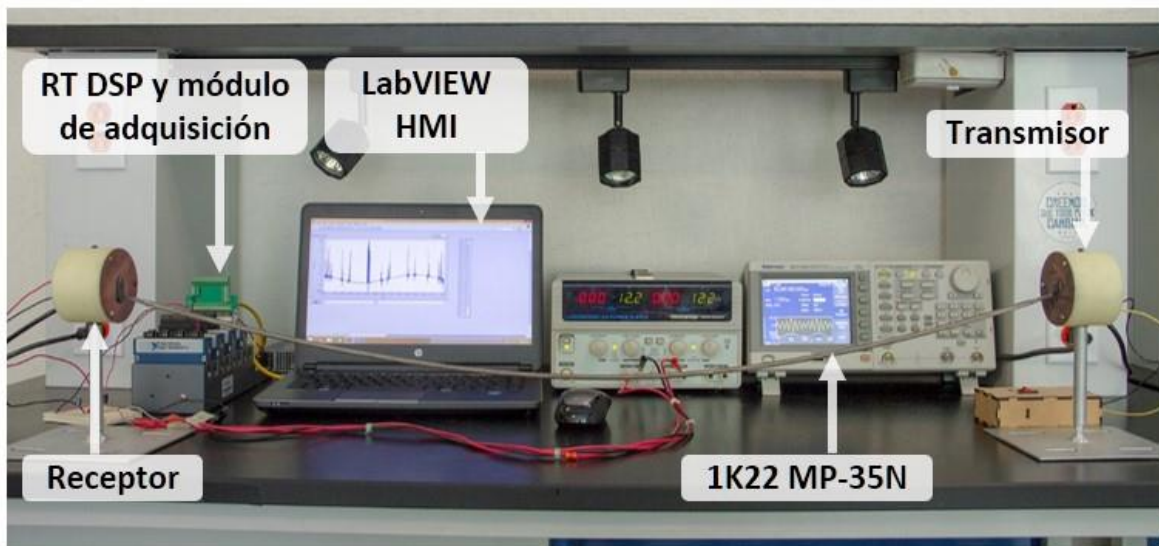


Figura 5.18. Configuración de los experimentos conducidos con el cable 1K22 MP-35N.

La configuración de los experimentos conducidos con el cable 1K22 MP-35N es similar a la configuración del experimento de transmisión de un byte de información con el cable 4H18RPP descrito en la sección 5.3.3; sin embargo, se usó el módulo cRIO 9074 para la



adquisición de señales en el módulo receptor de ondas guiadas. La Figura 5.18 muestra la configuración usada para los experimentos conducidos con el cable 1K22 MP-35N. Una aplicación de NI LabVIEW™ ejecutándose fuera de línea en una computadora personal fue usada como interfaz humano-máquina (HMI por sus siglas en inglés) para desplegar los resultados de los experimentos.

Al igual que con el cable 4H18RPP, se condujeron dos experimentos: identificación de los modos de propagación, y transmisión de una serie de bytes de información incluyendo un byte de integridad. El experimento de la identificación de modos de propagación se realizó con un cable 1K22 MP-35N de 1 m de longitud, mientras que la transmisión de información digital se evaluó a distancias de 1 m y 10 m. Esta configuración de experimento constituye el prototipo final de sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas en cables multi-conductores, y fue utilizado en todos los experimentos conducidos con el cable 1K22 MP-35N.

### 5.4.3. Identificación de modos de propagación

En el experimento para la identificación de modos de propagación en el cable 1K22 MP-35N no fue necesario realizar la identificación de modos de propagación en tiempo real, el filtro aplicado a ambas señales transmitida y recibida se realizó en la aplicación de LabVIEW® y se ejecutó en una computadora personal. Los resultados del experimento se muestran en la Figura 5.19. De acuerdo con las curvas de dispersión obtenidas del modelo del cable 1K22 MP-35N en la Figura 5.17 (b), a una frecuencia de 60 kHz se excita el modo longitudinal L(0,1) con una velocidad grupal de 4.99 m/ms, y el modo flexural F(1,1) con una velocidad grupal de 2.435 m/ms.

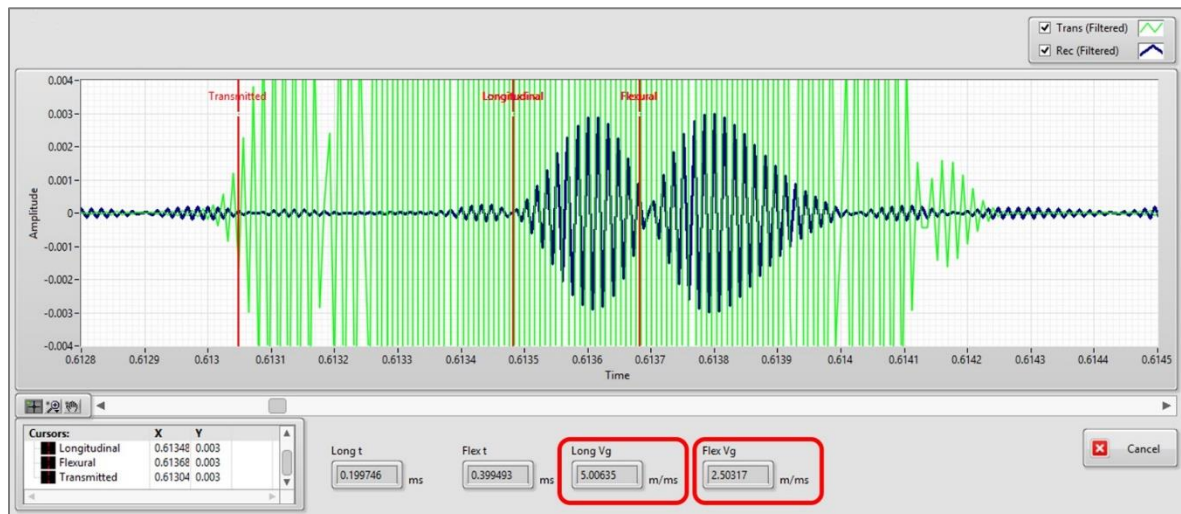


Figura 5.19. Identificación de modos de propagación de 20 pulsos cuadrados a través de 1 m de cable 1K22 MP-35N. Ambas señales, transmitida (curva verde) y recibida (curva azul), filtradas con un filtro FIR.

Al igual que en el experimento con el cable 4H18RPP, la señal recibida es filtrada con un filtro FIR pasa bandas sintonizado a  $\pm 2$  kHz de la frecuencia de operación de 60 kHz. La

señal transmitida se sometió al mismo filtro para compensar el desfase producido por el filtro FIR para el cálculo de la velocidad grupal de los modos de propagación excitados.

La curva verde en la Figura 5.19 representa la señal transmitida filtrada mientras que la curva azul representa la señal recibida filtrada. En la señal recibida se pueden apreciar dos grupos de señales correspondientes a los modos de propagación excitados a través del cable 1K22 MP-35N. El primer grupo presenta un retraso de  $0.19974 \text{ ms}$  con respecto a la señal transmitida, mientras que el segundo grupo presenta un retraso de  $0.39994 \text{ ms}$ . El cálculo de la velocidad grupal para el primer grupo de señales a través de  $1 \text{ m}$  de cable de  $5.000635 \text{ m/ms}$  corresponde a la velocidad grupal del primer modo de propagación longitudinal L(0,1) con una velocidad grupal de  $4.99 \text{ m/ms}$ . La velocidad grupal experimental del segundo grupo de ondas de  $2.50317 \text{ m/ms}$  corresponde a la velocidad grupal del primer modo flexural F(1,1) con una velocidad grupal de  $2.435 \text{ m/ms}$ . De esta forma se realizó la identificación los modos de propagación excitados por el transmisor de ondas guiadas a través de  $1 \text{ m}$  de cable 1K22 MP-35N.

#### 5.4.4. Procesamiento en tiempo real

El procesamiento digital de señales aplicado en el demodulador fue diseñado para ejecutar la adquisición de datos, el filtro supresor de ruido de banda corta y la operación de autocorrelación; todas estas etapas fueron ejecutadas muestra por muestra a nivel FPGA dentro del módulo NI cRIO-9074. Posteriormente, el filtro sintonizado a la tasa de transferencia y el cálculo del umbral digital RMS es ejecutado en tiempo real (RT) en LabVIEW®. Finalmente, la identificación de los bits digitales de información y la verificación de integridad se procesan en línea. Cada una de las etapas del procesamiento digital de señales es descrita con una figura que ilustra el resultado del procesamiento para un símbolo con una estructura constituida por un bit de inicio, 8 bits de datos y un bit de fin. La Figura 5.20 presenta el resultado de la adquisición de la señal pre-amplificada con el módulo de adquisición de datos cRIO NI 9223.

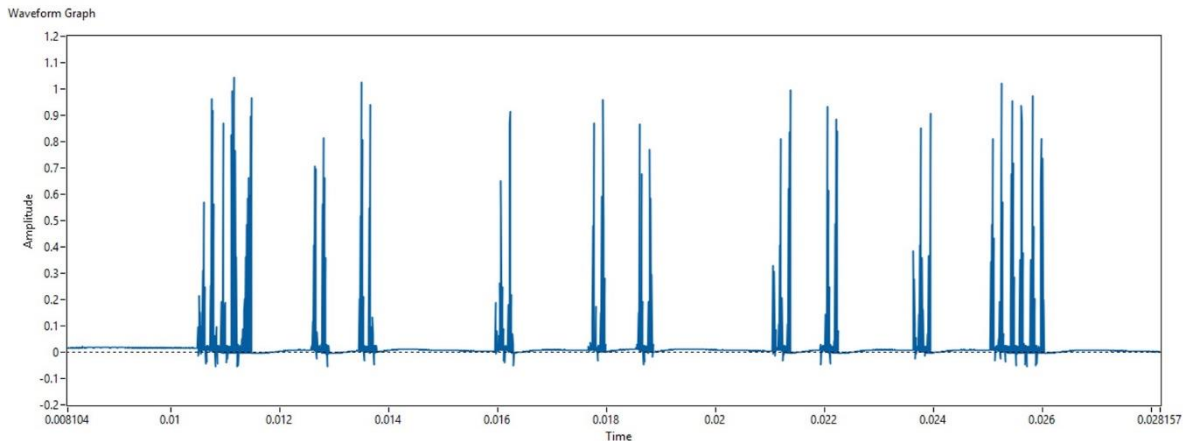


Figura 5.20. Señal adquirida y digitalizada con el módulo de adquisición de datos cRIO NI 9223C a  $1 \text{ MS/s}$ . Ésta es la señal del receptor de ondas guiadas y el amplificador de instrumentación INA118.

La frecuencia de muestreo seleccionada para el módulo de adquisición de datos es de  $1\text{ MS/s}$ . La curva azul en la Figura 5.20 ilustra la digitalización de la señal recibida pre-amplificada. Se pueden identificar 10 grupos de señales. El primero de izquierda a derecha representa el bit de inicio con el doble de duración que los consecuentes 8 grupos de señales que representan el byte transmitido. Finalmente, el último grupo de señales, también del doble de duración que los grupos de señales que representan los bits de datos, representa el bit de fin de símbolo. La distancia temporal entre los grupos de señales representa la modulación PPM que define el valor lógico de cada bit.

La siguiente etapa es el filtro supresor de ruido de banda angosta. El filtro supresor de ruido es un filtro pasa-banda recursivo IIR tipo Butterworth con frecuencias de corte de  $48\text{ kHz}$  y  $62\text{ kHz}$ . La Figura 5.21 presenta las señales resultantes del filtro IIR.

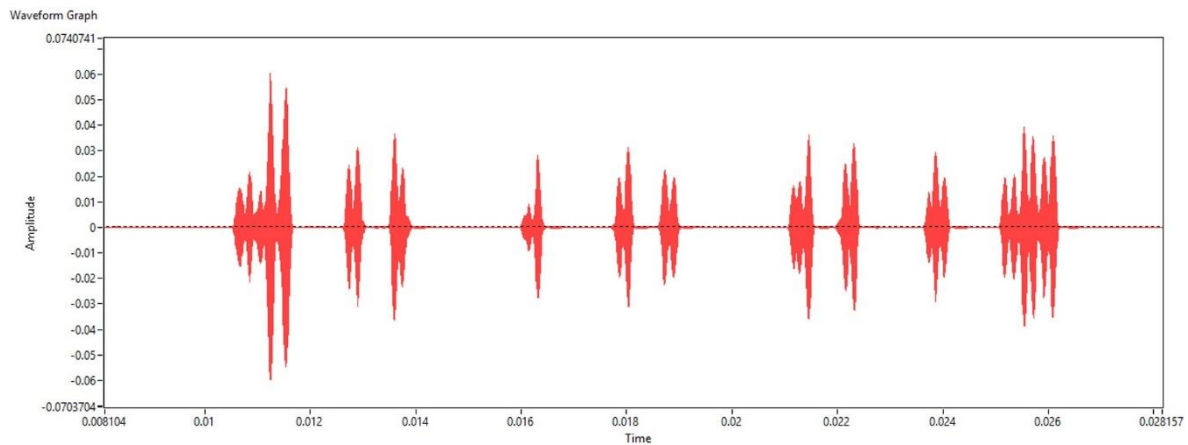


Figura 5.21. Resultado del procesamiento del filtro IIR Butterworth supresor de ruido de banda angosta sintonizado a la banda de los  $48\text{ kHz}$  a los  $62\text{ kHz}$ .

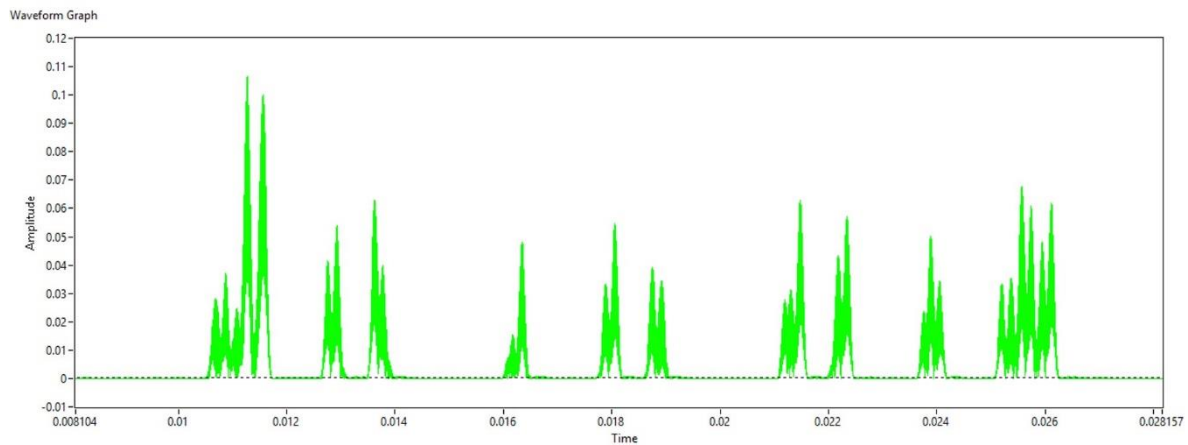


Figura 5.22. Resultado del proceso de autocorrelación con desplazamiento temporal de 24 muestras aplicado a la señal filtrada con el filtro supresor de ruido de banda angosta.

Al resultado del filtro IIR, se le aplica la operación de autocorrelación desfasada en tiempo para incrementar la relación señal a ruido. En la Figura 5.22 se observa el resultado de la operación de autocorrelación de la señal filtrada. El resultado de este procesamiento

digital hace que los picos de mayor amplitud sean amplificadas, pero también hace que los valores de menor amplitud no se incrementen, y se defina de mejor manera el espacio entre pulsos.

Posterior a la autocorrelación, un filtro pasa bajas con una frecuencia de corte de  $55\text{ Hz}$  es aplicado a la señal autocorrelacionada, la Figura 5.23 ilustra su resultado. Este filtro elimina los valles entre las crestas que componen las señales autocorrelacionadas, dejando únicamente el contorno de la señal, y conjunta los distintos picos que componen cada pulso acústico en una señal con mínimas variaciones. El ancho de cada pulso después de este filtro representa el ancho de los pulsos acústicos transmitidos.

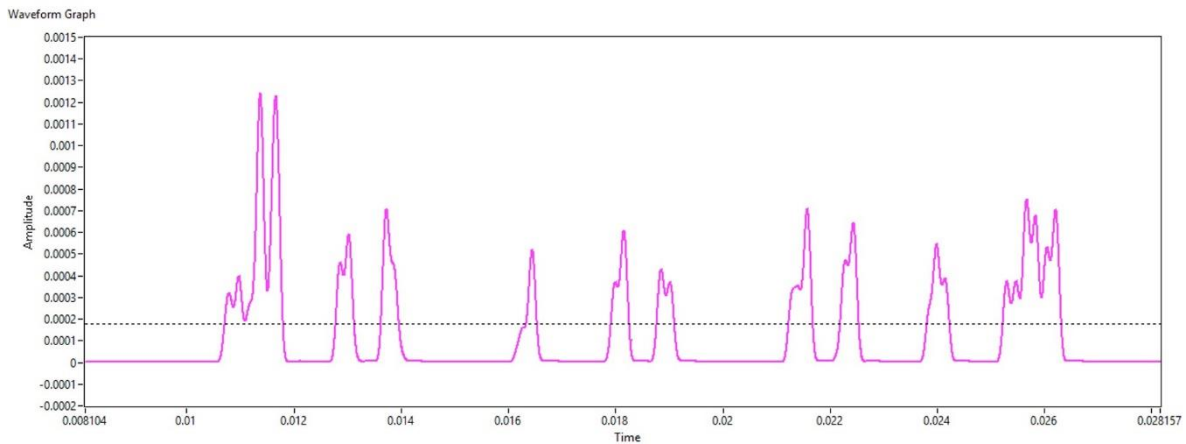


Figura 5.23. Resultado del proceso del filtro FIR pasa bajas sintonizado a la tasa de transferencia. La línea punteada representa el umbral RMS calculado de la señal filtrada con el filtro FIR pasa bajas.

La línea horizontal punteada en la Figura 5.23 representa el umbral RMS calculado de la señal filtrada con el filtro pasa bajas sintonizado a la tasa de transferencia. Este umbral RMS es usado para la identificación en línea de los valores digitales de la señal modulada en PPM. Cada pulso encontrado sobre el umbral RMS es considerado un valor “válido” en la señal digital modulada en PPM. Si un pulso acústico tiene un valle que cruza el umbral RMS, el demodulador lo identificará como dos pulsos separados. De ahí la importancia de unir los grupos de señales que representan un mismo pulso acústico durante el proceso de autocorrelación y filtrado sintonizado a la tasa de transferencia.

Las figuras presentadas del procesamiento digital de señales (de la Figura 5.20 a la Figura 5.23) corresponden a una transmisión de datos a través de un cable 1K22 MP35N de  $10\text{ m}$  de longitud bajo la configuración de experimento descrita en la sección 5.4.2. A manera de resumen, la Figura 5.24 presenta los resultados de todas las etapas del procesamiento digital de señales en una transmisión de un mismo símbolo de información a través de  $1\text{ m}$  de cable 1K22 MP-35N.

Las señales superpuestas en la Figura 5.24 muestran el proceso de cada etapa del procesamiento digital de señales. La curva azul cielo representa la señal filtrada con el filtro IIR. La curva verde es el resultado de la autocorrelación de la señal azul cielo. La curva roja

es el resultado de la aplicación del filtro sintonizado a la tasa de transferencia sobre la curva verde. Finalmente, los pulsos cuadrados en color azul representan la digitalización de la curva roja con respecto al umbral RMS marcado con la línea horizontal punteada.

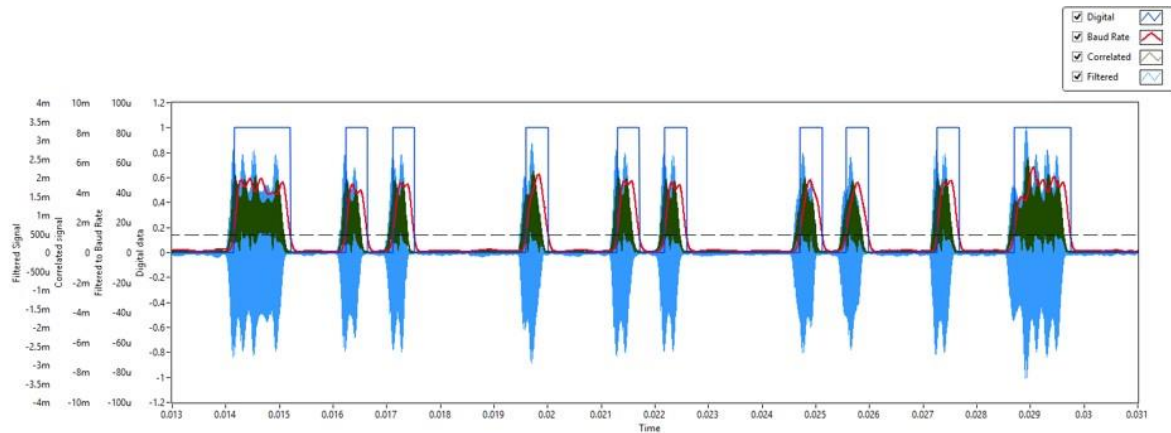


Figura 5.24. Resultado del Procesamiento Digital de Señales en RT.

La transmisión con un cable de  $1\text{ m}$  de longitud es suficiente para probar el concepto del sistema de transmisión de información digital por propagación de ondas guiadas moduladas en PPM. Los experimentos conducidos con cables de mayores longitudes fueron usados para estudiar la fiabilidad del sistema propuesto con respecto a la integridad de la señal transmitida.

### 5.4.5. Demodulación PPM en línea

Después de ejecutar el procesamiento digital de señales en tiempo real, el módulo receptor realiza el proceso de demodulación PPM en línea. Este proceso se realiza fuera del dominio RT en la computadora usada como interfaz humano-máquina. El proceso de demodulación fuera de línea toma la señal digital resultante del procesamiento digital de señales en tiempo real y decodifica los valores de cada símbolo recibido.

La Figura 5.25 muestra la señal digital resultante de procesamiento digital de señales de la transmisión de un símbolo PPM a una distancia de  $10\text{ m}$  de distancia usando el cable 1K22 MP-35N como canal de comunicaciones.

Como se puede observar en la Figura 5.25 el tercer bit transmitido presenta un ancho menor que los demás. El ancho de este bit está dado por el ancho del pulso correspondiente al tercer bit sobre el umbral RMS en la Figura 5.23. Sin embargo, el ancho del pulso es irrelevante en tanto se pueda asegurar que corresponde en su totalidad al pulso acústico correspondiente.



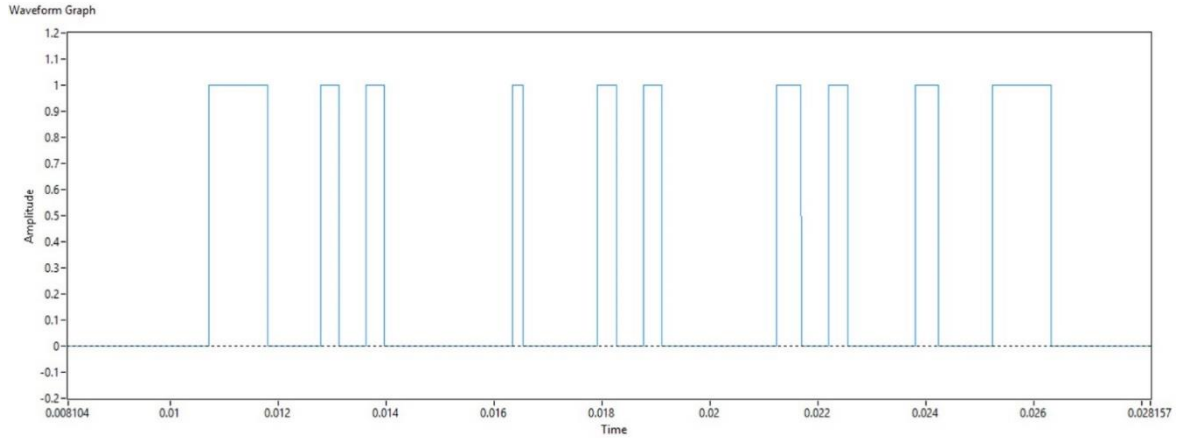


Figura 5.25. Resultado de la comparación de la señal filtrada con el filtro FIR pasa bajas con el umbral RMS.

El proceso de demodulación mide el tiempo entre el flanco negativo del bit de inicio y el flanco positivo del bit de fin de símbolo para posteriormente realizar una discretización de ocho espacios de tiempo PPM para ubicar la posición de cada pulso. Es decir, el valor del espacio de tiempo,  $T_0$ , definido en la modulación PPM podría no ser constante, de hecho, ni conocido por el demodulador. El demodulador considera la posición de cada pulso con relación a la distancia entre el bit de inicio y de fin de símbolo. La identificación del valor lógico de cada bit radica simplemente en ubicar cada pulso digital en una de las dos mitades del espacio de tiempo PPM. Si el pulso se encuentra en la primera mitad del espacio de tiempo  $-T_0/2$  el valor corresponde a un bit  $b = 1$ . De la misma forma, si el pulso se encuentra en la segunda mitad del espacio de tiempo  $+T_0/2$  el valor corresponde a un bit  $b = 0$ .

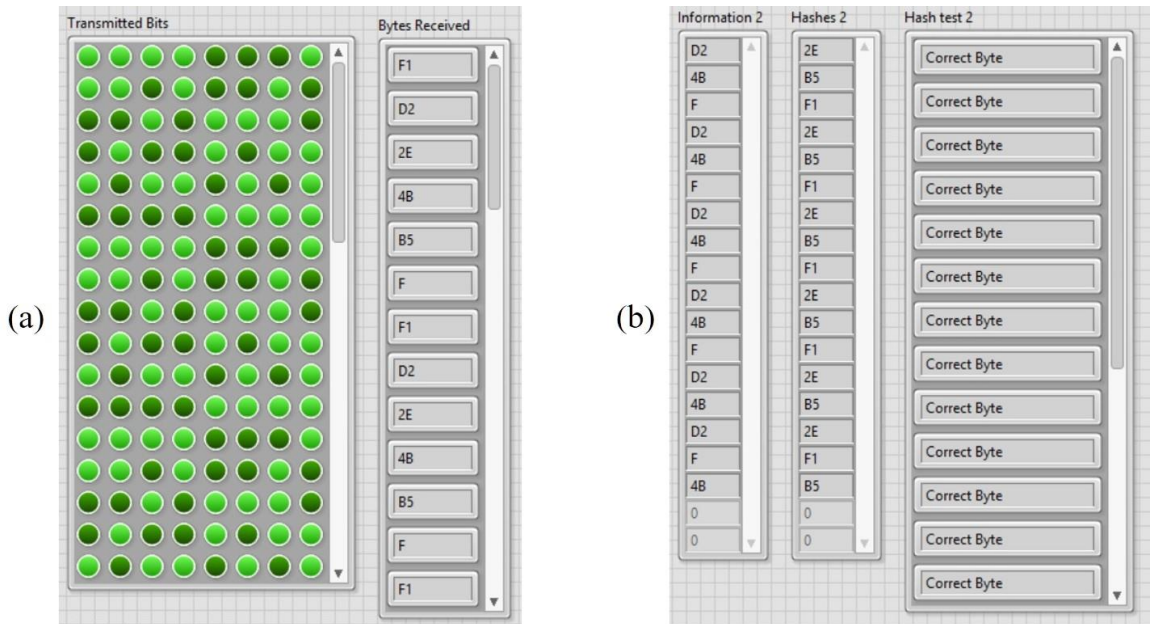


Figura 5.26. (a) Identificación de bytes recibidos demodulados. (b) Análisis de integridad de la información.

Una vez identificado el valor lógico de cada bit, el resultado es convertido a un tipo de dato entero de ocho bits o Byte. Cada byte tiene una representación hexadecimal y una

representación binaria. La Figura 5.26 (a) muestra la interfaz de visualización de los bytes demodulados y decodificados en PPM. El primer campo muestra una serie de ocho indicadores booleanos por cada fila representado los valores lógicos de cada bit. El segundo campo muestra un arreglo de bytes con los valores hexadecimales obtenidos de cada secuencia de bits transmitidos.

En este último experimento se realizaron transmisiones de tres bytes distintos cada uno con su correspondiente símbolo de verificación de integridad. Los bytes transmitidos fueron los siguientes:

Byte [BIN]	Byte [HEX]	Símbolo de integridad [BIN]	Símbolo de integridad [HEX]
0100 1011	4B	1011 0101	B5
0000 1111	0F	1111 0001	F1
1101 0010	D2	0010 1110	2E

La integridad de la información transmitida se realizó de manera experimental mediante la retransmisión de un símbolo codificado por cada símbolo transmitido como se describe en el Capítulo 4, sección 4.3.4. Cada símbolo recibido es seguido por su símbolo de verificación de integridad codificado con el mismo valor del byte transmitido, el demodulador identifica los símbolos de información y los símbolos de verificación de integridad y revierte la operación de codificación para comparar sus valores. Cada símbolo identificado adecuadamente se considera un byte transmitido correctamente. La Figura 5.26 (b) muestra la visualización del proceso de verificación de la integridad de los símbolos transmitidos para una secuencia repetida de transmisión de tres bytes de información.

En todos los experimentos alcanzó una tasa de transferencia de hasta **470 bps** (bits por segundo) en tiempo real, con la frecuencia de operación seleccionada de **60 kHz**. Los experimentos conducidos para estudiar la integridad de la información transmitida usando un byte de integridad dieron como resultado una tasa de error de bytes de alrededor de 5% en transmisiones de **10 m** usando el cable 1K22 MP-35N. Aun cuando la tasa de error por byte es relativamente alta, el sistema de comunicaciones satisface los requerimientos de las aplicaciones propuestas en la industria del petróleo, específicamente para monitoreo de parámetros físicos al fondo de pozos petroleros [15].

Los resultados finales sugieren que el sistema de comunicaciones propuesto puede funcionar siendo adaptado para transmisiones en el orden de los cientos de metros de distancia considerando que las transmisiones en distancias de **1 m** y **10 m** presentan suficiente relación señal-ruido SNR para la identificación de pulsos codificados en PPM en distancias mayores. El análisis acústico, electrónico y de telecomunicaciones, así como la experimentación presentada en esta tesis demuestra el concepto propuesto y marca el camino del trabajo futuro para el desarrollo de esta nueva tecnología de telecomunicaciones.

# **Capítulo 6. Discusión, trabajo futuro y conclusiones**

## **6.1. Introducción**

Esta tesis presenta la factibilidad de propagar ondas guiadas a través de medios sólidos, específicamente cables multi-conductores, utilizados para transmitir parámetros geofísicos, en forma digital, desde el fondo de pozos petroleros. Un novedoso sistema de comunicaciones fue desarrollado, en el cual se explota de manera exitosa el uso de cables multi-conductores como guía de onda o canal de comunicaciones. La tecnología desarrollada consolida de forma original, la mecánica de propagación de ondas guiadas, ultrasonido, electrónica, procesamiento digital de señales, comunicaciones y las capacidades de procesamiento de las computadoras modernas.

Este trabajo de investigación se presenta como una técnica que potencialmente podría contribuir, con mejoras alternativas, a la transmisión de datos desde fondos de pozos de la industria de hidrocarburos. Desde una perspectiva general, este enfoque innovador ofrece ventajas económicas de forma única, comparado con otros sistemas actualmente disponibles.

En este capítulo final se discuten los principales resultados de esta investigación, junto con sus limitaciones y sugerencias para trabajo futuro. Por último, se presenta un apartado de conclusiones.

## **6.2. Discusión de resultados**

Considerando las necesidades de comunicaciones en sistemas de telemetría de parámetros físicos en pozos petroleros, el sistema de comunicaciones descrito en esta tesis se propone como una alternativa o componente adicional de comunicaciones para los dos tipos comunes de instrumentos para la adquisición de datos de pozos petroleros: instrumentos con memoria e instrumentos con comunicación en tiempo real. En ambos tipos de instrumentos un sistema



de comunicaciones por propagación de ondas guiadas puede usarse para proveer información relevante a la integridad del instrumento y del monitoreo de parámetros físicos. El sistema puede ser usado para comunicar estos parámetros, en lapsos de tiempo predeterminados, desde el fondo de pozo hasta la superficie; y permitir identificar posibles fallas en el instrumento, con la finalidad de maximizar la productividad del pozo y reaccionar oportunamente, reduciendo costos de operación.

El sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas en cables multi-conductores propuesto en este trabajo se diseñó bajo el modelo convencional de sistema de comunicaciones de Shannon, que incluye un módulo transmisor de ondas guiadas y un módulo receptor que contempla el procesamiento digital de señales para la decodificación de la información recibida. Durante el desarrollo de este sistema se realizó la caracterización del transductor piezoeléctrico usado para la conversión de señales eléctricas a ondas guiadas y viceversa, mediante un análisis por el método de elemento finito. Los resultados de las simulaciones FEM mostraron un máximo desplazamiento longitudinal de  $40.56 \mu\text{m}$ , en el eje  $Z$ , del cristal piezoeléctrico PZT-5H a una frecuencia de  $61.32 \text{ kHz}$ . Esta frecuencia fue corroborada experimentalmente usando un analizador de impedancias con el que se excitó el cristal en un rango de frecuencias de  $40 \text{ kHz}$  a  $80 \text{ kHz}$ . La máxima impedancia de  $10.89 \text{ k}\Omega$  fue encontrada a una frecuencia de  $61.39 \text{ kHz}$ , con lo cual se validó el modelo FEM. Adicionalmente, se realizaron dos modelos FEM, el primero consideró el cristal PZT-5H adherido a un disco de cobre usando silicón sólido, y en el segundo se tomó en cuenta el encapsulado del módulo transmisor que incluyó el cristal PZT-5H, un disco de cobre y una carcasa de Nylamid®. El máximo desplazamiento longitudinal en el eje  $Z$  del PZT-5H adherido al disco de cobre fue de  $25.23 \mu\text{m}$  a una frecuencia de  $62.84 \text{ kHz}$ , mientras con el encapsulado del módulo transmisor fue de  $778.13 \mu\text{m}$  a una frecuencia de  $61.22 \text{ kHz}$ . Estos resultados permitieron la selección de la frecuencia de operación del sistema de comunicaciones de  $60 \text{ kHz}$ .

El sistema de comunicaciones fue probado en el laboratorio con tres tipos de cables multi-conductores como canales de comunicaciones: el AWG12, el 4H18RPP, y el 1K22 MP-35N. Con cada cable se realizó un experimento de identificación de modos de propagación, un experimento de transmisión símbolos PPM y experimentos de decodificación del símbolo PPM con diversas implementaciones del algoritmo de procesamiento digital de señales propuesto.

Se realizó un modelo del cable multi-conductor AWG12 usando el software comercial Disperse® para el cálculo de las curvas de dispersión. Se consideró de forma simplificada el conductor multi-hilos AWG12 como una barra cilíndrica de cobre isotrópica homogénea recubierta por una capa de material aislante. El análisis de las curvas de dispersión del cable AWG12 produjo como resultado dos modos de excitación a la frecuencia de transmisión de  $60 \text{ kHz}$ : el modo longitudinal L(0,1) y el modo flexural F(1,1). El primero con una velocidad grupal de  $3.3718 \text{ m/ms}$  y el segundo con un comportamiento más dispersivo y una velocidad de  $1.4706 \text{ m/ms}$ . Se llevó a cabo un experimento de identificación de modos de propagación,

en el cual dos grupos de señales con velocidades  $3.37248 \text{ m/ms}$  y  $1.46911 \text{ m/ms}$  se asociaron a las velocidades de ambos modos de propagación, L(0,1) y F(1,1), obtenidas en las curvas de dispersión, con lo cual se corroboraron los resultados del modelo. Posteriormente, se llevaron a cabo experimentos de identificación de símbolos PPM con cables AWG12 de 1 m y 4 m de longitud. En estos experimentos se utilizó un filtro digital IIR con ancho de banda de  $4 \text{ kHz}$  en el receptor con el cual fue posible obtener relaciones señal a ruido de  $8.52 \text{ dB}$  y  $4.72 \text{ dB}$  para el cable de  $1 \text{ m}$  y  $4 \text{ m}$  de longitud, respectivamente, suficiente para identificar visualmente los pulsos recibidos que representan los bits del símbolo transmitido en sus respectivas posiciones PPM. Finalmente, con una implementación fuera de línea del algoritmo de DSP se logró la decodificación correcta de un símbolo codificado en PPM.

En relación con el cable 4H18RPP también se realizó un modelo usando el software Disperse<sup>®</sup> para el cálculo de las curvas de dispersión, considerando la compleja construcción de 4 conductores multi-hilos, aislados entre sí dentro de la armadura de acero, como una barra cilíndrica de cobre con diámetro equivalente a la sección transversal de los 4 conductores; sin embargo, la identificación de modos de propagación no fue concluyente. El análisis de curvas de dispersión mostró los mismos modos de propagación a la frecuencia de transmisión de  $60 \text{ kHz}$ , pero con velocidades diferentes. El modo longitudinal L(0,1) con una velocidad grupal de  $5.04 \text{ m/ms}$ , y el modo flexural F(1,1) con una velocidad grupal de  $2.44 \text{ m/ms}$ , no obstante, los resultados del experimento de identificación de modos de propagación muestran al menos cuatro grupos de señales recibidas. Entre los grupos de señales recibidas se observan grupos con mayor dispersión que los otros, pero las velocidades no corresponden con la velocidad grupal de los modos de propagación obtenidos de las curvas de dispersión. Por lo tanto, el modelo del cable 4H18RPP utilizado para el cálculo de las curvas de dispersión no representó fielmente el comportamiento de los cuatro conductores internos, por lo que se asume que la presencia de múltiples grupos de señales en la señal recibida corresponde a señales acústicas propagándose por los cuatro conductores internos del cable 4H18RPP independientemente. No obstante, los experimentos realizados para la transmisión de información con el cable 4H18RPP demostraron que es posible identificar los bits decodificados en PPM de símbolos transmitidos a  $1 \text{ m}$  de distancia. El algoritmo de procesamiento digital de señales del sistema implementado en el módulo receptor fue capaz de procesar la señal correspondiente a un byte de información y convertirla en una secuencia de pulsos cuadrados PPM para su demodulación. Sin embargo, los experimentos de transmisiones continuas de símbolos PPM mostraron pérdidas de información en más del 50% de los bytes transmitidos. Los siguientes esfuerzos de experimentación se centraron en el cable 1K22 MP-35N, el cual fue considerado como cable objetivo de la investigación.

El modelo del cable 1K22 MP-35N, para el cálculo de las curvas de dispersión en Disperse<sup>®</sup>, se realizó de igual manera que con los cables AWG12 y 4H18RPP; se consideró el conductor multi-hilos de cobre, o alma del cable, como una barra cilíndrica concéntrica isotrópica homogénea de cobre cubierta por una capa de material aislante dentro de una armadura de acero. Las curvas de dispersión indican también la excitación de los modos de

propagación L(0,1) y F(1,1) a la frecuencia de operación seleccionada de **60 kHz**. En el modo L(0,1) se obtuvo una velocidad grupal de **4.99 m/ms**, y en el modo F(1,1) una velocidad grupal de **2.435 m/ms**. El experimento de identificación de modos de propagación con **1 m** de cable 1K22 MP-35N produjo dos grupos de señales recibidas bien definidos, el primero con una velocidad grupal de 5.00635 m/ms que corresponde a la velocidad de propagación del modo L(0,1), y el segundo grupo, que presenta mayor dispersión, con una velocidad de **2.50317 m/ms** que se asocia al modo de propagación F(1,1). Los experimentos de transmisión de símbolos PPM se realizaron con **10 m** de cable 1K22 MP-35N y la configuración final del prototipo de sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas y la implementación en tiempo real del algoritmo de procesamiento digital de señales para la decodificación de los bytes transmitidos.

El procesamiento digital de señales aplicado en el módulo receptor del prototipo de sistema de comunicaciones se ejecutó en tiempo real y a nivel FPGA. El algoritmo de DSP constó de tres etapas ejecutadas en diferentes niveles dentro de la FPGA del cRIO-9074. En la primera etapa, se llevan a cabo tres operaciones muestra por muestra de forma consecutiva: la digitalización de la señal adquirida, un filtro IIR de banda estrecha de **4 kHz** de ancho de banda y la operación de autocorrelación. Cada muestra resultante se agrega a una estructura FIFO de tamaño definido para ser procesada en la segunda etapa, denominada RT, como vectores de muestras. Cada vector es sometido a una operación de filtrado con un filtro FIR pasa bajas sintonizado a la tasa de transferencia de **55 Hz**, y la señal resultante es comparada con un valor RMS que define la señal de pulsos cuadrados modulados en PPM. La tercera etapa realiza la demodulación de la señal de pulsos cuadrados entregando como resultado secuencias de bytes correspondientes a cada símbolo PPM transmitido.

Los resultados de cada operación en el algoritmo de DSP muestran el proceso de decodificación y demodulación de la señal recibida. Los resultados finales se presentan como arreglos de bytes en formato hexadecimal en una interfaz gráfica que se ejecuta en una aplicación independiente de LabVIEW en una computadora personal. Las pruebas con el prototipo de sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas demostraron la capacidad del sistema de transmitir información digital a distancias de hasta **10 m** usando como canal de comunicaciones el cable multi-conductor 1K22 MP-35N. El prototipo mostró tasas de transferencia de hasta **470 bps** en transmisiones continuas. Por cada símbolo enviado se transmitió un símbolo de integridad con el mismo valor digital del símbolo transmitido pero codificado con una operación de complemento a dos. La tasa de error a **10 m** de distancia obtenida con los símbolos de integridad fue menor al **5%** en diversas transmisiones continuas de varios cientos de bytes transmitidos. El prototipo alcanzó una SNR de **15.926 dB** después de la etapa de autocorrelación, suficiente para transmisiones en el orden de decenas de metros de cable 1K22 MP-35N.

### **6.3. Limitaciones del sistema**

El sistema de comunicaciones por propagación de ondas guiadas en cables multi-conductores propuesto fue diseñado en función de la aplicación mencionada en la motivación de esta tesis. El prototipo implementado y evaluado en esta investigación no pretende ser un producto final, sino una aportación en la línea de investigación y desarrollo de alternativas de comunicaciones digitales para sistemas sometidos a condiciones adversas. En este contexto las limitaciones del sistema identificadas son principalmente dos: la distancia de transmisión y la validación de la información transmitida.

Los experimentos con los diferentes cables multi-conductores fueron conducidos a  $1\text{ m}$ ,  $4\text{ m}$  y  $10\text{ m}$  de distancia. El análisis de la relación señal a ruido con el sistema transmisor de ondas guiadas alimentado con una batería de  $9\text{ V}$ , indica que es posible lograr transmisiones en el orden de las decenas de metros sin alterar el diseño del sistema de comunicaciones, aunque esto no fue probado dentro del laboratorio. Considerando la aplicación industrial, los pozos de extracción de hidrocarburos pueden llegar al orden de los miles de metros de profundidad; por consiguiente, la distancia de transmisión alcanzada requiere ser mejorada en diseños electrónicos y experimentos futuros.

La validación de la integridad de la información transmitida se realizó de forma simple con redundancia en la transmisión y una operación de complemento a dos. Esta técnica puede ser útil para calcular la tasa de error del sistema de comunicaciones, sin embargo, no es un mecanismo robusto de verificación de información. Por lo tanto, la implementación de otras técnicas más robustas que permitan identificar errores en los datos transmitidos, sin afectar las tasas de transmisión, mejorarían el desempeño del sistema y reducirían los efectos de esta limitación.

### **6.4. Trabajo futuro sugerido**

Se han identificado varias partes del presente trabajo de investigación que requieren desarrollo adicional. Las mejoras están relacionadas con el hardware y software del sistema de comunicaciones implementado.

