

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO DE ANALIZADOR DE
VIBRACIONES MECÁNICAS CON UN SISTEMA EMBEBIDO DSP
TMS320C6713 DE TEXAS INSTRUMENTS**

**DAVID MATEUS VELANDIA
LEONARDO ALEXANDER ARGUELLO OSMA**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA MECÁNICA
BUCARAMANGA
2011**

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO DE ANALIZADOR DE
VIBRACIONES MECÁNICAS CON UN SISTEMA EMBEBIDO DSP
TMS320C6713 DE TEXAS INSTRUMENTS**

**DAVID MATEUS VELANDIA
LEONARDO ALEXANDER ARGUELLO OSMA**

**Tesis de Grado presentada como requisito para optar el título de
Ingeniero Mecánico**

**Director: CARLOS BORRÁS PINILLA
Ingeniero Mecánico**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA MECÁNICA
BUCARAMANGA
2011**

AGRADECIMIENTOS

Los autores de este proyecto de grado desean expresar un agradecimiento a las siguientes personas que colaboraron durante todo el proceso de elaboración, revisión y culminación de este trabajo:

A Dios y a nuestras familias que nos apoyaron incondicionalmente durante todo nuestro proceso de formación y en los momentos más difíciles de nuestras vidas, además de acompañarnos también en los mejores momentos.

Al profesor Carlos Borrás Pinilla, director de este trabajo de grado, por el apoyo, colaboración y dedicación durante el desarrollo de este proyecto.

Al profesor Raúl Restrepo por su valioso aporte en uno de los momentos más difíciles en el desarrollo de este trabajo de grado, por su incondicional y desinteresado apoyo.

A los integrantes del grupo de investigación DICBoT, por los padecimientos y buenos momentos que pasamos en la resolución de nuestros trabajos de grado, si su compañía el resultado de este trabajo de grado no sería el mismo, muchachos muchas gracias por la compañía.

DEDICATORIA

Este proyecto principalmente se lo dedico a Dios, por la vida, por la disposición y energía que ha hecho crecer en mí y que me ha permitido culminar esta etapa de mi vida satisfactoriamente

A mi "Mamita" Nelly quien con su simpleza me ha ayudado a encontrar la luz cuando todo es oscuridad. Por su constante apoyo, paciencia y motivación. Y porque su sola presencia es una razón para seguir adelante.

A mis hermanos Mima, Nato, Menchy, Alex e Is, por ser siempre un modelo a seguir, y por tantas buenas experiencias y buenos momentos que he pasado a su lado, y sobre todo porque a pesar de no ser su hermano siempre me han tratado como tal.

Al resto de mi familia por ser siempre una razón importante para buscar siempre una superación intelectual.

A Leidy, por siempre tener confianza en mí y apoyarme en los momentos más difíciles, , tú principalmente creíste en mí, por caminar a mi lado todo este tiempo y mostrarme con una sonrisa que el amor de verdad puede existir.

DAVID MATEUS VELANDIA

DEDICATORIA

A pesar de las numerosas dificultades presentes a lo largo de nuestra vida Dios ha hecho posible que esta etapa sea más fácil de llevar a él va dedicado este proyecto.

A mis padres Jorge Alberto y Leonor que han sido parte fundamental de este proyecto, de quienes he recibido apoyo incondicional, amor y comprensión.

A mis hermanos Isa y Oskar quienes me han apoyado y ayudado cuando los he necesitado.

A mis abuelos Rafael, Isabel, Domingo y Virginia quienes siempre han mostrado su gran interés por la educación de hijos y nietos.

A mis amigos y compañeros quienes me acompañaron en este proceso de aprendizaje, Gyna, Jonathan, Yolima, Angela Paola, Leidy, Wilmert, Francy, Jovanny, Diego, Julian, Jhon, Geovanny, gracias totales.

LEONARDO ALEXANDER ARGUELLO OSMA

CONTENIDO

INTRODUCCION	35
OBJETIVOS DEL TRABAJO DE GRADO	36
Objetivos Generales	36
Objetivos Específicos.....	36
1 INTRODUCCION A LAS VIBRACIONES	38
1.1 VIBRACIONES EN MAQUINAS ROTATORIAS	38
1.2 EL MANTENIMIENTO	38
1.3 EL PROGRAMA DE MANTENIMIENTO PREDICTIVO	39
1.3.1 La detección.....	39
1.3.2 La identificación.....	40
1.3.3 La corrección.....	40
1.4 VIBRACIÓN	40
1.4.1 Vibración lineal.....	42
1.4.2 Vibración armónica.....	42
1.4.3 Vibración periódica.....	43
1.4.4 Vibración aleatoria.....	44
1.4.5 Naturaleza física de la vibración.....	44
1.4.6 Áreas de aplicación	45
1.5 DINÁMICA DE SISTEMAS MECÁNICOS.....	46
1.5.1 Fenómeno vibratorio en sistemas mecánicos	47
1.5.2 Excitación.....	48
1.5.3 El sistema.....	49
1.5.4 Respuesta	49
1.6 CINEMATICA DE LAS VIBRACIONES MECANICAS	50
1.6.1 Características de la vibración	50
1.6.2 Amplitud	50

1.6.3	Frecuencia	50
1.6.4	Fase	51
1.6.5	Parámetros y niveles de vibración.....	51
1.7	CLASIFICACIÓN TEMPORAL DEL MOVIMIENTO VIBRATORIO.....	53
1.8	ESTRUCTURAS MECÁNICAS.....	56
1.8.1	Origen de las frecuencias de las vibraciones en maquinarias.....	56
1.9	DOMINIOS DEL TIEMPO Y DE LA FRECUENCIA	58
1.9.1	Análisis en el dominio del tiempo	59
1.9.2	Análisis en el dominio de la frecuencia	61
1.10	UNIDADES DE MEDICION	61
2	PROCESADORES DE SEÑALES DIGITALES (DSP)	63
2.1	PRINCIPALES APLICACIONES Y FABRICANTES DE DSP	64
2.2	DSP DE ALTAS PRESTACIONES FAMILIA TMS320C6000 DE TEXAS INSTRUMENTS.....	66
2.2.1	Características generales de los dispositivos de la plataforma TMS320C6000	67
2.3	TARJETA C6713	68
2.3.1	Características principales	69
2.3.2	Operación básica	70
2.3.3	Fuente de alimentación	70
2.3.4	Códec AIC23.....	71
2.3.5	DRAM Sincrónica	72
2.3.6	Memoria flash.....	72
2.3.7	Descripción física de DSK C6713	73
3	MEDICION DE VIBRACION.....	80
3.1	CADENA DE MEDICION	80
3.1.1	Transducción.....	80
3.1.2	Acondicionamiento de la señal.....	81
3.1.3	Adquisición	82
3.1.4	Procesamiento	82

3.1.5	Registro	85
3.2	TRANSDUCTORES DE VIBRACION	86
3.3	EL ACELEROMETRO	87
3.3.1	Sensibilidad del acelerómetro	88
3.3.2	Ancho de banda del acelerómetro.....	89
3.3.3	El acelerómetro piezoeléctrico	90
3.4	ACELERÓMETROS PIEZORESISTIVOS	97
3.5	ACELERÓMETROS CON TECNOLOGÍA MEMS	98
3.5.1	Acelerómetro Tridimensional MMA7260Q.....	100
3.5.2	Sensor ADXL 203.....	104
4	PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES	105
4.1	SEÑALES	105
4.1.1	Señales estacionarias	106
4.1.2	Señales no estacionarias	107
4.2	ELEMENTOS BÁSICOS DE UN SISTEMA DE PROCESADO DIGITAL DE SEÑALES	108
4.3	VENTAJAS DEL PROCESADO DIGITAL DE SEÑALES FRENTE AL ANALÓGICO	110
4.4	DIGITALIZACION DE SEÑALES.....	111
4.4.1	Convertidor ADC	111
4.4.2	Convertidor DAC	113
4.4.3	Filtros	113
4.4.4	Frecuencia de corte.....	119
4.4.5	Función de transferencia.....	119
4.4.6	Filtro Butterworth	120
4.4.7	Procedimientos de diseño de filtros.....	125
5	TRATAMIENTO Y ANALISIS DE SEÑALES.....	127
5.1	LA FRECUENCIA DE NYQUIST Y EL ALIASING	127
5.1.1	Teorema de Nyquist-Shannon (teorema del muestreo)	127
6	ALGORITMO DE LA TRANSFORMADA RAPIDA DE FOURIER (FFT)	129

6.1	CONCEPTO DE TRANSFORMADA.....	129
6.2	TRANSFORMADA RAPIDA DE FOURIER (FFT)	129
6.2.1	Contexto histórico.....	129
6.2.2	Series de Fourier.....	130
6.2.3	Transformada de Fourier.....	131
6.2.4	Transformada Discreta de Fourier (DFT)	134
6.3	CONSIDERACIONES TEÓRICAS PARA LA FFT	136
6.4	DECIMACION EN EL TIEMPO.....	139
6.5	ANALISIS ESPECTRAL UTILIZANDO LA FFT	143
6.6	PROMEDIO DEL DOMINIO ESPECTRAL	146
6.7	EFFECTO LEAKAGE.....	147
7	SOFTWARE DE DESARROLLO.....	149
7.1	MATLAB®	149
7.1.1	Características principales	149
7.1.2	Simulink®	150
7.2	Real time workshop	152
7.2.1	Aplicaciones del Real-Time workshop.....	153
7.2.2	Real time workshop embedded coder	155
7.2.3	Embedded target for TI C6000 DSP.....	155
7.2.4	Link for Code Composer Studio	156
7.3	PROTOTIPADO RAPIDO	158
7.3.1	Prototipado rápido para el procesamiento de señales digitales	162
7.3.2	Simulación de sistemas y diseño de algoritmos.....	162
7.3.3	Especificación de los parámetros del modelo	163
7.4	CODE COMPOSER STUDIO (CCS)	164
7.4.1	Versiones del Code Composer Studio	165
8	IMPLEMENTACIÓN	168
8.1	CONFIGURACION DEL SISTEMA.....	168
8.1.1	Configuración del Real-Time Workshop.....	169
8.1.2	Real-Time Data Exchange (RTDX)	170

8.2	IMPLEMENTACION DEL PROTOTIPADO RAPIDO	173
8.2.1	Procedimiento	173
8.3	AGREGAR Y CONFIGURAR LOS BLOQUES DE SIMULINK	176
8.4	CONFIGURACION DEL CCS PARA EL PROTOTIPADO RAPIDO	178
8.4.1	Configuración gráfica del RTDX	178
8.5	CONFIGURACIÓN DE LOS BLOQUES DE SIMULINK	181
8.5.1	ADC.....	181
8.5.2	Filtro Digital	182
8.5.3	Buffer.....	185
8.5.4	Periodograma.....	186
8.5.5	To RTDX	187
8.6	CONSTRUYENDO EL MODELO (build).....	188
8.7	CONSTRUCCIÓN EN PROCESO (BUILDING IN PROCESS)	189
8.8	COMPROBAR EL CÓDIGO GENERADO	190
8.9	CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DEL ANALIZADOR DE VIBRACIONES CONSTRUIDO	191
8.9.1	Convertidores A-D.....	191
8.9.2	Numero de muestras.....	192
8.9.3	Tramas	193
8.9.4	Buffer de memoria.....	193
8.9.5	Resolución de la frecuencia	194
8.9.6	Frecuencia máxima resoluble	195
8.9.7	Número de líneas espectrales.....	195
8.9.8	Resolución de la frecuencia	196
8.10	CARACTERISTICAS DEFINITIVAS DEL ANALIZADOR	197
9	ANALISIS DE RESULTADOS	198
9.1	PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DE PROTOTIPADO RAPIDO	198
9.1.1	Distorsión de voz.....	198
9.1.2	Pruebas y análisis de resultados con el generador de señales y sin promedio de FFT	201

9.1.3	Pruebas y análisis de resultados con el generador de señales y haciendo un promedio de FFT	206
9.2	PRUEBAS DE CARACTERIZACION DEL SENSOR MEMS MMA720 ..	214
9.3	PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS EN MAQUINAS ROTATIVAS, SISTEMA BOMBAS HIDRÁULICAS DEL LABORATORIO DE SISTEMAS OLEO NEUMÁTICOS.....	215
9.3.1	Pruebas de análisis de vibraciones en el sistema de bombeo Nº 1 ..	216
10	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	258
	BIBLIOGRAFIA	261
	ANEXOS.....	265