Una sugerencia simple de trabajo futuro, para incrementar la distancia de transmisión, consiste en realizar pruebas incrementando la potencia de excitación del cristal piezoeléctrico que genera las ondas guiadas, para compensar la atenuación por la propagación acústica a mayor distancia. Un sistema de alimentación formado por un grupo de baterías de mayor voltaje y el diseño de un adecuado circuito electrónico de potencia, podrían generar señales de excitación del cristal piezoeléctrico en el orden de los cientos de volts, y en consecuencia ondas guiadas con mayores amplitudes.

Otro punto importante por considerar con el incremento en las distancias de transmisión es el fenómeno de la dispersión. La diferencia de velocidades grupales entre modos de

propagación y la dispersión, podrían hacer que un grupo de ondas guiadas de mayor velocidad se traslape con otro grupo que se propague a una menor velocidad, ocasionando pérdida de información. Para ello, se sugiere modificar el firmware PPM del transmisor, incrementando el tiempo entre pulsos.

Otra sugerencia para aumentar la tasa de transferencia es explorar distintas técnicas de modulación comúnmente usadas en sistemas de comunicaciones. Por ejemplo, se sugiere evaluar la modulación de amplitud en cuadratura (QAM por sus siglas en inglés), ya que esta modulación transporta dos señales independientes, mediante la modulación, tanto en amplitud como en fase, de una señal portadora, y se podría incrementar la tasa de transferencia de datos.

Aun cuando la plataforma de LabVIEW® para el desarrollo de software e implementación de algoritmos DSP permite una flexibilidad importante en el desarrollo de prototipos, se sugiere utilizar un microprocesador o DSP dedicado para realizar el procesamiento digital de señales en tiempo real. Esto podría ofrecer robustez al sistema y disminuir el costo, lo cual marca un buen inicio para llevar el prototipo a un producto comercial.

Para incrementar la integridad de los datos transmitidos y detectar errores, se sugiere comenzar con la aplicación de un algoritmo de suma de verificación (checksum en inglés) para validar segmentos de información en vez de comprobar byte a byte transmitido. Posteriormente se pueden implementar algoritmos más robustos o aplicar técnicas simultáneas para mejorar la verificación de la información transmitida.

Como última recomendación para trabajo futuro, se sugiere realizar un diseño del módulo transmisor de ondas guiadas que pueda resistir las condiciones de temperatura del ambiente en la industria de extracción de hidrocarburos. Construir un prototipo con este diseño electrónico y llevar a cabo pruebas en laboratorio dentro de un horno a altas temperaturas; posteriormente realizar el diseño mecánico para que soporte altas presiones y probarlo dentro de un pozo petrolero como parte de una herramienta de telemetría.

## **6.5. Conclusión**

Este trabajo de investigación se caracterizó por el modelado de cristales piezoeléctricos usando software FEM, el modelado de cables multi-conductores como cables concéntricos, el desarrollo de software y el diseño de instrumentación electrónica. Los resultados obtenidos son alentadores. En principio, la implementación de un sistema de comunicaciones por ondas guiadas que utiliza, de forma novedosa, cables multi-conductores usados en la industria de hidrocarburos como canal de comunicación, operó satisfactoriamente. Se estableció la posibilidad de usar un transmisor de ondas guiadas en el fondo del pozo petrolero acoplado a un cable multi-conductor con la finalidad de transmitir parámetros geofísicos a superficie como alternativa complementaria de comunicaciones a los instrumentos de memoria y tiempo real utilizados en el estado de la práctica. Las pruebas de laboratorio iniciales, utilizando un cable

multi-conductor resistente a altas temperaturas y presiones con longitudes de 10 *m*, fueron exitosas. El sistema representa una potencial opción complementaria de comunicaciones que reduciría costosos gastos de operación en la industria petrolera.

Actualmente, no se ha encontrado en la literatura otro sistema que ofrezca las características y beneficios presentados en este trabajo. Sin embargo, se ha sugerido mejoras del sistema y es necesario adquirir y evaluar más datos usando cables de mayores longitudes. El trabajo descrito en esta tesis se considera provee las bases para desarrollar un sistema que pueda ser probado con cables de longitudes encontradas en un pozo petrolero.

# Referencias

- [1] W. E. Steinmueller, "Las economías basadas en el conocimiento y las tecnologías de la información y la comunicación," *Revista internacional de Ciencias Sociales*, vol. 171, pp. 1-17, 2002.
- [2] J. Sterbenz, "High-speed networking: a systematic approach to high-bandwidth low-latency communication," in *High Performance Interconnects, 2004. Proceedings. 12th Annual IEEE Symposium on*, 2004, pp. 107-108.
- [3] L. Nuaymi, *WiMAX: technology for broadband wireless access*: John Wiley & Sons, 2007.
- [4] D. Tsonev, S. Videv, and H. Haas, "Light fidelity (Li-Fi): towards all-optical networking," in *SPIE OPTO*, 2013, pp. 900702-900702-10.
- [5] S. Kalyanaraman, D. Shekhar, and K. Kidambi, "TCP/IP Performance Optimization over ADSL," *GI2000*, 1995.
- [6] M. F. L. Abdullah and A. Z. Yonis, "Performance of LTE Release 8 and Release 10 in wireless communications," in *Cyber Security, Cyber Warfare and Digital Forensic (CyberSec), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 236-241.
- [7] B. J.C., "Desarrollo de proyectos utilizando fibra óptica," Ingeniería electrónica, informática y ciencias de la computación, Facultad de ingeniería de sistemas, informática y ciencias de la computación, Universidad Francisco Marroquín, Guatemala, 1999.
- [8] W. Shieh and I. Djordjevic, *OFDM for optical communications*: Academic press, 2009.
- [9] N. Massa, "Fundamentals of Photonics," *Springfield Technical Community College, Module*, vol. 1, pp. 319-331, 2000.
- [10] L. C. Godara, *Handbook of antennas in wireless communications* vol. 4: CRC press, 2018.
- [11] A. Bensky, *Wireless positioning technologies and applications*: Artech House, 2016.
- [12] I. C. S. L. M. S. Committee, "IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications," *IEEE Std 802.11^*, 2007.
- [13] G. K. Karagiannidis, S. Arnon, J. R. Barry, R. Schober, and M. Uysal, "Guest editorial: optical wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 27, pp. 1521-1525, 2009.
- [14] N. Fernando, Y. Hong, and E. Viterbo, "Flip-OFDM for optical wireless communications," in *2011 IEEE Information Theory Workshop*, 2011, pp. 5-9.
- [15] G. Trane, R. Mijarez, and J. A. Pérez-Díaz, "Automatic Guided Waves Data Transmission System Using an Oil Industry Multiwire Cable," *Sensors*, vol. 20, p. 868, 2020.
- [16] A. Wu, S. He, Y. Ren, N. Wang, S. C. M. Ho, and G. Song, "Design of a new stress wave-based pulse position modulation (PPM) communication system with piezoceramic transducers," *Sensors*, vol. 19, p. 558, 2019.
- [17] F. Zonzini, L. De Marchi, N. Testoni, and A. Marzani, "Direct Spread Spectrum Modulation and Dispersion Compensation for Guided Wave-based Communication Systems," in *2019 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, 2019, pp. 2500-2503.
- [18] O. Serra, "Fundamentals of well-log interpretation," 1983.
- [19] A. Ramesh, "Well logging Principles, Interpretation and Applications," M.Sc. Geophysics, Geoscience, Dr. B.R Ambedkar University, Srikakulam, Srikakulam, India, 2016.
- [20] Y. Liu and R. N. Horne, "Interpreting pressure and flow-rate data from permanent downhole gauges by use of data-mining approaches," *SPE Journal*, vol. 18, pp. 69-82, 2012.
- [21] E. DIN, "19902: 2008-07: Petroleum and natural gas industries—Fixed steel offshore structures (ISO 19902: 2007)," *English version EN ISO*, vol. 19902, pp. 182-202, 2007.

- [22] M. Amani, M. Al-Jubouri, and A. Shadravan, "Comparative study of using oil-based mud versus water-based mud in HPHT fields," *Advances in Petroleum Exploration and Development*, vol. 4, pp. 18-27, 2012.
- [23] B. B. Moore, "Slick line system with real-time surface display," ed: Google Patents, 1996.
- [24] R. Mijarez, D. Pascacio, R. Guevara, and J. Rodriguez, "Signal processing algorithm for thermal drift compensation in high-temperature down-hole instrumentation systems," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 39, pp. 1161-1168, 2017.
- [25] A. Belaignes, A. Paumard, Y. Durand, and T. J. Calvert, "Well logging communication system," ed: Google Patents, 1982.
- [26] R. M. CASTRO, D. P. MALDONADO, R. G. GORDILLO, J. H. R. RODRIGUEZ, and M. J. O. P. ARTEAGA, "Down-hole intelligent communication system based on the real-time characterisation of the attenuation of signals in a coaxial cable used as a transmission medium," ed: Google Patents, 2017.
- [27] K. F. Graff, *Wave motion in elastic solids*. 31 East 2nd Street, Mineola, N.Y. 11501: Dover Publications, Inc., 1975.
- [28] G. G. Stokes, "On the Communication of Vibration from a Vibrating Body to a Surrounding Gas," *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, vol. 158, pp. 447-463, 1868.
- [29] H. Lamb, "On the Propagation of Tremors over the Surface of an Elastic Solid," *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical or Physical Character*, vol. 203, pp. 1-42, January 1, 1904 1904.
- [30] M. Willcox and G. Downes, "A brief description of NDT techniques," *Toronto: NDT Equipment Limited*, 2003.
- [31] M. Omar, *Nondestructive Testing Methods and New Applications: BoD–Books on Demand*, 2012.
- [32] B. J. Smith and R. Martin, "Computers in ultrasonic NDT," *Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education - Reviews, IEE Proceedings A*, vol. 134, pp. 239-248, 1987.
- [33] L. J. Bond and M. Punjani, "Review of some recent advances in quantitative ultrasonic NDT," *Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education - Reviews, IEE Proceedings A*, vol. 131, pp. 265-274, 1984.
- [34] S. K. Dwivedi, M. Vishwakarma, and A. Soni, "Advances and researches on non destructive testing: A review," *Materials Today: Proceedings*, vol. 5, pp. 3690-3698, 2018.
- [35] M. Abbas and M. Shafiee, "Structural health monitoring (SHM) and determination of surface defects in large metallic structures using ultrasonic guided waves," *Sensors*, vol. 18, p. 3958, 2018.
- [36] F.-K. Chang, *Structural health monitoring: current status and perspectives*: CRC Press, 1998.
- [37] S. S. Kessler, "Piezoelectric-based in-situ damage detection of composite materials for structural health monitoring systems," Massachusetts Institute of Technology, 2002.
- [38] S. S. Kessler, "Certifying a structural health monitoring system: Characterizing durability, reliability and longevity," in *Proceedings of the 1st International Forum on Integrated Systems Health Engineering and Management in Aerospace, Napa, CA*, 2005, pp. 7-10.
- [39] J. Eck, U. Ewherido, J. Mohammed, R. Ogunlowo, J. Ford, L. Fry, *et al.*, "Monitoreo en el fondo del pozo: su evolución," in *Oilfield Review*, 2000, pp. 20-33.
- [40] S. Kruegel and P. Tubel, "Real Time Half Duplex Communications Wireless Gauge with Downhole Power Monitors Deep Well Gas Production," *GasTIPS*, vol. 10, p. 5, Summer 2004 2004.
- [41] K. F. Scussel, J. A. Rice, and S. Merriam, "A new MFSK acoustic modem for operation in adverse underwater channels," in *OCEANS '97. MTS/IEEE Conference Proceedings, 1997*, pp. 247-254 vol.1.



- [42] C. Kexel, T. Maetz, M. Maelzer, and J. Moll, "Digital communication across orthotropic composite components using guided waves," *Composite Structures*, vol. 209, pp. 481-489, 2019.
- [43] "ISO/DIS 19902 " in *Petroleum and natural gas industries— Fixed steel offshore structures*, ed. Switzerland, 2018.
- [44] R. Mijarez and P. Gaydecki, "Automatic guided wave PPM communication system for potential SHM of flooding members in sub-sea oilrigs," *Smart Materials and Structures*, vol. 22, p. 055031, 2013.
- [45] R. Mijarez, P. Gaydecki, and M. Burdekin, "Continuous monitoring guided wave encoded sensor for oil rig flooded member detection," *Insight - Non-Destructive Testing and Condition Monitoring*, vol. 47, pp. 748-751, 2005.
- [46] Y. Jin, D. Zhao, and Y. Ying, "System and method for time reversal data communications on pipes using guided elastic waves," ed: Google Patents, 2016.
- [47] R. Primerano, M. Kam, and K. Dandekar, "High bit rate ultrasonic communication through metal channels," in *Information Sciences and Systems, 2009. CISS 2009. 43rd Annual Conference on*, 2009, pp. 902-906.
- [48] T. Hosman, M. Yeary, and J. K. Antonio, "Design and Characterization of an MFSK-Based Transmitter/Receiver for Ultrasonic Communication Through Metallic Structures," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 3767-3774, 2011.
- [49] J. D. Ashdown, G. J. Saulnier, T. J. Lawry, K. R. Wilt, H. A. Scarton, S. Pascarelle, *et al.*, "Multi-channel data communication through thick metallic barriers," in *Communications (ICC), 2012 IEEE International Conference on*, 2012, pp. 4678-4683.
- [50] S. L. Branham, M. S. Wilson, S. Hurlebaus, B. M. Beadle, and L. Gaul, "Nondestructive testing of overhead transmission lines," in *Conference on damage in composite materials, Stuttgart*, 2006.
- [51] T. Haag, B. M. Beadle, H. Sprenger, and L. Gaul, "Wave-based defect detection and interwire friction modeling for overhead transmission lines," *Archive of Applied Mechanics*, vol. 79, pp. 517-528, 2009.
- [52] C. Hernandez-Salazar, A. Baltazar, R. Mijarez, L. Solis, D. O. Thompson, and D. E. Chimenti, "Structural Damage Monitoring on Overhead Transmission Lines Using Guided Waves and Signal Processing," in *AIP Conference Proceedings*, 2010, p. 1721.
- [53] H.-L. Chen and K. Wissawapaisal, "Application of Wigner-Ville transform to evaluate tensile forces in seven-wire prestressing strands," *Journal of Engineering Mechanics*, vol. 128, pp. 1206-1214, 2002.
- [54] P. Rizzo, "Ultrasonic wave propagation in progressively loaded multi-wire strands," *Experimental Mechanics*, vol. 46, pp. 297-306, 2006.
- [55] P. Rizzo and F. L. Di Scalea, "Wave propagation in multi-wire strands by wavelet-based laser ultrasound," *Experimental Mechanics*, vol. 44, pp. 407-415, 2004.
- [56] P. Cawley and D. Alleyne, "The use of Lamb waves for the long range inspection of large structures," *Ultrasonics*, vol. 34, pp. 287-290, 1996.
- [57] R. MIJAREZ, O. RAMIREZ, and A. BALTAZAR, "Experiments and modelling of guided wave propagation in a multiple-wire cable," 2012.
- [58] R. MIJAREZ, G. TRANE, and A. BALTAZAR, "The Effect of Different Materials on the Propagation of Guided Waves in Multi-Wire Cables," in *13th International Symposium on Nondestructive Characterization of Materials*, Le Mans, France, 2013.
- [59] J. A. Talavera and C. Mateo, "Redes de energía eléctrica y comunicaciones basadas en la propagación de ondas elásticas," *Anales de Mecánica y Electricidad*, vol. LXXXII, p. 17, 2005.
- [60] C. Mateo, J. A. Talavera, and A. Muoz, "Elastic Guided Wave Propagation in Electrical Cables," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1423-1429, 2007.

- [61] L. APC International, *Piezoelectric ceramics: principles and applications*: APC International, 2002.
- [62] O. C. Zienkiewicz, R. L. Taylor, and J. Z. Zhu, *The finite element method: its basis and fundamentals*: Elsevier, 2005.
- [63] S. S. Rao, *The finite element method in engineering*: Butterworth-heinemann, 2017.
- [64] C. Multiphysics, "Introduction to COMSOL Multiphysics®," *COMSOL Multiphysics, Burlington, MA, accessed Feb*, vol. 9, p. 2018, 1998.
- [65] R. Mijarez, F. Martinez, and P. Gaydecki, "CONTINUOUS STRUCTURAL HEALTH MONITORING GUIDED WAVE PPM SYSTEM USING STEEL PIPES AS COMMUNICATION CHANNEL FOR FLOOD DETECTION IN STEEL OFFSHORE OILRIGS," *AIP Conference Proceedings*, vol. 1096, pp. 1014-1021, 2009.
- [66] J. L. Rose, *Ultrasonic waves in solid media*: Cambridge university press, 2004.
- [67] P. He, "Measurement of acoustic dispersion using both transmitted and reflected pulses," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 107, p. 801, 2000.
- [68] B. Pavlakovic and M. Lowe, "Disperse user manual: a system for generating dispersion curves," *Copyright B Pavlakovic, M Lowe*, 2003.
- [69] M. J. S. Lowe, "Matrix techniques for modeling ultrasonic waves in multilayered media," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 525-542, 1995.
- [70] J. G. Proakis and D. K. Manolakis, *Digital Signal Processing (4th Edition)*: Prentice-Hall, Inc., 2006.
- [71] P. Gaydecki, *Foundations of digital signal processing: theory, algorithms and hardware design* vol. 15: Iet, 2004.
- [72] R. G. Lyons, *Understanding digital signal processing, 3/E*: Pearson Education India, 2004.
- [73] A. V. Oppenheim, *Discrete-time signal processing*: Pearson Education India, 1999.
- [74] J. W. Cooley and J. W. Tukey, "An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series," *Mathematics of computation*, vol. 19, pp. 297-301, 1965.
- [75] M. Heideman, D. Johnson, and C. Burrus, "Gauss and the history of the fast Fourier transform," *IEEE ASSP Magazine*, vol. 1, pp. 14-21, 1984.
- [76] J. W. Cooley, "How the FFT gained acceptance," in *Proceedings of the ACM conference on History of scientific and numeric computation*, 1987, pp. 97-100.
- [77] Y. Jin, Y. Ying, and D. Zhao, "Data Communications Using Guided Elastic Waves by Time Reversal Pulse Position Modulation: Experimental Study," *Sensors*, vol. 13, pp. 8352-8376, 2013.
- [78] G. Trane, R. Mijarez, R. Guevara, and D. Pascacio, "PPM-based System for Guided Waves Communication Through Corrosion Resistant Multi-wire Cables," *Physics Procedia*, vol. 70, pp. 672-675, 2015.
- [79] R. J. McAulay, "Optimal control techniques applied to PPM signal design," *Information and Control*, vol. 12, pp. 221-235, 1968.
- [80] S. Haykin, *Communication systems*: John Wiley & Sons, 2008.
- [81] J. M. Wozencraft and I. M. Jacobs, *Principles of Communication Engineering*: Waveland Press, Incorporated, 1990.
- [82] C. E. Shannon and W. Weaver, *The mathematical theory of communication*: University of Illinois press, 2015.
- [83] M. W. Hooker, "Properties of PZT-based piezoelectric ceramics between-150 and 250 C," 1998.
- [84] R. White, *Comsol Acoustics Introduction*: Tufts University School of Engineering, 2008.
- [85] C. ATMEL. (2009). *AT89LP4052 8-bit Microcontroller with 4Kbyte Flash datasheet*. Available: <http://www.atmel.com/Images/doc3547.pdf>
- [86] T. Instruments. (January 2015). *SN754410 Quadruple Half-H Driver*. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn754410.pdf>

- [87] G. Trane, R. Mijarez, R. Guevara, and A. Baltazar, "PZT guided waves sensor permanently attached on multi-wire AWG12 cables used as communication medium," in *41ST ANNUAL REVIEW OF PROGRESS IN QUANTITATIVE NONDESTRUCTIVE EVALUATION: Volume 34*, 2015, pp. 631-639.
- [88] G. TRANE and R. MIJAREZ, "Guided Waves PPM Encoded System using AWG12 Cables as Communication channel."
- [89] *CAMESA EMC Product Catalog 3/16" (4.80 mm) 4-Conductor Cable 4H18*. Available: <http://www.camesaemc.com/4-Conductor/4H18-4-Conductor>
- [90] *CAMESA EMC Product Catalog 7/32" (5.69 mm) Monoconductor 1K22*. Available: [http://www.camesaemc.com/Resource/\\_PageResource/Camesa/1K22.pdf](http://www.camesaemc.com/Resource/_PageResource/Camesa/1K22.pdf)

# Anexo A: Software embebido del sistema transmisor

```
$MOD51
```

```
$title(AcousticSignalGen)
```

```
$debug
```

```
;Programa que genera tres bytes modulados PPM con inicio y fin de símbolo, cada  
;bit es representado por un tren continuo de 20 pulsos cuadrados con ciclo de  
;trabajo de 50% a 60kHz. Un tiempo de espera entre transmisión de bytes de 20ms  
;con AT89LP4052 frecuencia del oscilador de 20MHz, ciclo de máquina = 50ns  
;DJNZ = 3 ciclos de máquina, DJNZ = 150ns
```

```
P1M0 DATA 0C2H ;Asocia P1M0 con el registro 0C2H de los SFR para declarar  
;los pines como entradas o salidas  
P1M1 DATA 0C3H ;Asocia P1M1 con el registro 0C3H de los SFR para declarar  
;los pines como entradas o salidas  
P3M0 DATA 0C6H ;Asocia P3M0 con el registro 0C6H de los SFR para declarar  
;los pines como entradas o salidas  
P3M1 DATA 0C7H ;Asocia P3M1 con el registro 0C7H de los SFR para declarar  
;los pines como entradas o salidas
```

```
CSEG
```

```
ORG 00H
```

```
MOV P1M0,#03H;Los puertos se colocan en salidas  
MOV P3M0,#00H;Los puertos se colocan en salidas  
MOV R7,#0D2H ;Byte a transmitir (11010010)
```

```
inicio:
```

```
;Genera un BURST modulado para cada bit del R7  
MOV R4,#80H ;Máscara para el primer bit a transmitir MSB  
MOV R2,#08H ;Contador de los 8 bits a modular en pulsos PPM  
ACALL BURST ;Bit de inicio  
ACALL BURST ;Bit de inicio  
ACALL BURST ;Bit de inicio
```

```
ciclos:
```

```
MOV A,R7 ;Mueve byte a transmitir al ACC para el  
;enmascaramiento  
ANL A,R4 ;Enmascara el byte a transmitir en el ACC  
JZ cero ;Si ACC=0 => Ejecuta la modulación en cero  
ACALL DELAY333US  
ACALL BURST ;Ejecuta la modulación en 1  
ACALL DELAY333US  
ACALL DELAY333US  
ACALL DELAY333US  
ACALL DELAY333US  
ACALL DELAY333US  
SJMP sigue  
cero: ;Procesa la modulación en 0  
ACALL DELAY333US
```

```

        ACALL DELAY333US
        ACALL DELAY333US
        ACALL DELAY333US
        ACALL BURST          ;Ejecuta la modulación en 0
        ACALL DELAY333US
sigue:  ;Continua el programa
MOV A,R4  ;Mueve el registro de enmascaramiento al ACC para
        ;hacer un right shift register RR
        RR A          ;Rota el bit en 1 a la siguiente posición para
        ;analizar el siguiente bit de la transmisión
        MOV R4,A      ;Mueve el ACC al registro de la máscara
DJNZ R2,ciclos  ;Si no se han modulado los 8 bits del byte, regresa a
        ;generar el siguiente BURST
ACALL BURST          ;Bit de paro
ACALL BURST          ;Bit de paro
ACALL BURST          ;Bit de paro
ACALL DELAY10MS     ;10ms entre byte transmitido y símbolo integridad

;Genera el 8-bit símbolo de integridad = CPL del byte transmitido + 1
MOV A,R7          ;Mueve el byte transmitido al ACC
CPL A             ;Niega el byte transmitido
ADD A,#01H        ;Le suma 1 al byte negado
MOV R6,A          ;Mueve el símbolo de integridad a R6 para transmitirlo
MOV R4,#80H       ;Máscara para el primer bit a transmitir MSB
MOV R2,#08H       ;Contador de los 8 bits a modular en pulsos PPM
ACALL BURST        ;Bit de inicio
ACALL BURST        ;Bit de inicio
ACALL BURST        ;Bit de inicio
ciclosH:
MOV A,R6          ;Mueve el símbolo de integridad a transmitir al
        ;ACC para el ANL del enmascaramiento
ANL A,R4          ;Enmascara el byte a transmitir en el ACC
JZ ceroH          ;Si ACC=0 => Ejecuta la modulación en cero
ACALL DELAY333US
ACALL BURST        ;Ejecuta la modulación en 1
ACALL DELAY333US
ACALL DELAY333US
ACALL DELAY333US
ACALL DELAY333US
ACALL DELAY333US
SJMP sigueH
ceroH:            ;Procesa la modulación en 0
        ACALL DELAY333US
        ACALL DELAY333US
        ACALL DELAY333US
        ACALL DELAY333US
        ACALL BURST          ;Ejecuta la modulación en 0
        ACALL DELAY333US
sigueH:          ;Continua el programa
MOV A,R4  ;Mueve el registro de enmascaramiento al ACC para
        ;hacer un right shift register RR
        RR A          ;Rota el bit en 1 a la siguiente posición para
        ;analizar el siguiente bit de la transmisión
        MOV R4,A      ;Mueve el ACC al registro de la máscara
DJNZ R2,ciclosH  ;Si no se han modulado los 8 bits del byte,
        ;regresa a generar el siguiente BURST

```

```

ACALL BURST      ;Bit de paro
ACALL BURST      ;Bit de paro
ACALL BURST      ;Bit de paro
ACALL DELAY20MS ;Espera los 20ms entre byte y byte de transmisión

;Cambia entre tres bytes diferentes a transmitir
MOV A,R7         ;Comienza el IF de alternancia de bytes a transmitir
CJNE A,#0D2H,byte2 ;Transmite byte 2 si byte transmitido = D2h (11010010)
MOV R7,#4BH     ;Si el byte transmitido fue D2h (11010010), cambia la
                ;transmisión a 4Bh (01001011)
SJMP sigue2     ;Salta al endif
byte2:
    CJNE A,#4BH,byte3 ;Transmite byte 2 si byte transmitido = 4Bh
                    ;(01001011)
    MOV R7,#0FH     ;Si el byte transmitido fue 4Bh (01001011),
                    ;cambiar la transmisión a 0Fh (00001111)
    SJMP sigue2     ;Salta al endif
    byte3:
        MOV R7,#0D2H ;Cambiar la transmisión a D2h (11010010)
sigue2:         ;Endif
JMP inicio     ;Regresa al inicio para comenzar nueva transmisión

;Rutina que Genera un tren de 20 pulsos cuadrados a 60kHz ciclo de trabajo 50%
BURST:
MOV R1,#14H    ;Cantidad de pulsos a 60kHz: 20ciclos(14H)
burstgen:
    MOV R0,#42H ;Con 20MHz un DJNZ=150ns. Para f=50kHz: t0, t1=
                ;12.5us, 10us/150ns = 66.67 ciclos DJNZ (42H)
    SETB P1.3  ;Establece en 1 el pin P1.3
    arriba:    ;Generación de una señal cuadrada constante de 60kHz
        DJNZ R0,arriba ;Espera aprox 8.333us. Medio periodo de
                    ;la señal de 60kHz
        CLR P1.3     ;Cambia de semiciclo en la señal generada
                    ;en P1.3
        MOV R0,#42H ;Actualiza el registro que lleva el
                    ;conteo (42H)
    abajo:
        DJNZ R0,abajo;Regresa a alternar la señal
    DJNZ R1,burstgen
    CLR P1.3
RET

;Rutina que Genera un retardo de 333us
DELAY333US:
MOV R0,#0CAH   ;202 (0CAH)
MOV R1,#0BH    ;R1=11 * R2=202 = 2222 DJNZ = 333us (0AH)
cont333:
    DJNZ R0,cont333 ;2222 DJNZ * 150ns = 306us
    MOV R0,#0CAH   ;Actualiza valor de R0 (0CAH)
    DJNZ R1,cont333 ;Ciclo que completa el conteo
RET

;Rutina que Genera un retardo de 20ms
DELAY20MS:
MOV R0,#0FFH   ;(FFH)

```

```

MOV R1,#0FFH      ;(FFH)
c1:                ;Ciclo que genera 20ms de espera, R0 = 255, R1 = 255
  DJNZ R0,c1      ;Ciclo anidado 255 x 255 DJNZ = 65030 DJNZ = 9.754ms
    MOV R0,#0FFH  ;(FFH)
  DJNZ R1,c1      ;Tiempo transcurrido = 9.754ms
  MOV R0,#0FFH    ;(FFH)
  MOV R1,#0FFH    ;FFH)
c2:                ;Ciclo anidado que genera 255 x 255 DJNZ = 65030
    DJNZ R0,c2    ;DJNZ = 9.754ms
    MOV R0,#0FFH  ;(FFH)
  DJNZ R1,c2      ;Hasta el momento se llevan 19.51ms, faltan 492.5us
  MOV R0,#0FFH    ;(FFH) Faltan 3283 DJNZ para cumplir el tiempo, 255 *
    ;12.88
  MOV R1,#0CH     ;12.88 (0CH)
c3:                ;Ciclo que genera los 492.5us faltantes; R0 = 255, R1 = 137
  DJNZ R0,c3      ;Ciclo anidado que genera 255 x 12 DJNZ
    MOV R0,#0FFH  ;(FFH)
  DJNZ R1,c3

```

RET

;Rutina que genera un retardo de 10ms

DELAY10MS:

```

MOV R0,#0FFH      ;(FFH)
MOV R1,#0FFH      ;(FFH)
c4:                ;Ciclo que genera los 20ms de espera, R0 = 255, R1 = 255
  DJNZ R0,c4      ;Ciclo anidado que genera 255 x 255 DJNZ = 65030
    ;DJNZ = 9.754ms
  MOV R0,#0FFH    ;(FFH)
  DJNZ R1,c4      ;Tiempo transcurrido = 9.754ms, faltan 246us
  MOV R0,#0FFH    ;(FFH) Faltan 1640 DJNZ para cumplir el tiempo 255 * 7
  MOV R1,#07H     ;7 (07H)
c5:                ;Ciclo que genera los 492.5us faltantes; R0 = 255, R1 = 137
  DJNZ R0,c5      ;Ciclo anidado que genera 255 x 12 DJNZ
    MOV R0,#0FFH  ;(FFH)
  DJNZ R1,c5

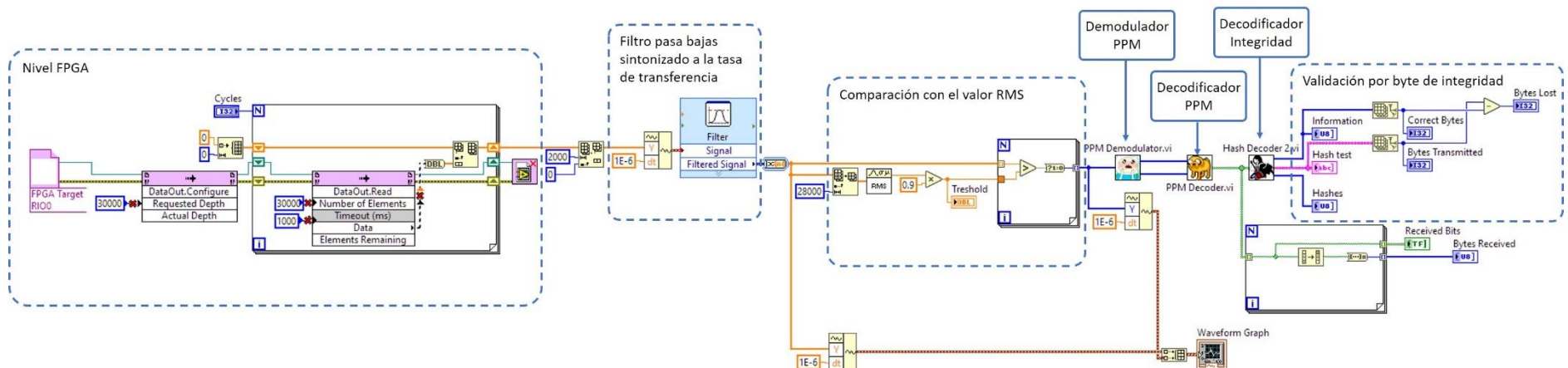
```

RET  
END

# Anexo B: Software de procesamiento digital de señales

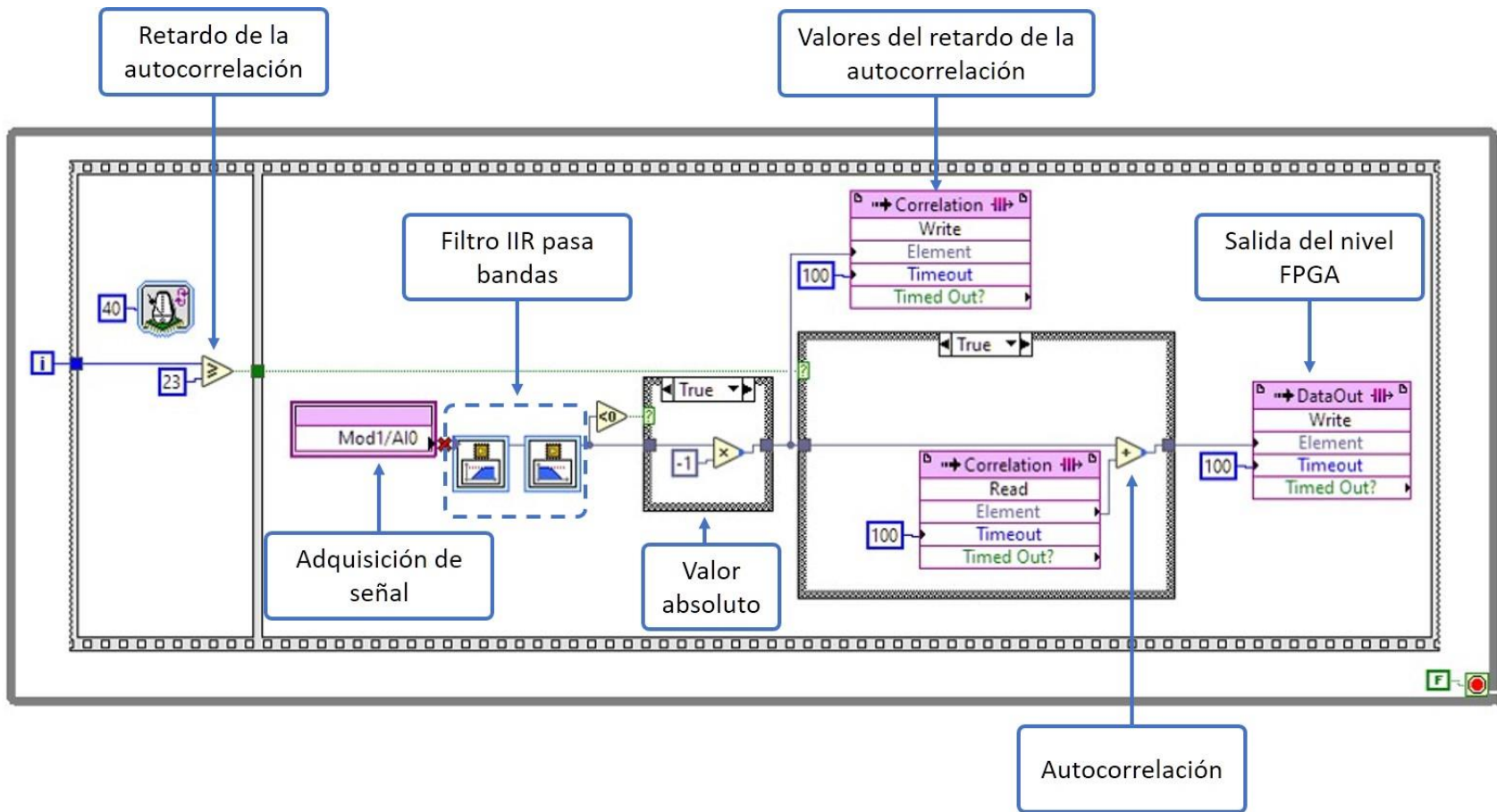
Etapas del software de procesamiento digital de señales:

- Procesamiento a nivel FPGA. Incluye adquisición de señal, filtro IIR pasa banda y operación de autocorrelación.
- Filtro FIR pasa bajas sintonizado a la tasa de transferencia.
- Cálculo y comparación con el calor RMS.
- Demodulador PPM. Convierte la señal lógica de pulsos cuadrados en valores binarios (ceros y unos).
- Decodificador PPM. Define los bytes de información.
- Decodificador de integridad. Separa los bytes de información de los bytes de integridad.
- Validación por byte de integridad. Calcula los bytes perdidos.



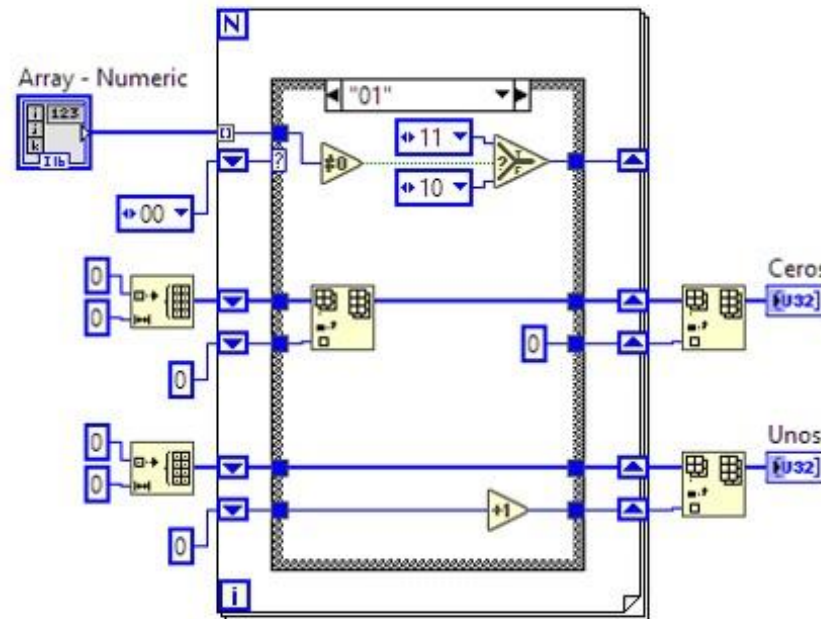


# Etapas del procesamiento digital de señales a nivel FPGA



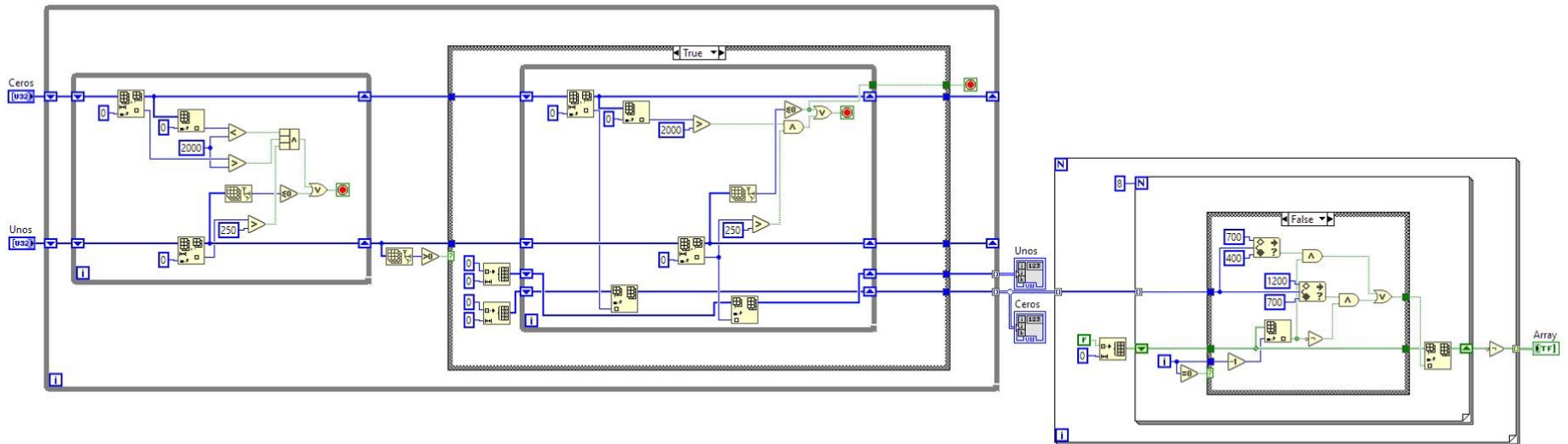
## Demodulador PPM

La máquina de estados identifica los cambios en las secuencias de ceros y unos en la señal cuadrada, y cuenta la cantidad de ceros y unos en la secuencia de datos entre cada cambio. Esta función entrega dos vectores lógicos, cada elemento de cada vector contiene el número de ceros o unos consecutivos antes de un cambio de estado en la señal de entrada. La cantidad de valores consecutivos es usado para identificar la posición temporal de cada secuencia de unos.



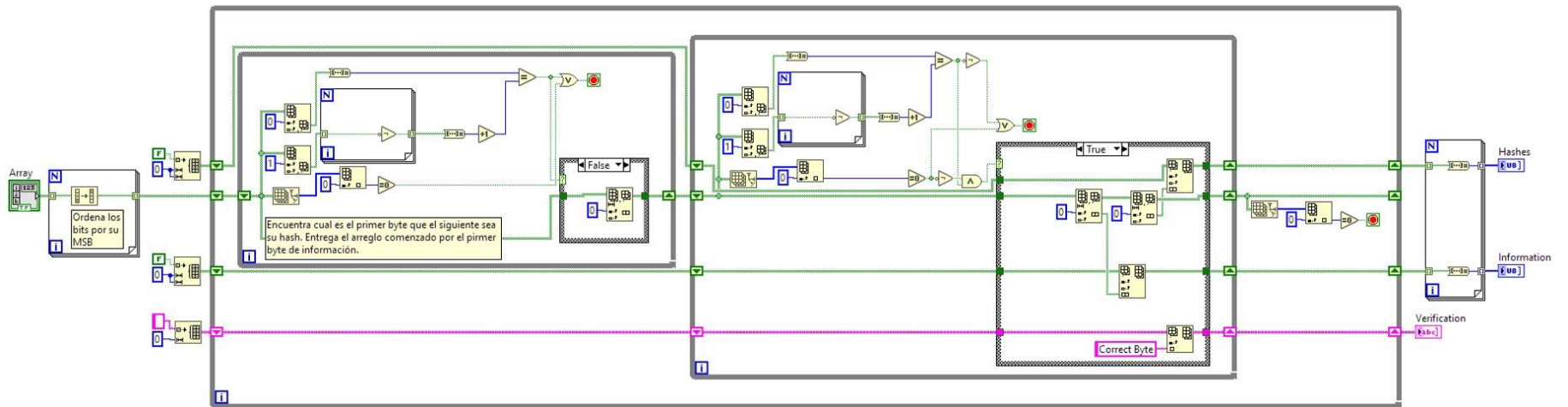
## Decodificador PPM

Esta función identifica los pulsos de inicio y fin de símbolo PPM, y compara la posición temporal de cada secuencia de unos con respecto a la secuencia anterior para decodificar el valor lógico basado en la posición del pulso. Esta función entrega un vector de bytes representados de forma binaria con indicadores booleanos.



## Decodificador de integridad.

Esta función identifica el primer byte de integridad con respecto al byte anterior recibido. Posteriormente separa los bytes de información de los bytes de integridad en dos vectores. Los vectores booleanos de entrada son entonces convertidos a bytes con representación numérica.



# Anexo C: Publicaciones científicas

Como resultado de esta investigación se presentaron 5 artículos de divulgación científica en congreso y conferencias y 2 artículos de divulgación científica en revistas indizadas:

- The Effect of Different Materials on the Propagation of Guided Waves in Multi-Wire Cables. Rito Mijarez, Gianpiero Trane, Arturo Baltazar. 13th International Symposium on Nondestructive Characterization of Materials (NDCM-XIII), 20-24 May 2013, Le Mans, France.
- PZT guided waves sensor permanently attached on multi-wire AWG12 cables used as communication médium. Gianpiero Trane, Rito Mijarez, Ricardo Guevara, Arturo Baltazar. AIP Conference Proceedings (Vol. 1650, No. 1, pp. 631-639) March 2015. American Institute of Physics.
- Guided Waves PPM Encoded System using AWG12 Cables as Communication channel. Gianpiero Trane, Rito Mijarez. 11th European Conference on Non-Destructive Testing (ECNDT 2014), October 6-10, 2014, Prague, Czech Republic.
- PPM-based system for guided waves communication through corrosion resistant multi-wire cables. Gianpiero Trane, Rito Mijarez, Ricardo Guevara, David Pascacio. International Congress on Ultrasonics, 2015 ICU Metz.
- Guided wave sensor for simple digital communication through an oil industry multi-wire cable. Gianpiero Trane, Rito Mijarez, Arturo Baltazar. Insight Journal. Non-Destructive Testing and Condition Monitoring, Volume 60, Number 4, April 2018, pp. 206-211(6) DOI: 10.1784/insi.2018.60.4.206. [SJR H-Index 35](#).
- A simplex guided wave communication system using oil industry multiwire cables. Gianpiero Trane, Rito Mijarez, Ricardo Guevara, Arturo Pérez. 9th European Workshop on Structural Health Monitoring July 10-13, 2018, Manchester, United Kingdom.
- Automatic Guided Waves Data Transmission System Using an Oil Industry Multiwire Cable. Gianpiero Trane, Rito Mijarez, Arturo Pérez. Sensors Journal. 2020, 20(3), 868. DOI: 10.3390/s20030868. [SJR H-Index 153](#).

# The effect of different materials on the propagation of guided waves in multi-wire cables

Rito MIJAREZ<sup>1</sup>, Gianpiero TRANE<sup>1</sup>, Arturo BALTZAR<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Instituto de Investigaciones Eléctricas, Gerencia de Control, Electrónica y Comunicaciones, Calle Reforma 113, Col. Palmira, C.P. 62490, Cuernavaca, Morelos, Mexico

Phone: +52 777 3623811, Fax: +52 777 3623811; e-mail: rmijarez@iie.org.mx

<sup>2</sup> Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, Unidad Saltillo

Carretera Saltillo-Monterrey Km 13.5, C.P. 25900 Ramos Arizpe, Coahuila, México; E-mail: a.baltazar@cinvestav.mx

## Abstract

This work presents the effect of different materials on the generation and detection of axis symmetric and non axis symmetric guided waves in multiple-wire cables. In order to reflect the mechanism of longitudinal, L(0,1) and flexural, F(1,1), wave motion originated from longitudinal excitation at 500 kHz, various 3-D FEM analyses were performed using a simplified model comprised of two straight rods that are in contact: the former is made of two rods of aluminium and the latter is made of a rod of aluminium and a rod of steel. The model considers an energy-transfer analysis to describe the guided wave propagation. In this model, due to inter-wire coupling, energy transference caused by radial displacements is considered to have an important role on guided waves propagation. The attained simulation results that visualize the mechanism of flexural and longitudinal motion are compared with experimental measurements using an Aluminium Conductor Steel Reinforced (ACSR) cable, dispersion curves and the wavelet transform. These results are discussed as potential means of damage monitoring of these cables.

**Keywords:** Guided waves, longitudinal waves, flexural waves, wavelet transform, finite element modelling.

## 1. Introduction

Multi-wire cables are commonly found in many engineering applications. For instance, they are used in pre-stressing strands and stay cables in suspension bridges; they are encountered on elevators; oil and geothermal industries use them to transport measurement tools in down-hole wells and they are widely used in power transmission lines by electricity companies. These structures are generally exposed to environmental degradation such as corrosion, static loads, wind-induced vibrations and temperature changes. As a consequence, their reliability is a major concern in each application and monitoring their structural integrity becomes progressively more important as the cables age.

Guided waves in rods, single wires and multiple wires have been anticipated as an attractive and effective tool of materials, since they can interrogate large structures and propagate over long distances compared with traditional body waves [1]. However, guided wave propagation in rods possesses an infinite number of vibration modes. These vibration modes depend on material properties and characteristic geometrical parameters of the waveguide, e.g. diameter of the rod, and are dispersive in nature, which complicate its analysis. Wave propagation characteristics in multi-wire cables are even more difficult to investigate due to the load-dependency of inter-wire contact and the twisted geometry of the peripheral wires. Hence, the use of guided waves in these complex structures as a non-destructive testing (NDT) technique is very challenging and requires a firm understanding of the wave propagation.

Propagation of waves in rods and cable structures has been investigated theoretically and experimentally by many researchers for over fifty years. Even though the cables in civil structures do not consist of single cylindrical wires, initial numerical and experimental investigations of guided wave propagation have been performed on single cylindrical

structures. This course of work has been used as an approximation to study the wave propagation in multi-wire cables and has established its fundamental basis [2-6]. In general, the multimodal behavior and the dispersion nature of guided waves in solid cylinders indicate the simultaneous propagation of various types of waves, stated as modes, and the superposition of different modes with distinct velocities [7]. Furthermore, mode conversion has been reported to occur when waves encounter discontinuities or bended structures [8, 9]. The twisted geometry and the contact between adjacent wires make the modeling of the multi-wire cables difficult [12, 14]. Finite element modeling (FEM) techniques have been used to gain insight into ultrasonic wave propagation; nevertheless, as reported by some investigators, modeling of an entire multiple-wire cable is computationally highly demanding [15]. The approach taken with efficacy is to model a two-rod system based on frictional contact between wires to approximate the time average elastic wave power in both rods as a function of propagation distance [16]. Moreover, guided wave propagation in long range inter-wired cylindrical structures is complicated, and many aspects have to be considered in order to develop a pragmatic implementation for damage monitoring.

Experimentally, in this work, the propagation phenomena of individual longitudinal and flexural guided waves modes at 500 kHz in a 0.9m Aluminium Conductor Steel Reinforced Cable (ACSR) were studied. A two piezoelectric transducers system, in a pitch and catch configuration, together with time-frequency analysis based on the wavelet transform was used for identifying guided wave modes. Moreover, a series of 3-D FEM analysis was performed using a simplified model comprised of two straight rods made of aluminium and steel. The simulation results obtained depict the effect of different materials on the propagation of guided waves in a multi-wire ACSR cable. Conclusions complete this article.

## **2. Experiments and modes identification**

### ***2.1 Experiments***

This paper focuses on guided waves excited at 500 kHz in a multi-wire ACSR cable commonly found in several realms of engineering for either transmitting energy or as holding element of structures. This cable is a concentric conductor configured in strands consisting of a core of seven straight steel wires and twenty six stranded aluminium wires in two layers as illustrated in a photograph and a cross-sectional view in figure 1a. The diameter of each aluminium and steel wire is 3.5 mm and 2.7 mm, respectively; therefore, the total diameter of the cable is approximately 22.1 mm. The length of the cable used is 0.9 m. The experiment setup is depicted in figure 1b. A pitch and catch arrangement was applied. Two piezoelectric broadband transducers with a central frequency of 1 MHz and 12.7 mm in diameter were attached to the ends of the ACSR cable using a liquid coupling gel. The function generator drives a transmitter piezoelectric transducer with five cycles of 500 kHz sinusoidal waves. Excited guided waves propagate through the cable and are sensed by the receiver transducer that converts them to electric signals via the inverse piezoelectric effect. The electric signals are amplified and acquired by a digital oscilloscope that sends the data to the computer for further analysis.

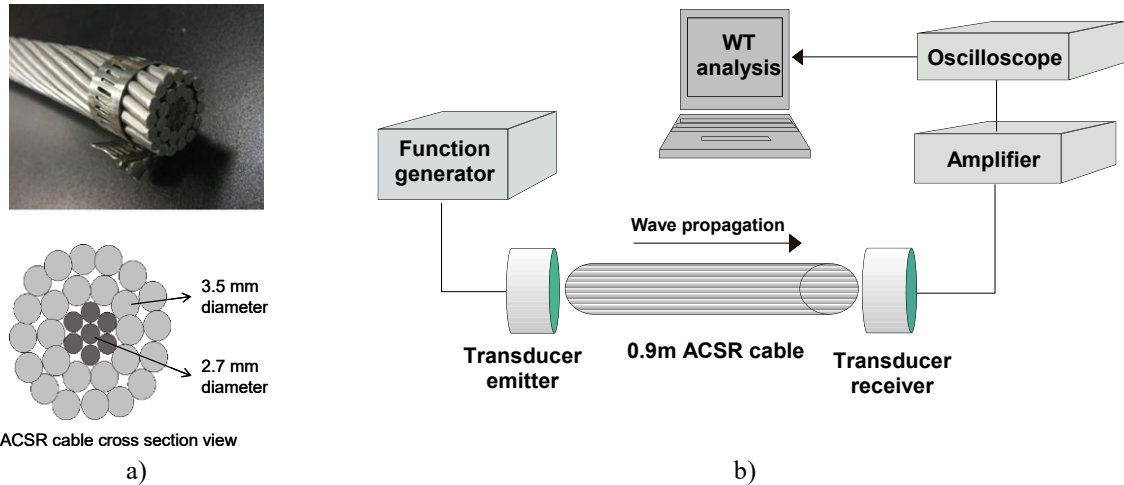


Figure 1. a) Cross sectional view of the ACSR cable used photograph of a section of the cable used in the experiment; b) experiment setup using a real ACSR cable

## 2.2 Modes identification

Due to the complicated characteristics of inter-wire coupling, an analytical solution that can describe the wave propagation in these multi-wire cables does not exist. A formulation based on a Pochhammer-Chree frequency equation of a cylindrical rod has been presented [17]. Considering an isotropic homogeneous cylindrical rod, the solutions of the elastic equation of motion are known, and correspond to three types of modes: longitudinal  $L(0,m)$ , torsional  $T(0,m)$  and flexural  $F(n,m)$ . By solving the equations, via the commercial package Disperse© [18], for these vibration modes with known frequencies, the dispersion curves can be obtained. The dispersion curves relate the velocity of the guided wave propagation, to the frequency of the wave and the diameter of the cylinder. The approach taken employed individual dispersion curves of rods of aluminium and steel 3.5mm and 2.7mm of diameter, respectively. Figure 2 shows the group velocity ( $V_{gr}$ ) dispersion curves of these rods, where it can be observed that the only guided wave modes that could be excited below 500 kHz are the longitudinal  $L(0,1)$  and the flexural  $F(1,1)$  modes. The group velocities yielded at this frequency for  $L(0,1)$  in steel and aluminium are 4957.84 m/s and 4397.28 m/s, respectively, and for  $F(1,1)$  are 3313.50 m/s and 3223.61 m/s, correspondently.

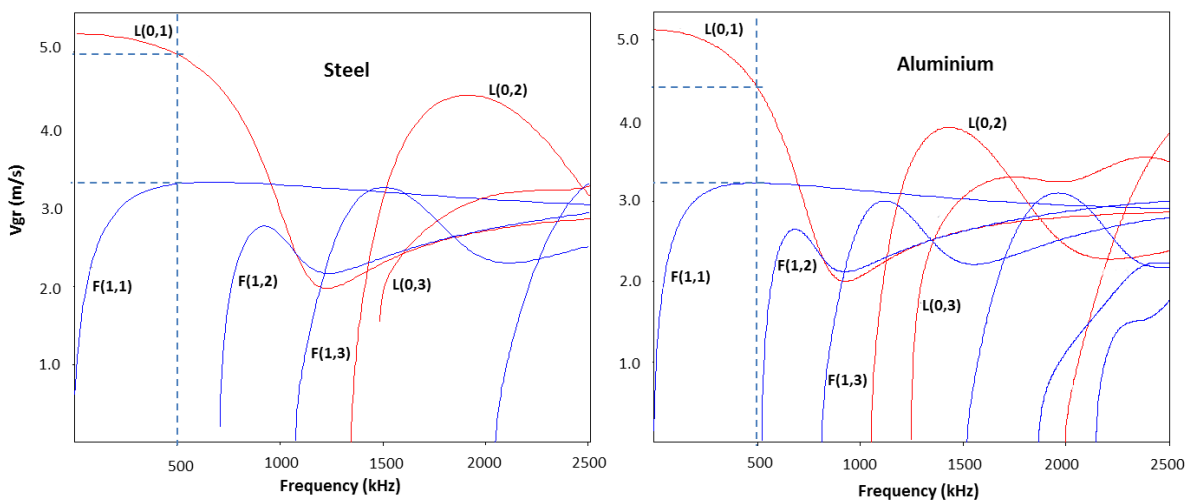


Figure 2. a) Group velocity dispersion curve of a steel rod 2.7 mm diameter and an aluminium rod 3.5 mm diameter



However, multi-wire cables make the interaction of the guided wave modes complicated to distinguish. Figure 3a shows the guided wave received signals obtained during the experiments. The approach taken in this study, for signal identification in the trials, was to use the wavelet transform (WT). The WT addresses the general problem of time-frequency analysis and provides the means to analyse non-stationary signals [19]. In this work, the Gabor wavelet was used to identify the guided wave modes generated in the experiments. Figure 3b shows the 2D representation of the wavelet coefficients that allow identification of the guided wave modes found in the disperse simulation. The WT depicts the modes that carry significant energy and the areas where this energy is present within a mode. A depiction in the colour red indicates a larger wavelet coefficient.

Figure 3b shows the frequency-time signals with fundamental group velocity dispersion curves for steel and aluminium rods superimposed. The group velocities have been changed to a time axis using the propagation distance of the guided wave signals. The wavelet contour plot of figure 4b shows that most of the guided wave energy is located in two main areas centred at 500 kHz. The former corresponds to generated L(0,1) longitudinal modes, first the L(0,1) mode for steel that is irradiated with the highest energy, and secondly the L(0,1) mode is irradiated for aluminium. The latter corresponds to the two F(1,1) flexural modes; First, the F(1,1) mode for steel that is irradiated with the lowest energy, and afterwards the irradiated F(1,1) mode for aluminium. The WT results follow with good agreement the theoretical dispersion curves of individual wires, indicating that the L(0,1) mode exhibits more energy for the steel rod, while the F(1,1) reveals more energy for the aluminium rod.

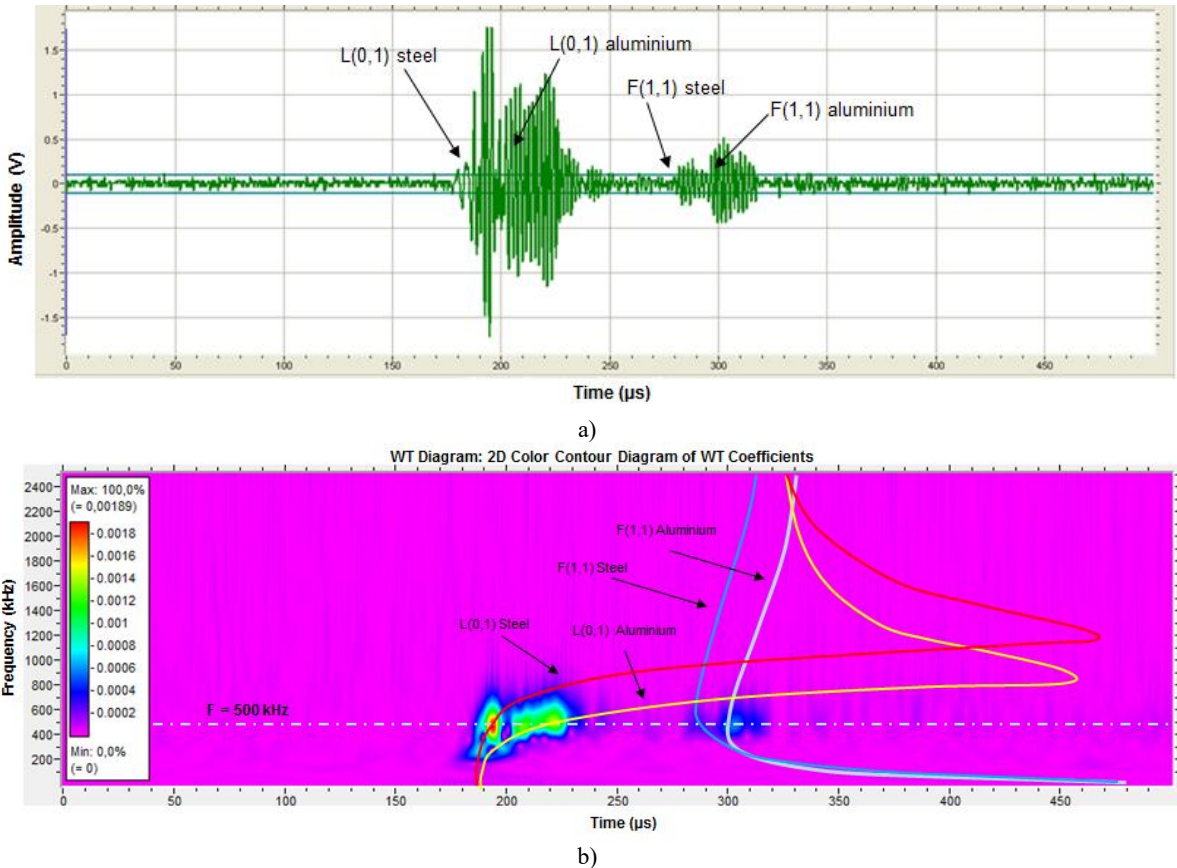


Figure 3. a) Guided wave received signals; b) 2D Wavelet Transform with superimposed fundamental group velocities dispersion curves for steel and aluminium rods.

### 2.2.1 Guided wave propagation in rods

All guided wave modes, axisymmetric and non-axisymmetric, propagate in the axial direction of a cylindrical waveguide. The axisymmetric modes comprise both the longitudinal modes,  $L(0, n)$ , and the torsional modes,  $T(0, n)$ ; the non-axisymmetric modes are represented by the flexural modes,  $F(n,m)$ . The acoustic fields, i.e. displacement, stress, etc., of non-axisymmetric modes have fields which do vary with the angular coordinate  $\theta$  and comprise the radial,  $u_r$ , the axial,  $u_z$ , and the circumferential,  $u_\theta$ , displacements. On the other hand, the axisymmetric modes are independent of the angular coordinate  $\theta$ ; therefore, they are composed only for the radial,  $u_r$ , and axial,  $u_z$ , displacements. Generally, an ultrasonic transducer source can excite all the modes which exist within its frequency spectrum; normally, the spectrum becomes narrower for larger transducers [20]. This is of particular interest considering that an ultrasound procedure with normal beam loading and reception has been used in this work. Hence, surface pressure loading will excite longitudinal modes and/or flexural modes depending on the applied pressure distributions on the rods surface [21]. Since longitudinal, piston-like, ultrasound transducers with ideal uniform pressure distribution are employed in the experiment, fundamental longitudinal  $L(0,1)$  modes in aluminium and steel rods are expected to be excited. According to the software Disperse, the axial ( $u_z$ ) and radial ( $u_r$ ) displacements for the  $L(0, 1)$  mode in aluminium and steel rods at 503 kHz and 504 KHz, respectively, are shown in figure 4.

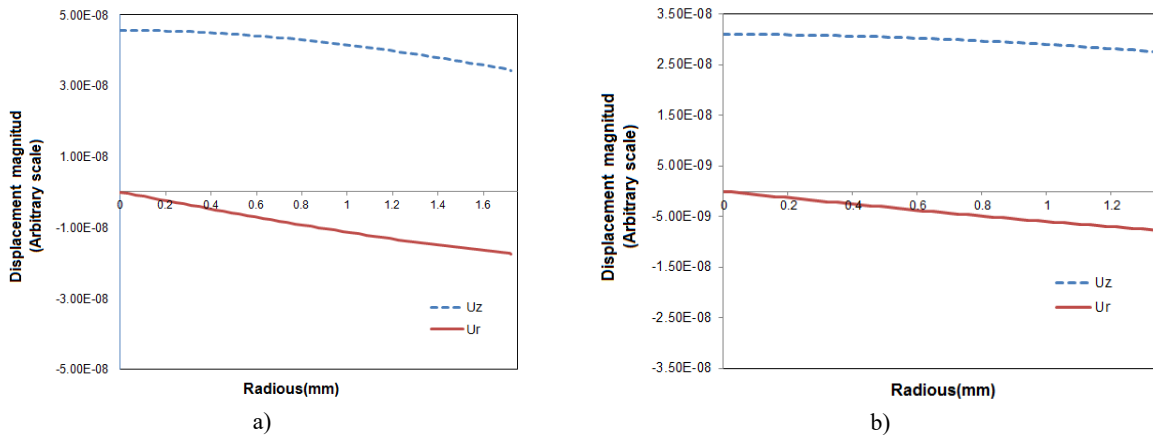


Figure 4. Radial and axial displacements for the fundamental longitudinal mode  $L(0,1)$  as a function of frequency; a) aluminium rod 3.5mm diameter at 503 kHz; b) steel rod 2.7mm diameter at 504 kHz.

Curves of figure 4 show that both rods present axially symmetric radial motion as a function of frequency from the centre to the surface, and consequently they are capable of leaking energy through contact; although, radial motion for steel is smaller than radial motion for aluminium the interaction between rods suggests that radial components are important in guided wave propagation in real multiple-wire cables.

## 3. FE Modelling

### 3.1 Energy-transfer analysis

In this section an energy-transfer analysis has been used to model wave propagation in two rods that are in contact. Figure 5 depicts two rods that are assumed to be portions out of the rods shown in the experiment setup (see Fig. 1).

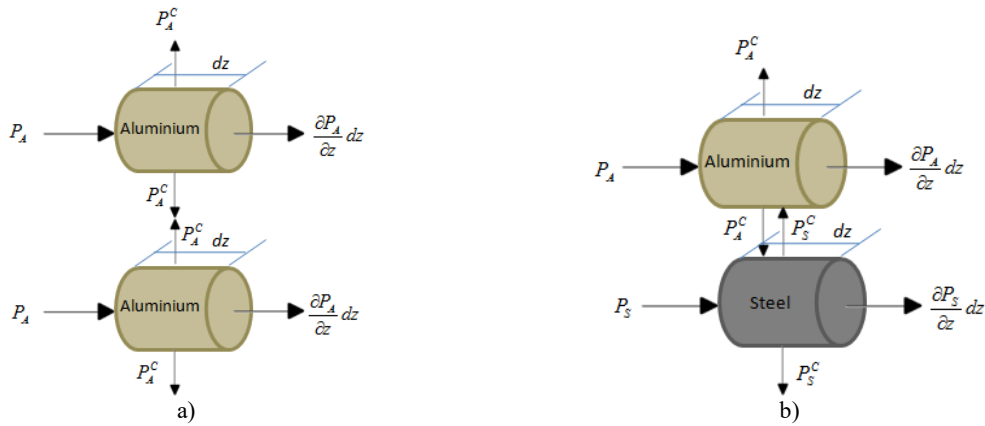


Figure 5. Energy flow for coupled rods, a) two aluminium rods; b) an aluminium and a steel rod

Since finite pulses of elastic energy are applied to the base of the rods, there is a loss of energy in each rod due to material damping, and also there is a loss and an exchange of energy due to friction coupling caused by radial motion. Radial energy transfer flows,  $P$ , are indicated by the vertical arrows in figure 5. The energy loss due to material damping in a rod is proportional to the input energy and the distance which the elastic wave propagates, however, for simplification, it is considered that there are no energy losses in the rod due to material damping. Thereby, the energy coupling mechanism is modelled using distributed arrows as energy radial forces for aluminium,  $P_A^C$ , and for steel,  $P_S^C$ , which connect the differential rods elements. Figure 5a shows the energy coupling mechanism for a two aluminium rods system, and figure 5b for a system made of an aluminium rod and a steel rod. Using the former system, longitudinal modes are expected to be excited because the radial coupling components possess the same distance in the rods; the latter system, nevertheless, depicts that the energy radial components having different locations since their velocities, and thereby their wavelengths, are slightly different; therefore, the latter system is expected to excite not only longitudinal modes but also flexural modes. In order to gain understanding of the mechanism of flexural modes generation originated from longitudinal modes due to inter-wire coupling in ACSR cables, various of 3-D FEM analysis using the software ALGOR [22] y COMSOL [23] were performed.

### 3.2 FEM simulation results

Transient analysis of guided waves propagation in real multi-wire cables using finite elements 3-D models is computationally very demanding [7]. The approach considered in this study consists of structural analyses of a simplified 3-D model. The model consists only of two straight rods of 70mm lengths made of aluminium and steel, which possess the diameters of the ACSR cable under test, and a friction contact line between them was specified. In this model energy transference, due to contact in between rods, caused by radial displacements is considered to have a significant role in guided waves propagation. Several simulations were performed using the model, and the results yielded were compared with experimental measurements.

By means of the software ALGOR© the first simulation was performed using two aluminium rods allowing for the coupling mechanism of figure 5a. The FE model is comprised of 9,838 nodes and 9538 elements. Nodal forces of 10 N were applied at the base of the rods. The contact between rods is specified as bonded, which the nodes on the two edges are matched

and are in perfect contact during the analysis. The coefficient of friction for the coincident edges was specified as  $1e^{-005}$ . The main variable is the displacement magnitude field and three degrees of freedom for the elements are the displacement components at the nodes. When a node on one edge deflects, the node on the adjacent edge will deflect the same amount in the same direction. Figure 6a depicts the attained simulation results using two aluminium rods at a modal frequency of 499 kHz. Axisymmetric longitudinal guided wave propagation and mode shapes, very likely  $L(0,1)$ , can be observed, which agrees the model depicted in figure 5a. Since two layers of twenty six stranded aluminium wires constitute the bulk of the ACSR cable, this observed mode is associated to the majority of the energy identified during the trials.

The second simulation, employing the software ALGOR©, was performed using an aluminium rod and a steel rod considering the coupling mechanism of the model depicted in figure 5b. The FE model is comprised of 15,358 nodes and 15,498 elements. Nodal forces of 10 N were applied at the base of the rods and the contact between rods and the coefficient of friction was set as previous model. Figure 6b depicts the attained simulation results using an aluminium rod and a steel rod at a modal frequency of 499 kHz. In this simulation, however, the observed guided wave propagation and mode shapes is non-axisymmetric, and could correspond not only to the longitudinal mode  $L(0,1)$ , but also to the flexural mode  $F(1,1)$ .

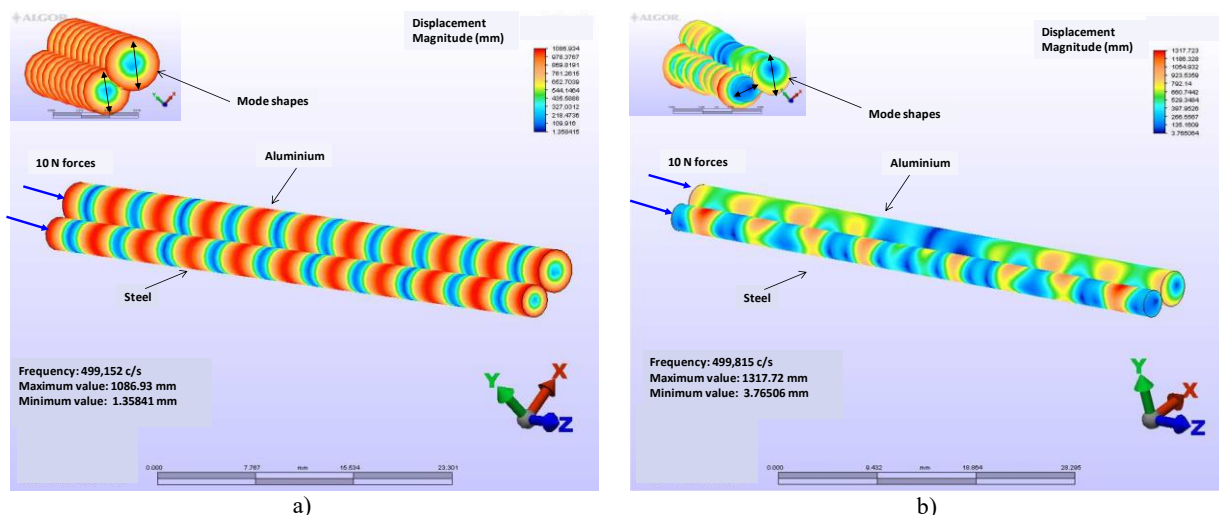


Figure 6. FEM simulation results; a) a system made of two aluminium rods and b) a system made of an aluminium rod and a steel rod.

A series of FEM simulations using the software COMSOL *Multiphysics*®, considering the characteristics of previous models at 500 kHz, were performed to gain insight into the effect of different materials and the contact between them on the propagation of guided waves. In this instance, separating gradually first two aluminium rods and later an aluminium rod and a steel rod, and posteriorly approaching them as far as they are in contact. Separating two aluminium rods and afterwards approaching them until they are in contact depicted only axisymmetric motions as shown in figure 7.

However, using an aluminium rod and a steel rod, flexural motion can also be excited. Figure 8 shows that with a separation of 0.5 mm between rods, there is no evidence of flexural motion; nonetheless, as close as 200 nm distance between the rods, as shown in upper right simulation, flexural displacements start generating in the aluminium rod. If the distance separation between rods is reduced, flexural motion can be distinguished in both rods. Lower

simulations in figure 8 show these displacements at 50 nm separation and without separation, respectively, which concur with the results obtained with the software ALGORE (figure 6b).

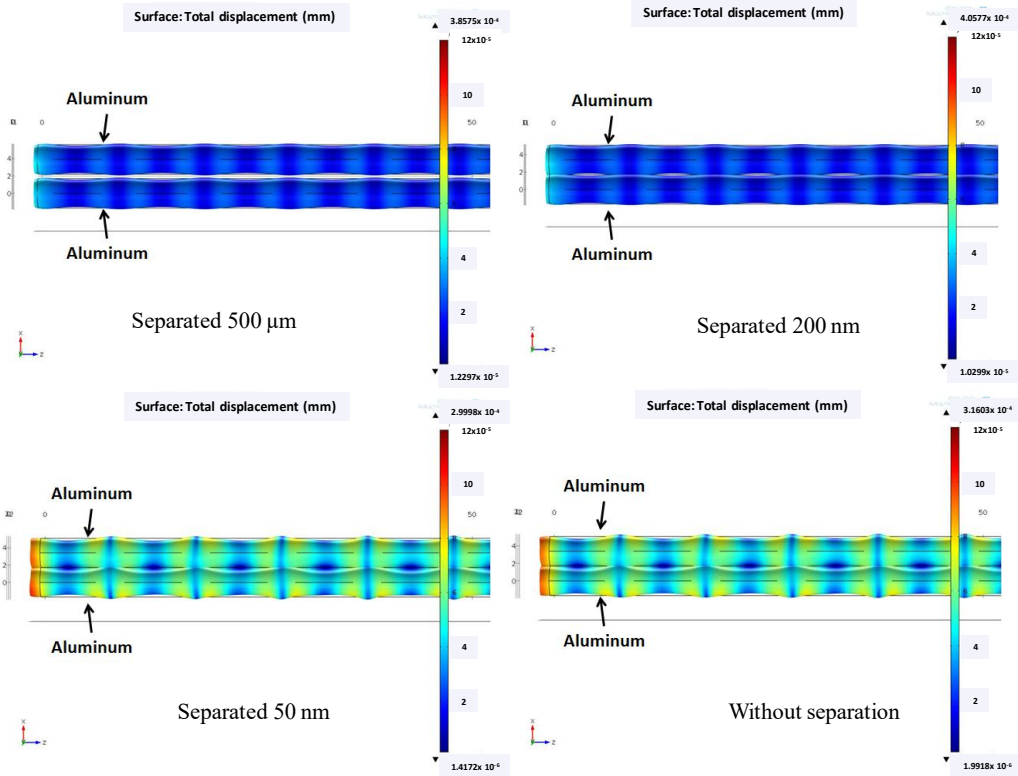


Figure 7. FEM simulation results using a system made of an aluminium rod and a steel rod separated various distances: separated 500 μm, 200 nm, 50 nm and without separation.

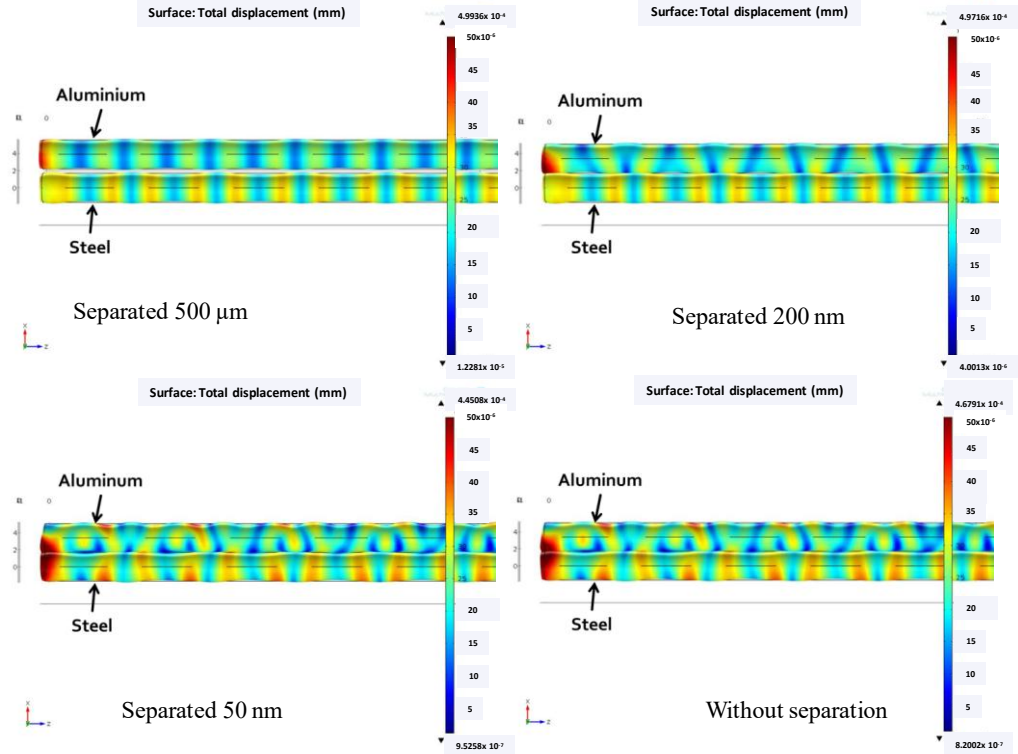


Figure 8. FEM simulation results using a system made of an aluminium rod and a steel rod separated various distances: separated 500 μm, 200 nm, 50 nm and without separation.



## 4. Conclusions

This study analyses the effect of different materials, particularly aluminium and steel rods, on the generation and detection of axis symmetric and non-axis symmetric guided waves in multiple-wire cables. Experimentally, using an ACSR cable fundamental longitudinal  $L(0,1)$  and flexural  $F(1,1)$  modes were identified via dispersion curves and the wavelet transform. An energy-transference analysis, using a two straight rods system, was developed to approximate the coupling mechanism between adjoining rods through friction. Energy transference due to inter-wire coupling caused by radial displacements is considered to have an important role in the excitation not only of longitudinal modes, but also of flexural modes. A series of 3-D FEM analyses were performed using this approach. The obtained simulation results depicted longitudinal excitation, very likely  $L(0,1)$  modes, using two aluminium rods, whereas longitudinal and flexural excitation, very likely  $L(0,1)$  and  $F(1,1)$  modes, were observed using an aluminium rod and a steel rod. These results are adequately related to experimental measurements. The energy-transference analysis approach serves as basis for future studies of multi-wire ACSR cables with damage.

## References

1. F.K. Chang Structural Health Monitoring: Current Status and Perspectives, Lancaster, PA: CRC Press, (1998).
2. AH Meitzler. Mode coupling occurring in the propagation of elastic pulses in wires. *JAcoustSocAm* 1961; 33 (4): 435-45.
3. Zemanek J. An experimental and theoretical investigation of elastic wave propagation in a cylinder. *JAcoustSocAm* 1972;51(1B):265–83.
4. Kwun H, Bartels KA. Experimental observation of elastic-wave dispersion in bounded solids of various configurations. *JAcoustSocAm* 1996;99(2):962–8.
5. Puckett, A.D.; Peterson, M.L. A semi-analytical model for predicting multiple propagating axially symmetric modes in cylindrical wave guides. *Ultrasonics* vol. 43 issue 3 January, 2005. p. 197-207.
6. Castaings M, Lowe M. Finite element for wave guided along solid systems of arbitrary section coupled to infinite media. *JAcoustSocAm* 2008;123(2):696–708.
7. Wilcox PD, Lowe M, Cawley P, The effect of dispersion on long-range inspection using ultrasonic guided waves, *NDT & E INTERNATIONAL*, 2001, Vol:34, Pages:1-9, ISSN:0963-8695
8. Demma A, Lowe MJS, Cawley P, Pavlakovic BN, The effect of bends on the propagation of guided waves in pipes, *Journal of Pressure Vessel Technology-Transactions of the Asme*, 2005, Vol:127, Pages:328-335
9. Lowe, M.J.S., Alleyne, D.N., Cawley, P.: The mode conversion of a guided wave by a part-circumferential notch in a pipe. *J. Appl. Mech.* 65(9), 649–656 (1998).
10. Rizzo P, Di-Scalea FL. Wave propagation in multiwire strands by wavelet- based laser ultrasound. *ExpMech* 2004;44(4):407–15.
11. Chen H-L, Wissawapaisal K. Application of Wigner-Ville Transform to evaluate tensile forces in seven-wire prestressing strands. *J EngMech* 2002;128(11):1206–14.
12. Rizzo P, Di-Scalea FL. Ultrasonic inspection of multiwire steel strands with the aid of the wavelet transform. *Smart Mater Struct* 2005;685–9514 2005:685–95.
13. Baltazar A, Hernandez C, Manzanares-Martinez B, Study of wave propagation in a multiwire cable to determine structural damage. *NDT& E International*, 43(8), pp. 726-732, 2010.

14. Treyssède, F.: Numerical investigation of elastic modes of propagation in helical waveguides. *J. Acoust. Soc. Am.* 121(6), 3398–3408 (2007)
15. Kulkarni S and Hurlebaus S, Nondestructive testing of overhead transmission lines – numerical and experimental investigation, QNDE 2008 Chicago, IL, USA, 2008.
16. Haag T, Beadle BM, Sprenger H and Gaul L, Wave-based defect detection and interwire friction modeling for overhead transmission lines, *Archive of Applied Mechanics*, ISSN 0939-1533, Springer Berlin / Heidelberg, Vol. 79, No. 6-7, pp 517-528 (2009).
17. K.F. Graff, *Wave Motion in Elastic Solids*, Dover Publishing Inc., New York (1975).
18. Pavlakovic B, Lowe M, “Disperse user manual: a system for generating dispersion curves”. Copyright B Pavlakovic, M Lowe © 2003.
19. S.Mallat, *A Wavelet Tour of Signal Processing*, Academic Press, Boston,(1998)
20. 11. Rose J L 1999 *Ultrasonic Waves in Solid Media* (Cambridge: Cambridge University Press).
21. Shin H J and Rose J L 1999 Guided waves by axisymmetric and non-axisymmetric surface loading on hollow cylinders *Ultrasonics* 37 355–63.
22. Algor © V20.4 (2007), instructor manual.
23. COMSOL Multiphysics® instructor manual.

# PZT Guided Waves Sensor Permanently Attached on Multi-Wire AWG12 Cables Used as Communication Medium

Gianpiero Trane<sup>1, a)</sup>, Rito Mijarez<sup>2, b)</sup>, Ricardo Guevara<sup>2, c)</sup>, and Arturo Baltazar<sup>3, d)</sup>

<sup>1</sup>*Tecnológico de Monterrey campus Cuernavaca, Autopista del Sol km 104, Colonia Real del Puente, C. P. 62790, Xochitepec, Morelos, México.*

<sup>2</sup>*Instituto de Investigaciones Eléctricas, Gerencia de Control, Electrónica y Comunicaciones, Calle Reforma 113, Col. Palmira, C.P. 62490, Cuernavaca, Morelos, México.*

<sup>3</sup>*Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, Unidad Saltillo, Carretera Saltillo-Monterrey km 13.5, C. P. 25900, Ramos Arizpe, Coahuila, México.*

<sup>a)</sup>gianpiero.trane@itesm.mx

<sup>b)</sup>Corresponding autor: rmijarez@iie.org.mx

<sup>c)</sup>ricardo.guevara@iie.org.mx

<sup>d)</sup>arturo.baltazar@cinvestav.edu.mx

**Abstract.** Guided waves in solid media have been used in structural health monitoring (SHM) and non-destructive testing (NDT) applications due to their mechanical propagation properties. In this context, guided waves communications offer the reuse of infrastructure as communication channel, in which the guided waves work as the information carrying signals. This study presents the proprietary design and implementation of a piezoelectric (PZT) sensor for the transmission and reception of guided waves that uses a multiple-wire AWG12 cable, commonly used in electric domestic and industrial applications, as a communication channel. The design involves electrical/mechanical coupling, electric isolation, instrumentation and casing. The PZT guided waves transmitter instrumentation includes a microcontroller-based pulse position modulator (PPM), a signal booster, a PZT crystal and a 9 V battery. Dispersion curves of the cable and dynamical linear 3D finite element (FE) models of the sensor were performed to substantiate the proper frequency selection. To evaluate the transmitter design, a receiver instrumentation package made of a PZT crystal, an amplifier and a commercial data acquisition module connected to a personal computer was implemented. Experimental tests were conducted in the laboratory using 1 m and 4 m AWG12 cables. Results showed that, although there was significant dispersion and multiple mode excitations of the transmitted pulses, the system correctly identified 10-bit frames of guided wave PPM encoded information.

## INTRODUCTION

Guided waves have been used as an attractive and effective tool for structural health monitoring (SHM) and non-destructive testing (NDT) since they can propagate for long distances in plates, pipes, rods, single wires and multiple wires. Some application for guided waves in SHM and NDT include damage detection in transmission lines [1], steel pipes [2], plates [3], and multi-wire cables [4]. In many existing SHM applications, conventional schemes, such as wireless radio communication, have been employed for data transmissions. However, novel wireless communication channels are a necessity in harsh environments, for instance fixed offshore oilrigs and down-hole oil reservoirs [5,6]. In these types of surroundings making use of existing infrastructure, for instance metal pipes, as a communication channel, is an asset that has been proposed by some researchers [7,8]. In this context, different metal structures have been studied as communication channels for guided waves, such as, down-hole tubing pipes [9], thin metal barriers [10] and shipping containers [11]. Some researchers have proposed the use of electric cables infrastructure as an acoustic communication channel; they have analyzed the transmission and reception of ultrasonic guided waves, in the range of 1 MHz – 12 MHz, using electrical cables 0.25 m in length [12].