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Vibración armónica	42
Figura 2. Vibración Periódica	43
Figura 3. Vibración aleatoria	44
Figura 4. Elementos del fenómeno vibratorio	47
Figura 5. Parámetros característicos de una vibración	51
Figura 6. Niveles o valores de vibración	53
Figura 7. Respuesta al sistema de masa giratoria desbalanceada.....	58
Figura 8. Espectro de vibración.	59
Figura 9. Parámetros característicos	60
Figura 10. DSP TMS320C6713 DSK	68
Figura 11. Diagrama de la estructura de C6713 DSK.....	68
Figura 12. Interfaz del códec en el DSK C6713	72
Figura 13. TMS320C6713 DSK	73
Figura 14. Jack estero del micrófono	75
Figura 15. Jack estéreo de la línea de entrada de audio	75
Figura 16. Jack estéreo de la línea de salida de audio	76
Figura 17. Jack para audífonos/parlantes.....	76
Figura 18. Conector de alimentación de la DSK C6713.....	77
Figura 19. J8, interfaz JTAG	78
Figura 20. Cadena de Medición	80
Figura 21. Espectro de vibración con amplitud expresada en desplazamiento	83

Figura 22. Espectro de vibración con amplitud expresada en velocidad	83
Figura 23. Espectro de vibración con amplitud expresada en aceleración	84
Figura 24. Oscilograma de la vibración mostrada anteriormente	84
Figura 25. Diagrama funcional para la obtención de vibraciones.	87
Figura 26. Acelerómetro Piezoeléctrico	90
Figura 27. Grafica ideal de la respuesta de frecuencia de un acelerómetro	92
Figura 28. Grafica real de la respuesta de frecuencia de un acelerómetro.....	92
Figura 29. Acelerómetro Piezoeléctrico de alta sensibilidad Brüel & Kjaer 4513 ...	93
Figura 30. Recorrido de la señal recta	95
Figura 31. Recorrido de la señal en una sola interfaz mecánica	95
Figura 32. Punto de medición en la zona de carga.....	96
Figura 33. Variación del rango de aplicación de un acelerómetro debido al sistema de sujeción.....	97
Figura 34. Acelerómetro con tecnología MEMS.....	99
Figura 35. Acelerómetro en su estado inicial	101
Figura 36. Acelerómetro sometido a una aceleración de 1G	102
Figura 37. Clasificación de las principales formas de señal.....	106
Figura 38. Diagrama de procesamiento de una señal analógica.....	108
Figura 39. Convertidor Analógico-Digital	109
Figura 40. Diagrama de bloques de un sistema digital de procesamiento de señales.	110
Figura 41. Proceso de muestreo, cuantificación y codificación de una señal analógica	112
Figura 42. Filtro paso bajo	115
Figura 43. Filtro Paso Alto	115

Figura 44. Filtro Pasa Banda	116
Figura 45. Filtro Banda eliminada	117
Figura 46. Ancho de banda de un filtro digital.....	118
Figura 47. Ancho de banda proporcional y constante.....	119
Figura 48. Respuesta del filtro Butterworth	121
Figura 49. Respuesta del filtro Chebyshev tipo I.....	122
Figura 50. Respuesta del filtro Chebyshev tipo II.....	123
Figura 51. Respuesta del filtro de Cauer (Elíptico).	124
Figura 52. Diagrama de flujo de una FFT de 4 puntos para $k = 0$	140
FIGURA 53. Expansión completa para una FFT de 4 puntos.....	142
Figura 54. Mariposa típica	143
Figura 55. FFT de 4 puntos	143
Figura 56. Señal en el dominio del tiempo.....	144
Figura 57. Espectro de frecuencia para una señal.....	145
Figura 58. Efecto Leakage	148
Figura 59. Ejemplos de modelos creados en Simulink.	151
Figura 60. Enlace entre MATLAB, Simulink y CCS.....	157
Figura 61. Comparación entre el proceso de desarrollo tradicional y el prototipado rápido.....	158
Figura 62. Esquema de desarrollo de MathWorks y Texas Instruments.....	159
Figura 63. Medio ambiente CCS IDE.....	161
Figura 64. Proceso de Desarrollo del código en CCS.....	164
Figura 65. Vista del entorno de desarrollo del CCS 3.1	165
Figura 66. Proceso de construcción automática para el Real-Time Workshop....	168

Figura 67. Flujo de datos entre el DSP y el PC.....	171
Figura 68. Conexión del DSP al programa Code Composer Studio	173
Figura 69. DSP conectada al CCS.....	174
Figura 70. Creación de un nuevo modelo en Simulink.....	174
Figura 71. Embedded Target for TI C6000 DSP Toolbox	175
Figura 72. Bloque C6713DSK.....	175
FIGURA 73. Elección del bloque de acuerdo al dispositivo a usar	176
Figura 74. Diagrama de bloques hecho en Simulink.....	177
Figura 75. Interfaz gráfica del diagnóstico de RTDX.....	178
Figura 76. Configuración de propiedades de RTDX	179
Figura 77. Interfaz gráfica del control de configuración de RTDX.....	179
Figura 78. Interfaz gráfica del control de visualización de canales de RTDX	180
Figura 79. Configuración del bloque ADC.....	182
Figura 80. Diseño del filtro digital usando la FDATool de MATLAB	184
Figura 81. Configuración del buffer	185
Figura 82. Configuración del bloque Periodogram.....	186
Figura 83. Configuración del bloque To RTDX	188
Figura 84. Construcción del Modelo	189
Figura 85. Proceso de construcción del código C en Matlab mediante el Prototipado Rápido	189
Figura 86. Proyecto construido y ejecutado en el CCS.....	190
Figura 87: Modelo de la primera prueba realizada.....	198
Figura 88. Configuración del bloque ADC.....	199
Figura 89. Configuración del bloque DAC.....	199

Figura 90. Configuración del bloque Generador de onda sinusoidal	200
FIGURA 91. Espectro resultante con una señal de 500Hz y 256 puntos de FFT	202
Figura 92. Espectro resultante con una señal de 450Hz y 512 puntos de FFT ...	203
Figura 93. Espectro resultante con una señal de 760Hz y 1024 puntos de FFT .	204
Figura 94. Espectro resultante con una señal de 970Hz y 2048 puntos de FFT .	205
Figura 95. Espectro resultante con una señal de 500Hz y 600mV de amplitud ...	207
FIGURA 96. Espectro resultante con una señal de 500Hz y 1200mV de amplitud	207
Figura 97. Espectro resultante con una señal de 250Hz y 1024 puntos de FFT .	208
FIGURA 98. Espectro resultante con una señal de 22Hz y 1024 puntos de FFT	209
FIGURA 99. Espectro resultante con una señal de 22Hz y amplitud 1200mV. ...	210
Figura 100. Espectro resultante con una señal de 11Hz y amplitud 600mV.....	211
FIGURA 101. Espectro resultante con una señal de 1000Hz y amplitud 600mV	211
FIGURA 102. Espectro resultante con una señal de 11Hz y amplitud 300mV	212
Figura 103. Espectro resultante con una señal de 970Hz y 2048 puntos de FFT	212
Figura 104. Espectro resultante con una señal de 155Hz y 4096 puntos de FFT	213
Figura 105. Sistema de bombeo 1	218
FIGURA 106 Montaje del sensor MEMS en el punto 1 Axial del sistema de bombeo 1	219
Figura 107. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P1A	219
Figura 108. Espectro resultante CSI. P1A	220
FIGURA 109 Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P1A Sensor Piezoeléctrico	220
Figura 110. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P1H.....	221
Figura 111. Espectro resultante CSI. P1H	221

Figura 112. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P1V	222
Figura 113. Espectro resultante CSI. P1V	223
FIGURA 114 Montaje del sensor MEMS en el punto 2 Axial del sistema de bombeo 1	224
Figura 115. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P2A	224
Figura 116. Espectro resultante CSI. P2A	225
Figura 117. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P2H.....	226
Figura 118. Espectro resultante CSI. P2H	226
Figura 119. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P2V	227
Figura 120. Espectro resultante CSI. P2H	228
FIGURA 121 Montaje del sensor MEMS en el punto 3 Axial del sistema de bombeo 1	229
Figura 122. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P3A	230
Figura 123. Espectro resultante CSI. P3A	230
Figura 124. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P3H.....	231
Figura 125. Espectro resultante CSI. P3H	232
Figura 126. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P3V	233
Figura 127. Espectro resultante CSI. P3V	233
Figura 128. Hidrotransmisión 2	235
Figura 129. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P1A.....	236
Figura 130. Espectro resultante CSI. B2 P1A.....	236
Figura 131. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P1H	237
Figura 132. Espectro resultante CSI. B2 P1H.....	238
FIGURA 133. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P1V	239
Figura 134. Espectro resultante CSI. B2 P1V	239

Figura 135. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P2A.....	240
Figura 136. Espectro resultante CSI. B2 P2A.....	241
Figura 137. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P2H	242
Figura 138. Espectro resultante CSI. B2 P2H.....	242
Figura 139. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P2V.....	243
Figura 140. Espectro resultante CSI. B2 P2V	244
Figura 141. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P3A.....	245
Figura 142. Espectro resultante CSI. B2 P3A.....	245
Figura 143. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P3H	246
Figura 144. Espectro resultante CSI. B2 P3H.....	247
Figura 145. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P3V.....	248
Figura 146. Espectro resultante CSI. B2 P3V	248
FIGURA 147 Montaje del sensor Piezoeléctrico en el punto 1 Axial del sistema de bombeo N°1	250
FIGURA 148 Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P1A y con sensor Piezoeléctrico.....	251
FIGURA 149 Espectro resultante CSI prueba 2. P1A.....	251
FIGURA 150 Montaje del sensor Piezoeléctrico en el punto 2 Axial del sistema de bombeo N°1	253
FIGURA 151 Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P2A y con sensor Piezoeléctrico.....	254
FIGURA 152 Espectro resultante CSI prueba 2. P2A.....	254
FIGURA 153 Montaje del sensor Piezoeléctrico en el punto 3 Axial del sistema de bombeo N°1.....	255
FIGURA 154 Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P3A y con sensor Piezoeléctrico.....	256

FIGURA 155 Espectro resultante CSI prueba 3. P2A.....	256
---	-----

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Factores de conversión para niveles de vibración	53
Tabla 2. Clasificación temporal de las vibraciones	54
Tabla 3. Tipos de Vibraciones.....	54
Tabla 4. Unidades de medida para niveles de vibración.....	61
Tabla 5. Unidades de referencia para vibraciones.....	62
Tabla 6. Aplicaciones de los DSP	65
Tabla 7. Principales fabricantes de DSP	65
Tabla 8. Conectores del DSK C6713	74
Tabla 9. Conexión de alimentación opcional	77
Tabla 10. J201, Conector USB	78
Tabla 11 características principales del sensor piezoeléctrico Brüel & Kjaer 451394	
Tabla 12. Cuadro comparativo entre acelerómetros piezoeléctricos y piezorresistivos.	98
Tabla 13. Características operacionales.....	100
Tabla 14. Selección de gravedad.....	103
Tabla 15. Versiones del Link for Code Composer Studio compatibles con las versiones de MATLAB y CCS	166
Tabla 16. Características principales del filtro digital diseñado.....	183
Tabla 17. Características definitivas del analizador de vibraciones	197
Tabla 18. Características de la señal de la prueba 1	202
Tabla 19. Características de la señal de la prueba 2	203
Tabla 20. Características de la señal de la prueba 3	204
Tabla 21. Características de la señal de la prueba 4	205

Tabla 22. Características de las señales de la prueba 1	206
Tabla 23. Características de las señales de la prueba 2.	208
Tabla 24. Características de las señales de la prueba 3.	210
Tabla 25. Características de la señal.....	213
Tabla 26 Comportamiento del acelerómetro con base en los valores de voltaje de salida	214
Tabla 27 Técnicas de diagnostico.....	216
Tabla 28. Características del sistema 1	217
Tabla 29 Tabla de resultados Motor 1 punto 1 Axial.....	220
Tabla 30 Tabla de resultados en el punto Motor 1 punto 1 Horizontal.....	222
Tabla 31 Tabla de resultados en el punto Motor 1 punto 1 Vertical	223
Tabla 32 Tabla de resultados en el punto Motor 1 punto 2 Axial	225
Tabla 33 Tabla de resultados en el punto Motor 1 punto 2 Horizontal.....	227
Tabla 34 Tabla de resultados en el punto Motor 1 punto 2 Vertical.....	228
Tabla 35 Tabla de resultados en el punto Bomba 1 punto 3 Axial	231
Tabla 36 Tabla de resultados en el punto Bomba 1 punto 3 Horizontal.....	232
Tabla 37 Tabla de resultados en el punto Bomba 1 punto 3 Vertical.....	234
Tabla 38 Análisis vibracional del sistema de bombeo 1.....	234
Tabla 39. Características de la hidrottransmisión 2	235
Tabla 40 Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 1 Axial.....	237
Tabla 41 Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 1 Horizontal	238
Tabla 42 Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 1 Vertical.....	240
Tabla 43 Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 2 Axial.....	241
Tabla 44 Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 2 Horizontal	243