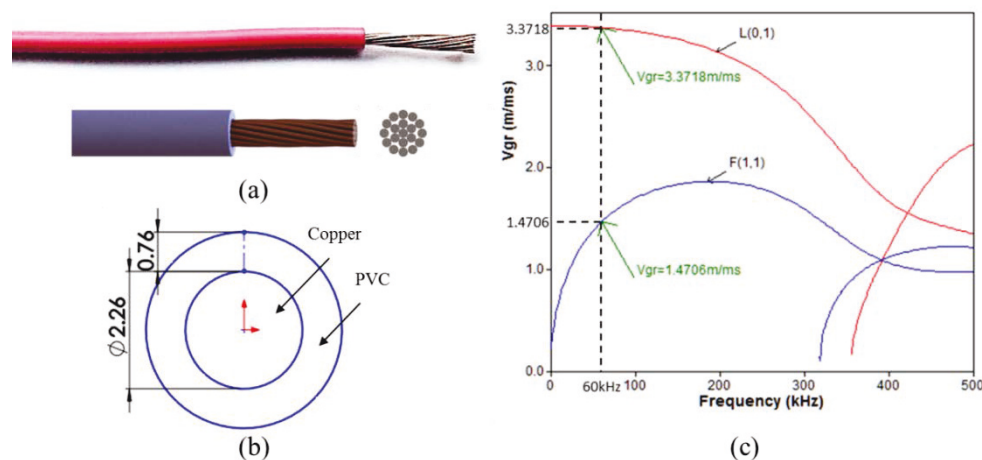


This work presents the proprietary design of a PZT sensor for the transmission and reception of pulse position modulation (PPM) encoded guided waves, which uses a multiple-strand American Wire Gauge (AWG) cable, commonly used in electric domestic and industrial applications, as a transmission channel. The PZT sensor, working as a transmitter, is composed of a PZT crystal, a microcontroller-based PPM modulator, a signal booster and a 9V battery. The microcontroller-based hardware generates and modulates sets of 8 digital bits of information using PPM. A power element, based on a Half-H Driver, is used as digital signal booster connected to the piezoelectric crystal. In order to assess the PZT guided wave sensor design, a receiver instrumentation package was implemented. The receiver is made of a PZT crystal, an instrumentation amplifier and a commercial data acquisition module connected to a personal computer. The transmitter generates 60 kHz PPM guided waves pulses that are acquired by the receiver, which performs real time digital filtering. Experiments carried out using multiple-wires AWG12 cables, 1 m and 4 m in length, have successfully detected PPM guided wave encoded information.

## GUIDED WAVE THEORY

AWG cables are made of either single, solid, round copper wires or several individual stranded copper conductors. This work is focused in multiple-wire AWG12 cables that work as waveguides for ultrasonic waves. AWG12 cables are made of 19 copper wires enclosed in a polyvinyl chloride (PVC) isolation layer as depicted in Fig. 1 (a). However, due to the complicated characteristics such as inter-wire coupling, dispersive nature, multi-mode presence and mode coupling, an analytical solution that can describe the wave propagation in these multiple-wire cables does not exist. The approach taken to gain insight into the wave propagation in multiple-wire cables is to investigate wave propagation in single wires using a formulation based on the so-called Pochhammer frequency equation of a solid, isotropic, homogenous and traction-free cylindrical rod, which has been discussed in detail by Graff [13] and recently by Rose [14]. The solutions of the elastic equation of motion are known, and correspond to three types of modes: longitudinal  $L(0,m)$ , torsional  $T(0,m)$  and flexural  $F(0,m)$ . By solving the equations, via the commercial package *Disperse*<sup>®</sup>[15], for these vibration modes with known frequencies, the dispersion curves can be obtained. The dispersion curves relate the velocity of the guided wave propagation, to the frequency of the wave and the diameter of the cylinder.

Multiple-wires AWG cables have small gaps between the strands, hence, the overall diameter of stranded AWG cables is slightly larger than solid AWG cables. An AWG12 cable was modelled as a rod made of copper 2.26 mm diameter and surrounded by a 0.76mm thickness of PVC as depicted in Fig. 1 (b); thereby, the dispersion curves, using the software *Disperse*, were obtained as shown in Fig. 1 (c).



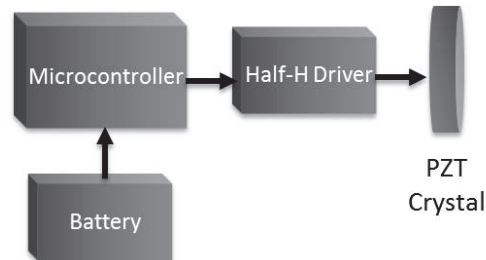
**FIGURE 1.** (a) Multiple-wire AWG12 cable; (b) Cross section copper-PVC rod; (c) Dispersion curves of a copper rod 2.26mm in diameter surrounded by a 0.76mm thickness of PVC.

## Frequency and Signal Selection

Guided waves used in long range applications require the employment of frequencies below 100 kHz [16]. The selection of a specific point on the dispersion curves depends on the frequency spectrum associated with the transducer source. This is of particular interest considering that PZT elements with normal beam loading and reception, respectively, have been used in this application. Hence, surface pressure loading will excite longitudinal modes and/or flexural modes depending on the applied pressure distributions on the cable surface. As Fig. 1 (c) shows, beyond 300 kHz the number of excited modes increases; hence the selection of the modes becomes difficult. Reducing the frequency of excitation will excite fewer guided wave modes; however, it exposes the overall system to greater risk of audio bandwidth interference, leading to a poor signal to noise ratio (SNR). Taking into account these factors, a PPM communication system that use tone pulse pulses of 60 kHz, for powering circular PZT elements, was implemented.

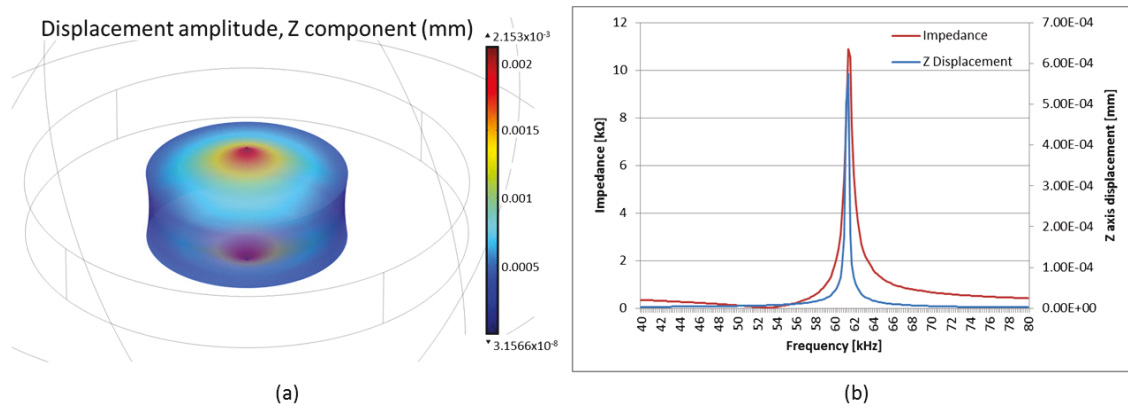
## PZT GUIDED WAVES SENSOR DESIGN

The PZT guided waves sensor design, used as transmitter, consisted of a PZT disc as the electric/acoustic transducer; a Half-H Driver for boosting the digital signals generated by the microcontroller to 9V amplitude square pulses; and a 9 V battery used as power source. A block diagram of the transmitter is depicted in Fig. 2.



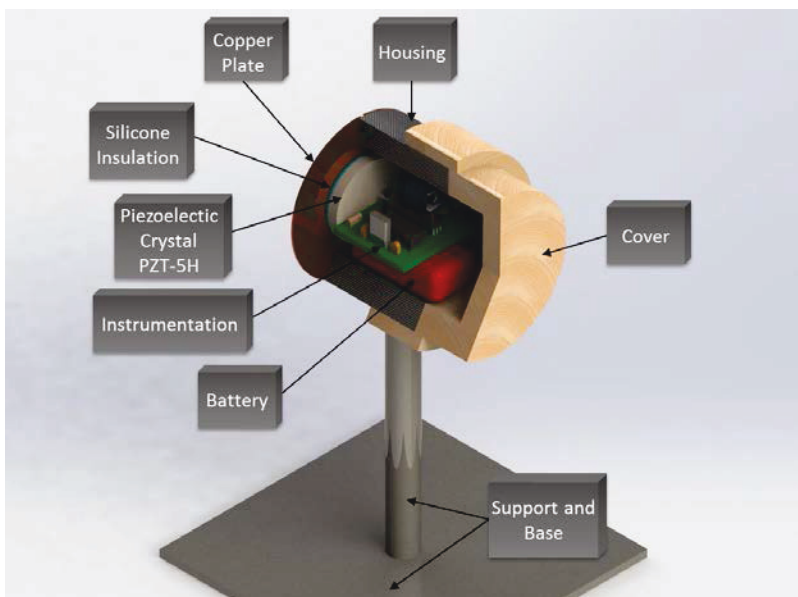
**FIGURE 2.** Block diagram of the PZT guided wave sensor used as transmitter.

The piezoelectric disc employed is a piezoceramic element 38 mm in diameter and 5 mm in thickness, which is equivalent in properties to a PZT-5H. The ceramic disc was modeled and simulated using finite element (FE) analysis, via the software COMSOL© [17], with the purpose of obtaining its superficial Z axis displacement. The model yielded the best displacement amplitude, 2.153  $\mu\text{m}$ , at 61.331 kHz as depicted in Fig. 3 (a). To corroborate the model results, the impedance of the piezoceramic disc was experimentally measured using a proprietary software application and an impedance analyzer. The experiment yielded the maximum impedance value at 61.2 kHz. The model and experimental results were graphed as shown in Fig. 3 (b). These results differ by 1.3 kHz from the intended value, which substantiate the selected 60 kHz frequency of this application.



**FIGURE 3.** (a) PZT 5-H crystal simulation in *COMSOL*<sup>®</sup>, maximum displacement of 2.153  $\mu\text{m}$  at 61.331 kHz. (b) Experimentally measured ceramic disc impedance (red curve) and Z axis displacement obtained using FE analysis simulation (blue curve).

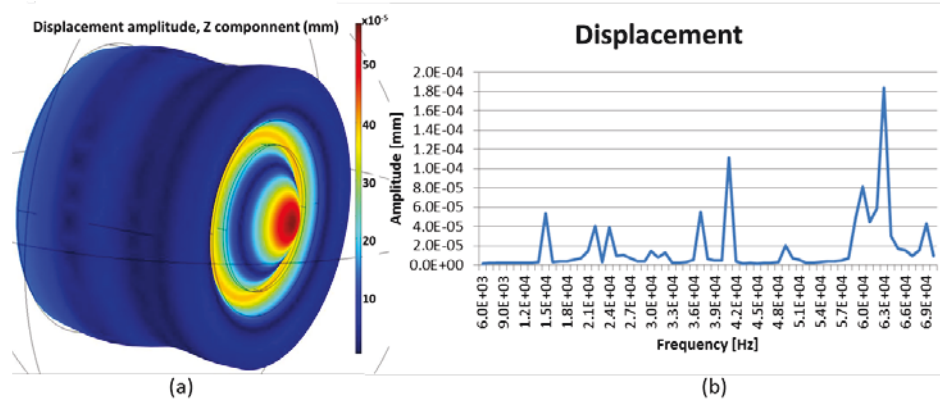
The actual PZT guided waves sensor design acting as transmitter is shown in Fig. 4. The housing case was made of a cylinder polymer called Nylamid<sup>®</sup>, 2" inner diameter and 3" outer diameter, which was fixed to a metallic support and base. The housing case contains a 9 V battery, the electronics instrumentation and the piezoelectric crystal PZT-5H. The PZT-5H crystal was coupled to an external copper plate via silicone glue. One side of the copper plate is fixed to the housing and the other is soldered to the AWG12 multi-wire cable. The silicone glue, employed to fix the PZT-5H to the copper plate, is also used as acoustic coupling to the copper. Due to its low density, the silicone glue minimizes energy losses between the ceramic disc and the propagation channel. Moreover, this silicone glue electrically isolates the piezoelectric disc from the transmission channel.



**FIGURE 4.** PZT guided wave sensor design acting as transmitter.

To verify the performance of the transmitter, a dynamical linear 3D FE model was carried out using the commercial software *COMSOL*<sup>®</sup>. The model considered the transmitter case, the copper plate, the silicone insulation and the PZT-5H crystal element, as shown in Fig. 5 (a). The mesh consisted principally of bricks, and the boundary conditions were free-free, which were the same as the conditions established in the experiment. The input excitation in the model was a unitary voltage signal applied to the faces of the circular PZT-5H crystal. Modal frequency analysis from 5 kHz to 70 kHz was performed to obtain the maximum energy transmission from the transmitter to the communication channel.

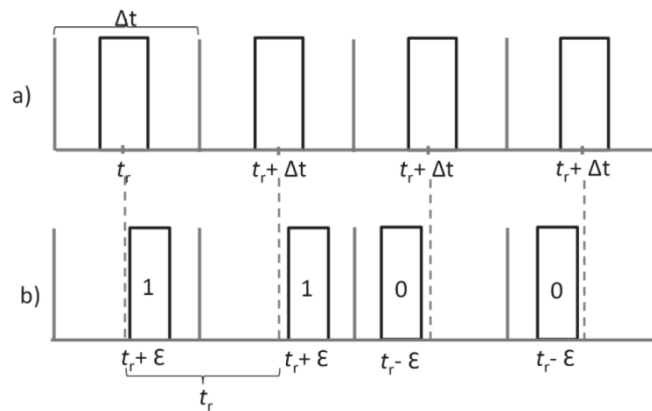
The maximum displacement attained was at 63 kHz, as depicted in Fig. 5 (b) that differed, by 3 kHz, from the intended value.



**FIGURE 5.** (a) FE model simulation of the PZT guided waves sensor, acting as transmitter, which showed the maximum displacement, 0.49mm, at 63 kHz. (b) Frequency analysis vs. the Z axis displacement average in the copper plate in COMSOL<sup>®</sup>.

### PPM Modulator

The theoretical background of PPM communication systems was established around 50 years ago [18]; nevertheless, these systems have recently been widely used in long distance optical communication systems [19,20]. PPM is a form of signal modulation in which the message information is modulated in the time-delay between pulses (TDBP) in a sequence of signal pulses. Theoretically PPM systems are effective when the signals are power limited rather than band limited [18]. The PPM that is implemented in this work consists of the displacement, of the temporal position of an acoustic pulse, quantified for small time-based values of  $\pm\epsilon$  in relation to a TDBP that is used as a time reference,  $t_r$ <sup>21</sup>. For displacements with increment of time  $+\epsilon$ , the modulation stands for the logical level 1 (bit 1), and for displacements with decrement of time  $-\epsilon$  the modulation represents the logical level 0 (bit 0). Figure 6 (a) shows the example of a sequence of pulses that are not modulated, where each pulse is, exactly, in the center of a time slot,  $\Delta t$ . Figure 6 (b) depicts a sequence of pulses moved  $\pm\epsilon$ , according to the PPM information, in a sequence of bits 1100.



**FIGURE 6.** (a) Sequence of pulses without modulation; (b) Sequence of PPM pulses (1100).

The modulator generated 10-bit frames of guided wave PPM encoded energy pulses. The frame is comprised of a start pulse, eight pulses of data and a stop pulse. The start and stop pulses are made of 40 square pulses of 60 kHz, i.e. 666  $\mu$ s pulse width each, and data pulses consist of 20 square pulses of 60 kHz, i.e. 333  $\mu$ s. The time slot,  $\Delta t$ , and the quantified values of  $\pm\epsilon$  were set to 1998  $\mu$ s and 999  $\mu$ s, respectively, equivalent to six times and three times the actual

bit representation pulse width. The PPM system was programmed into the internal flash memory of the microcontroller. Figure 7 depicts the PPM modulated symbol scheme.

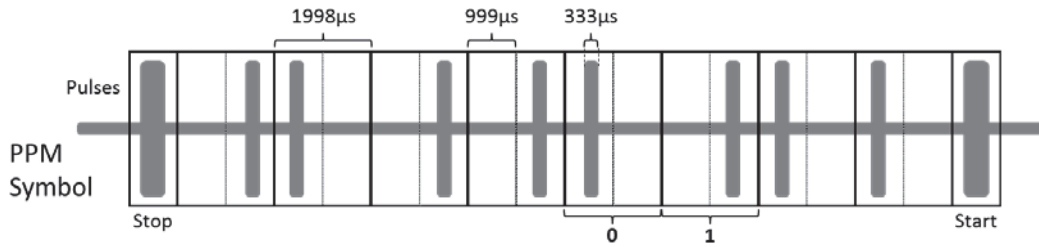


FIGURE 7. PPM symbol codification scheme for a sequence of 10110100 data.

## EXPERIMENTAL SETUP

A series of experiments were conducted in the laboratory using AWG12 cables as a communication channels. The communication system was tested at 1 m and 4 m cables. Each end of the cable was soldered to a 2.54 cm diameter copper plate mounted to the transmitter and the receiver modules. Both transmitter and receiver PZT elements were attached to each copper disc with silicone glue, thereby the AWG12 cable was electrically isolated. The experimental setup is depicted in Fig. 8.

As depicted in the dispersion curves of Fig. 1 (c), the only guided wave modes that could be excited at 60 kHz were the fundamental longitudinal mode L(0,1) with a group velocity  $v_g=3.3718$  m/ms, and the flexural mode F(1,1) with a group velocity  $v_g=1.4706$  m/ms. In order to identify these modes an experiment was carried out transmitting a set of 20 square pulses, through a 1 m AWG12 multiple-wire cable. The receiver sampled the guided wave signals at 125 kS/s and filtered them out with a narrow FIR band pass filter with cutoff frequencies from 58 kHz to 62 kHz.

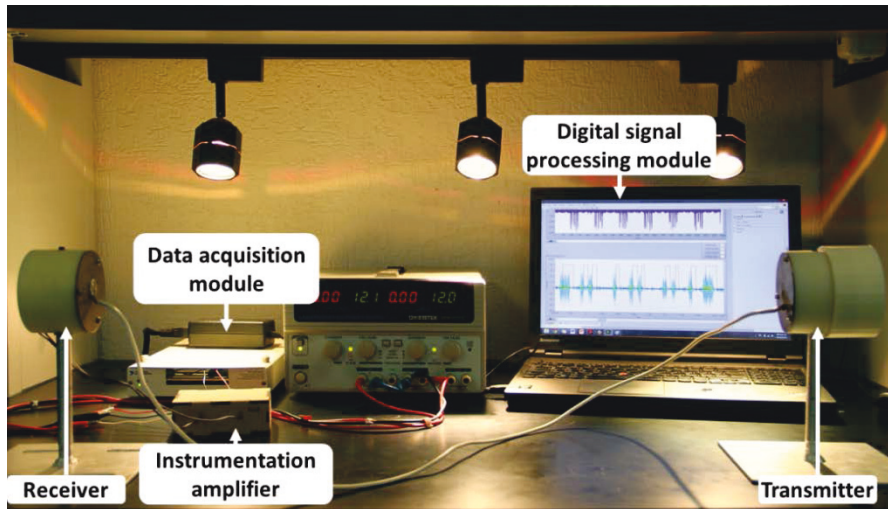


FIGURE 8. Experimental setup for testing the PPM guided wave encoded transmission.

The second experiment was conducted to identify a transmitted PPM symbol of 8 bits. The transmitter and receiver instrumentation were powered simultaneously. For this experiment the transmitter was set to generate continuously every 20 ms an 8 bit data PPM symbol, previously programmed in the microcontroller internal flash memory, containing the information 4BH (0 0 1 0 1 1 0 1).

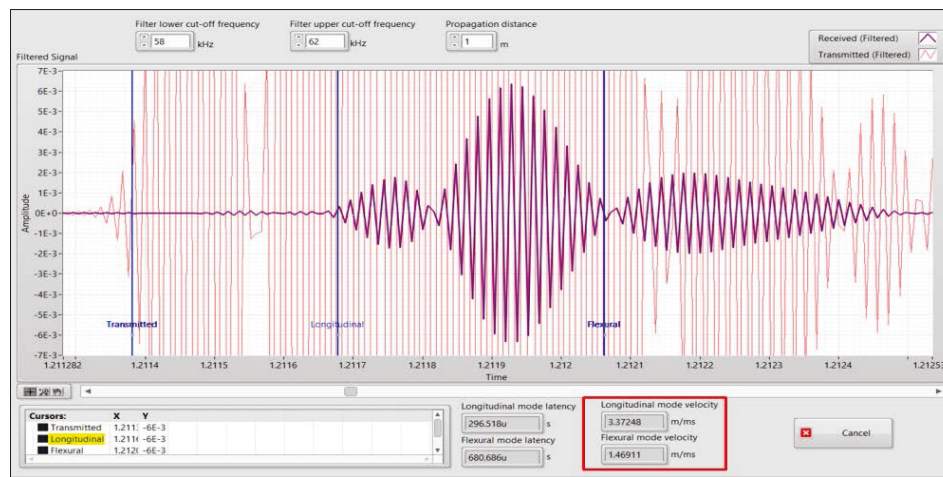


## EXPERIMENTAL RESULTS

Two different experiments were conducted to test experimentally the PPM guided wave transmission and reception. The former was carried out to identify the excited guided wave modes at 60 kHz. The latter was performed to identify a PPM symbol transmitted through a 1m and 4m AWG12 multiple-wire cable.

### Guided Waves Propagation Modes Identification

Figure 9 depicts the transmitted 20 square pulses filtered (red curve) and the received filtered signal (purple curve). Measuring the delay time between the transmitted pulses and the received guided waves signals, two group velocities were estimated, which corresponded to each guided wave mode yielded from the dispersion curves. The first group of signals shown in Fig. 9 propagated at 3.372 m/ms, which corresponded to the longitudinal mode L(0,1), and the second group propagate at 1.469 m/ms that is related to the flexural mode F(1,1). Furthermore, the second group of signals shows a time spreading behavior that agrees with the dispersive nature of the flexural mode F(1,1) at 60 kHz depicted in Fig. 1 (c).



**FIGURE 9.** Guided wave modes identification of 20 square pulses transmitted through 1m AWG12 multiple-wire cable. Red curve shows the transmitted pulse, purple curve shows the excited guided wave modes.

### Guided waves PPM symbol Identification

The transmitted PPM symbol was successfully identified. Figure 10 (a) and (b) depict the identification of the PPM symbol in a 1 m and 4 m AWG12 cables, respectively. In both graphics the pulse position represents the digital value of each bit transmitted. The start and stop pulses can be identified by their pulse duration, which is twice the data bit pulse duration. The second graph shows a lower SNR due to the transmission distance, however, it is expected that the SNR can be improved by the implementation of digital signal processing algorithms.

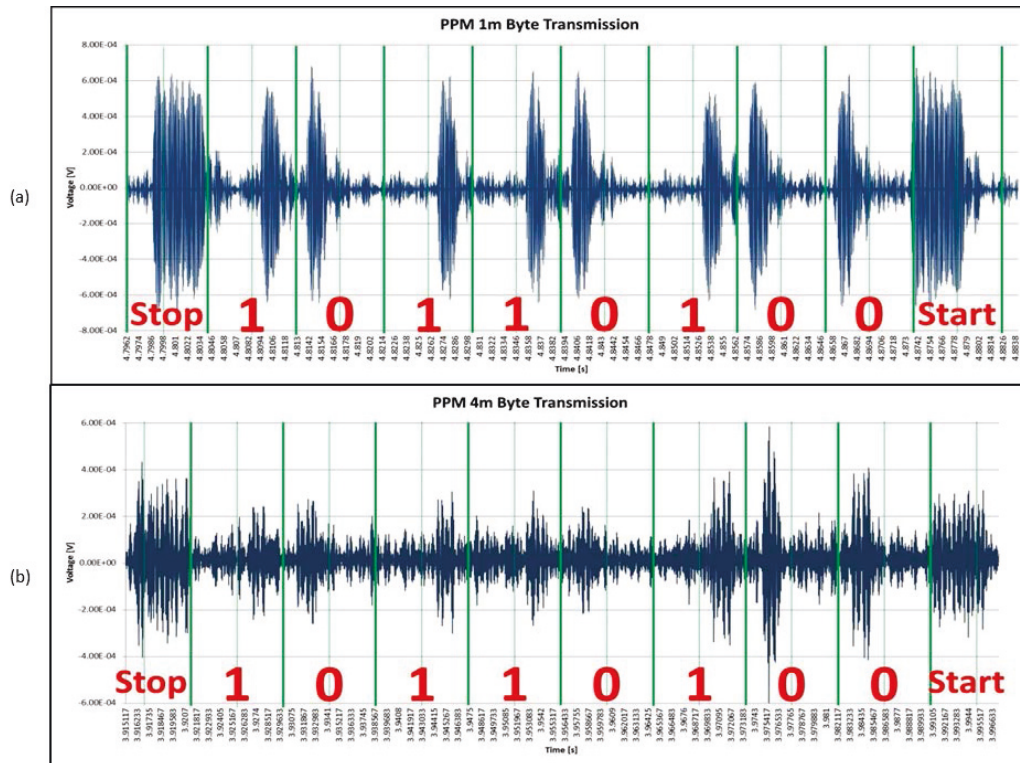


FIGURE 10. PPM symbol identification. (a) 1 m transmission, and (b) 4 m transmission.

## CONCLUSIONS

A novel PZT guide waves sensor using multiple-wire AWG12 cables as transmission channel has been designed, implemented and evaluated. The guided PZT wave sensor acting as transmitter include a polymer housing, a copper disc, a PZT crystal disc and a microcontroller-based electronic instrumentation powered by a 9 V battery. The transmitter was capable of generating 10 bits digital frames modulated using the PPM technique. FE models and experiments of the transmitter design corroborate its adequate performance. The receiver instrumentation package consists of a copper disc, a PZT crystal disc, an amplifier and a data acquisition module connected to a personal computer. Laboratory experiments were carried out using 1 m and 4 m AWG12 cables. Results showed that by exploiting the waveguide effect of multiple conductors cables acting as communication channel, successful transmissions and reception of 60 kHz encoded PPM information has been attained. Although the trials have been conducted over small distances, the feasibility of detecting dispersive guided wave energy packets, provided sufficient SNR, has been proved. These results are very encouraging, taking the authors to the next stage of this work, which is to enhance the SNR by performing narrowband digital filters and digital signal processing algorithms.

## REFERENCES

1. C. Hernandez-Salazar, A. Baltazar, R. Mijarez, and L. Solis, "Structural damage monitoring on overhead transmission lines using guided waves and signal processing," *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, eds. D. O. Thompson and D. E. Chimenti (American Institute of Physics 1211, Melville, NY) **29**, 1721–1728 (2010).
2. R. Mijarez, F. Martinez, and P. Gaydecki, "Continuous structural health monitoring guided wave PPM system using steel pipes as communication channel for flood detection in steel offshore oilrigs," *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, eds. D. O. Thompson and D. E. Chimenti (American Institute of Physics 1096, Melville, NY), **28**, 1014–1021 (2009).
3. S. Sharma and A. Mukherjee, "Ultrasonic guided waves for monitoring corrosion in submerged plates", *Journal of Structural Control and Health Monitoring*, 1-26 (2014).

4. R. Mijarez, A. Baltazar, J. Rodríguez Rodríguez, J. Ramírez-Niño, "Damage Detection in ACSR cables based on ultrasonic guided waves," *DYNA Medellín*, **81** (186), 226-233 (2014).
5. ISO19902 2007 Petroleum and Natural Gas Industries—Fixed Steel Offshore structures.
6. L. M. Marsh, C. Sun, B. K. Pillai and L. Viana "Data recovery for pulse telemetry using pulse position modulation" U.S. Patent No. 6,963,290 (8 November 2005)
7. R. Mijarez and P. Gaydecki, *Smart Materials and Structures* **22** (5), 055031 (2013).
8. Y. Jin, Y. Ying and D. Zhao, *Proceedings of Meetings on Acoustics* **20** (1), (2014).
9. S. Kruegel and P. Tubel, *GasTIPS* **10**, 5 (2004).
10. R. Primerano, M. Kam and K. Dandekar, "High bit rate ultrasonic communication through metal channels" *Information Sciences and Systems Conference*, pp 902-906 (2009).
11. T. Hosman, M. Yeary and J. K. Antonio, *Instrumentation and Measurement*, *IEEE Transactions on* **60** (12), 3767-3774 (2011).
12. C. Mateo, J. A. Talavera and A. Muoz, *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, *IEEE Transactions on* **54** (7), 1423-1429 (2007).
13. K. F. Graff, *Wave motion in elastic solids*. (Dover Publications, Inc., 31 East 2nd Street, Mineola, N.Y. 11501, (1975).
14. J. L. Rose, "Ultrasonic waves in solid media," England: *Cambridge University Press*, (1999).
15. B. Pavlakovic and M. Lowe, "Disperse User Manual" Copyright B Pavlakovic, M Lowe (2003).
16. P. Cawley, M. J. S. lowe, D. N. Alleyne, B. Pavlakovic, and P. Wilcox, *Mater. Eval.* **61** (1), 66-74 (2003).
17. R. White, *Comsol Acoustics Introduction*. (Tufts University School of Engineering, 2008).
18. R. J. McAulay, *Information and Control* **12** (3), 221-235 (1968).
19. E. D. J. Smith, R. J. Blaikie and D. P. Taylor, *Communications*, *IEEE Transactions on* **46** (9), 1176-1185 (1998).
20. P. Gopal, V. Jain and S. Kar, *Communications and Network* **5**, 200 (2013).
21. J. Arnold, *IEE Proceedings J (Optoelectronics)* **140** (6), 359-366 (1993).



## Guided Waves PPM Encoded System using AWG12 Cables as Communication channel

Gianpiero TRANE<sup>1</sup>, Rito MIJAREZ<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Tecnológico de Monterrey campus Cuernavaca, Autopista del Sol km 104, Colonia Real del Puente, C. P. 62790, Xochitepec, Morelos, México

Phone: +52 777 3620800, e-mail: [gianpiero.trane@itesm.mx](mailto:gianpiero.trane@itesm.mx)

<sup>2</sup>Instituto de Investigaciones Eléctricas, Gerencia de Control, Electrónica y Comunicaciones, Calle Reforma 113, Col. Palmira, C.P. 62490, Cuernavaca, Morelos, México

Phone: +52 777 3623811, Fax: +52 777 3623811; e-mail: [rmijarez@iie.org.mx](mailto:rmijarez@iie.org.mx)

### Abstract

Guided waves communication is an alternative communication modality in which an elastic medium functions as the communication channel and guided waves work as the information carrying signals. This study presents a guided wave communication system that uses a multiconductor AWG12 cable, commonly used in electric domestic and industrial applications, as a communication channel. Data communication is carried out using pulse position modulation (PPM) as the signaling technique. The system employs a proprietary smart PZT-based sensor and modulator, which transmits 60 kHz guided wave pulses, and a commercial digital signal processing receiver, which acts as a demodulator. The experimental tests were conducted in the laboratory using 1 m and 4 m AWG12 cables. The demodulator performs real-time digital filtering and off-line signal processing for increasing the SNR and identifying 10-bit frames of guided wave PPM encoded energy packets. Results confirm that, although there was significant dispersion and multiple mode excitation of the transmitted pulses, the system successfully distinguished guided wave encoded information.

**Keywords:** Guided elastic waves, multiconductor cables, communication systems, pulse position modulation

## 1. Introduction

Guided waves in rods, single wires and multiple wires can be propagated for long distances compared with the traditional body waves; consequently, they have been used as an attractive and effective tool for structural health monitoring (SHM) of materials, since they can interrogate large structures [1, 2]. The main building blocks of an SHM technology are sensors/actuators, data acquisition hardware and a communication platform. In many existing SHM applications, conventional schemes, such as wireless radio communication, have been employed for data transmissions. However, novel wireless communication channels are a necessity in harsh environments, for instance fixed offshore oilrigs and down-hole oil reservoirs [3, 4]. In these types of surroundings making use of existing infrastructure, for instance metal pipes, as a communication channel, is an asset that has been proposed by some researchers [5, 6]. In this context, some researchers have proposed the use of electric cables infrastructure as an acoustic communication channel; they have analysed the transmission and reception of ultrasonic guided waves, in the range of 1 – 12 MHz, using electrical cables 0.25 m in length [7].

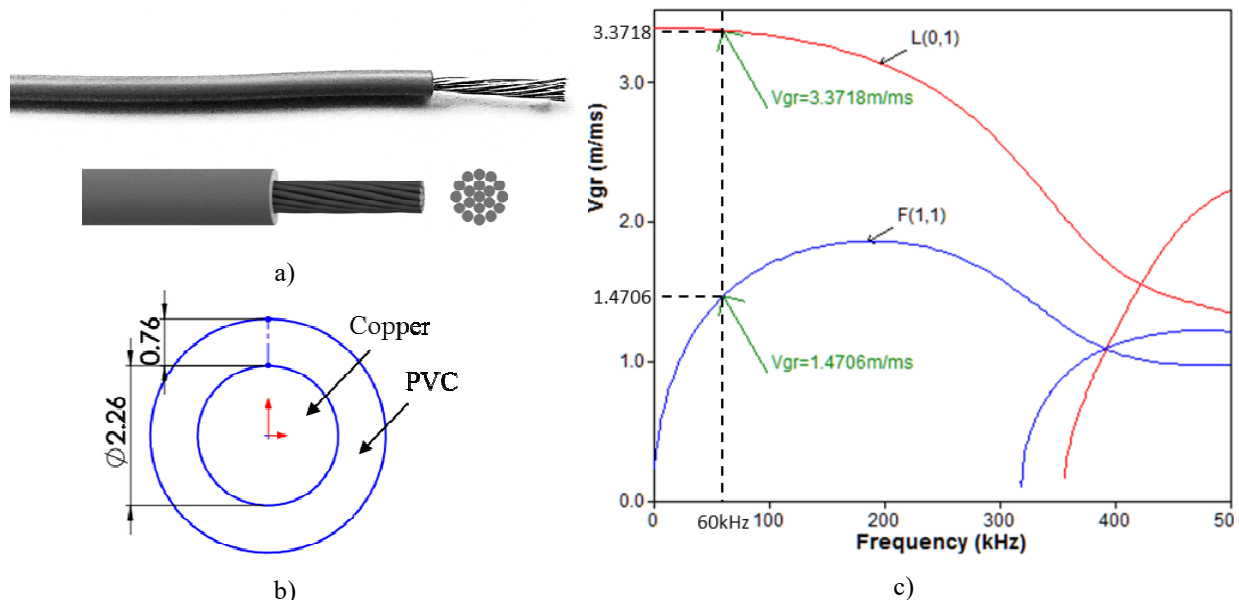
This work presents a guided wave pulse position modulation (PPM) encoded system that uses a multiple-strand American Wire Gauge (AWG) cable, commonly used in electric domestic and industrial applications, as a communication channel. The system employs a smart modulator composed of a PZT crystal, a microcontroller-based electronics and a 9V battery. The demodulator instrumentation package is made of a PZT crystal, an instrumentation amplifier and a commercial digital signal processing (DSP) module. The modulator transmits 60 kHz PPM guided wave pulses that are acquired by the demodulator, which performs real time and off-line digital signal processing algorithms. Experiments carried out using multiple-

wires AWG12 cables, 1 m and 4 m in length, have successfully detected PPM guided wave encoded information.

## 2. Guided waves theory

AWG cables are made of either single, solid, round copper wires or several individual stranded copper conductors. This work is focused in multiple-wire AWG12 cables that work as waveguides for ultrasonic waves. AWG12 cables are made of 19 copper wires enclosed in a polyvinyl chloride (PVC) isolation layer as depicted in Figure 1a. However, due to the complicated characteristics such as inter-wire coupling, dispersive nature, multi-mode presence and mode coupling, an analytical solution that can describe the wave propagation in these multiple-wire cables does not exist. The approach taken to gain insight into the wave propagation in multiple-wire cables is to investigate wave propagation in single wires using a formulation based on the so-called Pochhammer frequency equation of a solid, isotropic, homogenous and traction-free cylindrical rod, which has been discussed in detail by Graff and recently by Rose [8, 9]. The solutions of the elastic equation of motion are known, and correspond to three types of modes: longitudinal  $L(0,m)$ , torsional  $T(0,m)$  and flexural  $F(0,m)$ . By solving the equations, via the commercial package Disperse© [10], for these vibration modes with known frequencies, the dispersion curves can be obtained. The dispersion curves relate the velocity of the guided wave propagation, to the frequency of the wave and the diameter of the cylinder.

Multiple-wires AWG cables have small gaps between the strands, hence, the overall diameter of stranded AWG cables is slightly larger than solid AWG cables. An AWG12 cable was modelled as a rod made of copper 2.26 mm in diameter and surrounded by a 0.76mm thickness of PVC as depicted in Figure 1b; thereby, the dispersion curves, using the software Disperse, were obtained as shown in Figure 1c.



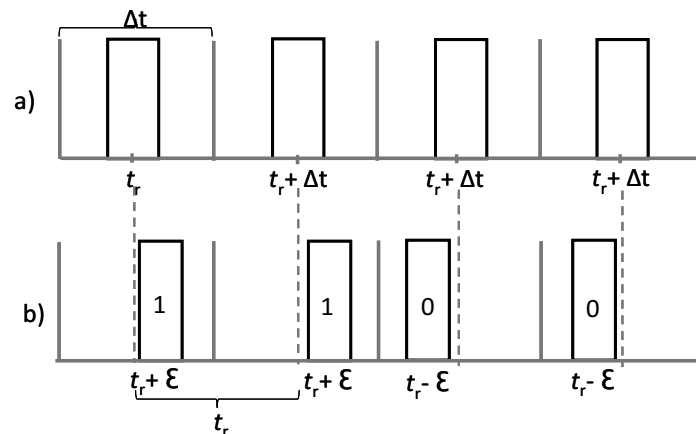
**Figure 1.** a) Multiple-wire AWG12 cable; b) Cross section copper-PVC rod; c) Dispersion curves of a copper rod 2.26mm in diameter surrounded by a 0.76mm thickness of PVC.

## 2.1 Frequency and signal selection

Guided waves used in long range applications require the employment of frequencies below 100 kHz [11]. The selection of a specific point on the dispersion curves depends on the frequency spectrum associated with the transducer source. This is of particular interest considering that PZT elements with normal beam loading and reception, respectively, have been used in this application. Hence, surface pressure loading will excite longitudinal modes and/or flexural modes depending on the applied pressure distributions on the cable surface. As Figure 1c shows, beyond 300 kHz the number of excited modes increase; hence the selection of the modes becomes difficult. Reducing the frequency of excitation will excite fewer guided wave modes; however, it exposes the overall system to greater risk of audio bandwidth interference, leading to a poor signal to noise ratio (SNR). Taking into account these factors, a PPM communication system that use tone pulse pulses of 60 kHz, for powering circular PZT elements, was implemented.

## 3. PPM guided wave system

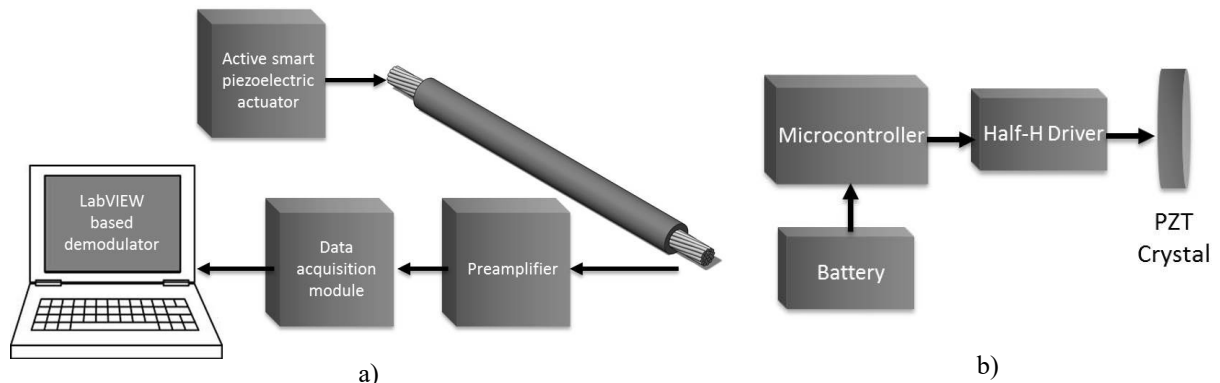
The theoretical background of PPM communication systems was established around 50 years ago[12]; nevertheless, these systems have recently been widely used in long distance optical communication systems [13, 14]. PPM is a form of signal modulation in which the message information is modulated in the time-delay between pulses (TDBP) in a sequence of signal pulses. Theoretically PPM systems are effective when the signals are power limited rather than band limited [12]. The PPM that is implemented in this work consists of the displacement, of the temporal position of an acoustic pulse, quantified for small time-based values of  $\pm\epsilon$  in relation to a TDBP that is used as a time reference,  $t_r$  [15]. For displacements with increment of time  $+\epsilon$ , the modulation stands for the logical level 1 (bit 1), and for displacements with decrement of time  $-\epsilon$  the modulation represents the logical level 0 (bit 0). Figure 2a shows the example of a sequence of pulses that are not modulated, where each pulse is, exactly, in the center of a time slot,  $\Delta t$ . Figure 2b depicts a sequence of pulses moved  $\pm\epsilon$ , according to the PPM information, in a sequence of bits 1100.



**Figure 2.** a) Sequence of pulses without modulation; b) Sequence of PPM pulses (1100).

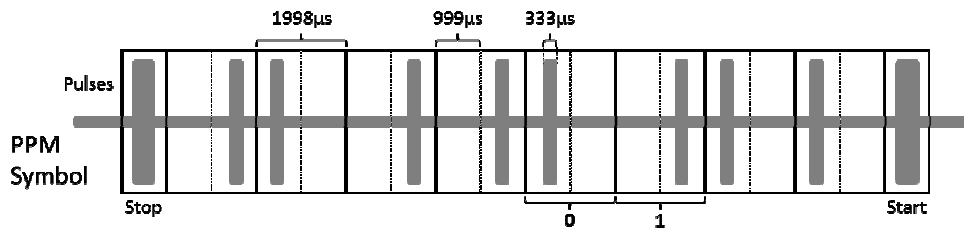
The PPM guided wave system is comprised of a smart PZT microcontroller-based modulator, an AWG12 cable as a communication channel and a DSP-based demodulator as depicted in figure 3a. The actuator/modulator design was based on a microcontroller, a signal booster, a single PZT element and a 9V battery, as shown in figure 3b. The modulator was mounted in a vinyl circular case that encloses and protect the microcontroller instrumentation, the battery

and a PZT crystal coupled to a copper plate, via silicone glue, and the copper plate was soldered to the AWG12 cable. The transmitted digital signal was fed to a half-H driver and applied to the actual PZT crystal element.



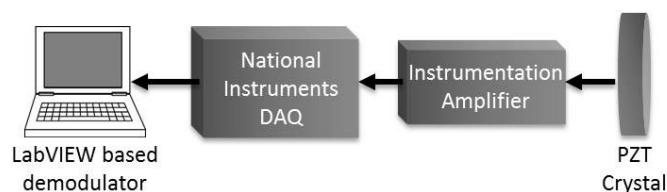
**Figure 3.** a) Guided wave PPM modulator and demodulator communication system; b) Active smart piezoelectric actuator / modulator.

The modulator generated 10-bit frames of guided wave PPM encoded energy pulses. The frame begins with a start pulse, eight pulses of data and a stop pulse. The start and stop pulses are made of 40 square pulses of 60 kHz, i.e. 666 $\mu$ s pulse width each, and data pulses consist of 20 square pulses of 60 kHz, i.e. 333  $\mu$ s. The time slot,  $\Delta t$ , and the quantified values of  $\pm \epsilon$  were set to 1998  $\mu$ s and 999  $\mu$ s, respectively, equivalent to six times and three times the actual bit representation pulse width. The PPM system was programmed into the internal flash memory of the microcontroller. Figure depicts the PPM modulated symbol scheme.



**Figure 4.** PPM symbol codification scheme for a sequence of 10110100 data.

The PPM demodulator instrumentation package, as shown in Figure 5, comprises a PZT-5H crystal that make use of the inverse piezoelectric effect; an instrumentation amplifier, which was established as a front-end signal conditioning element; and a *National Instruments*® data acquisition board (DAQ), with a sampling rate established to 250 kS/s, which was connected to a personal computer that performed signal demodulation using commercial software *LabVIEW*<sup>TM</sup> [16].



**Figure 5.** PPM demodulator instrumentation package

The DSP demodulator performed in real-time, a Finite Impulse Response (FIR) band pass digital filter with a bandwidth of 15 kHz, whose cut-off frequencies were 35 kHz and 50 kHz respectively, i.e. it was designed to operate with the 60 kHz PPM transmitted pulses.

Subsequently, an off-line DSP autocorrelation was applied to the filtered signal to increase the SNR. A low pass filter with cut-off frequency tuned to the communication baud rate was executed to smooth out the auto-correlated signal. Finally, the root mean square (*rms*) value of the new filtered signal was computed to use it as a threshold to generate a continuous square pulse for each acoustic pulse received. The new digital signal was demodulated by the temporal position of the TDBP for each digital bit between the start and stop pulses.

#### 4. Experiment setup and results

A series of experiments were conducted in the laboratory using AWG12 cables as a communication channel. The communication system was tested at 1 m and 4 m cables. Each end of the cable was soldered to a 2.54 cm diameter copper plate mounted to the transmitter and the receiver modules. Both transmitter and received PZT elements were attached to each copper disk with silicone glue, thereby the AWG12 cable was electrically isolated. The experimental setup is depicted in Figure . Two different experiments were conducted to test experimentally the PPM guided wave communication system. The former was carried out to identify the excited guided wave modes at 60 kHz. The latter was performed to identify a PPM symbol transmitted through a 1m and 4m AWG12 multiple-wire cable.

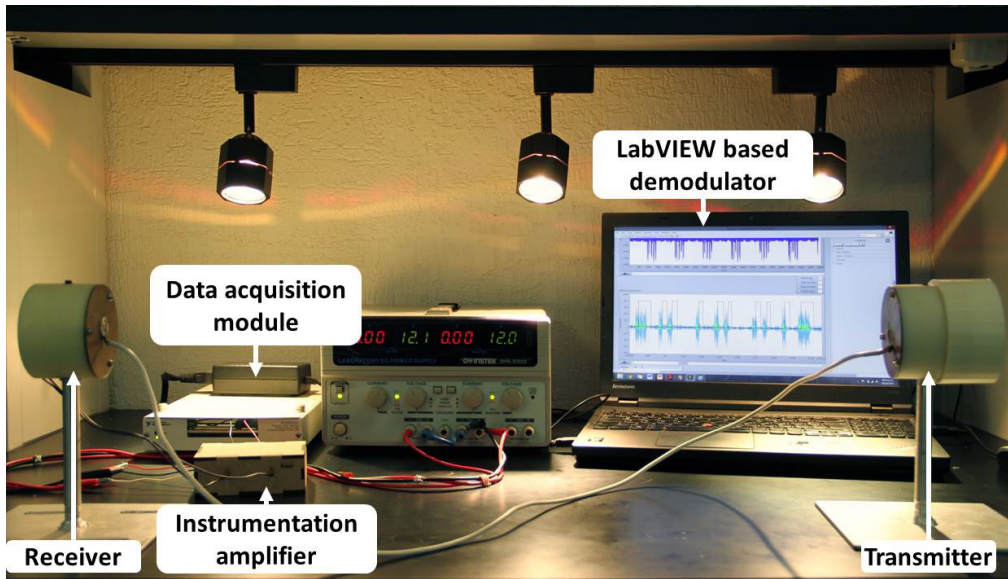


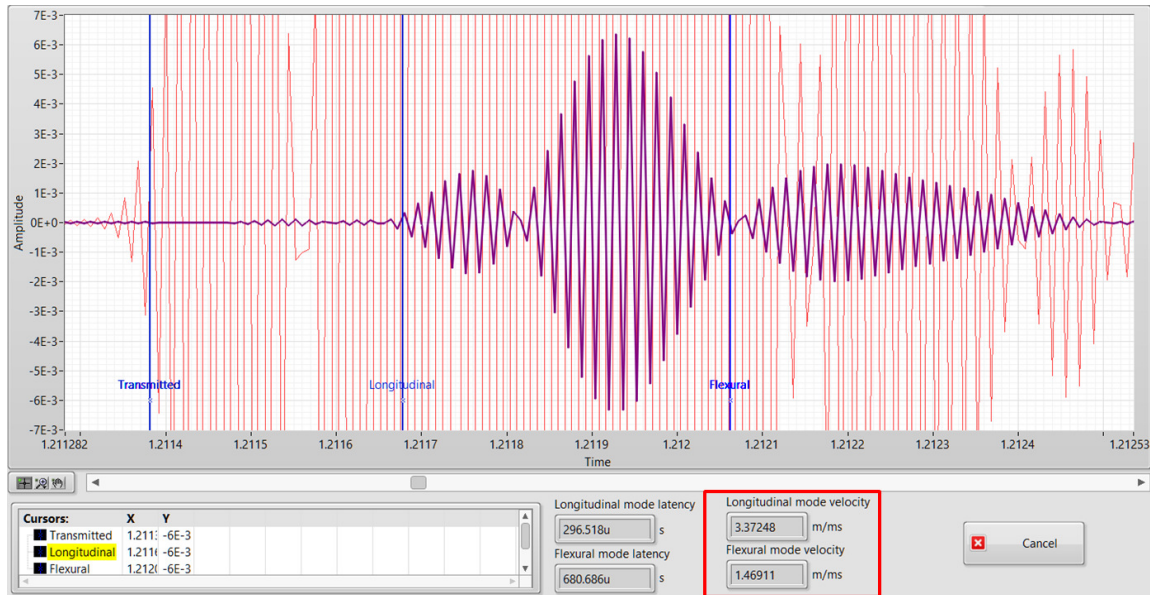
Figure 6. Experimental setup for testing the PPM guided wave encoded system.

##### 4.1 Guided waves propagation modes identification

As depicted in the dispersion curves of Figure 1c, the only guided wave modes that could be excited at 60 kHz were the fundamental longitudinal mode  $L(0,1)$  with a group velocity  $v_g = 3.3718$  m/ms, and the flexural mode  $F(1,1)$  with a group velocity  $v_g = 1.4706$  m/ms. In order to identify these modes an experiment was carried out transmitting a set of 20 square pulses, through a 1m AWG12 multiple-wire cable. The receiver sampled the guided wave signals at 125kS/s and filtered them out with a narrow FIR band pass filter with cut-off frequencies from 58 kHz to 62 kHz.

Figure 1 depicts both the transmitted and filtered 20 square pulses (red curve) and the received and filtered signals (purple curve). Measuring the delay time between the transmitted

pulses and the received guided waves signals, two group velocities were estimated, which corresponded to each guided wave mode yielded from the dispersion curves. The first group of signals shown in Figure 1 propagated at 3.372m/ms, which corresponded to the longitudinal mode  $L(0,1)$ , and the second group propagate at 1.469m/ms that is related to the flexural mode  $F(1,1)$ . Furthermore, the second group of signals shows a time spreading behavior that agrees with the dispersive nature of the flexural mode  $F(1,1)$  at 60 kHz depicted in Figure .



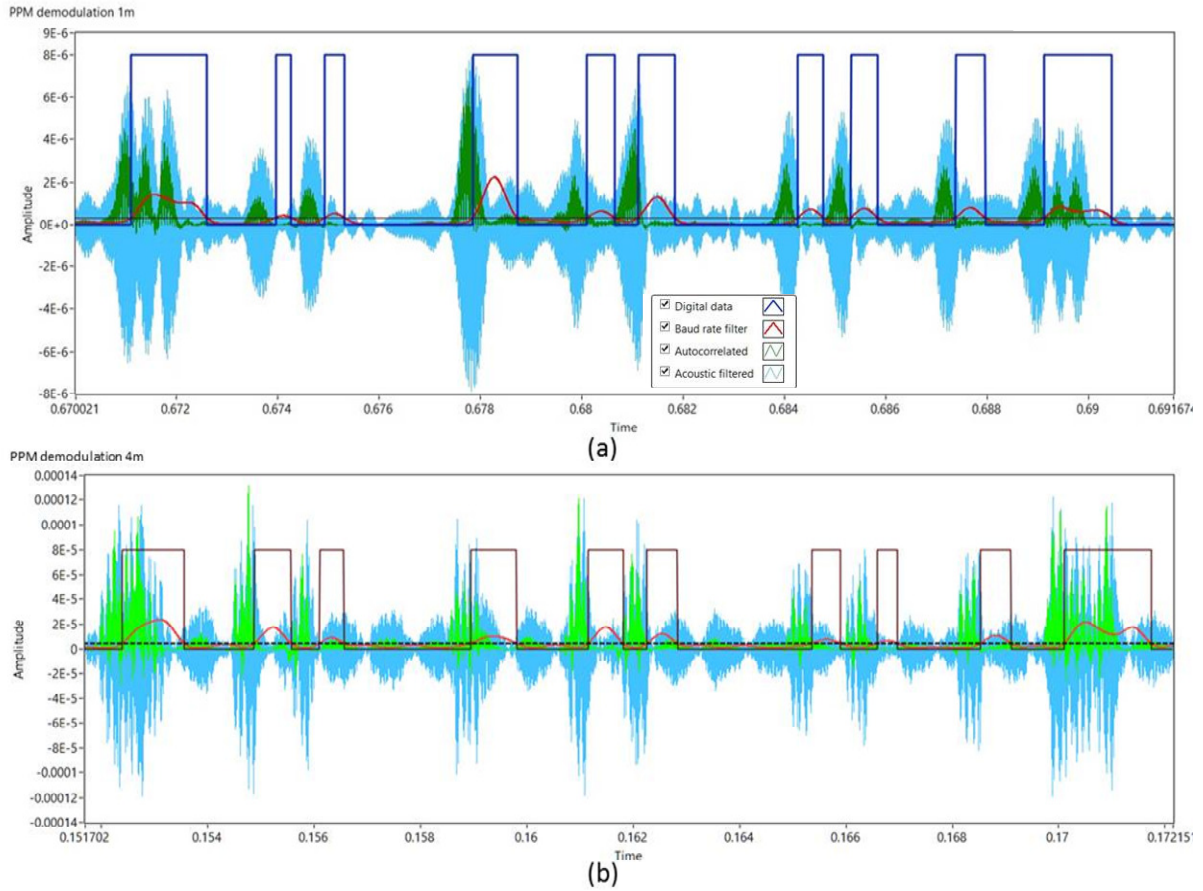
**Figure 1.** Guided wave modes identification of 20 square pulses transmitted through 1m AWG12 multiple-wire cable. Red curve shows the transmitted pulse, purple curve shows the excited guided wave modes.

#### 4.2 Guided wave PPM symbol identification

The second experiment was conducted to identify a transmitted PPM symbol of 8 bits information using the previous experiment setup shown in Figure 6. However, the communication channel employed was two AWG12 multiple-wire cables of 1m and 4m, correspondingly. The transmitter and receiver instrumentation were powered simultaneously. For this experiment the transmitter was set to generate continuously every 20ms an 8 bit data PPM symbol, previously programmed in the internal flash memory, containing the information 4BH (0 0 1 0 1 1 0 1). The transmitted PPM symbol was successfully identified.

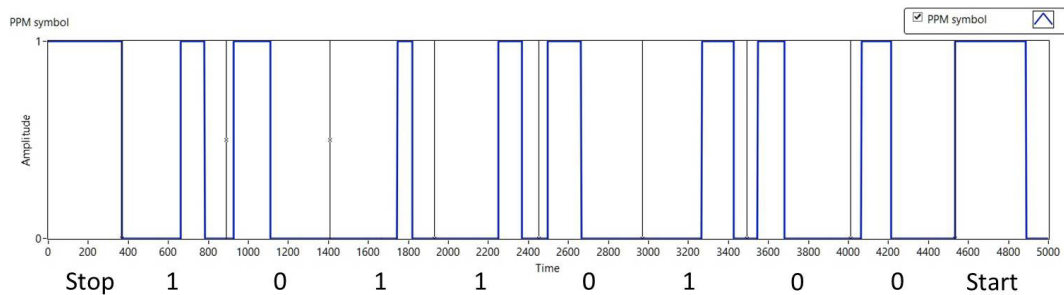
Figure 8a and 8b depict the demodulation process applied to identify the symbol in a 1m and 4 m AWG12 cables, respectively. In both graphics, the cyan signal represents the filtered guided waves signals. The green signal is the result of the signal processing autocorrelation process applied to the filtered signal. The red signal represents the auto-correlated signal filtered by a low pass FIR filter with cut-off frequency of 55Hz, equivalent to the transmission baud rate. The horizontal black line represents the *rms* value of the red signal. Lastly, the blue signal represents the PPM digital pulses. The amplitudes of the four signals were adjusted to the temporary delayed auto-correlated signal, for a proper visualization.





**Figure 8.** PPM symbol identification in a 1m transmission (a) and a 4m transmission (b). In both graphics cyan signal is the received acoustic guided wave signal amplified and filtered. Green signal is the auto-correlated guided wave pulses. Red signal is the auto-correlated signal filtered to the baud rate. Blue digital signal represent the original PPM data transmission.

The DSP based demodulator successfully identified the information transmitted as depicted in Figure 2.



**Figure 2.** Guided waves PPM demodulated symbol.

## 5. Conclusions

A novel guided waves PPM system using multiple-wire AWG12 cables as communication channel has been designed, implemented and evaluated. The system makes use of electric cables infrastructure commonly found in domestic industrial applications as an acoustic communication channel. Results show that by exploiting the wave-guide effect of multiple-

conductors cables acting as communication channel, successful transmissions and reception of 60 kHz encoded PPM information has been attained based on the theoretical results yielded by the software Disperse. Although the trials have been conducted over small distances, the feasibility of detecting dispersive guided wave energy packets, provided sufficient SNR, has been proved. These results are very encouraging, taking the authors to the next stage of this work, which is to carry out automatic real time PPM demodulation.

## References

- 1 Kessler S S and Chang F K 1998 Structural Health Monitoring: Current Status and Perspectives (Lancaster, PA: CRC Press).
- 2 Kessler S S 2005 Certifying a structural health monitoring system: characterizing durability, reliability and longevity Proc. 1st Int. Forum on Integrated Systems Health Engineering and Management in Aerospace (Napa, CA, Nov. 2005).
- 3 ISO19902 2007 Petroleum and Natural Gas Industries—Fixed Steel Offshore structures.
- 4 Marsh L M, Sun C, Pillai B K and Viana L 2005 Data recovery for pulse telemetry using pulse position modulation Patent No. 6,963,290.
- 5 Mijarez R and Gaydecki P "Automatic guided wave PPM communication system for potential SHM of flooding members in sub-sea oilrigs," *Smart Materials and Structures*, vol. 22, issue 5, pp. 1-9 ©2013 IOP Publishing Ltd.
- 6 Yuanwei Jin, Yujie Ying and Deshuang Zhao "Time reversal enabled elastic wave data communications using sensor arrays" *J. Acoust. Soc. Am.* 134, 3980 (2013).
- 7 Mateo C, Talavera J A and Muñoz A. "Elastic Guided Wave Propagation in Electrical Cables" *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 54, no. 7, July 2007.
- 8 Graff KF. Wave motion in elastic solids. New York: Dover Publications, 1975.
- 9 Rose JL. Ultrasonic waves in solid media. England: Cambridge University Press, 1999.
- 10 Pavlakovic B and Lowe M 2003 Disperse User Manual: A System for Generating Dispersion Curves Copyright B Pavlakovic, M Lowe © 2003.
- 11 Cawley P, Lowe M J S, Alleyne D N, Pavlakovic B and Wilcox P "Practical long range guided wave testing: applications to pipes and rail" *Mater. Eval.* 61 66–74, 2003
- 12 McAulay R. J., "Optimal control techniques applied to PPM signal design," *Information and Control*, vol. 12, pp. 221-235, 1968.
- 13 Smith E. D. J., Blaikie R. J., and Taylor D. P., "Performance enhancement of spectral-amplitude-coding optical CDMA using pulse-position modulation," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 1176-1185, 1998.
- 14 Gopal P, Jain V. K. and Kar S "Performance Comparison of PIN and APD based FSO Satellite Systems for various Pulse Modulation Schemes in Atmospheric Turbulence" *Communications and Network*, 5, 200-203, Copyright © 2013 SciRes.
- 15 Arnold J.M. "Soliton pulse-position modulation", *IEE Proc. J* 140 (6) (1993).
- 16 National Instruments LabVIEW 6.0, function and reference manual (2014).



2015 International Congress on Ultrasonics, 2015 ICU Metz

# PPM-based system for guided waves communication through corrosion resistant multi-wire cables

G. Trane<sup>b</sup>, R. Mijarez<sup>a\*</sup>, R. Guevara<sup>a</sup> and D. Pascacio<sup>a</sup>

<sup>a</sup>*Instituto de Investigaciones Electricas, Calle Reforma 113, Col. Palmira, 62490 Cuernavaca, Mexico*

<sup>b</sup>*Tecnologico de Monterrey campus Cuernavaca, Autopista del Sol km 104, Colonia Real del Puente, 62790 Xochitepec, Mexico*

## Abstract

Novel wireless communication channels are a necessity in applications surrounded by harsh environments, for instance down-hole oil reservoirs. Traditional radio frequency (RF) communication schemes are not capable of transmitting signals through metal enclosures surrounded by corrosive gases and liquids. As an alternative to RF, a pulse position modulation (PPM) guided waves communication system has been developed and evaluated using a corrosion resistant 4H18 multi-wire cable, commonly used to descend electronic gauges in down-hole oil applications, as the communication medium. The system consists of a transmitter and a receiver that utilizes a PZT crystal, for electrical/mechanical coupling, attached to each extreme of the multi-wire cable. The modulator is based on a microcontroller, which transmits 60 kHz guided wave pulses, and the demodulator is based on a commercial digital signal processor (DSP) module that performs real time DSP algorithms. Experimental results are presented, which were obtained using a 1m corrosion resistant 4H18 multi-wire cable, commonly used with downhole electronic gauges in the oil sector. Although there was significant dispersion and multiple mode excitations of the transmitted guided wave energy pulses, the results show that data rates on the order of 500 bits per second are readily available employing PPM and simple communications techniques.

© 2015 The Authors. Published by Elsevier B.V. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).

Peer-review under responsibility of the Scientific Committee of ICU 2015

*Keywords:* Guided waves; PPM communications; digital signal processing.

## 1. Introduction

Guided waves can travel large distances with little energy loss in rods-like structures, e.g. single wires and multiple wires cables, compared with the traditional body waves, which makes them appropriate for detecting structural damage over a wide range, and can be excited and received by bonded piezoelectric elements. Consequently, they have been used as an attractive and effective tool for structural health monitoring (SHM) of

materials, since they can interrogate large structures as stated by Rose (2004) and Cawley et. al. (2009). The main building blocks of an SHM technology are sensors/actuators, data acquisition hardware and a communication platform. In many existing SHM applications, conventional schemes, such as wireless radio communication, have been employed for data transmissions. However, novel wireless communication channels are a necessity in harsh environments, for instance fixed offshore oilrigs and down-hole oil reservoirs as it has been shown by Marsh et. al. (2005). In these types of surroundings making use of existing infrastructure, for instance metal pipes, as a communication channel, is an asset that has been proposed by some researchers, Mijarez et. al. (2013) and Jin et. al. (2013). This work presents a guided wave pulse position modulation (PPM) system that uses a corrosion resistant 4H18 cable, commonly used as wire-line cable in downhole electronic gauges in the oil sector, as a communication channel. Experiments carried out using a multiple-wires 4H18 CAMESA cable, 1 m in length, have successfully detected in real-time PPM guided wave encoded information with data rates on the order of 500 bits per second.

## 2. Guided waves theory

4H18 cables are made of 4 copper conductors of 7 wires each, which are isolated by a plastic Poly. The cable is armored with 36 special galvanized improved plow steel wires as depicted in Figure 1a. However, due to the complicated characteristics such as inter-wire coupling, dispersive nature, multi-mode presence and mode coupling, an analytical solution that can describe the wave propagation in these multiple-wire cables does not exist. The approach taken to gain insight into the wave propagation in multiple-wire cables is to investigate wave propagation in single wires using a formulation based on the so-called Pochhammer frequency equation of a solid, isotropic, homogenous and traction-free cylindrical rod, which has been discussed in detail by Graff (1975). The solutions of the elastic equation of motion are known, and correspond to three types of modes: longitudinal  $L(0,m)$ , torsional  $T(0,m)$  and flexural  $F(0,m)$ . By solving the equations, via the commercial package Disperse©, developed by Pavlakovic et. al. (2003), for these vibration modes with known frequencies, the dispersion curves can be obtained. The dispersion curves relate the velocity of the guided wave propagation, to the frequency of the wave and the diameter of the cylinder. 4H18 multi-wire cables have small gaps between the strands; hence, the cable was modeled as a rod made of copper 0.61 mm in diameter and surrounded by a 0.61 mm thickness of Poly as depicted in Figure 1b; thereby, the dispersion curves, using the software Disperse, were obtained as shown in Figure 1c.

### 2.1. Frequency and signal selection

Guided waves used in long range applications require the employment of frequencies below 100 kHz as demonstrated by Cawley et. al. (2003). The selection of a specific point on the dispersion curves depends on the frequency spectrum associated with the transducer source. This is of particular interest considering that PZT elements with normal beam loading and reception, respectively, have been used in this application. Hence, surface pressure loading will excite longitudinal modes and/or flexural modes depending on the applied pressure distributions on the cable surface. As Figure 1c shows, beyond 200 kHz the number of excited modes increase; hence the selection of the modes becomes difficult. Reducing the frequency of excitation will excite fewer guided wave modes; however, it exposes the overall system to greater risk of audio bandwidth interference, leading to a poor signal to noise ratio (SNR). Taking into account these factors, a PPM communication system that use tone pulse pulses of 60 kHz, for powering circular PZT elements, was implemented.

## 3. PPM guided wave system

The theoretical background of PPM communication systems was established around 50 years ago as it is shown by McAulay (1968); nevertheless, PPM has recently also been of interest in the field of impulse radio and fibre-optic transmission systems as was investigated by Azmia et. al. (2004). PPM is a form of signal modulation in which the message information is modulated in the time-delay between pulses (TDBP) in a sequence of signal pulses. The PPM that is implemented in this work consists of the displacement, of the temporal position of an acoustic pulse, quantified for small time-based values of  $\pm\epsilon$  in relation to a TDBP that is used as a time reference,  $t_r$  as implemented by Arnold(1993).

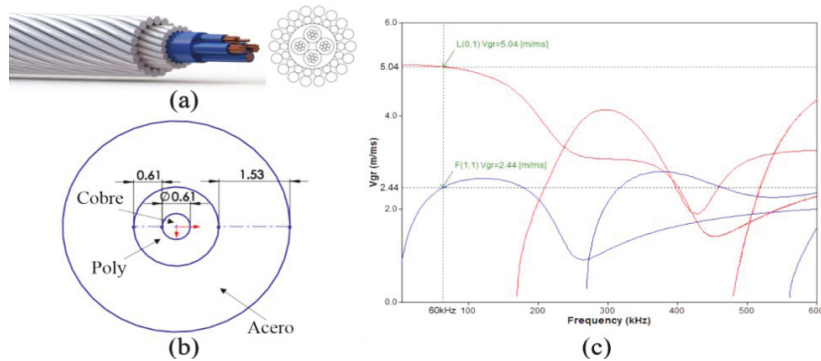


Fig 1. (a) Cable 4H18. (b) Simplified model of the cable 4H18 used to obtain dispersion curves. (c) Dispersion curves of a copper rod 0.61 mm in diameter, insulated by a Poly layer of 0.61 mm in thickness, and covered by a steel layer of 1.53 mm in thickness.

For displacements with increment of time  $+\varepsilon$ , the modulation stands for the logical level 1 (bit 1), and for displacements with decrement of time  $-\varepsilon$  the modulation represents the logical level 0 (bit 0). Figure 2a shows the example of a sequence of pulses that are not modulated, where each pulse is, exactly, in the center of a time slot,  $\Delta t$ . Figure 2b depicts a sequence of pulses moved  $\pm\varepsilon$ , according to the PPM information, in a sequence of bits 1100. The experiment setup of the PPM guided wave system is comprised of a smart PZT microcontroller-based modulator, a 4H18 cable as a communication channel and a DSP-based demodulator as depicted in figure 2c. The actuator/modulator design was based on a microcontroller, a signal booster, a single PZT element and a 9V battery. The PZT crystal was coupled to a copper plate, via silicone glue, and the copper plate was soldered to the 4H18 cable.

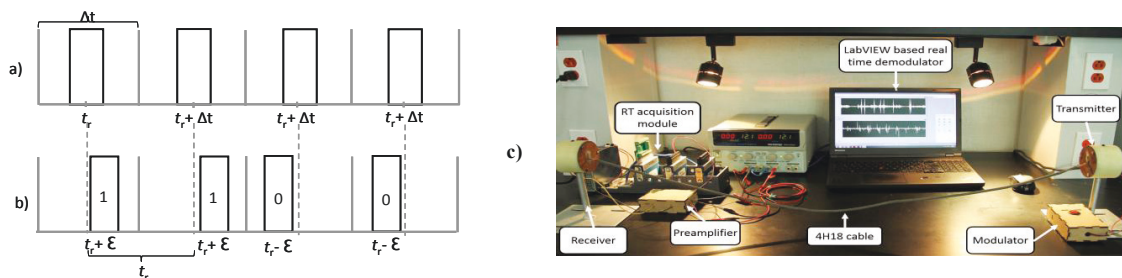


Fig. 2. (a) Sequence of pulses without modulation; (b) Sequence of PPM pulses (1100); (c) Experiment setup of the guided wave PPM modulator and demodulator communication system.

The modulator generated 10-bit frames of guided wave PPM encoded energy pulses. The frame begins with a start pulse, eight pulses of data and a stop pulse. The start and stop pulses are made of 40 square pulses of 60 kHz, i.e.  $666\mu\text{s}$  pulse width each, and data pulses consist of 20 square pulses of 60 kHz, i.e.  $333\mu\text{s}$ . The time slot,  $\Delta t$ , and the quantified values of  $\pm\varepsilon$  were set to  $1998\mu\text{s}$  and  $999\mu\text{s}$ , respectively, equivalent to six times and three times the actual bit representation pulse width. The PPM demodulator instrumentation package, comprises a PZT crystal that make use of the inverse piezoelectric effect; an instrumentation amplifier, which was established as a front-end signal conditioning element; and a National Instruments® PXI with a FPGA based acquisition board, with a sampling rate established to 200 kS/s, which was connected to a personal computer that performed real time signal demodulation using commercial software LabVIEW™. The DSP demodulator performed in real-time, a Finite Impulse Response (FIR) band pass digital filter with a bandwidth of 4 kHz, whose cut-off frequencies were 48 kHz and 62 kHz respectively, i.e. it was designed to operate with the 60 kHz PPM transmitted pulses. Subsequently, an auto-correlation was applied to the filtered signal to increase the SNR. A low pass filter with cut-off frequency tuned to the communication baud rate was executed to smooth out the auto-correlated signal. Finally, the root mean square (rms) value of the new filtered signal was computed to use it as a threshold to generate a continuous square pulse for

each acoustic pulse received. The new digital signal was demodulated by the temporal position of the TDBP for each digital bit between the start and stop pulses.

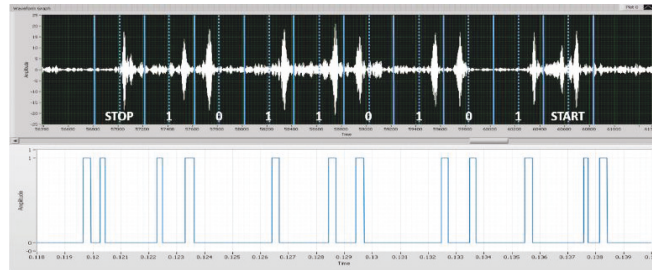


Fig. 3. Demodulation process of the PPM guided wave encoded system in real-time.

#### 4. Experiments and results

The experiment was conducted to identify a transmitted PPM symbol of 8 bits information using the experiment setup shown in Figure 2c. The transmitter and receiver instrumentation were powered simultaneously. For this experiment the transmitter was set to generate continuously every 20ms an 8 bit data PPM symbol, containing the information ABH (1 0 1 0 1 1 0 1). The transmitted PPM symbol was successfully identified in real-time. Figure 3 depicts the demodulation process applied to identify the symbol in a 1m 4H18 cable, respectively. In the upper graphic, the signal corresponds to the filtered guided waves signals. The lower signal is the result of the signal processing autocorrelation process applied to the filtered signal. The auto-correlated signal was filtered by a low pass FIR filter with cut-off frequency of 55Hz and hamming window, equivalent to the transmission baud rate, and an rms value of the signal was obtained. The amplitudes of the signals were adjusted to the temporary delayed auto-correlated signal, for a proper visualization and identification.

#### 5. Conclusions

A novel guided waves PPM system using multiple-wire 4H18 cables, commonly found as infrastructure in downhole electronic gauges in the oil sector, as communication channel has been designed, implemented and evaluated. Results show that by exploiting the wave-guide effect of multiple-conductors cables acting as communication channel, successful transmissions and reception of 60 kHz encoded PPM information has been attained in real-time. Although the trials have been conducted over small distances, the feasibility of detecting dispersive guided wave energy packets, provided sufficient SNR, has been proved. These results are very encouraging, taking the authors to the next stage of this work, which is to carry out automatic real time PPM demodulation using longer cables.

#### References

- Arnold J M, 1993, "Soliton pulse-position modulation", IEE Proc. J 140 (6).
- Azmia P et al, 2004, An efficient method for demodulating PPM signals based on Reed–Solomon decoding algorithm, Sig. Process. 84 1823–36.
- Cawley P, et. al., 2003, Practical long range guided wave testing: applications to pipes and rail Mater. Eval. 61 66–74.
- Cawley P and Simonetti F, 2005, Structural health monitoring using guided waves—potential and challenges The 5th Int.of Workshop Structural Health Monitoring (Stanford University) pp 503–10.
- Graff K F, 1975, Wave motion in elastic solids. Dover Publications, Inc., 31 East 2nd Street, Mineola, N.Y. 11501.
- Marsh L M, et. al., 2005, Data recovery for pulse telemetry using pulse position modulation Patent No. 6,963,290.
- McAulay R J, 1968, Optimal control techniques applied to PPM signal design Inform. Control 12 221–35.
- Mijarez R and Gaydecki P, 2013, "Automatic guided wave PPM communication system for potential SHM of flooding members in sub-sea oilrigs," Smart Materials and Structures, vol. 22, issue 5, pp. 1-9 (2013).
- Pavlakovic B and Lowe M, 2003, Disperse User Manual: A System for Generating Dispersion Curves, London: Imperial College.
- Rose J L, 2004, Ultrasonic guided waves in structural health monitoring Key Engineering Materials vol 270–273 (Switzerland: Trans Tech Publications) pp 14–21.
- Yuanwei Jin, et. al., 2013, "Time reversal enabled elastic wave data communications using sensor arrays" J. Acoust. Soc. Am. 134, 3980.

# Guided wave sensor for simple digital communication through an oil industry multi-wire cable

G Trane, R Mijarez, R Guevara and A Baltazar

*This work presents the proprietary design and implementation of a lead zirconate titanate (PZT) sensor for simple digital transmission and reception of guided waves using a high-temperature and corrosion-resistant multiple-wire 1K22 MP-35N cable as a communication channel. These cables are commonly used in the hostile oil and gas borehole environments of the petroleum industry. The sensor design involves electrical/mechanical coupling, instrumentation and casing. The PZT guided wave transmitter instrumentation includes a microcontroller-based pulse position modulator, a signal booster, a PZT-5H crystal and a 9V battery. The receiver sensor consists of a PZT-5H crystal, an amplifier and a real-time digital signal processing (RT DSP) and data acquisition module connected to a personal computer. Dispersion curves were obtained using Disperse software and a simplified model of the cable. Dynamic linear 3D finite element modelling of the sensor was performed to support the correct frequency selection. To evaluate the sensor design, the transmitter generated 60 kHz guided wave pulse position modulation (PPM) energy packages. Experimental tests were conducted in the laboratory using 1 m and 10 m cables. The results showed that, although there was significant dispersion and there were multiple mode excitations of the transmitted pulses, the system correctly identified 10-bit frames of guided wave PPM-encoded information.*

## 1. Introduction

Oil industry engineering structures are often immersed in harsh environments; they can be encountered underwater and submerged in corrosive liquids or high-temperature boreholes. This is the case for fixed offshore oil rigs and downhole oil reservoirs. Digital data transmission in these aggressive conditions is a difficult task. Under these circumstances, the use of cables dedicated exclusively to communication media and conventional radio wave wireless communications have proven to be impractical<sup>[1,2]</sup>. Due to their mechanical propagation properties, elastic guided waves in solid media have been widely used in non-destructive testing (NDT) and structural health monitoring (SHM) applications for the inspection of long structures<sup>[3,4]</sup>. Some researchers have proposed the re-use of existing metallic industry infrastructure as a communication medium and the employment of field-proven guided waves, for instance in tubes<sup>[5-8]</sup>, thin metal barriers<sup>[9]</sup> and shipping containers<sup>[10]</sup>. Recently, the use of electrical cable infrastructure as an acoustic communication channel was explored. Mateo *et al*<sup>[11]</sup> analysed the transmission and reception of ultrasonic guided waves in the range of 1 MHz-12 MHz, using electrical mono-conductor cables that were 0.25 m in length. Digital data transmission using elastic guided waves on multi-wire electrical cables was proposed by the authors in a previous study<sup>[12]</sup>. In this approach, a digital data transmission system was developed that performed pulse position modulation (PPM) in the range of 60 kHz, to transmit eight bits of encoded information over 12 rating American wire gauge (12 AWG) copper stranded cables that were 1 m and 4 m in length.

Regarding the downhole oil and gas industries, the measurement of thermodynamic and geophysical parameters is an important activity that makes use of measurement tools lowered into the borehole by gravity using a multi-wire corrosion-resistant cable, which is also used as a communication channel for power-line communications (PLCs). However, electrical wired communication

systems under hostile conditions also have their own limitations. In these applications, environmental factors, especially high temperatures, compromise the communication link between the downhole tool and the surface instrumentation. High temperatures progressively increase the electrical resistance in cables and affect the behaviour of passive electric components, generating severe variation in the central frequencies of filters that could lead to a loss of communication<sup>[13]</sup>. High temperature does not essentially affect the propagation of guided waves in solid media and ultrasonic transducers for these environments have already been reported<sup>[14,15]</sup>. Hence, a guided wave digital transmission communication connection using multi-wire corrosion-resistant cables is proposed.

This work presents the initial results of a proprietary design lead zirconate titanate (PZT) sensor for the transmission and reception of PPM-encoded guided waves, which could be used for digital data transmission employing, as a communication channel, a 1K22 MP-35N high-temperature and corrosion-resistant multi-wire cable, commonly used in the downhole oil and gas industries. The

### ● Submitted 09.08.17 / Accepted 23.11.17

Gianpiero Trane is with Tecnológico de Monterrey campus Cuernavaca, Autopista del Sol km 104, Colonia Real del Puente, CP 62790, Xochitepec, Morelos, México. Email: a01125467@itesm.mx

Rito Mijarez and Ricardo Guevara are with Instituto Nacional de Electricidad y Energías Limpias, Gerencia de Control, Electrónica y Comunicaciones, Calle Reforma 113, Colonia Palmira, CP 62490, Cuernavaca, Morelos, México. Email: rmijarez@iie.org.mx / ricardo.guevara@iie.org.mx

Arturo Baltazar is with Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, Unidad Saltillo, Carretera Saltillo-Monterrey km 13.5, CP 25900, Ramos Arizpe, Coahuila, México. Email: arturo.baltazar@cinvestav.edu.mx



PZT sensor, working as a transmitter, is composed of a PZT-5H crystal, a microcontroller-based PPM modulator, a signal booster and a 9 V battery. The microcontroller-based hardware generates and modulates sets of eight digital bits of information using PPM. In order to assess the PZT guided wave sensor design, a receiver instrumentation package was implemented. The receiver is made up of a PZT-5H crystal, an instrumentation amplifier and a commercial real-time digital signal processing (RT DSP) and data acquisition module connected to a personal computer. The transmitter generates 60 kHz PPM guided wave pulses that are acquired by the receiver, which performs real-time digital filtering to increase the signal-to-noise ratio (SNR). Experiments carried out in the laboratory using multiple-wire 1K22 MP-35N cables, 1 m and 10 m in length, successfully detected PPM guided wave encoded information.

## 2. Guided wave theory

### 2.1 Wave propagation in cylindrical waveguides

Multiple-wire 1K22 MP-35N cables are made of an inner copper construction, a plastic insulation layer and a steel armour for enduring high-temperature and corrosive environments. Figures 1(a) and 1(b) show an actual 1K22 MP-35N cable and CAD model, respectively; Figure 1(c) illustrates the composition of the wires. The inner construction is made up of seven individual 18 AWG wires of 0.404 mm diameter. They are nickel-coated copper wires used to increase corrosion protection. Voids in the copper strand are filled with a water-blocking agent to reduce water and gas migration. The copper construction is enclosed in a perfluoroalkoxy (PFA) plastic-type isolation layer that is 0.713 mm in thickness. The armour is made up of an inner armour of 15 wires that are 0.617 mm in diameter and an outer armour of 15 wires that are 0.909 mm in diameter. Both types of armour wire are nickel-cobalt corrosion-resistant stainless steel (MP-35N), which is coated with an anti-corrosion compound for protection during shipping and storing. A special pressure seal agent, SuperSeal®, is applied between the armour layers<sup>[16]</sup>.

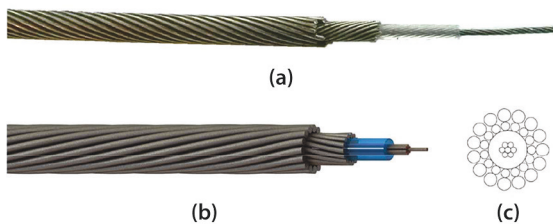


Figure 1. (a) Actual 1K22 MP-35N corrosion-resistant cable; (b) 1K22 MP-35N CAD model; (c) 1K22 MP-35N construction

A complete analytical solution to describe the guided wave propagation in these complex multi-wire cables does not exist. A practical approach is considered to gain an understanding of the wave propagation in multiple-wire cables. It involves investigating wave propagation in solid rods using a formulation based on the Pochhammer-Chree frequency equation for a solid, isotropic, homogeneous and traction-free cylindrical rod, which has been discussed in detail by Graff<sup>[17]</sup> and more recently by Rose and Nagy<sup>[18]</sup>. The solutions of the elastic equation of motion are known and correspond to three types of modes: longitudinal  $L(0,n)$ ; torsional  $T(0,n)$ ; and flexural  $F(M,n)$ , with circumferential order  $M$  and sequential numbering  $n$ , as illustrated in Figure 2.

The solutions of the Pochhammer-Chree frequency equation are a set of differential equations in the form of transcendental equations (see Equation (1)). They provide the phase velocities,  $V_{ph}$ , for a given frequency,  $f$ , and diameter,  $d$ , of the rod at which the modes will propagate. In theory, there are an infinite number of individual modes within each principal mode:

$$\Omega_M(d, \lambda, \mu, f_d, V_{ph}) = 0 \dots \dots \dots (1)$$

where  $\lambda$  and  $\mu$  are the Lamé constants of the material the rod is made of. The index  $n$  can be zero or an integer. The index  $M$  defines the way in which the acoustic fields generated by the guided wave modes change with the angular coordinate  $\theta$  in the cylinder cross-section, as depicted in Figure 2. Each field component can be considered to vary as:

$$\begin{aligned} u_r &= U_r(r) \cos(M\theta) e^{i(kz - \omega t)} \\ u_\theta &= U_\theta(r) \sin(M\theta) e^{i(kz - \omega t)} \dots \dots \dots (2) \\ u_z &= U_z(r) \cos(M\theta) e^{i(kz - \omega t)} \end{aligned}$$

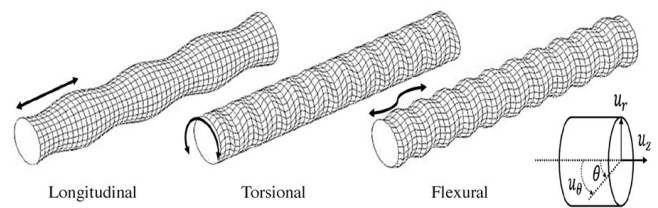


Figure 2. Guided wave vibration modes in a cylindrical waveguide

In Equation (2), the terms  $u_r$ ,  $u_\theta$  and  $u_z$  are the displacement components in the radial, angular and axial directions, respectively, and the terms  $U_r$ ,  $U_\theta$  and  $U_z$  are the displacement amplitudes composed of Bessel functions, with angular frequency  $\omega$  and wavenumber  $k$ . The acoustic fields, *ie* velocity, displacement, stress, etc, of the modes are axially symmetric around the circumference of the cylinder when  $M = 0$ , hence they do not depend on the angular coordinate  $\theta$ . The axisymmetric modes include both the longitudinal modes,  $L(0,n)$ , and the torsional modes,  $T(0,n)$ . The non-axisymmetric modes, which have fields that vary with the angular coordinate  $\theta$ , are the flexural modes,  $F(M,n)$ <sup>[18]</sup>.

By solving the Pochhammer-Chree frequency equation, via the commercial package Disperse<sup>[19]</sup>, for these vibration modes with known frequencies, the dispersion curves can be obtained. The dispersion curves relate the velocity of the guided wave propagation to the frequency of the wave and the diameter of the cylinder. A multiple-wire 1K22 MP-35N cable was modelled as a rod made of copper that is 1.212 mm in diameter, surrounded by an isolation layer of PFA that is 0.713 mm in thickness and coated with steel armour that is 1.526 mm in thickness, as depicted in Figure 3(a). The model takes into considered that the wavelengths of the propagating guided waves used in this work are significantly larger than the small gaps between the strands. The dispersion curves obtained for this concentric rod are shown in Figure 3(b).

### 2.2 Frequency and signal selection

The propagation of guided waves in long-range structures requires the use of frequencies below 100 kHz, as demonstrated by Cawley *et al*<sup>[20]</sup>. The authors of this paper have also carried out work involving the propagation of 20 kHz and 40 kHz guided wave energy packages in tubes<sup>[5,6]</sup>, 60 kHz guided wave pulses in electrical 12 AWG cables<sup>[12,21]</sup> and preliminarily in multiple-wire corrosion-resistant cables<sup>[22]</sup>. Allowing for the dispersion curves,

the frequency selection depends on the transducer device and its frequency spectrum. In this application, PZT-5H discs with normal beam loading and reception have been employed. Hence, it is anticipated that longitudinal modes and/or flexural modes will be excited depending on the pressure distributions exerted on the surface of the cable. As Figure 3(b) shows, below 200 kHz there are only two possible excited modes,  $L(0,1)$  and  $F(1,1)$ ; therefore, the selection of the modes becomes less problematic. When decreasing the frequency to lower than 100 kHz for long-range guided wave propagation, the desire not to reach an audio bandwidth that could lead to interference and a poor SNR should be borne in mind.