Tabla 45	Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 2 Vertical.....	244
Tabla 46	Tabla de resultados en el punto Bomba 2 Punto 3 Axial.....	246
Tabla 47	Tabla de resultados en el punto Bomba 2 Punto 3 Horizontal	247
Tabla 48	Tabla de resultados en el punto Bomba 2 Punto 3 Vertical	249
Tabla 49	Análisis vibracional del sistema de bombeo 2.....	249
Tabla 50	Tabla de resultados en el punto: Motor 1 Punto 1 Axial.....	252
Tabla 51	Tabla de resultados en el punto: Motor 1 Punto 2 Axial.....	255
Tabla 52	Tabla de resultados en el punto: Motor 1 Punto 3 Axial.....	257

LISTA DE ECUACIONES

Ecuación 1.1	43
Ecuación 1.2	47
Ecuación 1.3	50
Ecuación 1.4	60
Ecuación 1.5	60
Ecuación 1.6	60
Ecuación 1.7	62
Ecuación 3.1	86
Ecuación 3.2	102
Ecuación 3.3	102
Ecuación 3.4	102
Ecuación 4.1	112
Ecuación 4.2	114
Ecuación 4.3	119
Ecuación 4.4	120
Ecuación 4.5	121
Ecuación 4.6	122
Ecuación 4.7	123
Ecuación 4.8	124
Ecuación 4.9	124
Ecuación 4.10	125
Ecuación 4.11	125

Ecuación 5.1	127
Ecuación 5.2	127
Ecuación 5.3	128
Ecuación 5.4	128
Ecuación 6.1	131
Ecuación 6.2	131
Ecuación 6.3	131
Ecuación 6.4	132
Ecuación 6.5	132
Ecuación 6.6	132
Ecuación 6.7	132
Ecuación 6.8	132
Ecuación 6.9	133
Ecuación 6.10	133
Ecuación 6.11	133
Ecuación 6.12	133
Ecuación 6.13	133
Ecuación 6.14	134
Ecuación 6.15	134
Ecuación 6.16	135
Ecuación 6.17	135
Ecuación 6.18	135
Ecuación 6.19	135
Ecuación 6.20	135

Ecuación 6.21	136
Ecuación 6.22	137
Ecuación 6.23	137
Ecuación 6.24	138
Ecuación 6.25	138
Ecuación 6.26	138
Ecuación 6.27	138
Ecuación 6.28	140
Ecuación 6.29	140
Ecuación 6.30	140
Ecuación 6.31	140
Ecuación 6.32	141
Ecuación 6.33	141
Ecuación 6.34	145
Ecuación 8.1	184
Ecuación 8.2	192
Ecuación 8.3	195
Ecuación 8.4	195
Ecuación 8.5	195

LISTA DE ANEXOS

ANEXO A.CODIGO C GENERADO POR MATLAB E IMPLEMENTADO EN EL SOFTWARE CODE COMPOSER STUDIO DE TEXAS INSTRUMENTS.	266
ANEXO B. CODIGO EN MATLAB PARA LA CREACION Y APERTURA DE ENLACES RTDX.	275
ANEXO C. CODIGO EN MATLAB DE LIMPIEZA Y DESTRUCCION DE bCANALES RTDX.	276
Anexo D. CIRCUITO ESQUEMATICO DEL SENSOR MEMS MMA7260	277

GLOSARIO

ADC: Analog to Digital Converter

AIC: Analog Interface Circuit

AIC23: Audio Codec Device Driver

ALU: Arithmetic Logic Unit

CCS: Code Composer Studio

Codec: coder – decoder (codificador - decodificador)

CPLD: Complex Programmable logic Device

CPU: Central Processing Unit

DFT: Discrete Fourier Transform

DMA: Direct Memory Access

DRAM: Dynamic Random Access Memory

DSK: Digital Starter Kit

DSP: Digital Signal Processor

EDMA: Enhanced Direct Memory Acces

EMIF: External Memory Interface

FFT: Fast Fourier Transform

FIR: Finite Impulse Response

IIR: Infinite Impulse Response

JTAG: Joint Test Action Group

McBSP: Multichannel Buffer Serial Port

MEMS: Microelectromechanical Systems

MFLOPS: Millions of Floating Point Operations Per Second

MIPS: Millions of Instructions Per Second

PC: Personal Computer

RAM: Random Access Memory

ROM: Read Only Memory

RTDX: Real Time Data Exchange

RTW: Real Time Workshop

SDRAM: Synchronous Dynamic Random Access Memory

TI: Texas Instruments

USB: Universal Serial Bus

VLIW: Very Long Instruction Word

RESUMEN

TÍTULO: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO DE ANALIZADOR DE VIBRACIONES MECÁNICAS CON UN SISTEMA EMBEBIDO DSP TI TMS320C6713 DE TEXAS INSTRUMENTS*

AUTORES: DAVID MATEUS VELANDIA
LEONARDO ALEXANDER ARGUELLO OSMA**

PALABRAS CLAVES: Procesador de señales digitales (DSP), Vibraciones Mecánicas, prototipado rápido, Transformada Rápida de Fourier (FFT).

DESCRIPCION: El objeto del presente proyecto de grado es contribuir a la misión de la Universidad Industrial de Santander de fomentar los procesos de apropiación tecnológica en este caso a través del diseño un dispositivo analizador de vibraciones mecánicas de bajo costo y capaz de realizar un análisis en frecuencia basado en la transformada rápida de Fourier, el cual utiliza un sistema embebido de Texas Instruments (DSP TI C6713 DSK).

Para la realización de este proyecto de grado fue necesario realizar una ardua investigación relacionada con el prototipado rápido utilizando las herramientas de MATLAB, Simulink y Code Composer Studio, teniendo en cuenta que el proceso del prototipado rápido consiste en la generación automática de código en C y posteriormente convertirlo en código maquina a través de las librerías especializadas de Simulink; para esto primero fue necesario comprobar la compatibilidad de los software MATLAB y Code Composer Studio.

El proceso consta de la creación de un modelo de bloques en Simulink el cual mediante el Real-Time Workshop de MATLAB es convertido a código C y posteriormente descargado al sistema embebido DSP, para lograr esto es necesario configurar los parámetros que garantizan la creación de un código que cumpla con modelo creado en Simulink.

El dispositivo DSP adquiere una señal proveniente de un acelerómetro tipo MEMS la cual es filtrada analógicamente y muestreada, el DSP es el dispositivo que se encargara de hacer el tratamiento de la señal a partir del diagrama de bloques construido en Simulink, el DSP posteriormente envía los datos procesados al computador para ser visualizados en MATLAB mediante una gráfica en el dominio de las frecuencias.

Se demostró que mediante esta técnica es posible incursionar en el área de la electrónica con conocimientos básicos y que es posible desarrollar y ejecutar algoritmos propios de cada ingeniería en un DSP.

* Proyecto de grado

** Facultad de Ingenierías Físico-mecánicas. Escuela de Ingeniería Mecánica. Director: Ing. Carlos Borrá

SUMMARY

TITLE: DESIGN AND CONSTRUCTION OF A PROTOTYPE OF MECHANICAL VIBRATION ANALYSER WITH AN EMBEDDED SYSTEM OF TEXAS INSTRUMENTS TI TMS320C6713 DSP*

AUTHORS: DAVID MATEUS VELANDIA
LEONARDO ALEXANDER ARGUELLO OSMA**

KEY WORDS: Digital Signal Processor (DSP), Mechanical vibration, rapid prototyping, Fast Fourier Transform (FFT).

SUBJECT: The purpose of this monograph is to contribute to the mission of the Universidad Industrial de Santander to promote the processes of technological appropriation in this case by designing a mechanical vibration analyzer for low-cost and capable of performing a frequency analysis based the fast Fourier transform (FFT), which uses an embedded system of Texas Instruments, TI C6713 DSP DSK specifically.

For the realization of this Project was necessary degree arduous research related to the rapid prototyping using the tools of MATLAB, Simulink and Code Composer Studio, considering that the rapid prototyping process is to automatically generate C code and then turn it into machine code through Simulink specialized libraries, for it was first necessary to check the compatibility of the software MATLAB and Code Composer Studio from Texas Instruments.

The process involves the creation of a Simulink block model which by Real – Time Workshop of MATLAB is converted to C code and then downloaded to the DSP embedded system, to achieve this is to configure the parameters that guarantee the creation of a code compliant model created in Simulink.

The DSP device acquires a signal from MEMS accelerometer type which is sampled analog filters and the DSP is the device that will take care to treat the signal from the block diagram built in Simulink, the DSP then sends the processed data to the computer to be displayed in MATLAB using a graph in the frequency domain.

It was shown that using this technique it is possible to venture into the area of electronics with basic knowledge and can develop and implement their own algorithms in a DSP engineering.

* Project of grade

** Faculty of Engineerings Physicist - mechanics. School of Mechanical Engineering. Director. Ing. Carlos Borrás Pinilla.

INTRODUCCION

La continua y rápida evolución del mundo van de la mano con la electrónica, por eso los dispositivos electrónicos cada vez son más usados para suplir las cambiantes necesidades de la sociedad. Por ejemplo se puede encontrar que la base de los teléfonos celulares son los procesadores digitales de señales (DSP), y de igual forma también son la base de los analizadores de vibraciones comerciales actuales, por esa razón estos dispositivos son una parte fundamental en el estudio del tratamiento de señales. Estas técnicas de tratamiento de señales han podido llevarse a cabo gracias a la aparición en el mercado de procesadores digitales lo suficientemente rápidos y potentes, como para poder implementar los algoritmos de tratamiento de señales de forma rápida y sencilla. Estos procesadores digitales de señal surgieron en la década de los 80 y reciben el nombre de DSP's.

De esta manera y en el contexto anteriormente citado, el presente trabajo centra toda su atención, en las técnicas de procesado digital de señales vibración en tiempo real.

En este punto, debemos tener en cuenta que el DSP es el vehículo que nos proporcionará la capacidad de procesar las señales, mediante los algoritmos necesarios para generar el espectro de vibración propio de cada máquina. Pero no debemos olvidar, que todo vehículo necesita un guía, en nuestro caso, esta capacidad nos la proporciona nuestro modelo de bloques hecho en el software Simulink, que le dará al sistema la capacidad de modificar los parámetros necesarios para la aplicación.

Para que exista una coordinación entre el DSP y la aplicación, debe existir una comunicación entre ambos. Las librerías de Simulink RTDX son las encargadas de gestionar la comunicación entre el PC y el DSP. Dicha comunicación se realizara vía USB, mediante el puerto JTAG de la DSP y el interfaz USB de Windows.

El estudio realizado tiene varias etapas en donde se adquirieron señales mediante el conversor analógico al digital del DSP a las cuales se les realizó la transformada rápida de Fourier (FFT) para poder visualizar el espectro de las señales obtenidas y de este modo visualizar un espectro de vibraciones necesario para monitorear la condición de la máquina medida.

OBJETIVOS DEL TRABAJO DE GRADO

Objetivos Generales

- * Contribuir con la misión de la Universidad Industrial de Santander, en la formación de profesionales, e investigadores en la generación de conocimiento y aportes en desarrollo de tecnologías propias en la relación con la industria, buscando aportar solución al sector industrial.
- * Continuar con el desarrollo investigativo de generación de conocimiento y aporte a la línea del Grupo de Investigación DICBoT con actividades relacionadas con análisis dinámico, tratamiento de señales digitales y monitoreo de vibraciones en el sector industrial nacional.

Objetivos Específicos

- * Diseñar y construir un prototipo de: *Analizador de Vibraciones Mecánicas*, fácil de utilizar y adecuado para adquirir, filtrar, monitorear, medir, procesar, analizar, almacenar señales de vibración mecánicas y que sea capaz de obtener su respuesta dinámica en el dominio de la frecuencia

(FFT), mediante el uso de un sistema embebido de desarrollo DSP TI TMS320C6713 (Texas Instruments).

- * Desarrollar la plataforma experimental de análisis de señales vibratorias mediante la implementación de una tarjeta DSP (Procesador Digital de Señales) de alto rendimiento TMS320C6713© Texas Instruments y enlazado con Matlab© & Simulink© para técnicas modernas de tratamiento de señales digitales basado en técnicas de prototipado rápido.
- * Diseñar, construir, e implementar el sistema de adquisición de datos y análisis de las señales, utilizando un sistema embebido DSP TI TMS320C6713©, y un acelerómetro, basado en tecnología MEMS, ADLX2035 el cual tiene un ancho de banda hasta 1000 Hz y/o un acelerómetro piezoeléctrico DeltaTron 4513 Brüel & Kjaer con un ancho de banda de hasta 10000 Hz.
- * Desarrollar e implementar el programa de la Transformada rápida de Fourier (FFT) que permita realizar el análisis de vibraciones mediante el uso del software Composer studio C++ TI e interfazado con Matlab©, & Simulink ©.
- * Realizar pruebas de monitoreo del sistema para verificar su comportamiento y efectuar los ajustes necesarios que permitan hacer prácticas de medición y procesamiento de vibraciones en máquinas rotativas del laboratorio de potencia fluida, que permita comprobar la frecuencia propias de bombas hidráulicas.

1 INTRODUCCION A LAS VIBRACIONES

1.1 VIBRACIONES EN MAQUINAS ROTATORIAS

Actualmente, en el ámbito industrial, la introducción de las tecnologías predictivas han permitido incrementar la productividad sin necesidad de incrementar el personal dedicado a la actividad del mantenimiento, para ello, la industria exige una mayor preparación de los técnicos encargados de llevar a buen término la aplicación de estas tecnologías, por lo cual se hace evidente la necesidad de asumir la responsabilidad de la capacitación del conocimiento, fundamentalmente en lo relacionado con el diagnóstico del estado crítico de la maquinaria industrial, que es la base estratégica de la tecnología predictiva.

1.2 EL MANTENIMIENTO

Tradicionalmente, en la industria se ha desarrollado la actividad del mantenimiento sobre la base de dos estrategias fundamentales. Por una parte, la maquinaria es operada en forma continua, de acuerdo con el régimen de trabajo de la industria en cuestión, efectuándose la intervención de mantenimiento cuando se presente alguna avería en la máquina, que se conoce como estrategia de mantenimiento correctivo. Por otro lado, en otros tipos de máquinas el mantenimiento se aplica cada ciertos intervalos de tiempo que pueden ser definidos en base a recomendaciones del fabricante, frecuencia de fallas, métodos fiabilísticos, etc., lo que evidencia una estrategia de mantenimiento preventivo planificado.

Sin embargo, desde hace más de cuarenta años el mundo desarrollado ha venido implementando y perfeccionando las tecnologías preventivas, cuya base conceptual radica en la intervención de la maquina cuando lo justifique la presencia de síntomas objetivos del deterioro de su condición mecánica.

Las tecnologías predictivas se sustentan en la interpretación de los resultados de las mediciones de diferentes magnitudes, que caracterizan el comportamiento mecánico de la maquinaria industrial, lo cual permite la conformación de un diagnóstico eficaz del estado técnico de la máquina y de sus propios elementos.

1.3 EL PROGRAMA DE MANTENIMIENTO PREDICTIVO

Se conoce por programa de mantenimiento predictivo a aquel que contempla de modo eficaz tres etapas imprescindibles:

- Detección.
- Identificación.
- Corrección.

En general, el programa de mantenimiento predictivo (PMP) contribuye, en principio, a detectar el comienzo de una futura avería, a la vez que permite disponer de las herramientas necesarias para analizar la causa del problema que se está desarrollando, lográndose determinar finalmente, el momento oportuno para, de forma rígida, corregir eficaz y eficientemente el problema detectado.

1.3.1 La detección

Constituye el primer paso dentro del plan de mantenimiento predictivo (PMP) y se basa en el seguimiento de la evolución de uno o varios parámetros seleccionados adecuadamente, de acuerdo a su sensibilidad ante los cambios en la condición de la máquina analizada.

1.3.2 La identificación

Una vez que el problema ha sido detectado, es menester proceder a la determinación de la causa de este, es decir, identificar que elemento o elementos de la maquina es el o son los causantes del incremento en los niveles de vibraciones, con respecto a las referencias que reflejaban una condición mecánica normal.

1.3.3 La corrección

Por supuesto, conocer la causa del problema y por consiguiente la ubicación de este, permite organizar y ejecutar de modo eficiente y eficaz los trabajos de eliminación del problema y de su propia causa. Es sumamente importante el hecho de que la identificación de los problemas que puedan encontrarse, incluso en su etapa de desarrollo prematuro, permite planificar los trabajos de mantenimiento en el momento oportuno, logrando que las pérdidas por concepto de mantenimiento sean mínimas y evitando accidentes causados por estas fallas.

1.4 VIBRACIÓN

Es la oscilación de un sistema físico o de una propiedad alrededor de una posición de equilibrio (o de referencia). Ejemplo: movimiento oscilatorio de un cuerpo unido a un resorte, oscilaciones de presión, de temperatura, de corriente eléctrica¹.

¹ GARCIA CASTRO, Alfonso. Análisis de vibraciones. Bucaramanga, Ediciones UIS. 1995. P 9.

En su forma más sencilla, una vibración se puede considerar como la oscilación o el movimiento repetitivo de un objeto alrededor de una posición de equilibrio. La posición de equilibrio es la a la que llegará cuando la fuerza que actúa sobre él sea cero. Este tipo de vibración se llama vibración de cuerpo entero, lo que quiere decir que todas las partes del cuerpo se mueven juntas en la misma dirección en cualquier momento.

La vibración de un objeto es causada por una fuerza de excitación. Esta fuerza se puede aplicar externamente al objeto o puede tener su origen a dentro del objeto.

La frecuencia y la magnitud de la vibración están completamente determinadas por la fuerza de excitación.

La rata de los ciclos de vibración se denomina frecuencia. Movimientos repetitivos simples, regulares y que ocurren a baja frecuencia son comúnmente denominados oscilaciones, mientras que movimientos de mayor frecuencia, con baja amplitud y con comportamiento irregular o aleatorio, caen en la clase general de vibraciones, aunque los términos “vibración” y “oscilación” suelen utilizarse indistintamente.

Las vibraciones generalmente se asocian con las fallas en maquinaria. En los últimos años las vibraciones se relacionan al ahorro de millones de dólares por paradas de planta. El control de los cambios de niveles de vibración de las máquinas ha llegado a ser parte importante de los programas de mantenimiento.

La norma ISO 2041 establece las siguientes formas o tipos de vibración:

- Vibración lineal
- Vibración armónica
- Vibración periódica
- Vibración aleatoria

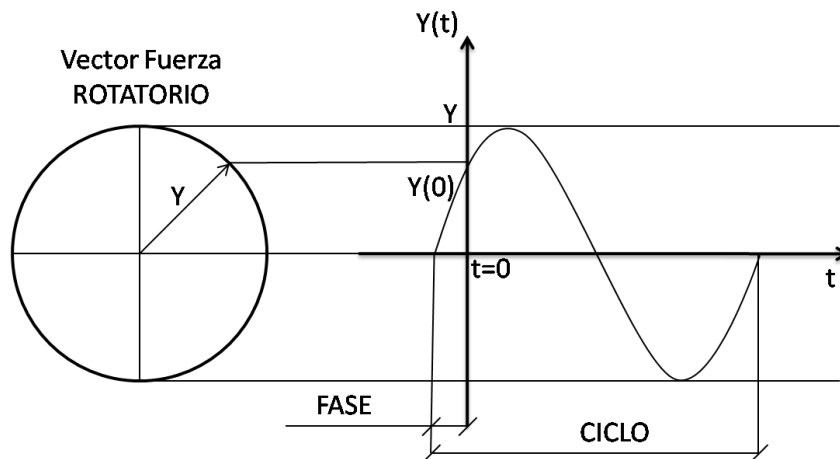
1.4.1 Vibración lineal²

Es una vibración en la cual la trayectoria vibratoria de un punto tiene lugar según una línea recta.

El movimiento físico de una maquina rotatoria se interpreta como una vibración cuyas frecuencias y amplitudes tienen que ser cuantificadas a través de un dispositivo que convierta estas en un producto que pueda ser medido y analizado posteriormente. Así, la frecuencia describirá que está mal en la máquina y la amplitud cuan severo es el problema.

1.4.2 Vibración armónica

Figura 1. Vibración armónica



Fuente: Publicación, Dr. Palomiro Evelio (1997), Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba

Constituye la forma más simple de vibración. Caracterizada por una senoide, puede ser generada en sistemas lineales debido a la presencia de algún problema potencial, un desbalance por ejemplo. Este movimiento puede ser estudiado a

² PALOMIRO, Evelio. Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba.1997

través de un vector rotatorio con velocidad angular constante " ω " a partir de la cual se define la frecuencia de oscilación " f " expresada en Hertz (Hz), a diferencia de la frecuencia angular que se expresa en (1/s). Todo esto conduce a la modelación matemática de este fenómeno según:

$$y = Y \sin \omega t + \varphi = Y \sin 2\pi f t + \varphi ; \omega = \frac{2\pi}{T}; f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{T} . \text{ Ecuación 1.1}$$

Siendo " φ " la fase de la vibración.

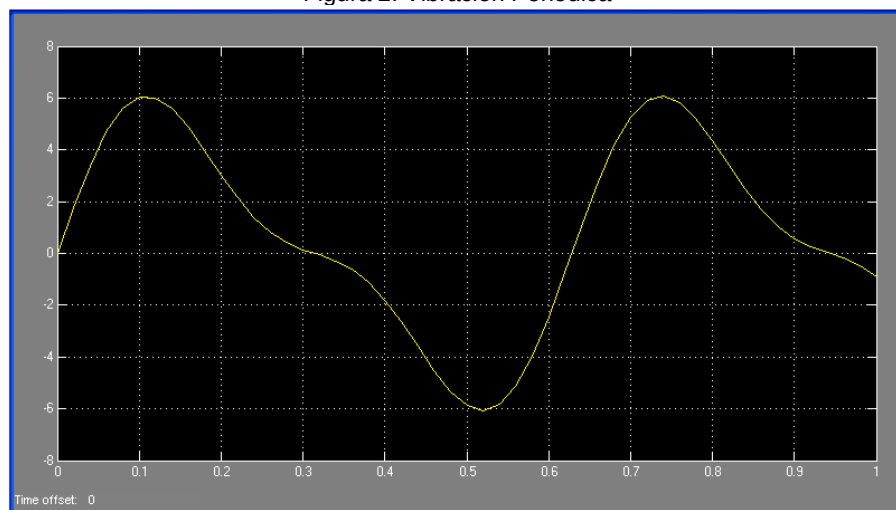
Estas expresiones avalan la definición de frecuencia que hace la norma ISO 2041.

Frecuencia es el recíproco del periodo fundamental (tiempo de repetición de un fenómeno periódico). Se expresa en Hertz (Hz), lo cual corresponde a un ciclo por segundo.

1.4.3 Vibración periódica

Es un movimiento que se repite periódicamente tal como se observa en la figura N°2 Por ejemplo, un problema en una transmisión dentada puede producir una vibración que, aunque no es armónica, es periódica.