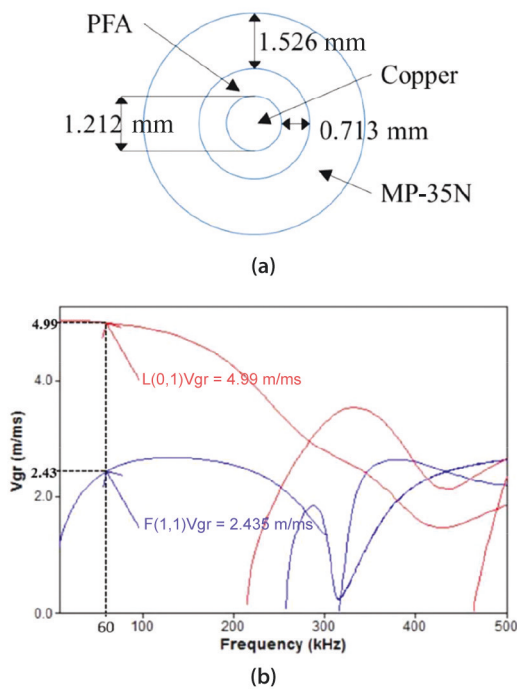


Figure 3. (a) Cable cross-section considerations to solve the Pochhammer-Chree frequency equation; (b) dispersion curves of a 1.212 mm-diameter copper rod surrounded by a PFA of 0.713 mm thickness and steel armour of 1.526 mm thickness

In order to prevent dispersion of the excited guided waves over long propagation distances, NDT and SHM applications frequently use narrowband signals to provide satisfactory signal strength. Single-frequency sinusoidal waves of between five and ten cycles, modulated by a Hanning or a Gaussian window, are often employed<sup>[23]</sup>. However, it has been reported that square pulses not only yield an increase in the energy of the transmitted signals, improving the SNR, but also reduce the complexity of the instrumentation required for signal generation<sup>[24]</sup>. By using square pulses for signal excitation, digital-to-analogue converters and power amplifiers are not required and can be replaced by simple signal boosters and high-speed digital circuits. Taking into account these aspects, square tone pulses of 60 kHz were employed for powering circular PZT-5H elements.

### 3. Pulse position modulation theory

Pulse position modulation theory was first proposed by McAulay in the 1960s<sup>[25]</sup>. However, the field of fibre-optic transmission systems has made use of PPM<sup>[26]</sup> more recently. PPM is a form of signal modulation in which the message information is modulated in the time slot between pulses (TSBP) in a sequence of signal pulses. In

PPM, a symbol can be represented by  $k$  bits, where  $k = \log_2(\text{TSBP})$ . PPM is more power efficient than pulse width modulation (PWM), since PWM employs long pulses, which consume considerable power, and does not offer additional information<sup>[27]</sup>. Theoretically, PPM systems are effective when the signals are power limited rather than band limited, due to the transmission of  $k$  bits for the same average power<sup>[25]</sup>. Moreover, the electronics required to demodulate the PPM signals are simple and lightweight. In general, the PPM generation of signals,  $S_m(t)$ , is given by<sup>[28]</sup>:

$$S_m(t) = \varphi(t - mT_0); \quad m = \frac{(-1)^b}{2} \dots\dots\dots (3)$$

where  $\varphi(t)$  is a unit energy pulse resembling those found in the sampling theorem and  $T_0$  is the time slot for each digital bit representation. In this work,  $m$  stands for the temporal displacement of an acoustic pulse, quantified for half of the time slot  $T_0$ . The coefficient  $b$  represents the digital value of each bit transmitted within its time slot  $T_0$ . The direction of the temporal displacement  $m$ , from  $-T_0$  to  $T_0$ , is given by the digital value of the transmitted bit. For displacements with an increment of time,  $+m$ , the modulation corresponds to the logical level 0 (bit 0) and for displacements with a decrement of time,  $-m$ , the modulation represents the logical level 1 (bit 1).

Figure 4(a) shows an example of a sequence of pulses that are not modulated, where each pulse is exactly in the centre of a time slot. Figure 4(b) depicts a sequence of pulses displaced  $\pm m$ , according to the PPM in a 0011 sequence of bits.

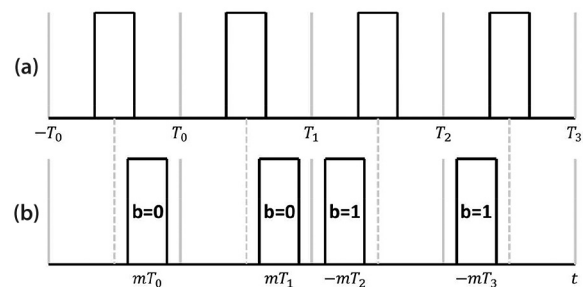


Figure 4. (a) Sequence of pulses without modulation; (b) sequence of PPM pulses (0011)

## 4. PZT guided wave sensor design

### 4.1 PZT guided wave sensor transmitter

The PZT guided wave sensor design used as a transmitter was a modification of previous work carried out by the authors<sup>[6,12]</sup> and consisted of a microcontroller, a half-H driver, a PZT-5H disc and a 9 V battery, as depicted in the block diagram in Figure 5.

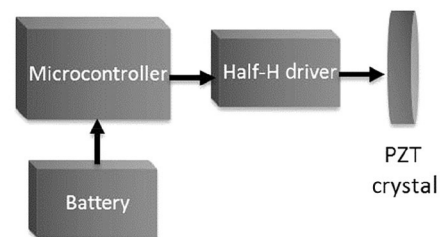


Figure 5. Block diagram of the PZT guided wave sensor design used as a transmitter

The electronics instrumentation, the piezoelectric disc and the battery were mounted in a cylindrical case made of a polymer

called Nylamid®, with an inner diameter of 2 inches and an outer diameter of 3 inches. The case was fixed to a metallic support and base. The PZT-5H crystal was coupled to an external copper plate using silicone glue. One side of the copper plate was fixed to the case and the other was soldered to the communication channel, *ie* the 1K22 MP-35N cables. The silicone glue, employed to fix the piezoelectric disc to the copper plate, was also used for acoustic coupling to the copper. Due to its low density, the silicone glue minimises energy losses between the ceramic disc and the propagation channel. Moreover, this silicone glue electrically isolates the piezoelectric disc from the transmission channel. The elements employed in the construction of the transmitter are depicted in Figure 6.

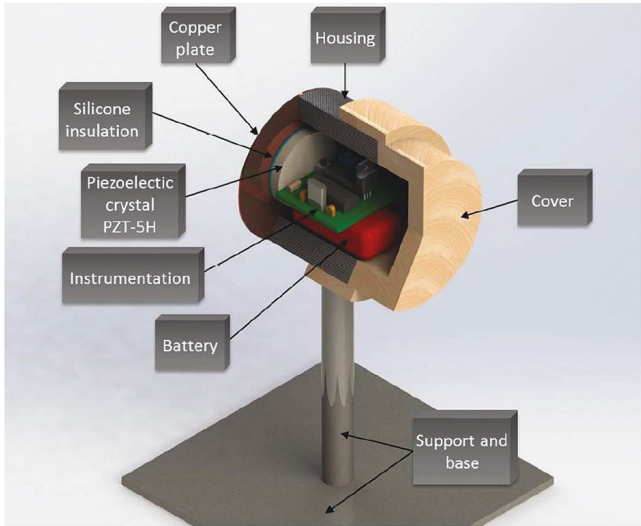


Figure 6. PZT guided wave sensor design acting as transmitter

The piezoelectric disc employed is a piezoceramic element with a diameter of 38 mm and a thickness of 5 mm, which is equivalent to the piezoelectric PZT-5H material. To ascertain its behaviour, the piezoceramic disc was modelled and simulated using dynamic linear finite element (FE) analysis, via COMSOL<sup>®</sup>[29] software. The model showed its maximum displacement, 2.153 μm, at 61.331 kHz, as shown in Figure 7(a).

To corroborate the model results, the impedance of the piezoceramic disc was experimentally measured using a proprietary software application running in LabVIEW and a Hewlett Packard 4192A LF impedance analyser. The experiment yielded a maximum impedance value of 61.2 kHz. The model and the experimental results were graphed, as shown in Figure 7(b). These results confirmed the best operation of the PZT-5H material was at 60 kHz.

To verify the performance of the transmitter, including the transmitter case, the copper plate, the silicone insulation and the PZT-5H crystal element, 3D FE modelling was also carried out using COMSOL, as shown in Figure 8(a). The mesh consisted principally of bricks and the boundary

conditions were free-free, the same as the conditions established in the experiment. The input excitation in the model was a unitary voltage signal applied to the faces of the circular PZT-5H crystal. Modal frequency analysis from 6 kHz to 70 kHz was performed to obtain the maximum energy transmission from the transmitter to the communication channel. The maximum displacement attained was at 63 kHz, as depicted in Figure 8(b), which differed by 3 kHz from the intended value. Hence, the performance of the transmitter, considering the whole transmitter design, did not significantly modify the planned frequency of excitation.

#### 4.1.1 PPM guided wave implementation

According to Equation (3), the PPM digital construction for a logic zero and a logic one, using a time slot of  $T_0 = 1998 \mu s$ , is computed as:

$$mT_0 = \frac{(-1)^0}{2} T_0 = 999 \mu s \quad mT_0 = \frac{(-1)^1}{2} T_0 = -999 \mu s \dots (4)$$

This sets the relative position of the energy pulse to transmit in the second half of the time slot,  $mT_0 = 999 \mu s$ , corresponding to a logical bit zero. In the same manner, the construction of a logical one,  $mT_0 = -999 \mu s$ , defines the position of the energy pulse to the first half of the time slot.

The transmitter generated 10-bit frames of guided wave PPM-encoded energy pulses. The frame comprised a start pulse, eight pulses of data and a stop pulse. Each start and stop pulse was made of 40 square pulses of 60 kHz, *ie* 666 μs pulse width, and data pulses consisted of 20 square pulses of 60 kHz, *ie* 333 μs pulse width. The time slot ( $-T_0$  to  $T_0$ ), and the quantified values,  $m$ , of  $T_0$  were set to 1998 μs and 999 μs, respectively, which is equivalent to six times and three times the actual bit representation pulse width. The PPM system was programmed into the internal flash memory of the microcontroller. Figure 9 depicts the PPM symbol scheme.

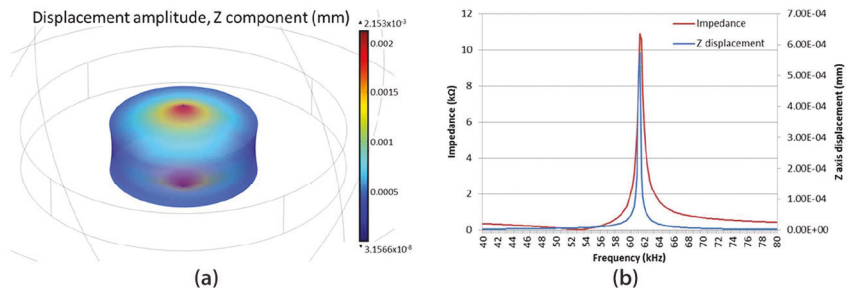


Figure 7. (a) PZT-5H crystal simulation in COMSOL, with a maximum displacement of 2.153 μm at 61.331 kHz; (b) experimentally measured ceramic disc impedance (red curve) and Z-axis displacement obtained using FE analysis simulation (blue curve)

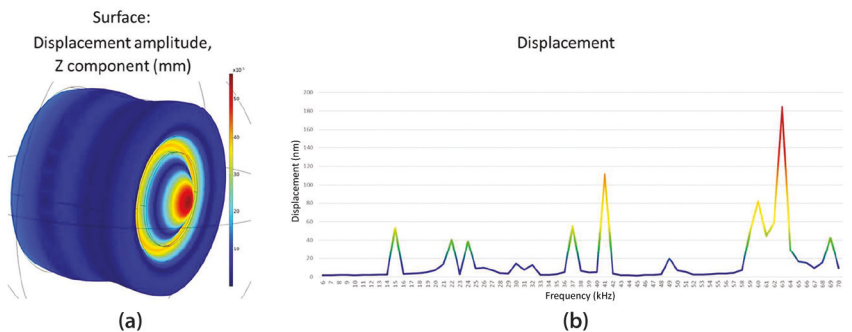


Figure 8. (a) FE model simulation of the PZT-5H guided wave sensor acting as a transmitter, which showed a maximum displacement of 0.49 mm at 63 kHz; (b) frequency analysis versus the Z-axis displacement average in the copper plate



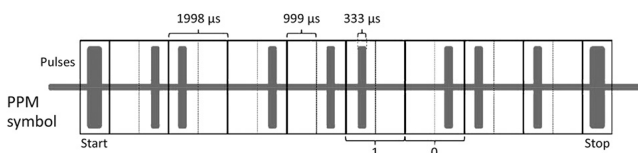


Figure 9. PPM symbol codification scheme for a sequence of 01001011 (4BH) data

## 4.2 PZT guided wave sensor receiver

A receiver instrumentation package comprising a PZT-5H crystal, a proprietary instrumentation amplifier and a commercial RT DSP and data acquisition module connected to a personal computer was implemented, as shown in Figure 10.

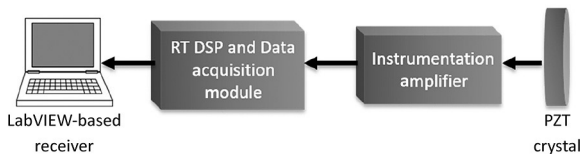


Figure 10. Block diagram of the PZT guided wave receiver instrumentation

The PZT-5H crystal was coupled to an external copper plate similar to the transmitter design. The guided wave signals were amplified and filtered. The RT DSP and data acquisition module performed in real time a narrowband finite impulse response (FIR) digital filter to increase the SNR, which allowed the transmitted symbols to be identified.

## 5. Experimental set-up

The experimental set-up of this work is depicted in Figure 11. Each end of the 1K22 MP-35N inner copper multi-wire cable, 18 AWG, was soldered to a copper plate, with a diameter of 2.54 cm, mounted on the transmitter and the receiver modules. 1 m- and 10 m-long cables were used independently as a communication medium.

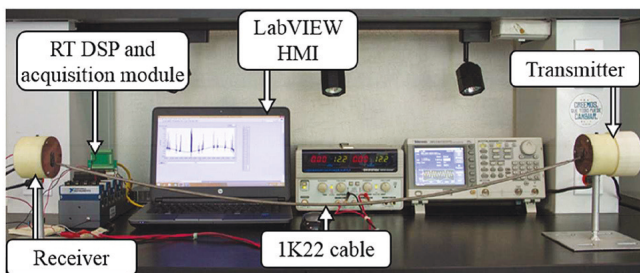


Figure 11. Experimental set-up for testing the PPM guided wave sensor design

Two types of experiment were conducted in the laboratory. The first was designed to identify the excited guided wave modes using 1 m of 1K22 MP-35N cable. In this trial, the transmitter generated 20 square pulses of 60 kHz. The transmitted signal was opto-isolated to avoid natural ground noise interfering with the received signal. The received signal was amplified by 40 dB and filtered using a commercial instrumentation amplifier. Afterwards, the RT DSP and acquisition module sampled the received guided wave signals at 1 MS/s and filtered them out with a narrow FIR band-pass filter,

the cut-off frequencies of which were set to 58 kHz and 62 kHz. The latter experiment was conducted to identify a transmitted PPM symbol of eight bits. The experimental set-up was similar to the previous experiment, except that both 1 m and 10 m 1K22 MP-35N cables were used. The transmitter and receiver instrumentation were powered simultaneously. For this experiment the transmitter was set to generate an 8-bit data PPM symbol continuously every 20 ms, previously programmed into the microcontroller internal flash memory, containing the information 4BH (01001101).

## 6. Experimental results

### 6.1 Guided wave propagation mode identification

This trial aimed to identify the propagation modes generated in the acoustic transmission. A time domain analysis estimation of the time of arrival (TOA) of the received signal was implemented. Using 1 m of 1K22 MP-35N cable and estimating the TOA, it was possible to recognise the excited guided wave modes. The time difference between the transmitted and the received signal gave an approximation of the propagation group velocity.

Figure 12 depicts the 20 square pulses transmitted (pale green curve) and the guided wave signals received (dark green curve), both filtered with an RT FIR band-pass filter. The received signal shows two different groups of signals, according to the acoustic propagation modes excited. The two group velocities estimated correspond to each guided wave mode as obtained from the dispersion curves in Figure 3(b). The first group of signals propagated at 5.00635 m/ms, which corresponded to the longitudinal mode  $L(0,1)$ , and the second group propagated at 2.50317 m/ms, which relate to the flexural mode  $F(1,1)$ .



Figure 12. Acoustic propagation mode identification of a group of signals transmitted through 1 m of 1K22 MP-35N cable. The pale green curve shows the transmitted pulses and the dark green curve shows the excited guided wave modes

### 6.2 Guided wave PPM symbol identification

Figures 13(a) and 13(b) depict the time domain guided wave identification of a PPM symbol using 1 m- and 10 m-long 1K22 MP-35N cables, respectively. In both graphs, the pulse position represents the digital value of each bit transmitted. The start and stop pulses can be identified by their pulse duration, which is twice the data bit pulse duration. The graphs show an SNR high enough to demodulate, decode and identify the transmitted information. The lower graph shows an attenuation of approximately 3.5 dB due to the transmission distance; however, it is expected that the SNR can be enhanced by performing digital signal processing algorithms. Despite the dispersive nature of the communication channel, the results using a 10 m cable do not show significant attenuation to compromise the digital data transmission rate that was estimated

to be greater than 1 kbit/s. Without implementing any coding techniques or digital signal processing, the transmitted PPM symbol was successfully identified.

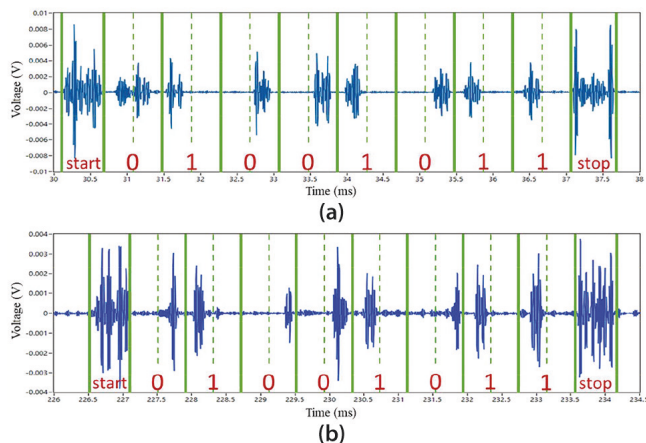


Figure 13. PPM symbol identification for a 4BH byte: (a) 1 m transmission; and (b) 10 m transmission

## 7. Conclusions

In this work, preliminary results have been presented concerning the use of a PZT sensor design for simple digital transmission and reception of guided waves using high-temperature- and corrosion-resistant 1K22 MP 35N multiple-wire cables as a communication channel. The PZT guided wave sensors acting as transmitters or receivers included polymer housing, a copper disc and a PZT-5H crystal disc. The transmitter design was based on a microcontroller powered by a 9 V battery. The transmitter could generate 10-bit digital frames modulated using the PPM technique. Finite element models and experiments of the transmitter design corroborated its adequate performance. The receiver design was based on RT DSP and a data acquisition module and included an instrumentation amplifier as a front end; the data acquisition module was connected to a personal computer. Laboratory experiments were carried out using 1 m- and 10 m-long cables. Results showed that by exploiting the waveguide effect of a complex fabricated multiple-conductor cable acting as a communication channel, successful simple transmission and reception of 60 kHz  $L(0,1)$  and  $F(1,1)$  encoded PPM information has been achieved. Although the trials have been conducted over small distances, the feasibility of detecting dispersive guided wave energy packets, with sufficient SNR, has been demonstrated. These results are very encouraging, taking the authors to the next stage of this work, which is to enhance the SNR by performing narrowband digital filtering and digital signal processing algorithms for automatic demodulation purposes.

### References

1. ISO 19902:2007, 'Petroleum and natural gas industries – Fixed steel offshore structures', English version EN ISO, 2007.
2. L M Marsh, C Sun, B K Pillai and L Viana, 'Data recovery for pulse telemetry using pulse position modulation', Google Patents, 2005.
3. S S Kessler, 'Certifying a structural health monitoring system: Characterising durability, reliability and longevity', Proceedings of the 1st International Forum on Integrated Systems Health Engineering and Management in Aerospace, Napa, California, USA, pp 7-10, November 2005.
4. P Cawley and F Simonetti, 'Structural health monitoring using

- guided waves – potential and challenges', Proceedings of the 5th International Workshop on Structural Health Monitoring, Stanford, California, USA, pp 503-510, 12-14 September 2005.
5. R Mijarez, P Gaydecki and M Burdekin, 'Continuous monitoring guided wave encoded sensor for oil rig flooded member detection', Insight: Non-Destructive Testing and Condition Monitoring, Vol 47, No 12, pp 748-751, December 2005.
6. R Mijarez and P Gaydecki, 'Automatic guided wave PPM communication system for potential SHM of flooding members in sub-sea oil rigs', Smart Materials and Structures, Vol 22, p 055031, 2013.
7. Y Jin, Y Ying and D Zhao, 'Data communications using guided elastic waves by time reversal pulse position modulation: experimental study', Sensors, Vol 13, pp 8352-8376, 2013.
8. S Kruegel and P Tubel, 'Real-time half-duplex communications wireless gauge with downhole power monitors deep well gas production', GasTIPS, Vol 10, p 5, 2004.
9. R Primerano, M Kam and K Dandekar, 'High bit rate ultrasonic communication through metal channels', Proceedings of the 43rd Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS 2009) pp 902-906, 2009.
10. T Hosman, M Yearly and J K Antonio, 'Design and characterisation of an MFSK-based transmitter/receiver for ultrasonic communication through metallic structures', IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 60, pp 3767-3774, 2011.
11. C Mateo, J A Talavera and A Muoz, 'Elastic guided wave propagation in electrical cables', IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol 54, pp 1423-1429, 2007.
12. G Trane, R Mijarez, R Guevara and A Baltazar, 'PZT guided waves sensor permanently attached on multi-wire AWG12 cables used as communication medium', Proceedings of the 41st Annual Review of Progress in Quantitative Non-Destructive Evaluation, Vol 34, pp 631-639, 2015.
13. R Mijarez, J Rodriguez, D Pascacio and R Guevara, 'Communications system for downhole measurements', Journal of Applied Research and Technology, Vol 11, pp 903-911, December 2013.
14. R Charchuk, C Werstuiuk, M Evans and E Sjerne, 'High-temperature guided wave pipe inspection', Proceedings of the 4th International CANDU In-service Inspection Workshop and NDT in Canada 2012 Conference, Toronto, Canada, pp 18-24, 2012.
15. A Baba, C T Searfass and B R Tittmann, 'High-temperature ultrasonic transducer up to 1000°C using lithium niobate single crystal', Applied Physics Letters, Vol 97, No 23, pp 1-3, 2010.
16. CAMESA EMC product catalogue – 7/32" (5.69 mm) Monoconductor 1K22. Available at: [www.camesainc.com/product-catalog/1K22-Monoconductor-MP35N](http://www.camesainc.com/product-catalog/1K22-Monoconductor-MP35N)
17. K F Graff, Wave Motion in Elastic Solids, Dover Publications, Inc, Mineola, New York, USA, 1975.
18. J L Rose and P B Nagy, 'Ultrasonic waves in solid media', The Journal of the Acoustical Society of America, Vol 107, p 1807, 2000.
19. B Pavlakovic and M Lowe, 'Disperse user manual: a system for generating dispersion curves', 2003.
20. P Cawley, M J S Lowe, D N Alleyne, B Pavlakovic and P Wilcox, 'Practical long-range guided wave testing: applications to pipes and rail', Vol 61, p 9, 2003.
21. G Trane and R Mijarez, 'Guided waves PPM encoded system

- using AWG12 cables as communication channel', 11th European Conference on Non-Destructive Testing (ECNDT 2014), Prague, Czech Republic, 6-10 October 2014.
22. G Trane, R Mijarez, R Guevara and D Pascacio, 'PPM-based system for guided waves communication through corrosion-resistant multi-wire cables', International Congress on Ultrasonics 2015 ICU, Metz, France, Physics Procedia, Vol 70, pp 672-675, 2015.
  23. P Cawley and D Alleyne, 'The use of Lamb waves for the long-range inspection of large structures', Ultrasonics, Vol 34, pp 287-290, 1996.
  24. M Pollakowski and H Ermert, 'Chirp signal matching and signal power optimisation in pulse-echo mode ultrasonic non-destructive testing', IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol 41, pp 655-659, 1994.
  25. R J McAulay, 'Optimal control techniques applied to PPM signal design', Information and Control, Vol 12, pp 221-235, 1968.
  26. P Azmi, D Meleas and F Marvasti, 'An efficient method for demodulating PPM signals based on Reed-Solomon decoding algorithm', Signal processing, Vol 84, pp 1823-1836, 2004.
  27. S Haykin, Communication Systems, John Wiley & Sons, 2008.
  28. J M Wozencraft and I M Jacobs, Principles of Communication Engineering, Waveland Press, Inc, 1990.
  29. R White, Comsol Acoustics Introduction, Tufts University School of Engineering, Massachusetts, USA, 2008.

## A simplex guided wave communication system using oil industry multi-wire cables

Gianpiero Trane<sup>1</sup>, Rito Mijarez<sup>2</sup>, Ricardo Guevara<sup>3</sup> and Arturo Pérez<sup>4</sup>

1 Tecnológico de Monterrey, Campus Cuernavaca, México, a01125467@itesm.mx

2 Instituto Nacional de Electricidad y Energías Limpias, México, rmijarez@ineel.mx

3 Instituto Nacional de Electricidad y Energías Limpias, México,  
ricardo.guevara@ineel.mx

4 Tecnológico de Monterrey, Campus Cuernavaca, México,  
jesus.arturo.perez@itesm.mx

### Abstract

The acquisitions of bottom-hole geophysical parameters in cased-hole production oil and gas industry are performed with a minimum disturbance to normal operating procedures. Surface read out measurements can be achieved either in real-time using electrical signals via power line communications or the data can be stored downhole in a bottom-hole instrument and reviewed when it is retrieved later. The latter approach advantages include lower operating costs and a fixed operations schedule. The main shortcoming is the possibility of important operating losses if the bottom-hole recording instrument malfunctions. An alternative is to send periodically acoustic signals via a multi-wire cable indicating that the instrument is operating correctly and sent complementary information related to the recorded bottom-hole parameters. Ultrasonic guided wave propagation through solid metallic structures, such as metal barriers, rods, and multi-wire cables, have been proposed for data transmission purposes. This work presents a simplex guided wave communication system using an Oil Industry Multi-Wire Cable 1K22 MP-35N as a communication channel. The system is composed of a microcontroller based ultrasonic guided waves Pulse Position Modulation (PPM) encoded data transmitter and a receiver instrumentation package made of a data acquisition module, a real-time DSP LabVIEW© based demodulator and a human machine interface running on a personal computer. The system implements a dedicated communication protocol at physical and data links layers, which involves PPM, digital signal processing and HASH byte validation. To evaluate the communication system, the transmitter generated 60 kHz PPM energy packets containing three different bytes and their corresponding HASH bytes. Experimental trials were conducted in the laboratory using cables 1 m and 10 m in length. Results showed that, although a dispersive solid elastic media was used as communication channel, the data transmission system correctly transmitted, received and validated digital information.

### 1. Introduction

The interrogation of large structures, such as long rods and single or multiple wires, via guided waves is a relevant tool for Structural Health Monitoring (SHM) and for Non-Destructive Testing (NDT) technologies (1, 2, 3). Severe environments characterize engineering structures such as fixed offshore oilrigs and downhole oil reservoirs, for example underwater or corrosive liquids and high temperature boreholes surroundings. Digital data transmissions within environments under aggressive



conditions becomes difficult, where conventional communications systems, as radio waves wireless communications, have proved to be impractical (5, 6). Electrical wired communication systems under aggressive conditions have also their own limitations. For instance, down-hole environmental factors in oil and gas applications, mainly high temperature, compromise the propagation of electrical signals for data transmissions. High temperatures increase the electrical resistance in cables and compromise the behaviour of passive electrical components, e. g. generating a severe variation in central frequencies of filters (7). Nevertheless, high temperature does not affect the propagation of acoustic guided waves in solid media nor the acoustical/electrical behaviour of ultrasonic transducers (8, 9).

Guided wave's nature property of propagation over different structure shapes, provides a relevant feature for industry: the use of existing infrastructure for communication purposes (10). This feature has been explored by some authors for the transmission of digital data using different metallic structures, for instance down-hole tubing pipes (3, 11, 12), thin metal barriers (4), and shipping containers (13). Electrical cables are metallic structures barely explored for communications purposes using guided waves. Mateo et. al. analysed the ultrasonic guided waves transmission and reception using electrical mono-conductor cables 0.25 m in length, in the range of 1 MHz – 12 MHz (14). A proprietary design of an ultrasonic sensor using multi-wire cables as communication channel was proposed by the authors (15) using a 1 m and 4 m long 12 rating American Wire Gauge (12-AWG) copper stranded cables. In this context, guided waves are used to convey data for digital communication systems. A communication system whose direction of transmission through a channel does not change is called as a simplex communication system. This feature satisfies the requirements of a down-hole recording instrument, by intermittently and unidirectionally transmitting geophysical parameters to the surface.

This work presents the design, implementation and verification of a simplex guided wave communication system. The data transmission is based on the propagation of 60 kHz ultrasonic PPM encoded pulses using as transmission channel a multiple-strands high temperature and corrosion resistant multi-wire cable 1K22 MP-35N, commonly used in the oil and gas industry. The theoretical analysis for the ultrasonic guided waves propagation for digital data communications purposes is presented to sustain the guided waves propagation. The simplex guided wave communication system consists of the transmitter previously described by the authors (15), and a instrumentation package receiver that implements a proprietary communication protocol for physical and data link layers designed to fulfil the requirements for the guided waves data transmission, including PPM and Real-Time Digital Signal Processing algorithms. A checksum variant method is implemented to detect transmission errors to verify the transmitted digital information. Experiments were carried out in the laboratory using multiple-wire 1K22 MP-35N cables, 1 m and 10 m in length. The communication protocol successfully identifies data transmission and errors.

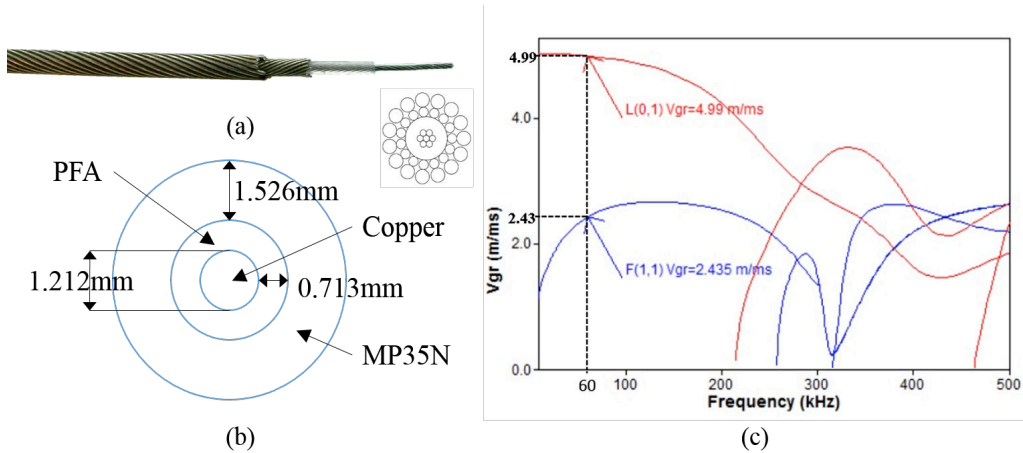
## **2. Guided waves propagation in cylindrical waveguides**

Guided waves are mechanical vibrations that propagate in solid media as it is described in detail by Graff (16). In this work particular interest is related to cylindrical

waveguides such as wires or rods. However, the complex interaction between the multiple wires cables makes difficult to obtain a mathematical model description of the acoustic propagation. Figure 1(a) shows a cut end of the 1K22 MP-35N cable and its mechanical construction in a cross section. The cable structure includes three constructions with different materials each: an inner copper construction, a plastic insulation layer and a steel armour to endure high temperature and corrosion environments (17). Nevertheless, gaps between the multiple strands in a 1K22 MP-35N cable are significantly smaller than the wavelength of the guided waves below the 200 kHz. Therefore, these gaps can be neglected for the guided wave propagation analysis and this multi-wire cable can be considered as a solid layered cylindrical bar, as shown in Figure 1(b).

The approach taken in this work to gain insight into the wave propagation in multiple-wire cables, considers the multiple-wire cable as a single solid layered cylindrical bar; hence, the Pochhammer-Chree frequency equation for a solid, isotropic, homogenous and traction-free cylindrical rod, can be used. According to the Pochhammer-Chree frequency equation, there are an infinite number of individual modes within each principal mode, whose phase velocities,  $V_{PH}$ , are related to a given frequency-diameter product,  $f_d$ . The displacement components describe three guided waves propagation modes: longitudinal  $L(0, n)$ , torsional  $T(0, n)$  and flexural  $F(M, n)$  with circumferential order  $M$  and sequential numbering  $n$ . The acoustic fields, velocity, displacement and stress of the modes with  $M = 0$  are axially symmetric along the cylinder circumference. The axisymmetric modes comprise both the longitudinal modes,  $L(0, n)$ , and the torsional modes,  $T(0, n)$ . The other modes are non-axisymmetric and are denoted by the flexural modes,  $F(M, n)$  (16, 18). The solution of the Pochhammer-Chree equation gives the relation between the different propagation modes generated with different group velocity for a given frequency. This relation is graphically represented by the dispersion curves. Figure 1(c) depicts the dispersion curves obtained by solving the Pochhammer-Chree equation, via the commercial package Disperse<sup>®</sup> (19) for the model describing the 1k22 MP-35N multiple-wire cable, considered as a copper solid cylindrical rod 1.212 mm in diameter, surrounded by a PFA isolation layer 0.713 mm in thickness, and coated with a steel armour (MP35N) 1.526 mm in thickness as shown in Figure 1(b).





**Figure 1. (a) 1K22 MP-35N corrosion resistant cable. (b) Cable cross-section considerations to solve the pocchamer-chree frequency equation. (c) Dispersion curves of a copper rod 1.212 mm in diameter surrounded by a 0.713 mm thickness PFA and a steel armour 1.526 mm in thickness**

## 2.2 Frequency and signal selection

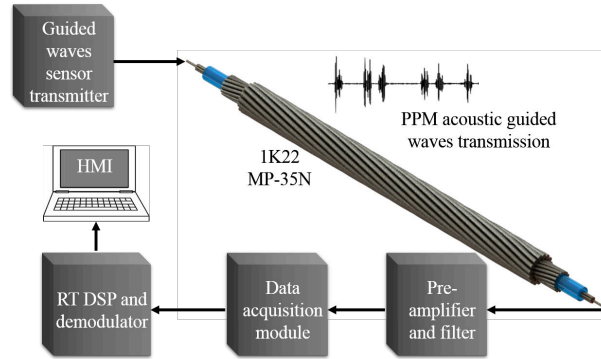
Figure 1(c) illustrates the dispersion curves for the 1K22 MP-35N model. The red curves represent longitudinal modes and the blue curves represent the flexural modes for a range of frequencies from 0 Hz to 500 kHz. It can be observed that frequencies above 200 kHz generate various propagation modes. Therefore, a frequency below 200 kHz ensures the excitation of only two propagation modes, the first longitudinal mode  $L(0,1)$  and the first flexural mode  $F(1,1)$ . Moreover, Cawley et. al. demonstrated that frequencies below the 100 kHz can propagate longer distances (20), as it is required in this application. Besides, the frequency selection on the dispersion curves relies also on the transducer source and its frequency spectrum. In order to generate guided waves under the 100 kHz, the transducer implemented in this application is a piezoelectric element PZT-5H disc with normal beam loading and reception. Therefore, only longitudinal and/or flexural modes would be excited depending on the stress direction applied to the transmission channel. A detailed analysis on the transducer characteristics and behaviour has been presented by the authors (21). The maximum amplitude of the acoustic signal generated by the PZT-5H was simulated and experimentally obtained at a frequency of 60 kHz. The authors also used square pulses as signal excitations, since simple signal busters and high-speed digital circuits substitute the need of digital-to-analog converters and power amplifiers. Considering these factors, the signal selected is burst of 60 kHz square pulses for the digital information modulation.

## 3. Real-time guided waves communication system and protocol design

The overall real-time simplex communication system is illustrated in Figure . The ultrasonic guided waves PZT-5H transducer acting as a transmitter codifies and modulates frames of digital information to generate PPM guided waves pulses. The microcontroller based ultrasonic guided waves transmitter has been previously described by the authors (21). The information travels through the 1K22 MP-35N multi-wire cable. At the receptor module, a PZT-5H transducer senses the guided waves pulses and transduce them to electric signals. The received electrical signals are pre-



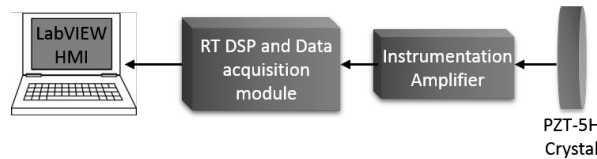
amplified and filtered by an instrumentation amplifier, then a real-time data acquisition module performs high speed sampling and deliver data to the RT LabVIEW<sup>®</sup> based demodulator. The demodulator performs RT digital signal processing (DSP) and reconstruct the digital data frames transmitted though the 1K22 MP-35N multi-wire cable.



**Figure 2. Real-Time (RT) simplex ultrasonic guided waves communication system block diagram**

### 3.1 Ultrasonic guided wave receiver

The ultrasonic guided wave receiver main components are a PZT-5H crystal, an instrumentation amplifier acting both as an amplifier and filter, a real-time LabVIEW based demodulator and signal acquisition device, and a LabVIEW based human machine interface used to set the system parameters and plot the results, as shown in Figure .



**Figure 3. Ultrasonic guided wave receiver instrumentation block diagram**

The hardware of the receiver was mounted in a housing case such as the transmitter. The mechanical coupling element to the transmission channel was a cooper plate soldered to the end of the 1K22 MP-35N multi-wire cable and fixed to the housing case. The transducer element at the receiver was the same as the implemented at the transmitter, a PZT-5H piezoceramic disc, 38 mm in diameter and 5 mm in thickness. The PZT-5H element was coupled to the copper plate via silicone glue, which works as an acoustic coupler minimizing energy loses between the transducer and the transmission medium, and as an electrical isolator to protect the PZT-5H element. The transducer is connected to a precision, low power instrumentation amplifier which also acts as a low pass filter with a gain of ten and a high frequency cut-off of 500 kHz.

A real-time  $\pm 10 V$  analogue input module with a sample rate of 1 MHz, mounted in a National Instruments (NI) cRIO integrated system, is used to acquire the ultrasonic guided wave signals. The RT LabVIEW based demodulator and the digital signal processing algorithms run over a RT FPGA in the NI cRIO system, which transmit the results and information to a personal computer via Ethernet. An initial filtering process and autocorrelation operations are performed at the FPGA level of the cRIO system; subsequently, the processed data is passed through a FIFO data structure to the RT level

of the NI cRIO system, which performs in real-time a finite impulse response (FIR) digital filter tuned to the baud rate, calculates a threshold and generates a digital signal of the acoustic received pulses. Then the demodulation and HASH checksum validation algorithm yield the digital data transmission and their corresponding HASH bytes.

### 3.2 PPM guided wave implementation and data transmission

The microcontroller based transmitter generated 10-bit frames of guided waves PPM encoded energy pulses. Figure depicts the PPM symbol codification scheme implemented that includes acoustic pulses duration and the time slot. Each frame contains a start and stop pulses to delimitate each byte. Both start and stop pulses widths are made of 40 square pulses of 60 kHz, i.e. 666  $\mu$ s which is twice the data bit pulse duration. After the start pulse there is a set of 8 bits made of 20 square pulses of 60 kHz, i.e. 333  $\mu$ s width each, carrying the actual digital information. The time slot ( $-T_0$  to  $T_0$ ), and quantified values of  $T_0$  were set to 1998  $\mu$ s and 999  $\mu$ s, respectively, equivalent to six times and three times the actual bit representation pulse width to avoid acoustic pulses overlapping during the transmission (21).

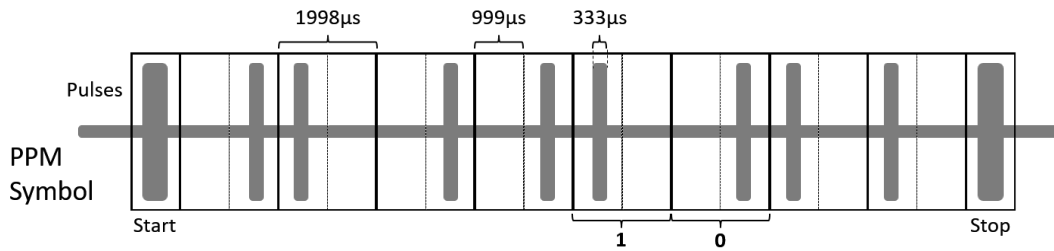


Figure 4. PPM symbol codification scheme for a sequence of 01001011 (4BH) data

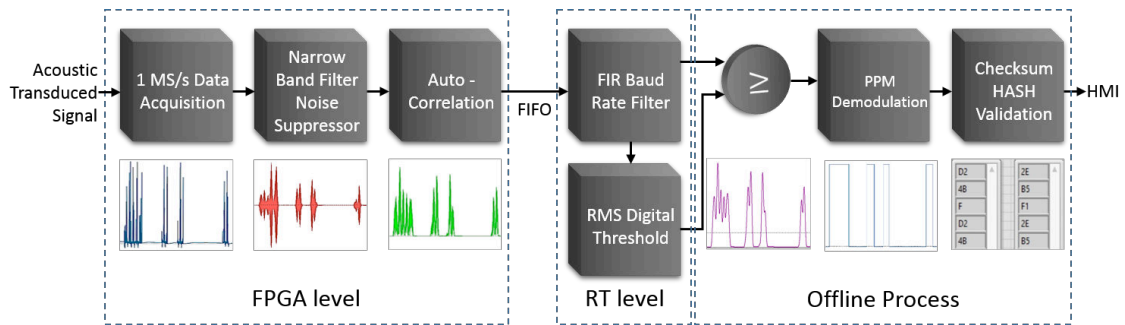
### 3.3 PPM guided wave demodulation and RT digital signal processing

The communication protocol for the guided waves digital data identification is illustrated in Figure . The RT FPGA implementation includes a 1 MS/s data acquisition operation, a narrow band filter for noise suppressing and an autocorrelation based operation. The RT DSP implementation includes a low pass FIR filtering tuned to the transmission baud rate, a root mean square (RMS) threshold computation, a digitalization based on the comparison of the baud rate filtered signal with the RMS, a post-processing PPM demodulation and checksum HASH validation for every transmitted byte. For each of the FPGA level processes, the LabVIEW based DSP performs point-to-point real-time digital signal processing. At the RT level, data is processed in sets of 30 kS/s per access to the FIFO structure. The PPM Demodulation and the checksum HASH validation are performed offline for this application.

Figure depicts the process of the digital signal processing from data acquisition to byte validation. The blue signal represents the acquired signal from the preamplifier hardware at the receiver. The red curve stands for the output of the narrowband filter. The green signal embodies the autocorrelation of the filtered signal. The magenta curve represents the output of the baud rate tuned filter and contains a horizontal crossing line that stands for the RMS threshold value. The cyan curve shows the digital signal in

which every pulse represents the duration of each acoustic pulse, and the time between them conveys the transmitted PPM information. Finally, a hexadecimal digital data in the first array depicts the actual digital transmitted data and the second array shows the HASH byte corresponding to each transmitted byte.

The narrow band noise suppressor filter implemented in the RT FPGA performs a band-pass IIR Butterworth filter, with cut-off frequencies are from 48 kHz to 62 kHz. The filtered signal is processed in the discrete time by a mathematical operation similar to a time delayed autocorrelation; consequently, the amplitude peaks values of the original signal increased. The baud rate tuned filter implemented is a Finite Impulse Response (FIR) low-pass filter with 129 taps and cut-off frequency set to 80 Hz, corresponding to the actual transmission baud rate. After the baud rate FIR filter is executed, a root mean square (RMS) threshold is computed using 30 k samples for the digitalization process.