Figura 2. Vibración Periódica

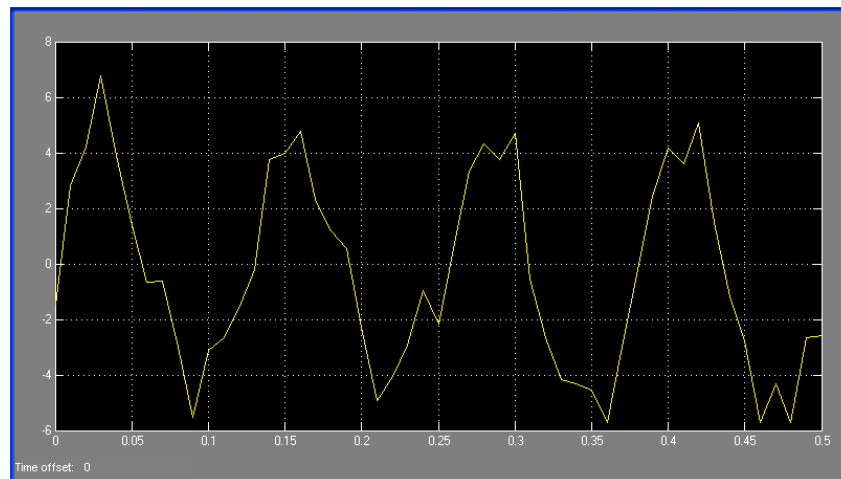


Fuente: Los autores

1.4.4 Vibración aleatoria

Ocurre en forma errática y tiene contenidos de frecuencias en toda la banda de frecuencias analizada. Esto quiere decir que las vibraciones aleatorias producirán un espectro continuo, o, lo que es lo mismo, el espectro estará constituido por “infinitas” vibraciones armónicas, cada una caracterizada por amplitud, frecuencia y fase, respectivamente.

Figura 3. Vibración aleatoria



Fuente: Los autores

1.4.5 Naturaleza física de la vibración

La vibración es considerada como la respuesta oscilatoria de un sistema dinámico a una excitación. Las vibraciones pueden ocurrir naturalmente en un sistema de ingeniería y pueden ser representativas de su libre y natural comportamiento dinámico.

La vibración libre, o natural, es una manifestación del comportamiento oscilatorio de los sistemas mecánicos como resultado de un repetitivo intercambio de energía cinética y energía potencial entre los componentes del sistema. Este tipo de vibración puede presentarse también en otros sistemas, debido a intercambio de

diferentes formas de energía entre sus componentes (ejemplo, sistemas eléctricos).

Las vibraciones también pueden ser forzadas en un sistema mediante alguna forma de excitación. Las fuerzas de excitación pueden ser generadas internamente dentro del sistema dinámico (fuerzas de inercia o fuerzas del medio de trabajo) o transmitidas al sistema a partir de una fuente externa.

Existen vibraciones “benéficas”, las cuales sirven a propósitos útiles y vibraciones “indeseables” que pueden ser perjudiciales, desagradables o nocivas. La supresión y eliminación de vibraciones indeseadas y la generación de diversas formas y niveles de vibraciones benéficas, son metas generales de la ingeniería de vibraciones.

El monitoreo de vibraciones, así como la realización de pruebas y experimentaciones, son importantes tanto en el diseño como en la implementación, mantenimiento y reparación de sistemas de ingeniería.

1.4.6 Áreas de aplicación

La ingeniería de vibraciones comprende dos grandes categorías de aplicación:

- Eliminación y supresión de vibraciones indeseables.
- Generación de las formas y cantidades necesarias de vibraciones útiles.

Los tipos de vibración perjudicial e indeseable incluyen movimiento en estructuras y construcciones generados por sismos, interacciones dinámicas entre vehículos y puentes o avenidas, ruido generado por equipo de construcción; vibración transmitida por maquinaria a sus soportes o al ambiente externo; mal

funcionamiento o fallas debidas a cargas dinámicas, movimientos no permisibles o fatiga causada por vibración.

Los tipos de vibración deseables incluyen entre otras aquellas generadas por instrumentos musicales, aparatos utilizados en terapia física y aplicaciones médicas, vibradores utilizados en mezcladores, agitadores o clasificadores industriales y maquinas – herramientas vibratorias para remoción de material como taladros, limadoras y pulidoras.

1.5 DINÁMICA DE SISTEMAS MECÁNICOS

Una estructura física pequeña y compacta como el mármol se puede imaginar cómo solamente una masa. Se moverá en respuesta a una fuerza externa que se aplica a ella, y su movimiento será gobernado por las leyes de movimiento de Newton. En términos sencillos, las leyes de Newton dicen que si el mármol está en reposo, se quedará en reposo, a menos que una fuerza externa actúe sobre él. Si está sometido a una fuerza externa, su aceleración será proporcional a esa fuerza.

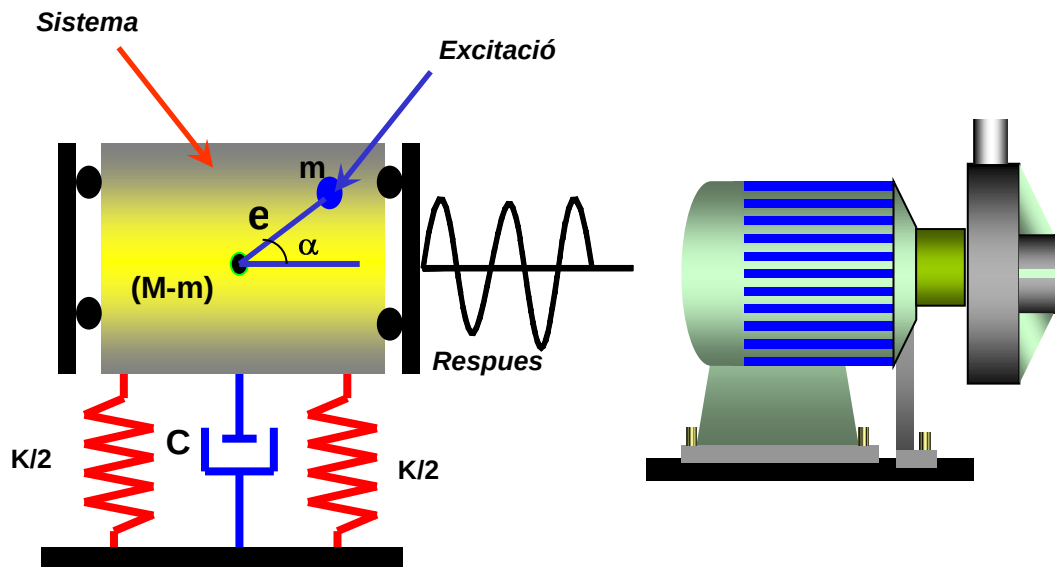
La mayoría de los sistemas mecánicos son más complejos que una masa sencilla, ya que necesariamente se mueven como un entero, cuando son sometidos a una fuerza.

Los sistemas mecánicos como máquinas rotativas no tienen una rigidez infinita y tienen varios grados de flexibilidad a varias frecuencias. Como veremos, su movimiento en respuesta a una fuerza externa depende de la naturaleza de esta fuerza, y las características dinámicas de su estructura mecánica y muchas veces es muy difícil predecirlas. Las disciplinas de Modelación Finita de Elementos y Análisis Modal, se dedican a predecir como una estructura reaccionará a una fuerza conocida.

1.5.1 Fenómeno vibratorio en sistemas mecánicos

Un sistema mecánico vibra cuando sobre él actúan fuerzas variables en magnitud y/o dirección y el sistema presenta movilidad apreciable. La intensidad de la vibración depende de la excitación y de la movilidad del sistema.

Figura 4. Elementos del fenómeno vibratorio



Fuente: Vibraciones mecánicas, Alfonso García Castro.

El fenómeno vibratorio (o problema de vibraciones) está constituido por tres elementos esenciales: la excitación, dada por la fuerza que actúa sobre el sistema, el sistema cuyas características están representadas por su movilidad y la respuesta del sistema, que es la vibración resultante.

$$V = F * Mov \quad \text{Ecuación 1.2}$$

Dónde:

V: Vibración (velocidad)

F: Fuerza

Mov: Movilidad

1.5.2 Excitación³

Es la acción externa o inherente al movimiento del sistema que causa la vibración, representada en una fuerza variable o un movimiento que desplaza al sistema alternativamente en torno a su posición de equilibrio. Las causas de vibraciones en máquinas están relacionadas principalmente con elementos rotativos desequilibrados, movimiento relativo de piezas en contacto, desalineamiento de ejes acoplados, tolerancias de mecanización, desajuste de elementos mecánicos y en general por fallas técnicas de diseño, manufactura, montaje u operación.

La excitación a que puede estar sometido un sistema mecánico vibratorio (SMV) suele clasificarse en los siguientes grupos:

Según el tiempo en que actúa

- Excitación en condiciones iniciales
- Excitación permanente (periódica, no periódica, aleatoria)

Según el origen

- Fuerzas de inercia
- Fuerzas del medio de trabajo
- Fuerzas externas al sistema

³ GARCIA CASTRO, Alfonso. Análisis de vibraciones. Bucaramanga. Ediciones UIS. 1995. P 12.

1.5.3 El sistema

Un sistema mecánico vibratorio puede ser definido como un conjunto de elementos mecánicos, interconectados de cierta forma particular con el propósito de cumplir una función específica, y sometido a vibración proveniente de fuentes externas o de su propia dinámica de trabajo.

1.5.4 Respuesta

Es el movimiento vibratorio que adquiere el sistema, por acción de la excitación y de las fuerzas elásticas recuperadoras del mismo sistema.

Aunque la respuesta depende de la excitación y de las características del sistema, generalmente el tipo de excitación predomina sobre las características del sistema y es determinante del tipo de respuesta y los métodos de análisis. En general según el momento en que actúa la excitación la respuesta se clasifica en vibración libre y vibración forzada.

Cuando la excitación actúa solamente en el instante inicial del movimiento, el movimiento resultante se denomina vibración libre y cuando la excitación actúa durante todo el tiempo de movimiento del sistema, la vibración es llamada vibración forzada. La vibración forzada puede ser causada por la variación de un parámetro del sistema como la inercia o la rigidez, en cuyo caso se denomina vibración paramétrica.

1.6 CINEMATICA DE LAS VIBRACIONES MECANICAS⁴

1.6.1 Características de la vibración

Las características (o parámetros característicos) de una vibración simple, son las magnitudes mediante las cuales la vibración queda definida o determinada. Estas son: amplitud, frecuencia y fase.

1.6.2 Amplitud

Indica la intensidad de la vibración expresada en cualquiera de los parámetros cinemáticos: desplazamiento, velocidad, o aceleración.

1.6.3 Frecuencia

Muestra el ritmo de la vibración, es decir, con qué rapidez (o lentitud) se repite ésta en el tiempo. La frecuencia de la vibración, está relacionada con el tipo de causa o falla que la produce.

$$F = \frac{1}{T} \text{ Ecuación 1.3}$$

Donde: F corresponde a la frecuencia y T al período.

El inverso de la frecuencia se conoce como *Período*, es decir, el tiempo requerido para completar un ciclo de vibración.

En el análisis de vibraciones es común realizar medición de amplitud y frecuencia solamente, pero en otras aplicaciones y para que la vibración sea totalmente caracterizada, es necesario determinar también su fase.

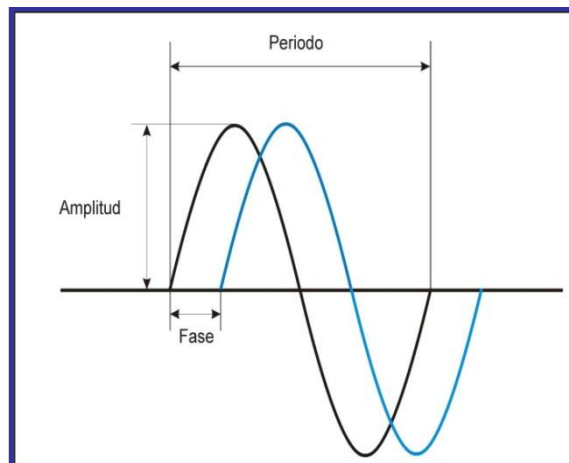
⁴ GARCIA, Op. cit., p 14.

1.6.4 Fase

Indica la posición angular o temporal de la vibración, respecto a una señal de referencia. Esta señal puede ser un tren de pulsos u otra vibración de la misma frecuencia.

El ángulo de fase de la vibración es la separación en tiempo, convertida en grados, entre dos vibraciones de la misma frecuencia; puede ser utilizada la separación en tiempo entre una excitación (fuerza) y la vibración causada; por ejemplo, la fuerza debida a una masa desequilibrada y la vibración causada, este ángulo de fase es utilizado para balanceo de rotores.

Figura 5. Parámetros característicos de una vibración



Fuente: Vibraciones mecánicas, Alfonso García

1.6.5 Parámetros y niveles de vibración

La amplitud de la vibración puede ser expresada en los siguientes parámetros cinemáticos: desplazamiento, velocidad, aceleración:

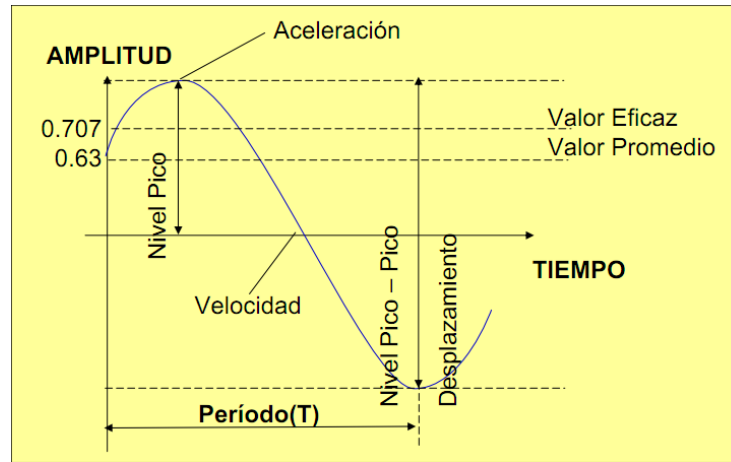
- **Desplazamiento:** Es la medida dominante a bajas frecuencias (inferiores a 1200 ciclos por minuto) y está relacionado con los esfuerzos de flexión de los elementos, también es utilizado en las máquinas para determinar el movimiento relativo entre el eje y el cojinete o entre el eje y la carcasa.

- **Velocidad:** Es la rapidez del cambio del desplazamiento y está relacionada con la fatiga del material; la velocidad se utiliza para evaluar la severidad de las vibraciones en las máquinas, en el rango de frecuencias desde 600 ciclos por minuto (10 Hz) hasta 60000 ciclos por minuto (1000 Hz).
- **Aceleración:** Es la medida dominante a altas frecuencias (superiores a 60000 ciclos por minuto) y está relacionada con las fuerzas presentes en los componentes de las máquinas, tales como engranajes. Es utilizada para evaluar la condición de las máquinas cuando la frecuencia excede a 1000 Hz (60000 CPM).

La amplitud de vibración puede ser cuantificada en diferentes formas denominadas niveles, escalas o promedios de vibración. Los más utilizados son los siguientes:

- **Pico-Pico:** Se mide desde el límite inferior de la cresta hasta el límite superior. Indica el recorrido o desplazamiento total de la pieza. Es útil cuando el desplazamiento es crítico por los esfuerzos generados o por el espacio disponible.
- **Pico:** Es la amplitud máxima de la vibración a partir de la posición de equilibrio. Es útil para indicar niveles de choque de corta duración, pero no considera la historia de la vibración en el tiempo.
- **Valor medio:** (Rectificado) Hace intervenir la historia de la vibración en el tiempo, pero es de poco interés práctico porque no está relacionado directamente con alguna magnitud física.
- **Valor rms (Root Mean Square) o Valor Eficaz:** Es el valor más significativo de la amplitud de vibración porque además de tener en cuenta la historia de la vibración en el tiempo da un valor de amplitud relacionado directamente con la energía, es decir, con la capacidad destructora de la vibración.

Figura 6. Niveles o valores de vibración



Fuente: www.electronicssysteminternational.com

Los factores de conversión entre los diferentes niveles de vibración se encuentran en la tabla 1.

Tabla 1. Factores de conversión para niveles de vibración

	Pico-Pico	Pico	RMS	Valor medio
Pico - Pico	1.000	2.000	2.828	3.142
Pico	0.500	1.000	1.414	1.571
RMS	0.354	0.707	1.000	1.111
Valor medio	0.318	0.637	0.900	1.000

Fuente: Vibraciones mecánicas, Alfonso García

1.7 CLASIFICACIÓN TEMPORAL DEL MOVIMIENTO VIBRATORIO

En general las vibraciones mecánicas pueden ser clasificadas en periódicas y no periódicas. Una vibración periódica es aquella en la cual se observa un patrón que se repite en el tiempo, mientras que en la no periódica no se logra apreciar esta característica. Dentro de estos dos grupos se identifican subdivisiones asociadas a formas diferentes en que ocurre la vibración. En la tabla 2 se presenta dicha clasificación y en la tabla 3 se muestran las señales en dominio del tiempo, con algunos ejemplos de fuentes generadoras de la vibración.

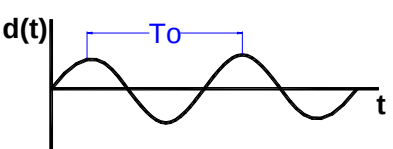
Tabla 2. Clasificación temporal de las vibraciones

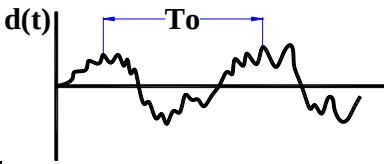
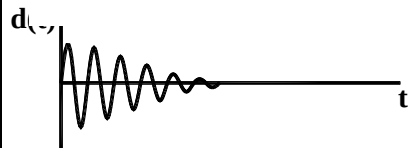
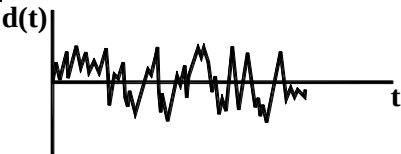
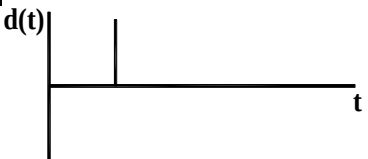
VIBRACIONES MECANICAS	Periódicas	<i>Armónicas</i> Ej.: Función Senoidal	
		<i>No Armónica</i> Ej.: Función Rectangular	
	No Periódicas	<i>Determinísticas</i> Ej.: Impactos	
		<i>Aleatorias</i>	Estacionarias No Estacionarias

Fuente: Vibraciones mecánicas, Alfonso García

La mayoría de las vibraciones presentes en sistemas mecánicos no son del tipo armónico, sin embargo, una vibración o cualquier función periódica puede ser descompuesta en una serie de funciones senoidales y cosenoidales simples, lo que facilita el manejo matemático de las mismas. Este concepto fue establecido por *Jean Baptiste Joseph Fourier*, por lo que se conoce como teorema de Fourier.

Tabla 3. Tipos de Vibraciones

CLASIFICACIÓN		DOMINIO DEL TIEMPO	EJEMPLOS
PERIÓDICAS	ARMONICA SIMPLE (SENOIDAL)		☐ Desbalanceamiento de rotores

NO PERIÓDICAS	PERIODICA CUALQUIERA		☐ Fuerzas de inercia en motores de combustión interna ☐ Paso de alabes en turbo máquinas ☐ Componentes de engranes
	TRANSIENTE		☐ Laminadores ☐ Prensas ☐ Golpes ☐ Sismos
	ALEATORIA		☐ Cavitación ☐ Vibraciones inducidas por flujo hidrodinámico ☐ Rozamientos
	IMPULSIVA		☐ Golpe de martillo (Ensayo dinámico de estructuras)

Fuente: Vibraciones mecánicas, Alfonso García

1.8 ESTRUCTURAS MECÁNICAS

Cuando analizamos la vibración de una máquina, que es un sistema mecánico más o menos complejo es útil considerar las fuentes de la energía de vibración y las rutas en la máquina que sigue esta. La energía siempre se mueve o fluye de la fuente de la vibración hacia el punto de absorción, donde se transforma en calor. En algunos casos eso puede ser una ruta muy corta, pero en otras situaciones es posible que la energía viaje largas distancias antes de ser absorbida.

La variable que más consume energía en un sistema mecánico es la fricción. Si una máquina tiene poca fricción, su nivel de vibración tiende a ser muy alto. Por otra parte, una máquina con una fricción mayor tendrá niveles de vibración más bajos, ya que su energía se absorbe más rápidamente.

1.8.1 Origen de las frecuencias de las vibraciones en maquinarias⁵

Existen tres causas fundamentales que producen vibraciones en máquinas rotatorias a determinadas frecuencias, estas últimas se identifican como:

- Frecuencias generadas
- Frecuencias excitadas
- Frecuencias producidas por fenómenos electrónicos

1.8.1.1 Frecuencias generadas

A veces se les identifica como frecuencias forzadas o frecuencias de diagnóstico y son aquellas que la máquina genera realmente durante su funcionamiento habitual.

⁵ PALOMIRO, Evelio. Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba.1997

Algunos ejemplos representativos de estas frecuencias son los desbalances, el paso de los alabes de una turbina, el paso de los elementos rodantes por los defectos locales de las pistas de un rodamiento, etc.

1.8.1.2 Frecuencias excitadas

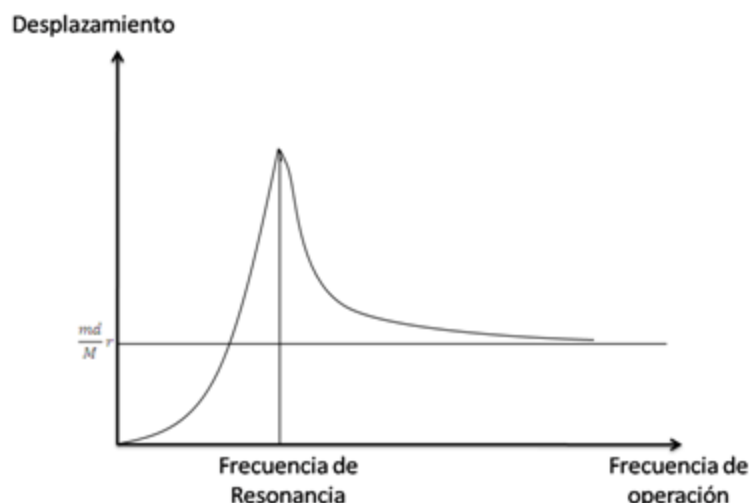
Las frecuencias excitadas son las frecuencias de resonancias de los elementos que componen las máquinas, incluyendo los elementos no rotatorios.

Cuando se excitan las frecuencias de resonancia, las vibraciones son amplificadas, en virtud del amortiguamiento presente.

El problema que más excita las frecuencias de resonancias cercanas a la frecuencia de rotación de la maquina es el desbalance, que por muy pequeño que sea, puede ser amplificado severamente si se sintoniza la frecuencia de operación del rotor desbalanceado, con la frecuencia natural de éste en sus apoyos o del sistema maquina soportes.

Los especialistas en diagnostico consideran que aproximadamente el 40% de los casos de niveles de vibraciones excesivos que se encuentran en la práctica, tienen como fuente principal al desbalance. Este tipo de problema constituye la mejor representación de una fuerza excitadora de carácter armónico, dado a través de la fuerza de inercia que se genera debido a la aceleración de una masa desbalanceada " m_d " que gira respecto al eje de rotación con una velocidad angular constante " ω ".

Figura 7. Respuesta al sistema de masa giratoria desbalanceada



Fuente: Publicación, Dr. Palomiro Evelio (1997), Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba.

Es importante destacar que la masa excéntrica produce una fuerza que, es a su vez, un vector rotatorio con velocidad angular " ω " y amplitud " $m_d \omega^2 r$ ".

1.9 DOMINIOS DEL TIEMPO Y DE LA FRECUENCIA⁶

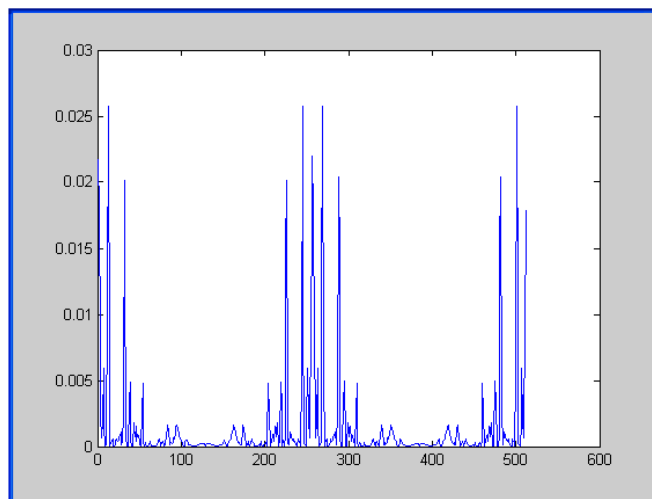
Las vibraciones pueden ser observadas en dos dominios básicos, el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia. Ambos tienen una vinculación directa. Electrónicamente hablando, la vibración es registrada en virtud de una señal eléctrica que es proporcional al fenómeno mecánico que se está cuantificando. Esta se obtiene en forma primitiva en el dominio del tiempo. Posteriormente, para obtener el llamado **espectro** de las vibraciones, es necesario hacer pasar la señal a través de un filtro de "barrido" que, sucesivamente, ira desentrañando cada una de las componentes de la vibración por frecuencias.