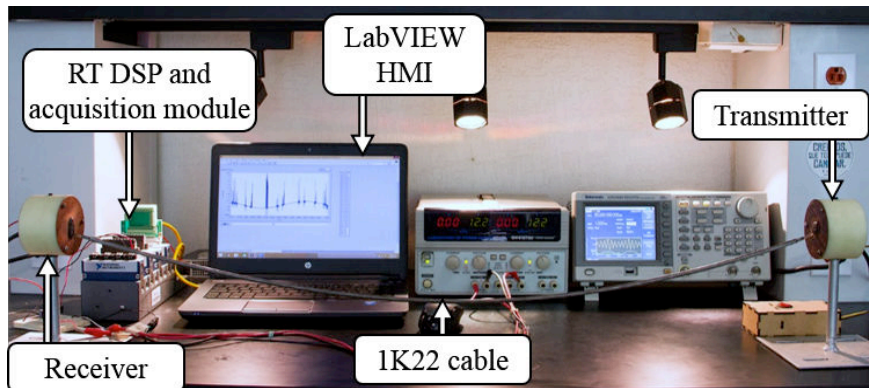
**Figure 5. Communication protocol block diagram and Digital Signal Processing for the guided waves digital data identification**

In order to digitalize the acoustic pulses, the baud rate low pass filtered signal is compared point to point with the RMS threshold. The resulting digital pulses contain the transmitted PPM encoded information ready for the demodulation process. The PPM demodulator identifies the start and the stop pulses and quantifies the time delay between the previously digitalized pulses. Each bit depends on the digital value of the previous bit and the delay time between them. The demodulator identifies frames of 8 bits, disregarding start and stops pulses and storing the decoded bytes in a two-dimensional array of 8 Booleans values per row. The resulting array contains the actual bytes transmitted and their corresponding HASH bytes. Finally, the HASH validation process separates the actual data bytes from the HASH bytes and performs the de-HASH operation. Demodulated data bytes are converted to hexadecimal bytes and stored in a 1D-Array. Decoded HASH bytes are compared with their correspondent data bytes to identify transmission errors.

#### 4. Experimental setup

Two different experiments were conducted in the laboratory using two lengths of 1K22 MP-35N multi-conductor cables. The former was set to identify the excited guided waves modes, L(0,1) and F(1,1), using a 1 m long cable as described by the authors in previous work (21). The latter experiment was conducted employing a 1m and 10 m long cables to perform an acoustic transmission and reception of PPM symbols of 8-bit digital information. In both experiments, the transmitter and the receiver were powered simultaneously. Each end of the 1K22 MP-35N inner copper multi wire cables,

18-AWG, was soldered to a 3-inch diameter copper plate mounted and fixed to the transmitter and the receiver modules, respectively. The experimental setup for both experiments is illustrated in Figure .



**Figure 6. Experimental setup for testing the PPM guided wave communication system and protocol**

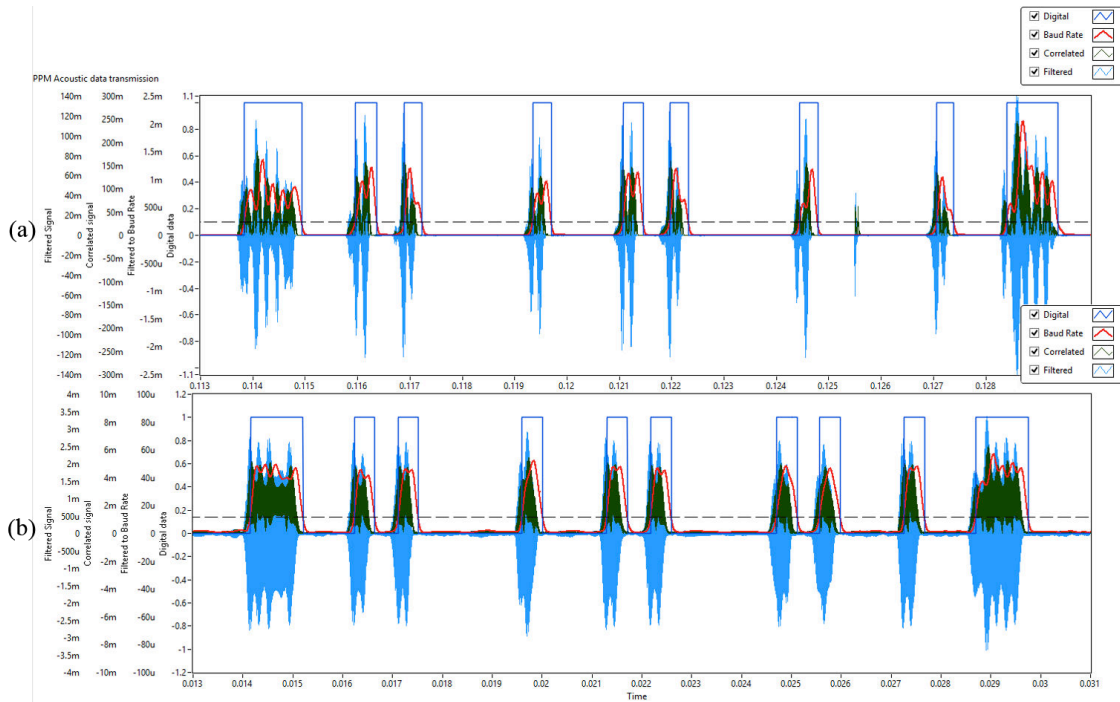
The transmitter was set to continuously generate and modulate every 20 ms three different information bytes, D2H, 4BH and 0FH, each followed by a delay time of 10 ms and its correspondent HASH encoded byte, 2EH, B5H and F1H. An integrated system, NI cRIO with a 400 MHz Real-Time Controller and a 2 MGates FPGA, performs the RT DSP algorithms previously programmed at RT and FPGA levels. The NI cRIO communicates the digital data recovered from the guided waves PPM communication system and protocol to a LabVIEW<sup>®</sup> based Human Machine Interface (HMI) running on a personal computer.

## 5. Experimental results

The laboratory experimental results of the acoustic guided waves PPM communication system through 1 m and 10 m 1K22 MP-35N multiple-wire cables are depicted in Figure (a) and Figure (b) respectively. Each Y axis scale, from left to right, corresponds to each signal plotted: band-pass filtered signal, correlated signal, baud rate low-pass filtered signal and digital pulses. For both graphics, as the plot caption shows bottom up, the cyan curve represents the sampled acoustic guided waves signal filtered with the narrow band Butterworth filter. The green signal represents the time delayed correlation process result of the narrow bandpass filtered signal (cyan curve). The correlation operation focuses the acoustic pulses in the positive side of the graph and turns groups of acoustic signals into single pulses decreasing the amplitude variation. The red curve depicts the results of the baud rate low pass FIR filter applied to the correlated signal (green curve). The horizontal dotted black line represents the RMS value previously calculated. The blue square pulses represent the actual digital data transmitted in an 8-bit symbol, including a start and a stop pulses, before the PPM demodulation process. For each value of the baud rate filtered signal (red curve) over the RMS threshold (black dotted line), the transmitted digital signal (blue curve) becomes a positive pulse.

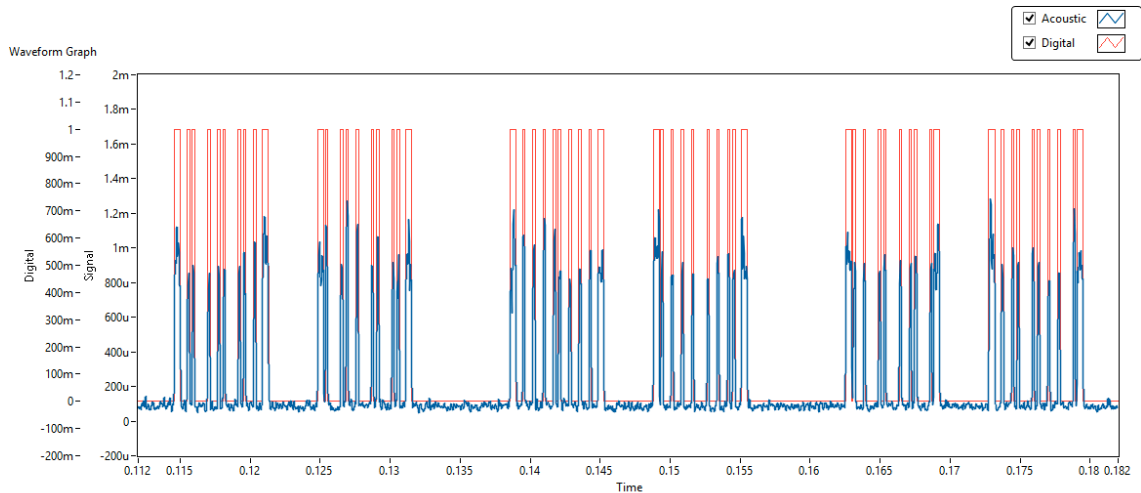
Successful transmission and reception was attained in both 1 m and 10 m multiple-wire cables. The input filtered signal (cyan curve) at the 1 m transmission yields values in the

order of  $\pm 120$  mV peak as shown in Figure (a). However, the ultrasonic pulses observed are composed of groups of thin signal peaks. This signal behaviour causes the baud rate filter to generate multiple independent signal peaks for a single acoustic pulse (red curve). If a minimum value between peaks within the same acoustic pulse is found under the estimated threshold, the digitalization process may consider the acoustic pulse as two independent digital pulses, compromising the decoding process and the transmitted information. The 10 m transmission, Figure (b), depicts a considerable attenuation for the ultrasonic received filtered signal (cyan curve) which yield values in the order of  $\pm 3$  mV. The attenuation between the 1 m and 10 m transmissions is about 32 dB, nevertheless, the acoustic pulses do not show the same behaviour from the 1 m transmission. The attenuation of the 10 m transmission makes the ultrasonic pulses more uniform avoiding signal minimums under the threshold. In this case, the baud rate filter generates a smooth and thick positive peak (red curve) for each group of acoustic pulses as expected. The results suggest that the bit loss decreases significantly from the 1 m transmission to the 10 m transmission and although the energy loss is considerably high, the system provides sufficient SNR to decode and demodulate the transmitted information.



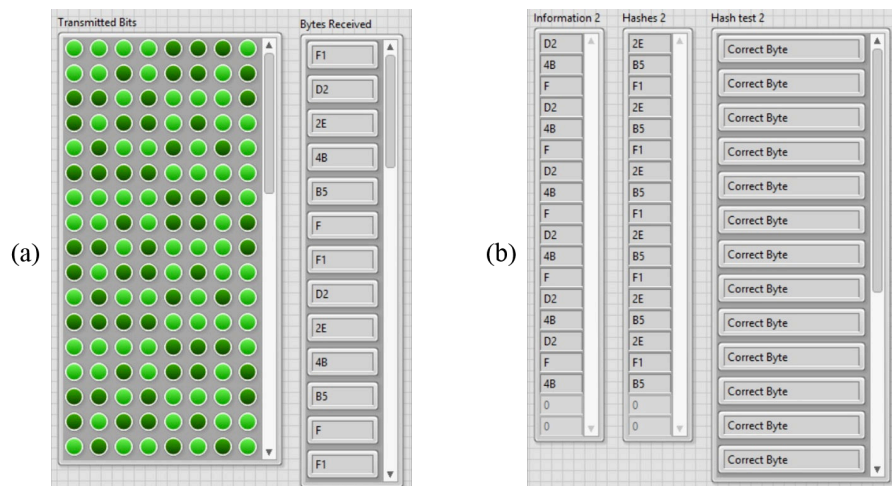
**Figure 7. (a) PPM symbol identification in a 1 m transmission and (b) 10 m transmission. In both plots, cyan represents the received acoustic guided wave signals passband filtered; green, the correlated signal; red, the baud rate filtered signal; and blue, the digitalized signal**

In order to expedite the digital signal processing at the FPGA level, intermediate processes visualization methods were omitted at the final tests. The blue curve in Figure represents the results of the FPGA level processes, and the red square pulses represent the digitalized acoustic pulses. Six groups of digital pulses can be observed in Figure , the first group defines the first information transmitted byte, followed by its HASH byte after a time delay of 10 ms. Following the second group of signals, a time delay of 20 ms can be observed before the transmission of the following information byte.



**Figure 8. Identification of three different information bytes and their corresponding HASH bytes**

As depicted in Figure 2, the PPM decoder and HASH validation process successfully identified, validated and displayed the transmitted information. The Figure 2(a) depicts a 2D array (left) containing 8 bits per row and the right most bit stands for the LSB, representing the continuously byte transmission including information and HASH bytes. Each array of 8 logic bits was converted to a hexadecimal byte and stored in an array of one digital byte received per row (right). Figure 2(b) depicts the transmitted information and each transmitted byte HASH in two separated arrays (left). The HASH validation results are shown in a string array (centre). Each element of the array contains the string “Correct Byte” or “Transmission Error” depending on the equivalency between each transmitted byte and its HASH value.



**Figure 2. (a) 2D array of 8 digital bits transmitted per row (left) and hexadecimal value of received bytes (right). (b) information bytes (left) with its corresponding HASH received bytes (centre), and hash validation per transmitted information byte (right)**

Data transmission rates up to 470 bps were experimentally obtained at the laboratory, corresponding to the selected acoustic propagation frequency of 60 kHz. The communication system and protocol average Byte error rate obtained was around 5% for a 10 m cable.



## 6. Conclusions

A novel ultrasonic guided waves PPM communication system and protocol using high temperature and corrosion resistant 1K22 MP-35N multiple-wire cables as a transmission channel has been designed, implemented and evaluated. Low power transmission and real-time reception hardware was designed and implemented to assess a simplex guided wave communication system. A proprietary communication protocol at physical and data link layers, which include real-time digital filtering, modulating via PPM, decoding, and HASH byte validating, was performed. Experiments were carried out under laboratory conditions using 1 m and 10 m 1K22 MP-35N multiple-wire cables. Results show that by exploring the wave-guide effect of multi-conductor cables acting as communication channel, successful transmission, reception and validation of 60 kHz encoded PPM digital information has been attained. The communication system and protocol shows data transmission rates up to 470 bps with an average Byte error rate approximately 5%. Although data transmissions present occasional loss of bits, increasing the robustness of the communication protocol could improve the digital communication performance, for instance using bit codification techniques, redundancy and adaptive modulations, which are proposed as further work.

## Acknowledgements

This research is part of the project number 137547, supported by the program CONACYT-SENER-HIDROCARBUROS. The authors wish to express their thanks to the Instituto Nacional de Electricidad y Energías Limpias (INEEL), Tecnológico de Monterrey (Campus Cuernavaca), CONACYT and PEMEX for supporting this work.

## References and footnotes

1. F-K Chang, "Structural health monitoring: current status and perspectives", CRC Press, 1998.
2. SS Kessler, "Certifying a structural health monitoring system: Characterizing durability, reliability and longevity", Proceedings of the 1st International Forum on Integrated Systems Health Engineering and Management in Aerospace, Napa, CA pp 7-10, 2005.
3. R Mijarez and P Gaydecki, "Automatic guided wave PPM communication system for potential SHM of flooding members in sub-sea oilrigs", Smart Materials and Structures 22(5), pp 055-031, 2013.
4. R Primerano, M Kam and K Dandekar, "High bit rate ultrasonic communication through metal channels", Information Sciences and Systems, 2009. CISS 2009. 43rd Annual Conference on pp 902-906, 2009.
5. E DIN, "19902: 2008-07: Petroleum and natural gas industries–Fixed steel offshore structures (ISO 19902: 2007)", English version EN ISO 199022007.
6. LM Marsh, C Sun, BK Pillai and L Viana, "Data recovery for pulse telemetry using pulse position modulation", Google Patents, 2005.
7. R Mijarez, J Rodríguez, D Pascacio, R Guevara, "Communications System for Down-Hole Measurements", 11 (6), pp 903-911, 2013.
8. R Charchuk, C Werstiuk, M Evans and E Sjerne, "High Temperature Guided Wave Pipe Inspection", Proceedings of Proceedings of the 4th International



- CANDU In-service Inspection Workshop and NDT in Canada 2012 Conference, Toronto, ON, Canada pp 18-21, 2012.
9. A Baba, CT Searfass and BR Tittmann, "High temperature ultrasonic transducer up to 1000 C using lithium niobate single crystal", *Applied Physics Letters* 97(23), pp 232901, 2010.
  10. H Sakuma, K Nakamura and S Ueha, "Two-way communication over gas pipeline using multicarrier modulated sound waves with cyclic frequency shifting", *Acoustical science and technology* 27(4), pp 225-232, 2006.
  11. Y Jin, Y Ying and D Zhao, "Data Communications Using Guided Elastic Waves by Time Reversal Pulse Position Modulation: Experimental Study", *Sensors* 13(7), pp 8352-8376, 2013.
  12. S Kruegel and P Tubel, "Real Time Half Duplex Communications Wireless Gauge with Downhole Power Monitors Deep Well Gas Production", *GasTIPS* 10pp 5, 2004.
  13. T Hosman, M Yeary and JK Antonio, "Design and Characterization of an MFSK-Based Transmitter/Receiver for Ultrasonic Communication Through Metallic Structures", *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* 60(12), pp 3767-3774, 2011.
  14. C Mateo, JA Talavera and A Muoz, "Elastic Guided Wave Propagation in Electrical Cables", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on* 54(7), pp 1423-1429, 2007.
  15. G Trane, R Mijarez, R Guevara and A Baltazar, "PZT guided waves sensor permanently attached on multi-wire AWG12 cables used as communication medium", *41st Annual review of progress in quantitative nondestructive evaluation: Volume 34* 1650, pp 631-639, 2015.
  16. KF Graff, "Wave motion in elastic solids", Dover Publications, Inc., 1975.
  17. "CAMESA EMC Product Catalog 7/32" (5.69 mm) Monoconductor 1K22",
  18. JL Rose and PB Nagy, "Ultrasonic waves in solid media", *The Journal of the Acoustical Society of America* 107pp 1807, 2000.
  19. B Pavlakovic and M Lowe, "Disperse user manual: a system for generating dispersion curves", Copyright B Pavlakovic, M Lowe 2003.
  20. P Cawley, MJS Lowe, DN Alleyne, B Pavlakovic and P Wilcox, "Practical long range guided wave testing: Applications to pipes and rail", *61(1)*, pp 9, 2003.
  21. G Trane, R Mijarez, R Guevara and A Baltazar, "Guided wave sensor for simple digital communication through an oil industry multi-wire cable", *Insight - Non-Destructive Testing and Condition Monitoring* 60(4), pp 206-211, 2018.

Article

# Automatic Guided Waves Data Transmission System Using an Oil Industry Multiwire Cable

Gianpiero Trane <sup>1</sup>, Rito Mijarez <sup>2,\*</sup> and Jesús Arturo Pérez-Díaz <sup>1</sup>

<sup>1</sup> Tecnológico de Monterrey, Escuela de Ingeniería y Ciencias, Colonia Real del Puente, C. P. 62790, Xochitepec, Morelos, Mexico; a01125467@itesm.mx (G.T.); jesus.arturo.perez@tec.mx (J.A.P.D.)

<sup>2</sup> Instituto Nacional de Electricidad y Energías limpias, Gerencia de Control, Electrónica y Comunicaciones, Calle Reforma 113, Col. Palmira, C.P. 62490, Cuernavaca, Morelos, Mexico

\* Correspondence: rmijarez@ineel.mx; Tel.: +52-777-362-3811

Received: 09 January 2020; Accepted: 30 January 2020; Published: 6 February 2020

**Abstract:** Alternative wireless data communication systems are a necessity in industries that operate in harsh environments such as the oil and gas industry. Ultrasonic guided wave propagation through solid metallic structures, such as metal barriers, rods, and multiwire cables, have been proposed for data transmission purposes. In this context, multiwire cables have been explored as a communication media for the transmission of encoded ultrasonic guided waves. This work presents the proprietary hardware design and implementation of an automatic data transmission system based on the propagation of ultrasonic guided waves using as communication channels a high-temperature and corrosion-resistant oil industry multiwire cable. A dedicated communication protocol has been implemented at physical and data link layers, which involved pulse position modulation (PPM), digital signal processing (DSP), and an integrity validation byte. The data transmission system was composed of an ultrasonic guided waves PPM encoded data transmitter, a 1K22 MP-35N multiwire cable, a hardware preamplifier, a data acquisition module, a real-time (RT) DSP LabVIEW (National Instruments, Austin, TX) based demodulator, and a human-machine interface (HMI) running on a personal computer. To evaluate the communication system, the transmitter generated 60 kHz PPM energy packets containing three different bytes and their corresponding integrity validation bytes. Experimental tests were conducted in the laboratory using 1 and 10 m length cables. Although a dispersive solid elastic media was used as a communication channel, results showed that digital data transmission rates, up to 470 bps, were effectively validated.

**Keywords:** piezoceramic transducers; guided waves-based communication; pulse position modulation; digital signal processing; multiwire cables

---

## 1. Introduction

Harsh environments characterize cased hole production engineering structures in the hydrocarbons sector, for example, downhole oil reservoirs either onshore or offshore could be immersed underwater or in corrosive liquids and high-temperature high-pressure boreholes' surroundings [1]. Downhole data acquisition from a producing well is intended primarily to measure the performance of a well in production, better understand the dynamic behavior, plan remedial work if it is required, and optimize the long-term production. The production measurements are flow, density, temperature, and pressure. Hence, no hydrocarbon can be produced without the intervention of these measurements [2,3]. The acquisition of these bottom hole geophysical parameters using digital data transmissions under these aggressive conditions has become difficult, and the use of cables dedicated exclusively to communication media and conventional radio wave wireless communications has proven to be impractical [4,5]. The instrument that is descended into a

wellbore to measure geophysical parameters must be able to endure the extreme hole conditions that could be encountered. The instrument is connected to a surface station, generally controlled by a computer, via a cable. Data acquisition should be performed with minimum disturbance to the normal operating production procedures. Detailed records, also termed well log, are surface read-out measurements that are achieved either in real time using electrical signals via power line communications and a multiwire cable as communication channel, or the data can be stored downhole in a bottom hole instrument operated by batteries and reviewed when it is retrieved later. In the former approach, downhole environmental factors, mainly high temperature, increase the electrical resistance in the cables and modify the behavior of the passive electrical components, for example, imposing important deviations in central frequencies of front-end filters, thereby compromising the propagation of electrical signals for data transmissions [6–8]. The advantages of the latter approach include lower operating costs and a fixed operations schedule. The main shortcoming is the possibility of important operating losses if the bottom hole recording instrument malfunctions. However, real-time downhole measurements that employ multiwire cables are recognized, in the petroleum industry, as more important for making prompt decisions [3].

Guided waves have been a relevant tool for non-destructive testing (NDT) and structural health monitoring (SHM) technologies due to their wide screening of the acoustic field and their ability to propagate long distances in large structures [9–11]. SHM of multiwire cables using ultrasonic guided waves has been investigated numerically and experimentally with a particular focus on damage detection [12–19]. Moreover, the reuse of metallic industry infrastructure has been proposed by several research groups as a communication medium for digital transmission systems using field-proven guided waves that are excited and received either by piezoelectric or electromagnetic transducers. The methods employed for modulation include frequency-shift keying (FSK), amplitude-shift keying (ASK), chirp on-off keying (Chirp-OOK), pulse position modulation (PPM), orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) and code-division multiple access (CDMA), among others. Some researchers have used metal pipes [20–27], thick metal barriers [28–36], and plates [37–42] as communication channel.

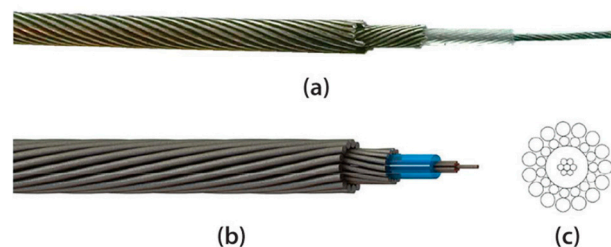
Recently, the use of cables as a communication medium was proposed by Mateo et al. [43,44]. They used a single copper core PVC insulated electrical cable type H07V-U and two piezo ceramic discs, one as a transmitter and the other one as a receiver. The transmitter was excited via a train of chirp signals in the range of 1 to 12 MHz and a signal averaging process was performed in the received signals. They achieved short-range communication of 0.25 m using a PVC insulated cable and 0.50 m by removing its dielectric PVC covers. Copper stranded cable 12 rating American wire gauge (12 AWG) has been used as a communication medium in a previous study [45,46]. In this approach, a digital data transmission system was developed that performed pulse position modulation (PPM) in the range of 60 kHz, to transmit eight bits of encoded information over a 12 AWG multiwire cable that was 1 m and 4 m in length. The aim was to achieve digital transmission of guided waves on mono-conductor multiwire cables commonly used in producing wells. The researchers also carried out preliminary work in 1 m corrosion-resistant four conductors 4H18 multiwire cable, in which data rates in the order of 500 bits per second were accomplished by employing tone pulses of 60 kHz and PPM [47].

In this study, we proposed a downhole instrument that is able to periodically transmit ultrasonic guided waves signals via a multiwire cable indicating that the instrument is operating correctly and sending complementary information related to the recorded bottom hole parameters. Hence, high-pressure and high-temperature corrosion-resistant mono-conductor multiwire cables 1K22 MP-35N were employed. The periodicity of transmitted data, in this application domain, was either once every hour at the beginning of its operation or once per day when it reached a stable state at the bottom hole, depending on the operator requirements. Thereby, there was no need for stringent high data rates, and several transmitted bytes of information could suffice. A progressive approach was taken for the use of PPM and guided waves on this intricate mono-conductor multiwire cable. First, we achieved results using a low-cost electrical copper stranded cable 12 rating American wire gauge (12 AWG); secondly, we moved the investigation to a corrosion-resistant four-conductor cable 4H-18 and

guided waves; and finally, we used the intended mono-conductor 1k22 MP-35N cable. The system consisted of an ultrasonic guided waves PPM encoded data transmitter, a hardware preamplifier, a data acquisition module, a real-time (RT) DSP LabVIEW based demodulator, purchased from National Instrument (NI) Mexico, and a human-machine interface (HMI) running on a personal computer. A dedicated communication protocol was implemented at physical and data link layers, which involved PPM, digital signal processing, and an integrity validation byte. To evaluate the communication system, the transmitter generated 60 kHz PPM energy packets containing three different bytes and their corresponding integrity validation bytes. Experimental tests were conducted in the laboratory using 1 and 10 m length cables. Automatic digital data transmission rates up to 470 bps were successfully achieved. In this paper, the panorama of research and detailed significant characteristics of the novel automatic data transmission guided waves system is described. The proprietary hardware design of the original battery-operated stand-alone electronics instrumentation for the guided waves transmitter is presented, including its schematic diagram; and on the receiver side, the performed signal processing algorithms are detailed.

## 2. Guided Wave Propagation in Multiwire Cables

Multiwire cables are more complicated mechanical structures than individual solid cylindrical rods. The complex interaction between multiple wires due to the geometry of its cross-section is its most important feature. 1K22 MP-35N cables are multiwire structures made of an inner copper construction, a plastic insulation layer, and a steel armor that can withstand high-temperature, high-pressure, and corrosive environments. Figure 1a,b shows an actual 1K22 MP-35N cable and CAD model, respectively, and Figure 1c illustrates the composition of the wires. The inner construction is comprised of seven individual nickel-coated copper 18 AWG wires of 0.404 mm diameter. Voids in the copper strands are filled with a water-blocking agent to reduce water and gas migration. The copper construction is covered in a perfluoroalkoxy (PFA) plastic-type isolation layer that is 0.713 mm in thickness. The armor is made up of two types. The former is an inner armor of 15 wires that are 0.617 mm in diameter, and the latter is an outer armor of 15 wires that are 0.909 mm in diameter. Both armors are nickel-cobalt corrosion-resistant stainless-steel wires, which are coated with an anti-corrosion compound for protection during shipping and storing. A special pressure seal agent, SuperSeal (Canusa-CPS, Toronto, ON, Canada), is applied between the armor layers [48].

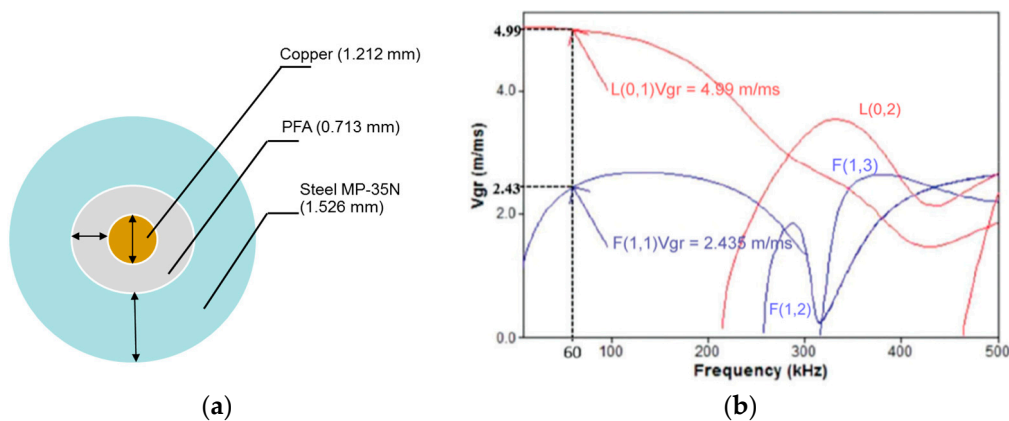


**Figure 1.** (a) Actual 1K22 MP-35N corrosion-resistant cable; (b) 1K22 MP-35N CAD model; and (c) 1K22 MP-35N construction.

To the best of our knowledge, an analytical solution that describes the wave propagation in these complex multiwire cables does not exist. A practical approach to understand guided wave propagation in multiwire cables is based on the study of wave propagation behavior of an individual wire using the analytical Pochhammer–Chree frequency equation which has been discussed in detail by Graff [49] and more recently by Rose and Nagy [50]. The solutions of the elastic equation of motion yield an infinite number of guided waves modes, which are categorized by their particle displacement, and can well propagate through the structure. These modes in a cylindrical waveguide correspond to the longitudinal waves  $L(0,n)$  with radial and axial vibration displacement, torsional waves  $T(0,n)$  with circumferential vibration displacement, and flexural waves  $F(M,n)$  with radial, axial, and circumferential vibration displacement, where  $M$  refers to the circumferential order and  $n$

represents the  $n$ th root of the characteristic equation. All possible propagating wave modes in a cable at different frequencies can be predicted by guided waves dispersion curves, which can be obtained by solving the Pochhammer–Chree frequency equation, via the commercial software Disperse [50].

The approach taken by researchers of previous studies consisted of modeling two different multiwire cables, an AWG 12 cable and a 4H18 cable, as a concentric rod composed of different materials [45,47]. The model considered that the wavelengths of the propagating guided waves employed was significantly larger than the small gaps between the strands. Cheng et al. also modeled, in this manner, an aluminum conductor steel reinforced (ACSR) multiwire cable [18]. In this work, a multiwire 1K22 MP-35N cable was modeled as a rod made of copper that was 1.212 mm in diameter, surrounded by an isolation layer of PFA that was 0.713 mm in thickness, and coated with steel armor that was 1.526 mm in thickness, as depicted in Figure 2a. The group velocity dispersion curves for this concentric rod calculated by the software Disperse are plotted in Figure 2b.



**Figure 2.** (a) Cable cross-section considerations to solve the Pochhammer–Chree frequency equation; (b) dispersion curves of a 1.212 mm diameter copper rod surrounded by a perfluoroalkoxy (PFA) of 0.713 mm thickness and steel armor of 1.526 mm thickness.

### 2.1. Frequency and Signal Selection for Guided Waves Excitation

The propagation of guided waves has been researched in three regimens, short ( $\ll 1$  m), medium (up to about 5 m), and long range (above 100 m). In long-range structures, frequencies below 100 kHz are generally required, as validated by Cawley et al. [51]. However, when working with frequencies lower than 100 kHz, the audio bandwidth that can lead to interference and a poor SNR. Studies have been carried involving the propagation of 20 and 40 kHz guided waves energy packages in tubes [21,23] and 60 kHz guided waves pulses in electrical 12 AWG cables [45,46], and preliminarily in 4H18 multiwire corrosion-resistant cables [47]. As shown in Figure 2b, for a concentric rod copper-PFA-steel, below 200 kHz, the assortment of the modes presents less difficult since there are only two possible excited modes, L(0,1) and F(1,1). Hence, the frequency selection depends on the transducer device and its frequency spectrum. In this work, piezo ceramic discs with normal beam loading and reception have been employed, thereby it is anticipated that longitudinal modes and flexural modes are excited depending on the pressure distributions exerted on the surface of the cable.

NDT and SHM long-range applications commonly use narrowband signals to provide suitable signal strength and prevent dispersion. Single-frequency sinusoidal waves of between five and ten cycles, modulated by a Hanning or a Gaussian window, are often employed [51,52]. The use of square pulses produces an increase in the energy of the transmitted signals enhancing the SNR, as has been validated by Pollakowski et al. [53]. Square pulses contain higher harmonics that can produce different speeds than the carrier frequency, which can lead to dispersion in an elastic media and multiple mode excitations. However, piezoelectric (PZT) transducers possess a frequency response similar to band-pass filters, with a bandwidth that depends on the transducer design. Hence, only

the carrier frequency plus the frequency components that enter the transducer bandwidth can go through. In this application, the use of square wave pulses to excite PZT elements that possess a narrow bandwidth (3 Hz) yields an additional gain to the transmitted guided waves signal. The electronics required for the generation of square wave pulses presents two advantages that simplify its design. First, the square waves can be achieved readily using high-speed and highly integrated digital circuits such as microcontrollers, avoiding the employment of digital-to-analogue converters and low pass filters. Secondly, the power amplifiers that are normally used to increase the voltage signals applied to PZT elements, can be substituted for simple signal boosters, for example, H-bridge driver circuits. Considering these aspects and the experience of researchers in previous works on multiwire cables, square pulses of 60 kHz were used for powering piezo ceramic PZT-5H elements.

### 3. Pulse Position Modulation Communication

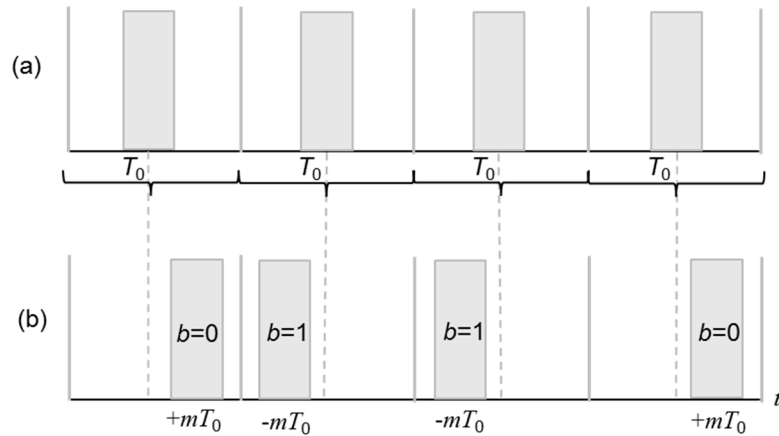
PPM is an efficient modulation technique that has been used by several research groups to transmit digital information via guided waves [23,24,27,47]. In this application, PPM has been applied in the decoding and encoding process to attain data transmission using guided waves through multiwire structures. PPM is an attractive modulation due to its reduced sensitivity to multipath propagation; its simplicity for power-efficient channels, theoretically, PPM systems are effective when the signals are power limited rather than band limited, as a result of the transmission of  $k$  bits for the same average power [54]; and the instrumentation required for its implementation is simple and lightweight. PPM is a modulation scheme in which the message information is modulated in the time slot between pulses,  $M$ , in a sequence of signal pulses. In PPM, a symbol can be represented by

$$k = \log_2(M) \quad (1)$$

where  $k$  is the number of bits. A symbol contains a single pulse in the position indicated by the binary representation of the data codeword, thus,  $k/M$  bits are transmitted per time slot [55]. In general, the PPM generation of signals,  $S_m(t)$ , is given by [56]:

$$S_m(t) = \varphi(t - mT_0); \quad m = \frac{(-1)^b}{2} \quad (2)$$

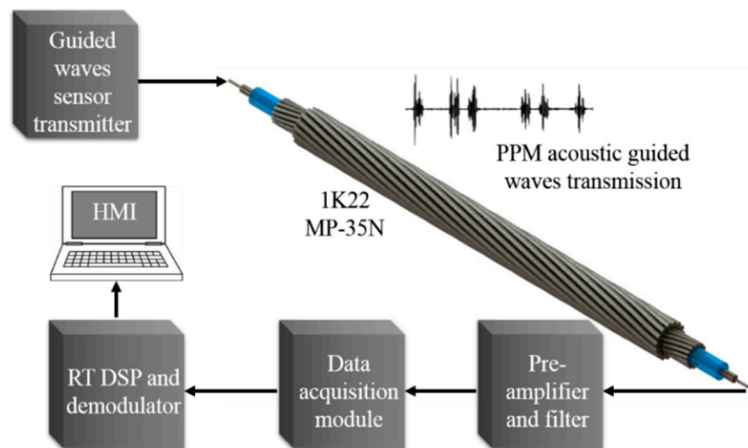
where  $\varphi(t)$  is a unit energy pulse that is similar to those found in the sampling theorem,  $T_0$  is the time slot for each digital bit representation, and  $m$  stands for the temporal displacement of an acoustic pulse quantified for half of the time slot  $T_0$ . The coefficient  $b$  represents the digital value of each bit transmitted within its time slot  $T_0$ . The direction of the temporal displacement  $m$ , from  $-T_0$  to  $T_0$ , is given by the digital value of the transmitted bit. For displacements with an increment of time,  $+m$ , the modulation corresponds to the logical level zero (bit 0) and for displacements with a decrement of time,  $-m$ , the modulation represents the logical level one (bit 1). As an example, a sequence of pulses that are not modulated is depicted in Figure 3a, where each pulse is exactly in the center of a time slot. Figure 3b shows a sequence of pulses displaced  $\pm m$ , according to the PPM in a 0110 sequence of bits.



**Figure 3.** (a) Sequence of pulses without modulation and (b) sequence of pulse position modulation (PPM) pulses (0110).

#### 4. Automatic Guided Waves Data Transmission System

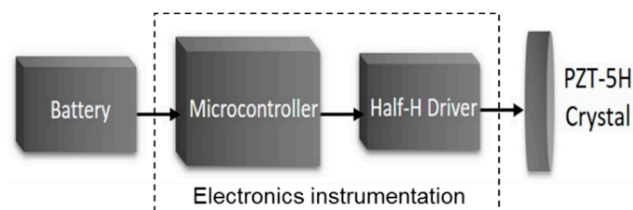
The overall automatic guided waves data transmission system is illustrated in Figure 4. The system consists of a microcontroller-based piezo-ceramic transmitter as PPM generator, 1K22 MP-35N multiwire cable as communication channel, and an amplifier and a commercial data acquisition LabVIEW based modules connected to the HMI running in a computer as PPM receiver for automatic PPM demodulation.



**Figure 4.** Automatic data transmission guided waves communication system block diagram.

##### 4.1. PPM Signal Transmitter

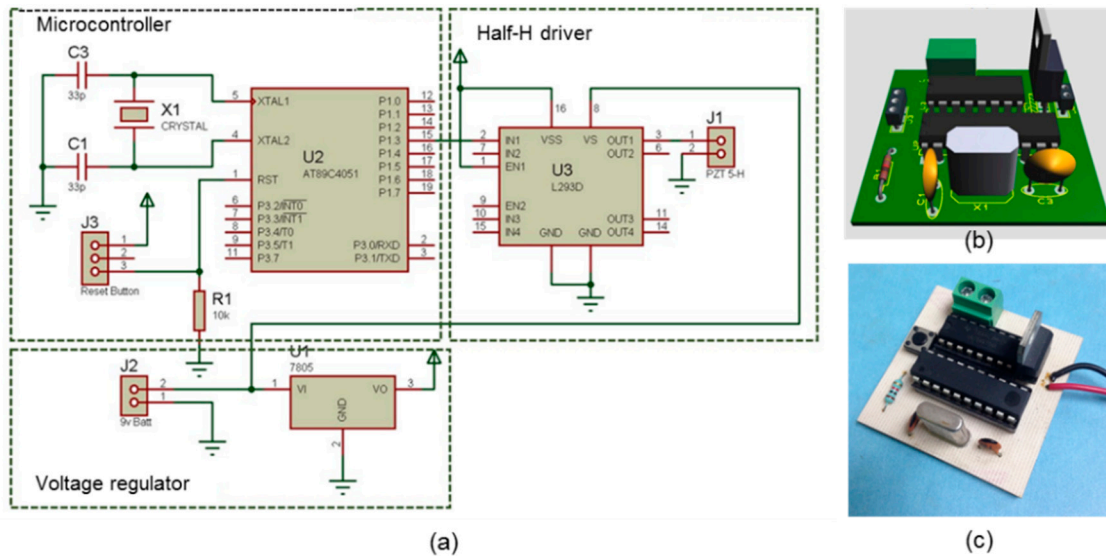
The PPM generator, working as guided waves transmitter, is a stand-alone battery-operated electronic module composed of a microcontroller, a half-H driver, and a piezo ceramic PZT-5H disc, as is shown in Figure 5.



**Figure 5.** Block diagram of the PPM signal generator design used as a transmitter.

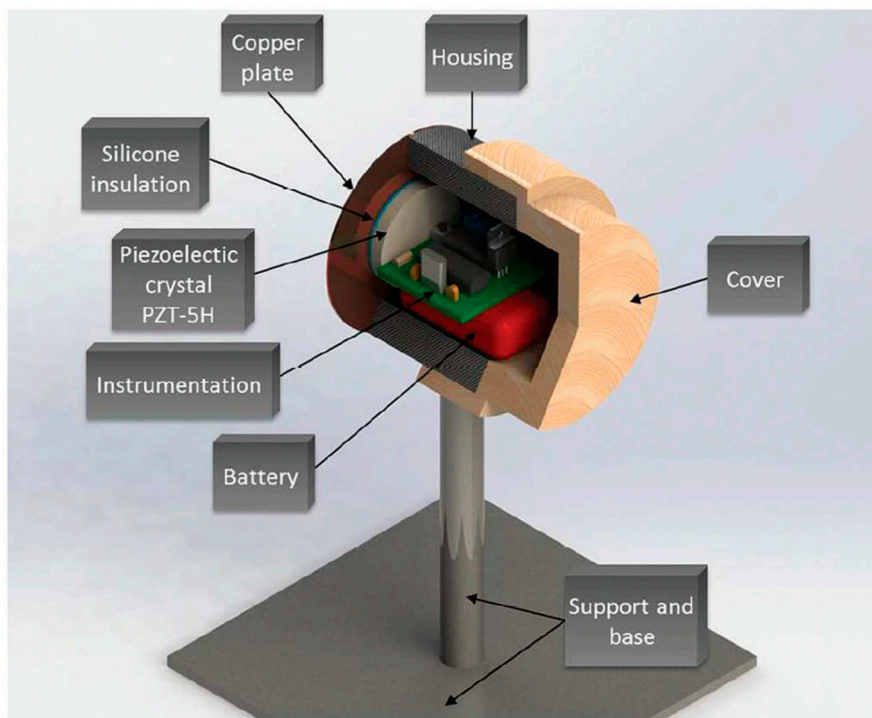


The electronics instrumentation is a simple design that possesses relatively little weight. The electronics circuit is made of three integrated circuits, i.e., a microcontroller, a half-H driver, and a voltage regulator. Figure 6 depicts its schematic diagram, printed circuit board (PCB) design, and the actual PPM generator.



**Figure 6.** Electronics design and construction of the PPM generator. (a) Schematic diagram; (b) PCB design; and (c) actual PPM generator.