⁶ TAPIA FARIA, Juan. Medidor de vibraciones en tiempo real para helicópteros. Chile. 2007. P 32. Trabajo de grado. Ingeniero de ejecución electrónico. Universidad Mayor. Chile.

Desde el punto de vista matemático, el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia se relacionan a través del modelo matemático ideado por Fourier en el siglo XIX. Actualmente, la evolución de la electrónica digital ha permitido incorporar la conocida **Transformada Rápida de Fourier** (FFT) en instrumentos de medición y en programas de computación. En cualquiera de estos casos, el espectro obtenido muestra la distribución de los niveles de vibraciones por frecuencias.

Además, cuando la vibración es registrada en un punto de una maquina real, entonces el espectro exhibirá componentes en toda la banda de frecuencias en que fue realizada la medición. Este resultado se observa claramente en la siguiente figura.

Figura 8. Espectro de vibración.



Fuente: Los autores

1.9.1 Análisis en el dominio del tiempo

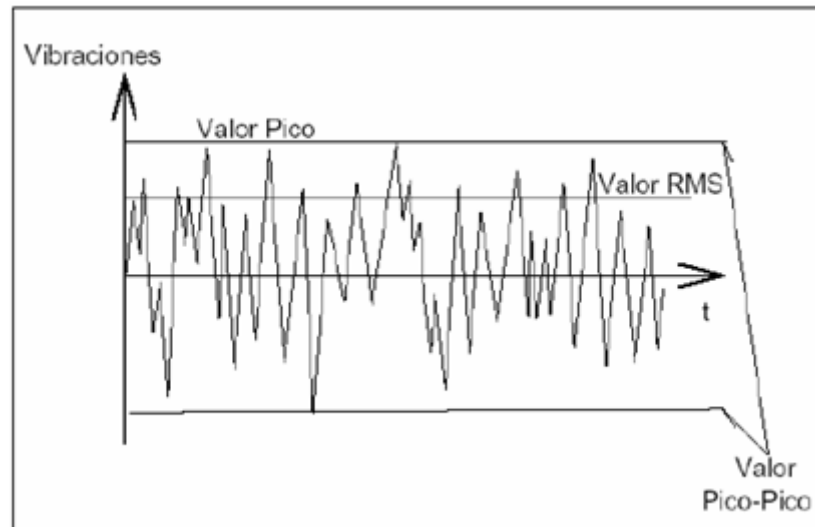
En la figura 9, se observa la representación de una vibración en el dominio del tiempo, a partir de la cual, en términos de **nivel total**, se han indicado los valores **pico**, **pico-pico** y **rms**. De todos ellos, el más utilizado en la medición de vibraciones es el valor **rms** o **valor efectivo** que está asociado a la potencia de la vibración. Este último se determina en forma discreta según:

$$Y_{rms} = \frac{\sqrt{y_1^2 + y_2^2 + \dots + y_n^2}}{N} \quad \text{Ecuación 1.4}$$

Que en el caso particular de una vibración armónica será:

$$Y_{rms} = 0.707Y_{pico} \quad \text{Ecuación 1.5}$$

Figura 9. Parámetros característicos



Fuente: Publicación, Dr. Palomiro Evelio (1997), Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba

Un factor de relativa importancia para el diagnóstico de maquinarias y estructuras es el llamado **factor de cresta** (CF), expresado según el cociente entre el valor pico y el valor RMS.

$$CF = \frac{Y_{pico}}{Y_{rms}} \quad \text{Ecuación 1.6}$$

El valor **pico-pico** (de un evento oscilatorio) es la diferencia algebraica entre los valores extremos de una magnitud que varía durante cierto intervalo de tiempo.

1.9.2 Análisis en el dominio de la frecuencia⁷

Cuando se procede a efectuar la medición de las vibraciones sobre la base de la descomposición de estas, en su contenido, a diferentes frecuencias, es necesario decidir que magnitud se medirá. La velocidad es la medida de cuán rápido la superficie vibrante alcanza sus posiciones externas. El rango de frecuencias efectivo para transductores de velocidad es entre 10 Hz y 2000 Hz aproximadamente, prefiriéndose la medición de velocidad por no estar relacionada con la frecuencia. Por su parte, el desplazamiento es la medida de las posiciones extremas de la superficie que vibra. Está relacionado con la frecuencia por lo que cualquier medición de desplazamiento tendrá que ser realizada a una frecuencia específica. El rango de frecuencias efectivo aproximado para transductores de proximidad es entre 0 y 600 Hz. En el caso de transductores, para la medición de desplazamiento por contacto, el rango de frecuencias efectivo es entre 0 y 200 Hz. La aceleración expresa la razón de cambio de la velocidad desde la posición de equilibrio hasta los extremos, teniéndose altas aceleraciones a altas frecuencias. Los transductores para la medición de la aceleración de las vibraciones con alta sensibilidad poseen un rango de frecuencias efectivo de entre 0.2 Hz y 500 Hz aproximadamente y los de más baja sensibilidad exhiben un rango de frecuencias de entre 5 Hz y hasta 20000 Hz.

1.10 UNIDADES DE MEDICION

Según la norma ISO 1000 las unidades empleadas para cuantificar los niveles de vibraciones se muestran en la tabla N° 4

Tabla 4. Unidades de medida para niveles de vibración

⁷ TAPIA, Op. cit., p 37.

MAGNITUD	UNIDADES
Desplazamiento	m, mm, μm
Velocidad	m/s, mm/s
Aceleración	m/s^2 , G: 9.809 m/s^2

Fuente: Los autores

Algunos instrumentos con aplicaciones específicas emplean el decibel (dB) para cuantificar vibraciones y sonido. Para relacionar amplitudes, el decibel se formula de la siguiente forma:

$$N_{dB} = 20 \log \frac{X}{X_0} \quad \text{Ecuación 1.7}$$

Revisando la formulación del decibel se observa que es una unidad que expresa relatividad entre dos magnitudes, por ello, cuando se utilice, deberá estar acompañada de la información relacionada con la referencia por ejemplo, 64 dB re 10^{-6} mm/s . las referencias admitidas para vibraciones, según la norma ISO R 1683, se muestran en la tabla N°5:

Tabla 5. Unidades de referencia para vibraciones

MAGNITUD	REFERENCIA
Aceleración de vibraciones	10^{-6} mm/s^2
Velocidad de las vibraciones	10^{-9} m/s
Fuerza de las vibraciones	10^{-6} N

Fuente: Los autores

2 PROCESADORES DE SEÑALES DIGITALES (DSP)⁸

Los procesadores digitales de señal (DSP por sus siglas en inglés) son dispositivos con capacidad de procesar información en tiempo real. Posee una CPU de gran potencia de cálculo preparada para el tratamiento digital de señales en tiempo real y para la realización del mayor número de operaciones aritméticas en el menor tiempo posible.

Los procesadores digitales de señal, están diseñados y optimizados para aplicaciones que ejecutan cálculos matemáticos a alta velocidad.

Los DSP utilizan arquitecturas especiales para acelerar los cálculos matemáticos intensos implicados en la mayoría de sistemas de procesamiento de señal. A menudo poseen arquitecturas de memoria que permiten un acceso múltiple para permitir de forma simultánea cargar varios operandos.

Entre las principales tareas de procesamiento digital de señales, que realizan los DSP, se pueden mencionar las siguientes: compresión de audio, filtrado, modulación y demodulación, servo control, procesamiento de audio, señalización en telecomunicaciones, reconocimiento de voz, síntesis de audio y tratamiento de señales, entre otras.

Estas tareas, requieren la ejecución de cálculos numéricos repetitivos a alta velocidad. Acceso rápido y eficiente a la memoria. Normalmente deben realizar el procesamiento en tiempo real.

⁸ MUNGUÍA VALIENTE, Héctor. Implementación de un analizador de espectro para frecuencias de audio. 2006. p 21. Trabajo de grado. Ingeniero electrónico. Universidad San Carlos de Guatemala. Guatemala.

La principal diferencia de los DSP y otros procesadores modernos es que los primeros se diseñan para ser escalables, es decir, se diseñan para poder operar en paralelo con otros dispositivos similares. Para ello, se le añaden periféricos de control y bloqueo del programa (como líneas de entrada-salida que pueden bloquear la ejecución de ciertas instrucciones si se encuentran a un determinado valor) y periféricos de entrada-salida de alta velocidad (como puertos serie síncronos) que permiten la conexión sencilla de varios DSP para aplicaciones que requieran múltiples procesadores.

Como requisito adicional, los DSP deben minimizar el costo, la potencia consumida, el uso de la memoria, y el tiempo requerido para desarrollar nuevos productos.

En términos financieros, el mayor mercado para los DSP, se encuentra en las aplicaciones como telefonía celular, localizadores y otros sistemas inalámbricos, módems y servo control de discos duros. Estas aplicaciones requieren alto desempeño, bajo costo y mucha eficiencia en el consumo de energía.

2.1 PRINCIPALES APLICACIONES Y FABRICANTES DE DSP⁹

Las principales aplicaciones de los DSP que podemos destacar actualmente se enuncian en la tabla 6:

⁹ BARRERO GARCIA, Federico. Procesadores digitales de señal de altas prestaciones de Texas InstrumentsTM. Madrid. Mc Graw Hill, 2005. P 65

Tabla 6. Aplicaciones de los DSP

TELECOMUNICACIONES Y CAMPOS RELACIONADOS	
Telecomunicaciones	Análisis de voz
Teléfonos móviles.	Comprensión de voz.
Cancelación de ecos.	Reconocimiento de voz.
Multiplexado de canales.	Encriptado de voz.
Modem de alta velocidad.	Codificación de conversación.
Fax.	Enriquecimiento de voz.
OTROS CAMPOS	
Aplicaciones de control	Automóvil
Robótica.	Suspensión activa.
Regulación de velocidad de motores.	Frenos ABS.
Servocontrol.	Navegación.
Impresoras.	Posicionamiento.
	Análisis de vibraciones.
Consumo	Militar
Sistemas de respuesta	Navegación
Autorradios	Sonar
Juguetes	Procesado de imágenes
Herramientas	Radar
Televisión y música digital	Guía de misiles
Sintetizadores musicales	Seguridad en las comunicaciones
Medicina	Industria
Ayuda a deficientes auditivos	Medida y control
Monitorización de pacientes	Robots
Equipos de ultrasonido	Control numérico
Monitor fetal	Medida de la red de alimentación
	Análisis de vibraciones.

Fuente: *Procesadores digitales de señal de altas prestaciones de Texas Instruments TM*

Algunos de los principales fabricantes de DSP, y por ende de circuitos electrónicos digitales, que existen en la actualidad son:

Tabla 7. Principales fabricantes de DSP

FABRICANTE	DSP 16 bits	DSP 24 bits	DSP 32 bits
Analog Devices	ADSP-2100		ADSP-21020
	ADSP-21cspxx		ADSP-2106x
Hitachi	SH-DSP		
Motorola	DSP561xx	DSP5600x	DSP96002
	DSP568xx	DSP563xx	
NEC	μPD7701		
SGS-Thomson	D950		
Texas Instruments	TMS320C1x		TMS320C3x
	TMS320C2000		TMS320C4x
	TMS320C5000		TMS320C6000
	TMS320C8x		
Zilog	Z893xx		
	Z894xx		

Fuente: *Procesadores digitales de señal de altas prestaciones de Texas Instruments, 2005*

2.2 DSP DE ALTAS PRESTACIONES FAMILIA TMS320C6000 DE TEXAS INSTRUMENTS¹⁰

Actualmente, la familia TMS320C6000 agrupa los DSP más rápidos y con mayor potencia de cálculo del mercado. Esta familia está integrada por tres generaciones que trabajan en punto fijo, TMS320C62x, TMS320C64x y TMS320DM64x, y una que trabaja en punto flotante, TMS320C67x.

La plataforma de dispositivos TMS320C6000 son los primeros procesadores de señales digitales (DSP) que se pueden encontrar en el mercado y que utilizan VLIW (*Very Long Instruction Word*), para obtener un alto rendimiento a través de incrementar el paralelismo a nivel de instrucción, y son capaces de realizar 4800 millones de instrucciones por segundo (MIPS) y poseen un eficiente compilador para programar en C y C++.