The components employed in the assembly of the PPM generator are a 9 V battery, the electronics instrumentation, and the PZT-5H crystal disc 38 mm in diameter and 5 mm in thickness, which were mounted in a cylindrical case made of a polymer called Nylamid (Nylene, Wayne, NJ) with an inner diameter of 2 inches and an outer diameter of 3 inches. The case was fixed to a metallic support and base, as depicted in Figure 7.



**Figure 7.** PPM generator components.

The PZT-5H crystal connected to the electronic instrumentation was glued using silicone to an external copper plate 3 inches in diameter and 1 mm in thickness. One side of the copper plate was fixed to the case and the other was soldered to the copper cables of the 1K22MP-35N cable. Details of the PPM generator construction have been previously described by [57].

The program that generates the PPM encoded words was programmed into the internal flash memory of the microcontroller in the instrumentation module. By using a time slot of  $T_0 = 1998 \mu\text{s}$ , according to Equation (2), the PPM digital construction for a logic zero and logic one is computed as:

$$mT_0 = \frac{(-1)^0}{2}(1998) = 999 \mu\text{s} \quad mT_0 = \frac{(-1)^1}{2}(1998) = -999 \mu\text{s} \quad (3)$$

The construction of a logical one is defined by the position of the energy pulse to the first half of the time slot,  $mT_0 = -999 \mu\text{s}$ . Correspondingly, the second half of the time slot  $mT_0 = 999 \mu\text{s}$  determines the logical zero. The microcontroller continuously generates 10-bit frames of guided waves PPM encoded energy pulses. The frame is comprised of a start pulse, eight pulses of data, and a stop pulse. The start and stop bits that delimitate each byte are made of 40 square pulses of 60 kHz, i.e.,  $666 \mu\text{s}$ . After the start bit, there is a set of 8 bits made of 20 square pulses of 60 kHz, i.e.,  $333 \mu\text{s}$  width each, carrying the actual digital information. Figure 8 illustrates this PPM symbol scheme.

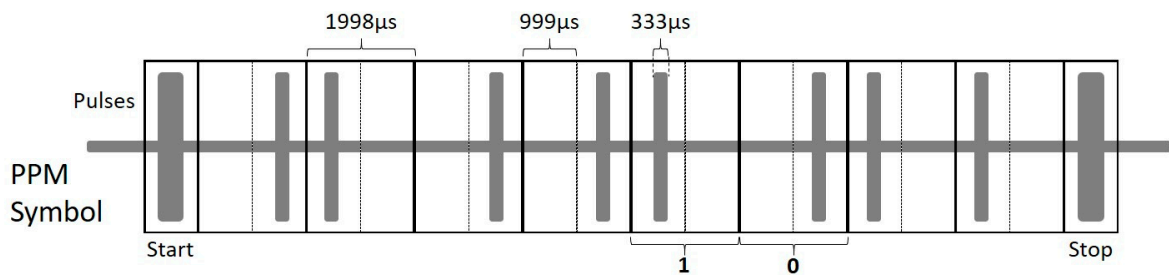


Figure 8. PPM symbol codification scheme for a sequence of 01001011 (4BH) data.

#### 4.2. PPM Signal Receiver

The PPM guided wave receiver instrumentation package consists of a PZT-5H crystal, an instrumentation amplifier acting both as an amplifier and filter, a real-time LabVIEW based demodulator and data acquisition module, and an HMI used to set the system parameters and plot the results. Figure 9 depicts a block diagram of the PPM guided waves receiver instrumentation. A general description of the PPM receiver construction was recently carried out by [58].

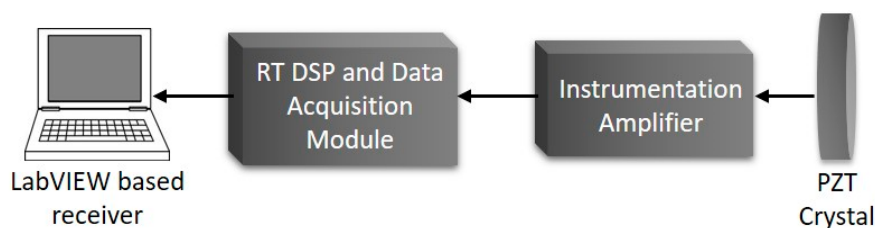


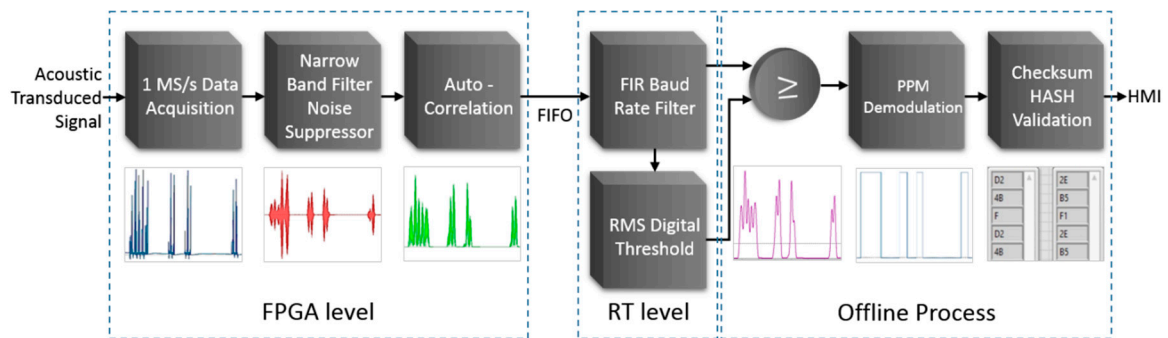
Figure 9. PPM guided waves receiver instrumentation block diagram.

One face of the PZT-5H crystal is connected to a low noise ( $8\eta\text{V}/\sqrt{\text{HZ}}$ ) instrumentation amplifier that also performs as a low pass filter with a gain of ten and a cut-off frequency of 500 kHz [59]. The instrumentation amplifier and the PZT-5H crystal are mounted in a cylindrical housing case such as the PPM transmitter. The other face of the PZT-5H disc is silicon glued to one side of a copper plate, and the other side is soldered to the other end of the central 1K22 MP-35N copper cables. The output of the instrumentation amplifier is connected to a commercial NI data acquisition module, which has a 16-bit analogue-to-digital converter with a  $\pm 10 \text{ V}$  analogue input and a sample rate up to 1 MHz. This module is interfaced to a real-time (RT) NI CompactRIO (cRIO) controller, which is used to acquire the PPM guided waves signals. The cRIO controller possesses a processor and programmable

FPGA. This controller is optimized for programming code with LabVIEW that can be deployed onto both the RT operating system and directly onto the FPGA. The PPM demodulator and the digital signal processing algorithms run over the cRIO FPGA, which also is used to transmit the results and information to a personal computer via Ethernet to form the IHM.

#### 4.2.1. Digital Signal Processing, Signal Digitalization, and PPM Demodulation

The PPM digitalization and demodulation processes are performed sequentially in three segments as depicted in the block diagram of Figure 10. First, the FPGA of the cRIO controller executes in real time a 1 MS/s data acquisition of the guided waves signals and carries out digital signal processing (DSP) operations such as a narrow band-pass filter and an autocorrelation-based function for noise suppressing and signal improvement. The blue signal depicted in Figure 10 represents the acquired signal coming from the instrumentation amplifier. The red curve stands for the output of the narrow band-pass filter, and the green signal embodies the autocorrelation of the filtered signal. In the second segment, the following two RT DSP operations are performed: a low pass finite impulse response (FIR) filter tuned to the transmission baud rate and a root mean square (RMS) threshold computation. The third segment of the process is accomplished offline to display information in the IHM. At the start, a comparison between the baud rate of the filtered signal and the RMS threshold value is carried out, subsequently, a post-processing PPM demodulation and checksum HASH byte validation are implemented. The magenta curve represents the output of the baud rate tuned filter and contains a horizontal crossing line that stands for the RMS threshold value. The cyan curve shows the digital signal in which every pulse represents the duration of each acoustic pulse, and the time between them conveys the PPM information. Finally, two arrays display in hexadecimal the actual PPM received data and their validation HASH byte.



**Figure 10.** PPM digitalization and demodulation processes from data acquisition of the acoustic signals to byte validation.

The narrow band noise suppressor filter implemented in the RT FPGA performs a band-pass infinite impulse response (IIR) Butterworth filter, whose cut-off frequencies are 48 and 62 kHz. The general difference equation that characterizes an IIR filter is given by [60]

$$y_i = \frac{1}{a_0} \left( \sum_{j=0}^{N_b-1} b_j x_{i-j} - \sum_{k=1}^{N_a-1} a_k y_{i-k} \right) \quad (4)$$

where  $b_j$  is the set of forward coefficients,  $N_b$  is the number of forward coefficients,  $a_k$  is the set of reverse coefficients, and  $N_a$  is the number of reverse coefficients; and where  $x_i$  is the current input,  $x_{i-j}$  is the past inputs, and  $y_{i-k}$  is the past outputs.

Signal enhancement is attained by using an autocorrelation-based function, which can be expressed by [61]

$$y(l) = \sum_{n=i}^{N-|k|-1} x(n)x(n-l) \quad (5)$$

where  $i = l, k = 0$  for  $l \geq 0$ , and  $i = 0, k = l$  for  $l < 0$ . Index  $l$  is a time shift or lag parameter. The disposition of this function presents two advantages: to stand out the guided waves pulses amplifying acoustic signal groups and to attenuate noise. The practical implementation of this operation is performed calculating the product of the received filtered signal  $x(n)$  multiplied by itself delayed with a defined temporal displacement  $x(n-l)$ . The autocorrelation-based function multiplies positive slopes by themselves amplifying positive peaks. It also multiplies negative slopes by themselves that results in positive values amplified as positive peaks. As a result, the noise stays at a low amplitude level, while the acoustic pulses are amplified. This facilitates the identification of the acoustic pulses and provides well-defined amplified positive acoustic pulses ready to be filtered with a low-pass filter to unify them into a single pulse representing the width of a digital square pulse modulated in PPM.

The baud rate tuned filter implemented is the 129 taps FIR low-pass filter that is executed using the standard FIR convolution expression [61]

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k]x[n-k] \quad (6)$$

where  $y(n)$  and  $x(n)$  correspond to the output and input signals, respectively, and the filter impulse response is denoted by  $h(k)$ . The coefficients of the filter are obtained using the frequency sampling method, whose algorithm is condensed by the expression

$$h[n] = f_w[n]F^{-1}\{H[k]\} \begin{cases} H_r[k] = 1, f_l < k < f_h \\ H_r[k] = 0, elsewhere \\ H_i[k] = 0 \end{cases} \quad (7)$$

where  $f_w[n]$  denotes a window function and  $H[k]$  characterizes the frequency response of the filter specified in the Fourier domain. The frequency response, for a linear phase filter, is determined by setting the real terms ( $H_r[k]$ ) to their intended values denoted by the low and high cut-off frequencies defined by the terms  $f_l$  and  $f_h$  and specifying the imaginary terms  $H_i[k]$  as zero. The real-time digital filter was implemented with a bandwidth of 80 Hz, whose cut off frequencies were 0Hz and 80Hz, respectively, i.e., it was designed to operate to the actual transmission baud rate.

After the baud rate FIR filter is executed, a RMS function is computed using 30 k samples for the digitalization process. The threshold value is characterized through the RMS value expressed by [62]

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (x_i)^2} \quad (8)$$

where the values  $x_i$  are the samples of the periodic signal and exact  $N$  samples are equally spaced along one complete signal period.

Signal digitalization is attained by carrying out a comparison point-to-point between the baud rate low-pass filtered signal and the RMS threshold values. The resultant digital pulses accommodate the transmitted PPM encoded information. The demodulation processes commence by identifying the start and the stop pulses and quantifying the time delay between the previously digitalized pulses. Each bit depends on the digital value of the previous bit and the delay time between them. Discounting start and stops pulses, the demodulator identifies frames of 8 bits. The decoded bytes are stored in a two-dimensional array of 8 Booleans values per row that contain the actual transmitted bytes and their corresponding validation HASH bytes. The validation process separates the actual data bytes from the validation HASH bytes and performs the HASH calculation and validation. Demodulated data bytes are converted to hexadecimal bytes and stored in a one-dimensional (1D) array. Decoded HASH bytes are compared with their correspondent data bytes to identify transmission errors.



## 5. Experimental Configuration and Automatic PPM Communication Results

A series of experiments were conducted in the laboratory using two lengths of 1K22 MP-35N multi-conductor cables. The first set of experiments were aimed to identify the excited guided waves modes,  $L(0,1)$  and  $F(1,1)$ , using a 1 m long cable. The second group of trials was conducted using 1 and 10 m long cables to automatically perform the transmission and reception of PPM symbols of 8-bit digital information. Each end of the 1K22 MP-35N inner copper multiwire cables, 18-AWG, was soldered to the 3 inch diameter copper plates mounted and fixed to the transmitter and the receiver instrumentation modules, respectively. The experimental setup for both experiments is illustrated in Figure 11.

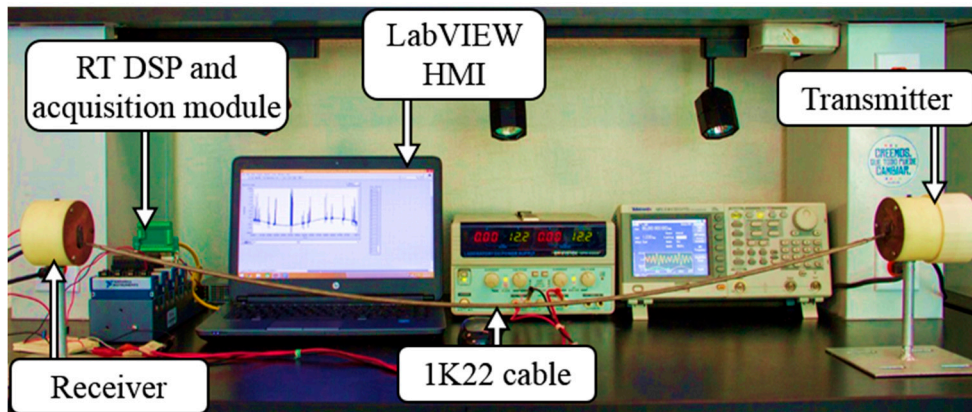


Figure 11. Experimental setup.

### 5.1. Guided Wave Propagation Mode Identification

In this experiment, the transmitter generated 20 square pulses of 60 kHz. A time domain analysis estimation of the time-of-arrival (TOA) of the received signal was implemented. The time difference between the transmitted and the received signal, over 1 m cable, gave an approximation of the propagation group velocity. Figure 12 illustrates both the transmitted square pulses (pale green curve) and the guided waves signals received signals (dark green curve).

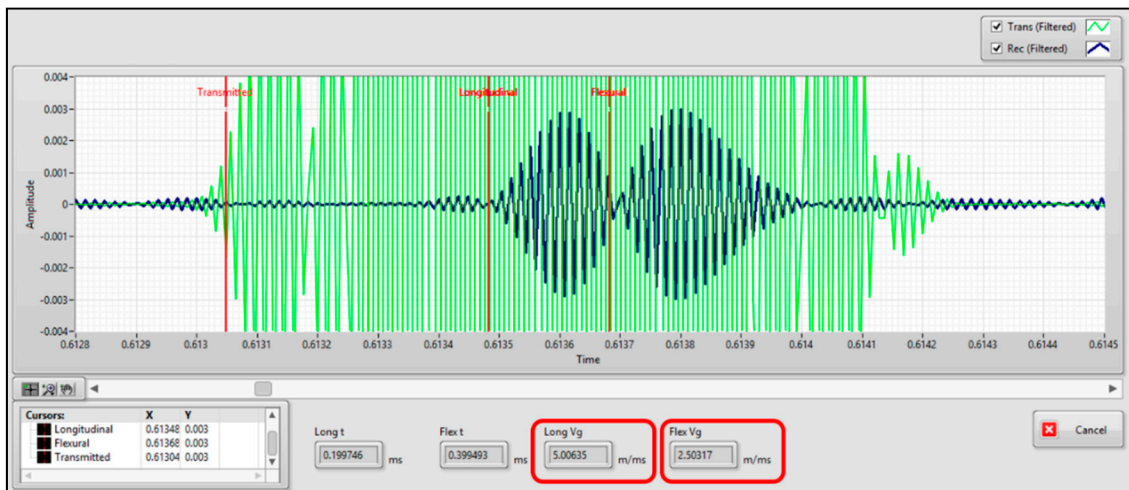


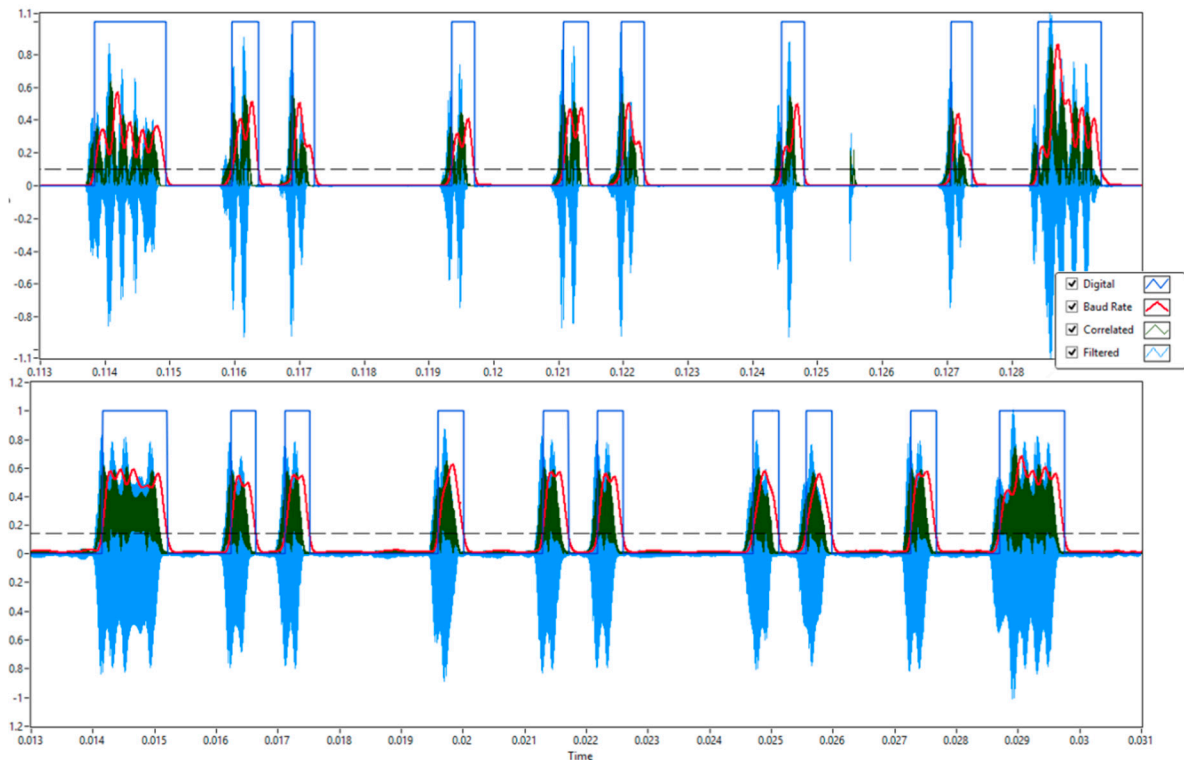
Figure 12. Guided wave propagation mode identification of a group of signals transmitted through 1 m of 1K22 MP-35N cable. The pale green curve shows the transmitted pulses and the dark green curve shows the excited guided waves modes.

Two groups of signals with different group velocities were received. By using the LabVIEW HMI, it was observed that the first group of signals propagated at 5.00635 m/ms, and the second group propagated at 2.50317 m/ms. According to the dispersion curves in Figure 2b, two guided

waves can be excited at 60 kHz, one at 4.999 m/ms, and the other at 2.435 m/ms. The received first group agrees to the longitudinal mode L(0,1), and the second group concurs to the flexural mode F(1,1); thereby it is possible to recognize the excited guided waves modes.

### 5.2. Automatic Guided Waves PPM Communication Results

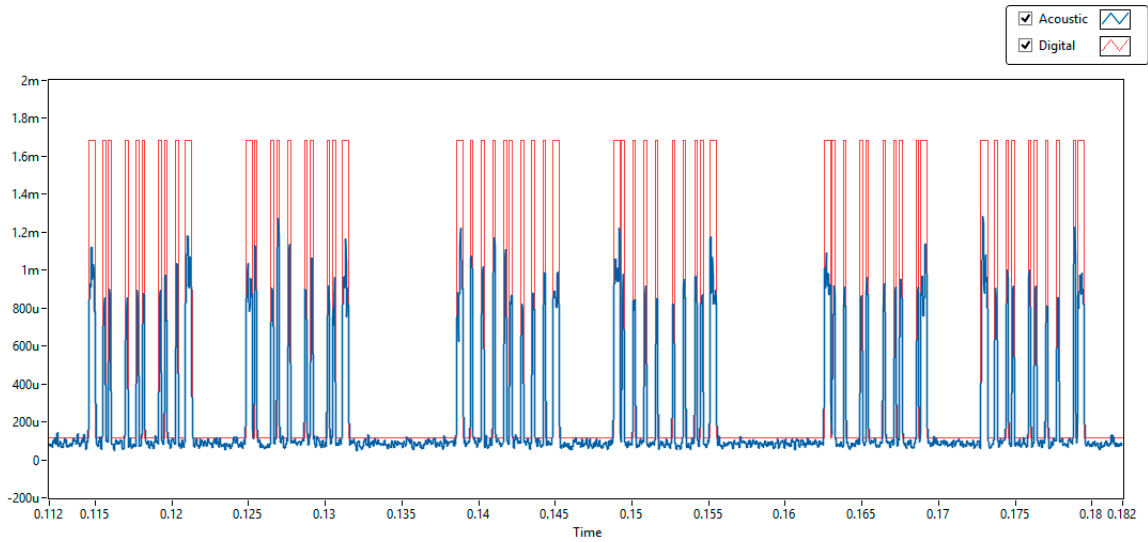
In the second group of experiments, two lengths of multiwire cables were employed, 1 and 10 m. The flash memory of the PPM instrumentation transmitter was programmed with three different symbols that were transmitted continuously once the instrumentation was powered. Digital signal processing and signal digitalization by PPM demodulation were performed automatically in the receiver instrumentation package. Figure 13 depicts the received DSP and signal digitalization process when the transmitter sends a symbol 4BH (01001011B).



**Figure 13.** Digital signal processing (DSP) and signal digitalization of a symbol (4BH) identification over 1 m cable, upper trace, and 10 m cable, lower trace.

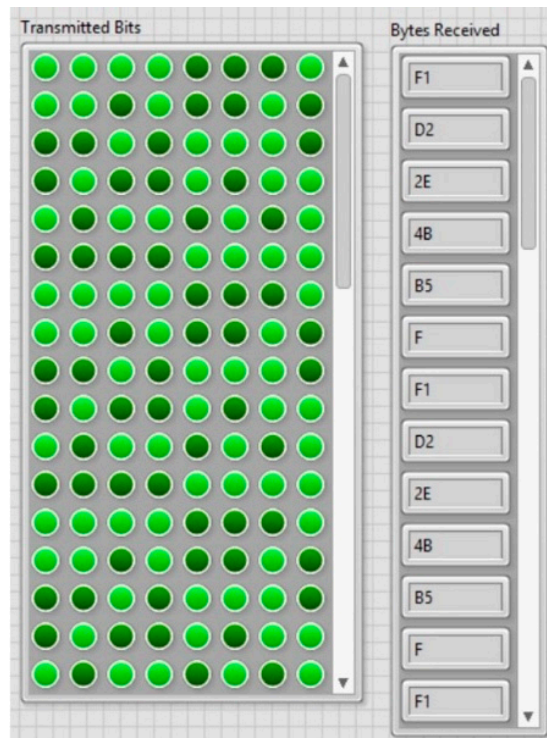
In both plots, cyan curves are the received acoustic guided waves signal band-pass filtered; green curves, are the correlated signal; red curves, are the baud rate filtered signal; the horizontal dotted black line is the RMS value; and the blue square pulses are the actual digital data encapsulated in an 8-bits symbol, including start and stop pulses. The attenuation between the 1 and 10 m transmissions is about 32 dB; nevertheless, ultrasonic pulses are more uniform in the 10 m cable avoiding signal minimums under the threshold. In this case, the baud rate filter generates a smooth and thick positive peak (red curve) for each group of acoustic pulses. Although the energy loss is higher in the 10 m cable than in 1 m cable, the system provides sufficient SNR to successfully decode and demodulate the transmitted information.

The visualization of the intermediate DSP processes was omitted in the final tests to accelerate its processing at the FPGA level. Figure 14 shows six of groups of signals; in blue curves, the DSP acoustic signals, and in red curves, the digitalized acoustic pulses. These groups of signals correspond to the transmission of the three information bytes and their associated HASH bytes delayed 10 ms. Each information byte and HASH byte are transmitted every 20 ms.



**Figure 14.** Identification of three different information bytes and their corresponding HASH bytes.

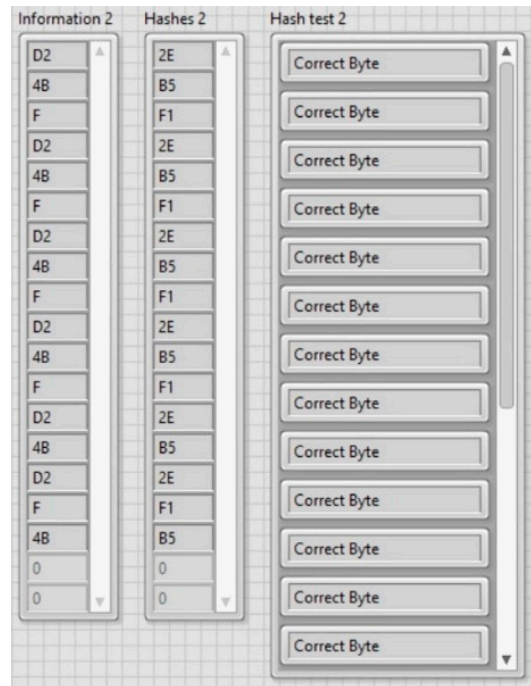
The automatic PPM demodulation results were visualized using the IHM developed in LabVIEW. Figure 15 depicts a two-dimensional (2D) array containing 8 bits per row, where the LSB (least significant bit) is located on the right side of the row. Every row represents the byte information that is continuously transmitted. The hexadecimal values of received bytes per row are stored in an array and displayed in the IHM.



**Figure 15.** Two-dimensional (2D) array of 8 digital bits transmitted per row and its hexadecimal values of the received bytes.

Figure 16 shows the transmitted information byte and its HASH byte, in two separated arrays. The HASH test validation results are shown in a separate string array. Each element of the array contains the string “Correct Byte” or “Transmission Error” depending on the equivalency between each data transmitted byte and its HASH byte.





**Figure 16.** Received information bytes with its corresponding HASH bytes, and HASH validation.

As depicted in Figures 15 and 16, the automatic PPM demodulation process successfully identified, validated, and displayed the transmitted information in real time using 1 and 10 m 1K22 MP-35N multiwire cables as a communication channel. Data transmission rates, up to 470 bps, were experimentally obtained, which correspond to the selected acoustic propagation frequency of 60 kHz. The average byte error rate of the communication system was around 5% for 10 m transmission under laboratory conditions.

## 6. Discussion and Further Work

An automatic ultrasonic guided waves PPM data transmission system using high-temperature, high-pressure, and corrosion-resistant 1K22 MP-35N multiwire cables as a communication channel has been designed, implemented, and evaluated. The system uses cables commonly employed in the hydrocarbon industry for downhole data acquisition from producing wells, which are often immersed in harsh environments. The complicated mechanical structures of the 1K22 MP-35N multiwire cable was modeled as concentric rod made of copper, an isolation layer and steel. Dispersion curves of this concentric rod were calculated using the software Disperse. The identification of guided waves modes, L(0,1) and F(1,1), at 60 kHz and over a 1 m multiwire cable, were validated in the laboratory.

A battery-powered stand-alone instrumentation PPM transmitter made of a microcontroller, a signal booster, and a piezo ceramic PZT-5H disc was implemented. Three different byte-information symbols with frames of 10 bits were programmed in the internal flash memory of the microcontroller and were transmitted continuously once the instrumentation was powered. The receiver instrumentation package consisted of a PZT-5H disc, an instrumentation amplifier, and a 16-bit and 1 MS/s data acquisition module interfaced to an RT cRIO controller. The cRIO controller not only executed DSP algorithms, signal digitalization, and the required PPM demodulation process but also transmitted the results and information to a personal computer via Ethernet to an IHM for displaying the attained results. A proprietary communication protocol at physical and data link layers, including real-time DSP filtering, PPM encoding, PPM decoding, and HASH byte validation was presented.

Experiments were carried out under laboratory conditions using 1 and 10 m 1K22 MP-35N multiwire cables. Results show that by exploring the waveguide effect of multi-conductor cables acting as a communication channel, successful transmission, reception, and validation of 60 kHz encoded PPM digital information has been achieved. The communication system and protocol show

data transmission rates up to 470 bps with an average byte error rate around 5%. Although the trials have been conducted over small distances, the acoustic guided waves digital data transmission has been demonstrated by the feasibility of detecting and decoding in real-time dispersive guided waves energy packets, provided sufficient SNR. The implemented communication protocol suggests that a non-complex modulation, such as PPM, is sufficient to transmit digital information. Although data transmissions present occasional loss bits, increasing the robustness of the communication protocol recommends a better performance for the digital communication, for example, using bit codification techniques, redundancy, and adaptive modulations, which is proposed as future work. These results form the basis for future development of a guided waves data transmission system for automatic monitoring purposes using longer mono-conductor multiwire cables immersed in oil and water to resemble bottom hole conditions.

**Author Contributions:** Conceptualization, R.M.; data curation, G.T.; investigation, G.T.; methodology, R.M.; resources, J.A.P.D.; software, G.T.; supervision, R.M.; validation, G.T. and R.M.; visualization, J.A.P.D.; writing—original draft, G.T.; writing—review and editing, R.M. and J.A.P.D. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

**Funding:** This research received no external funding.

**Conflicts of Interest:** The authors declare no conflict of interest.

## References

1. Serra, O. Fundamentals of well-log interpretation, The acquisition of logging data, Elsevier Science Publishers B. V. Amsterdam, The Netherlands, 1984.
2. Ramesh, A. Well logging Principles, Interpretation and Applications, M.Sc. Thesis, Dr. B.R. Ambedkar University, Srikakulam, India, 28 of January 2016.
3. Liu, Y. Interpreting pressure and flow rate data from permanent downhole gauges using data mining approaches. PhD thesis, University of Stanford, California, USA, March 2013. <http://purl.stanford.edu/xp635wx9603>. accessed on 4 of February 2020.
4. E DIN, "19902: 2008-07: Petroleum and natural gas industries—Fixed steel offshore structures (ISO 19902: 2007)", English version EN ISO 199022007.
5. Amani, M.; Al-Jubouri, M.; Shadravan, A. Comparative Study of Using Oil-Based Mud Versus Water-Based Mud in HPHT Fields, *Adv. in Pet. Explor. Dev.* **2012**, *4*, 18–27, doi:10.3968/j.aped.1925543820120402.987
6. Belaigues, A.; Paumard, A.; Durand, Y.; Calvert, T.J. Well logging communication system. US Patent 4,355,310, 1982.
7. Mijarez, R.; Pascacio, D.; Guevara, R. and Rodriguez, J. Signal processing algorithm for thermal drift compensation in high temperature down-hole instrumentation systems *Trans. Inst. Meas. Control* **2017**, *39*, 1161–1168.
8. Mijarez, R.; Pascacio, D.; Guevara, R.; Rodríguez, J.H.; Pacheco, M.J.O., Downhole intelligent communication system based on real time characterization of signal attenuation in coaxial cable used as transmission medium. Patent No. US9537606B2, 2017.
9. Kessler, S.S. Certifying a structural health monitoring system: Characterising durability, reliability and longevity, in Proceedings of the 1st International Forum on Integrated Systems Health Engineering and Management in Aerospace, Napa, CA, USA, 7–10 November 2005; pp 1–7.
10. Cawley P. Structural health monitoring: Closing the gap between research and industrial deployment. *Struct. Health Monit* **2018**, *17*, 1225–1244.
11. Mitra, M. and Gopalakrishnan, S. Guided wave based structural health monitoring: A review, *Smart Mater Struct* **2016**, *25*, 053001.
12. Rizzo, P., Ultrasonic Wave Propagation in Progressively Loaded Multi-Wire Strands. *Exp Mech* **2006**, *46*, 297–306.
13. Baltazar, A.; Hernandez-Salazar C.D.; Manzanares-Martinez, B. Study of wave propagation in a multiwire cable to determine structural damage. *NDT&E International* **2010**, *43*, 726–732.
14. Mijarez, R.; Baltazar, A.; Rodríguez Rodríguez J.; Ramírez-Niño, J. Damage detection in ACSR cables based on ultrasonic guided waves. *Dyna* **2014**, *81*, 226–233.
15. Ibáñez, F.; Baltazar, A.; Mijarez, R. Detection of Damage in Multiwire Cables Based On Wavelet Entropy Evolution. *Smart Mater. Struct.* **2015**, *24*, 085036.

16. Legg, M.; Yücel, M.K.; Kappatos, V.; Selcuk, C.; Gan, T-H. Increased range of ultrasonic guided wave testing of overhead transmission line cables using dispersion compensation. *Ultrasonics*, **2015**, *62*, 35–45.
17. Schaal, C.; Bischoff, S.; Gaul, L. Damage Detection in Multi-Wire Cables Using Guided Ultrasonic Waves. *Struct Health Monit* **2016**, *15*, 279–288.
18. Cheng, J.; Qiu, J.; Ji, H.; Wang, E.; Takagi, T. Uchimoto, T. High Precision Ultrasonic Guided Wave Technique for Inspection of Power Transmission Line. *Chin. J. Mech. Eng.* **2017**, *30*, 170–179.
19. Zhang, P.; Tang, Z.; Lv, F.; Yang, K. Numerical and Experimental Investigation of Guided Wave Propagation in a Multi-Wire Cable, *Appl. Sci.*, **2019**, *9*, 1028.
20. Drumheller, D.S. and Kuszmaul, S.S. Acoustic telemetry Sandia report SAND, 2003–2614, 2003.
21. Mijarez, R.; Gaydecki, P. and Burdekin, M. Continuous monitoring guided wave encoded sensor for oil rig flooded member detection. *Insight: Non-Destructive Testing and Condition Monitoring* **2005**, *47*, 748–751.
22. Memarzadeh, M. Optimal bore-hole communication using multi-carrier modulation, PhD thesis, Rice University, Texas, USA, January, 2007. <https://scholarship.rice.edu/handle/1911/20631> accessed on 4 of February 2020.
23. Mijarez, R.; Gaydecki, P. Automatic guided wave PPM communication system for potential SHM of flooding members in sub-sea oil rigs. *Smart Mater Struct* **2013**, *22*, 055031.
24. Jin, Y.; Ying, Y.; Zhao, D. Data communications using guided elastic waves by time reversal pulse position modulation: Experimental study. *Sensors*, **2013**, *13*, 8352–8376.
25. Chakraborty, S.; Saulnier, G.J.; Wilt, K.W.; Curt, E.; Scarton, H.A.; Litman, R.B. Low-power, low-rate ultrasonic communications system transmitting axially along a cylindrical pipe using transverse waves. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* **2015**, *62*, 1788–1796.
26. Huang, X.; Saniie, J.; Bakhtiari, S.; Heifetz, A. Applying EMAT for ultrasonic communication through steel plates and pipes. In the Proceedings of the IEEE International Conference on Electro/Information Technology, Rochester, MI, USA, 3–5 May 2018; pp 0379–0383.
27. Wu, A.; He, S.; Ren, Y.; Wang, N.; Ho, S.C.H.; Song, G. Design of a New Stress Wave-Based Pulse Position Modulation (PPM) Communication System with Piezoceramic Transducers. *Sensors*, **2019**, *19*, 558.
28. Shoudy, D.; Saulnier, G. J.; Scarton, H. A.; Das, P. K.; Roa-Prada, S.; Ashdown, J. D.; Gavens, A. J. An Ultrasonic Through-Wall Communication System with Power Harvesting. In the Proceedings of the IEEE Ultrasonics, Symposium Proceedings, New York City, NY, USA, 28–31 October 2007; pp 1848–1853.
29. Primerano, R.; Kam, M.; Dandekar, K., High bit rate ultrasonic communication through metal channels. In Proceedings of the IEEE 43rd Annual Conference on Information Sciences and Systems, Baltimore, MD, United States, 18–20 March 2009; 902–906.
30. Hosman, T.; Yeary, M.; Antonio, J.K. Design and characterisation of an MFSK-based transmitter/receiver for ultrasonic communication through metallic structures. *IEEE Trans Instrum Meas.* **2011**, *60*, 3767–3774.
31. Ashdown, J.D.; Saulnier, G. J.; Lawry, T. J.; Wilt, K. R.; Scarton, H. A.; Pascarelle, S.; Pinezich, J. D. Multi-Channel Data Communication Through Thick Metallic Barriers. IEEE International Conference on Communications, Ottawa, ON, Canada, 10–15 June 2012, pp 4678–4683.
32. Lawry, T. J.; Saulnier, G. J.; Ashdown, J. D.; Scarton, H. A.; Gavens, A. A full-duplex ultrasonic through-wall communication and power delivery system with frequency tracking. Patent, No. US9455791, 2016.
33. Yang, D.; Hu Z.; Zhao, H; Hu, H.; Sun, Y.; Hou, B. Through-Metal-Wall Power Delivery and Data Transmission for Enclosed Sensors: A Review. *Sensors* **2015**, *15*, 31581–31605.
34. Primerano R. A.; Kam, M; Dandekar, K.R.; Gindhart, C. System For Ultrasonic Communication Across Curved Metal Surfaces” Patent application US 0163354 A1, 2017.
35. Ashdown, J.D. Ashdown, J.D.; Liu, L.; Saulnier, G. J.; Wilt, K. R. High-Rate Ultrasonic Through-Wall Communications Using MIMO-OFDM. *IEEE Trans. Commun.* **2018**, *66*, 3381–3393.
36. Zhang, J.; Yu, Z.; Yang, H.; Wu, M.; Yang, J. Ultrasonic Wireless Communication Through Metal Barriers, *Sound & Vibration* **2019**, *53*, 2–15.
37. Moll, J.; De Marchi, L.; Marzani, A. Transducer-to-Transducer Communication in Guided Wave Based Structural Health Monitoring. In Proceedings of the 19th World Conference on Non-Destructive Testing, Munich, Germany, 13–17 June 2016; pp. 1–8.
38. Moll, J.; Mälzer, M.; Marchi, L.De; Testoni, N.; Marzani, A. Experimental Analysis of Digital Data Communication in Intelligent Structures Using Lamb Waves. In Proceedings of the 11th International Workshop on Structural Health Monitoring, Stanford, California, USA, 12–14 September 2017; pp. 1654–1661.

39. Moll, J.; Kexel, C.; Mälzer, M. Complex Intelligent Structures with Data Communication Capabilities. In Proceedings of the 9th European Workshop on Structural Health Monitoring, Manchester, UK, 10–13 July 2018; pp 1–7.
40. Kexel, C.; Mälzer, M.; Moll, J. Guided Wave Based Acoustic Communications in Structural Health Monitoring Systems in the Presence of Structural Defects. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Florence, Italy, 27–30 May 2018; pp 1–4.
41. Wang, B.; Saniie, J.; Bakhtiari, S.; Heifetz, A. Software Defined Ultrasonic System for Communication Through Solid Structures. In Proceedings of the IEEE International Conference on Electro/Information Technology, Rochester, MI, USA, 3–5 May 2018; pp 1–4.
42. Kexel, C.; Kexel, C.; Maetz, T.; Mälzer, M.; Moll, J. Digital communication across orthotropic composite components using guided waves. *Compos. Struct.* **2019**, *209*, 481–489.
43. Mateo, C.; Talavera, J.A.; Muñoz, A. Elastic Guided Wave Propagation in Electrical Cables. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* **2007**, *54*, 1423–1429.
44. Mateo, C. Modos de propagación de las ondas elásticas en los cables eléctricos, Universidad pontificia comillas de Madrid, PhD thesis (in Spanish), Madrid, Spain, 13 September 2007.
45. Trane, G.; Mijarez, R.; Guevara, R.; Baltazar, A. PZT guided waves sensor permanently attached on multi-wire AWG12 cables used as communication medium. *AIP Conf. Proc.* **2015**, *1650*, 631–639.
46. Trane, G.; Mijarez, R. Guided waves PPM encoded system using AWG12 cables as communication channel, In Proceedings of the 11th European Conference on Non-Destructive Testing (ECNDT 2014), Prague, Czech Republic, 6–10 October 2014; pp 1–8.
47. Trane, G.; Mijarez, R.; Guevara, R.; Pascacio, D. PPM-based system for guided waves communication through corrosion resistant multi-wire cables. *Phys. Procedia.* **2015**, *70*, 672–675. doi: 10.1016/j.phpro.2015.08.076.
48. CAMESA EMC product catalogue – 7/32" (5.69 mm) Monoconductor 1K22. Available at: [http://www.camesaemc.com/Resource/\\_PageResource/Camesa/1K22%20MP35N.pdf](http://www.camesaemc.com/Resource/_PageResource/Camesa/1K22%20MP35N.pdf). Accessed on 5 February 2020.
49. Graff, K.F. Wave Motion in Elastic Solids, Dover Pbs. New York; 1991.
50. Pavlakovic, B.; Lowe, M. Disperse user manual: A system for generating dispersion curves. Imperial College, University of London, UK, 2003.
51. Cawley, P.; Lowe, M.; Alleyne, D.N.; Pavlakovic, B.; Wilcox, P. Practical long-range guided wave testing: Applications to pipes and rail. *Mater. Eval.* **2003**, *61*, 66–74.
52. Cawley, P.; Alleyne, D. The use of Lamb waves for the long-range inspection of large structures. *Ultrasonics* **1996**, *34*, 287–290.
53. Pollakowski, M.; Ermert, H. Chirp signal matching and signal power optimisation in pulse-echo mode ultrasonic non-destructive testing. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* **1994**, *41*, 655–659.
54. McAulay, R.J. Optimal control techniques applied to PPM signal design. *Inf. Control* **1968**, *12*, 221–235.
55. Hamkins, J.; Moision, B. Selection of modulation and codes for deep-space optical communications. In Proceedings of the SPIE, Free-Space Laser Communication Technologies XVI, San Jose, CA, USA, 16 June 2004; pp 123–30.
56. Wozencraft, J.M.; Jacobs, I.M. Principles of Communication Engineering. Waveland Press, Inc, Long Grove, IL, USA, 1990.
57. Trane, G.; Mijarez, R.; Guevara, R.; Baltazar, A. Guided wave sensor for simple digital communication through an oil industry multi-wire cable. *Insight: Non-Destructive Testing and Condition Monitoring* **2018**, *60*, 206–211.
58. Trane, G.; Mijarez, R.; Guevara, R.; Perez, A. A simplex guided wave communication system using oil industry multi-wire cable. In Proceedings of the 9th European Workshop on Structural Health Monitoring, Manchester, UK, 10–13 July 2018; pp 1–12.
59. Mijarez, R. Electronica (in Spanish), Grupo Editorial Patria, México, D.F., 2014.
60. Singh, Y.; Tripathi, S.; Pandey, M., Analysis of digital IIR filter with Labview. *Int. J. Comput. Appl.* **2010**, vol. 10, 23–30.

61. Gaydecki, P. Foundations of Digital Signal Processing: Theory, Algorithms and Hardware Design. The Institute of Electrical Engineers, London, UK, 2004.
62. Albu, M.; Heydt, G.T., 2003. On the rms values in power quality assessment. IEEE transactions on power delivery, 2003, 18, 1586–1587.



© 2020 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).