¹⁰ BARRERO, Op. cit., p 69.

2.2.1 Características generales de los dispositivos de la plataforma TMS320C6000

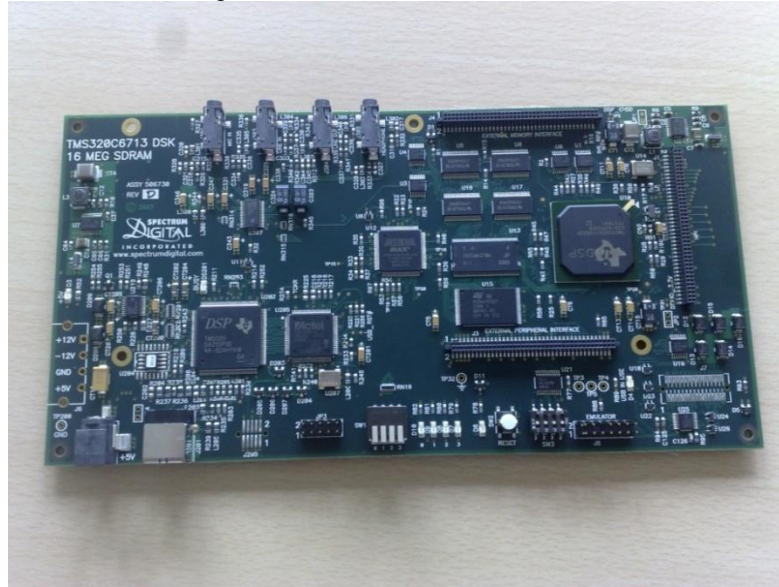
- La plataforma de dispositivos C6000 tienen un completo conjunto de herramientas de desarrollo como son un eficiente compilador en C y C++, un optimizador para la programación en ensamblador y una interfaz para un depurador basado en Windows.
- Las secciones de CPU de estos dispositivos consisten en dos líneas de registros de propósito general, A y B (ambos para palabras de 32-bit de longitud) y ocho unidades funcionales (dos multiplicadores y seis unidades aritmético lógicas, ALUs). Ejecutan ocho instrucciones de 32-bit por ciclo, diez veces el rendimiento de otros DSPs.
- El empaquetamiento de instrucciones permite ejecutar ocho instrucciones en serie o en paralelo y reduce el tamaño del código, el lanzamiento de instrucciones y el consumo de energía.
- La ejecución condicional de todas las instrucciones reduce el coste en los saltos e incrementa el paralelismo.
- Ejecución de código en unidades funcionales independientes.
- Tienen el compilador en C y C++ más eficiente para DSPs del mercado así como el primer optimizador para ensamblador con el objetivo de conseguir un rápido desarrollo y una mejora en el paralelismo de las aplicaciones.
- Soporta datos para 8/16/32-bit, proporcionando un soporte eficiente de la memoria para una amplia gama de aplicaciones, así como opciones para aritmética con 40-bits que añade una precisión extra para aplicaciones que requieren un alto rendimiento computacional.
- El Hardware soporta instrucciones en precisión simple (32-bit) o doble precisión (64-bit).
- Multiplicaciones de 32 x 32 bit con un resultado de 32 o 64-bit.

2.3 TARJETA C6713¹¹

La tarjeta C6713 DSK (DSP Starter Kit) es una plataforma de desarrollo basada en el procesador TMS320C6713 de *Texas Instruments*.

En la figura 10 se muestra una foto de la tarjeta C6713 DSK.

Figura 10. DSP TMS320C6713 DSK

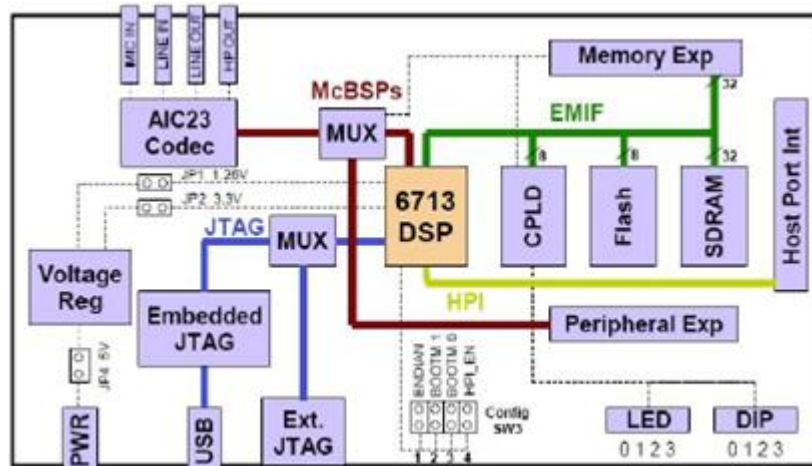


Fuente: Los autores

En la figura 11 se muestra un diagrama de la estructura de la tarjeta C6713 DSK.

Figura 11. Diagrama de la estructura de C6713 DSK

¹¹ SPECTRUM DIGITAL. Technical Reference TMS320C6713 DSK. Tercera edición. Estados Unidos de America. (2003). 506735-0001 Rev. B.



Fuente: hoja de datos C6713 DSK

2.3.1 Características principales

El C6713 DSK es una plataforma de desarrollo independiente de bajo costo que permite a los usuarios evaluar y desarrollar aplicaciones para la familia TI DSP C67xx. El DSK también sirve como un diseño de referencia de hardware para el DSP TMS320C6713. El DSK viene con unos dispositivos incorporados que se adaptan a una amplia variedad de aplicaciones. Las características principales son:

- El DSP de Texas Instruments TMS320C6713 opera con un reloj de 225 MHz.
- Un códec Estéreo AIC23.
- 16 Mbytes de DRAM síncrona.
- 512 Kbytes de memoria Flash no volátil (256 Kbytes usables en la configuración por defecto).
- Software de configuración de la tarjeta a través de registros implementados en CPLD.
- Opciones configurables de arranque.
- Conexiones estándar de expansión para el uso de tarjetas hijas.
- Fuente de alimentación de tensión (+5V)

2.3.2 Operación básica

El DSK está diseñado para trabajar con el ambiente de desarrollo Code Composer Studio de Texas Instruments y viene con una versión adaptada específicamente para trabajar con la tarjeta DSK C6713. El Code Composer Studio se comunica con la tarjeta DSK C6713 a través de un emulador JTAG incorporado en la tarjeta.

El DSK debe estar completamente conectado para poder iniciar el programa de desarrollo exclusivo de la tarjeta Code Composer Studio. Para conectar correctamente la tarjeta se deben seguir los siguientes pasos:

- Conectar la fuente de alimentación de 5V incluida en el DSK.
- Conectar el DSK al PC con un cable USB estándar incluido en el Kit.
- Iniciar Code Composer Studio desde el icono en el PC.

2.3.3 Fuente de alimentación

El DSK opera desde una única fuente de alimentación externa de 5V conectada a la entrada principal de alimentación (J5). Internamente, la entrada de 5V es convertida en 1.26V y 3.3V usando reguladores de voltaje por separado. El suministro de 1.26V se utiliza para el procesador del DSP, mientras que el suministro de 3.3V se utiliza para los buffers de entrada y salida del DSP y para otros chips de la tarjeta. El conector de alimentación es un enchufe de 2.5 mm tipo plug.

Hay tres puntos de prueba de potencia en el DSK en JP1, JP2 y JP4. Todas las entradas y salidas actuales pasan a través de JP2 mientras que el procesador pasa a través de JP1. Los sistemas actuales pasan a través de JP4. Normalmente, estos puentes están cerrados.

2.3.4 Códec AIC23¹²

El DSK usa un códec de audio AIC23 de Texas Instruments para entradas y salidas de señales de audio. El códec muestrea señales analógicas de un micrófono o de una línea de entrada y las convierte en datos que pueden ser procesados por el DSP. Cuando el DSP termina de analizar los datos el códec los usa y los convierte otra vez en muestras de señales análogas.

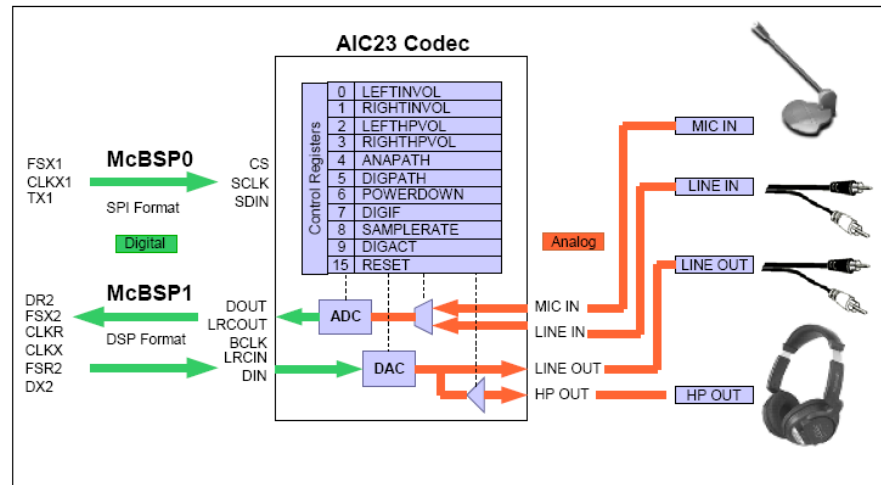
El códec se comunica usando dos canales seriales, uno para controlar los registros internos de configuración del codec y uno para recibir muestras de audio digital. El canal de control solamente es utilizado cuando se configura el codec, por lo general está inactiva cuando los datos de audio se están transmitiendo.

Todos los datos de audio fluyen a través del canal de datos. Muchos formatos de datos se apoyan en tres variables, la anchura de la muestra, fuente de la señal del reloj y el formato de datos en serie. Los DSK generalmente usan un ancho de muestra de 16 bits con el codec en modo maestro “master” por lo que genera la sincronización de tramas y relojes a la correcta frecuencia de muestreo sin esfuerzo del lado del DSP.

El codec tiene un reloj de sistema de 12 MHz. Estos 12 MHz corresponden a una frecuencia de muestreo en modo USB, nombrada así porque muchos sistemas USB usan 12 MHz de reloj y pueden usar el mismo reloj para el codec y el controlador USB. La frecuencia de muestreo interna divide el reloj de 12 MHz para generar frecuencias comunes como 48KHz, 44.1KHz y 8KHz. La frecuencia de muestreo se establece por el registro de muestreo del codec. La siguiente figura muestra la interfaz del codec en el DSK C6713.

¹² TEXAS INSTRUMENTS. Data Manual of TLV320AIC23B stereo Audio CODEC, 8 to 96 KHz, with integrated headphone amplifier. Cuarta edición. Estados Unidos de América. (2004). SLWS106H.

Figura 12. Interfaz del códec en el DSK C6713



Fuente: Módulo técnico del TMS320C6713 DSK

2.3.5 DRAM Sincrónica

El DSK usa una DRAM (SDRAM) sincrónica de 128 megabits en la EMIF de 32 bits. La memoria total disponible es de 16 megabytes. El controlador integrado de la memoria SDRAM es parte de la memoria EMIF y debe ser configurada en el software para realizar esta operación.

Cuando se utiliza la memoria SDRAM, el controlador debe ser configurado para cargar una fila de la matriz de memoria cada 15.6 microsegundos para mantener la integridad de los datos.

2.3.6 Memoria flash

Flash es un tipo de memoria que no pierde su contenido cuando se apaga. Cuando se lee se ve como una memoria sincrónica de solo lectura (ROM). La memoria Flash se puede borrar en grandes bloques comúnmente como sectores o

páginas. Una vez que un bloque ha sido borrado cada palabra puede ser programada a través de una secuencia de comandos especiales.

El DSK utiliza una memoria Flash externa de 512 Kbyte como una opción de arranque. La memoria Flash se conecta como un cable de 256K por el dispositivo de 16 bits para apoyar la opción de arranque de 16 bits del DSK. Sin embargo, el software que se incluye con el DSK trata la memoria Flash como un dispositivo de 8 bits para que coincida con el modo de arranque de 8 bits de la C6713 establecido por defecto. En esta configuración, 256 Kbytes son fácilmente utilizables sin cambios en el software.

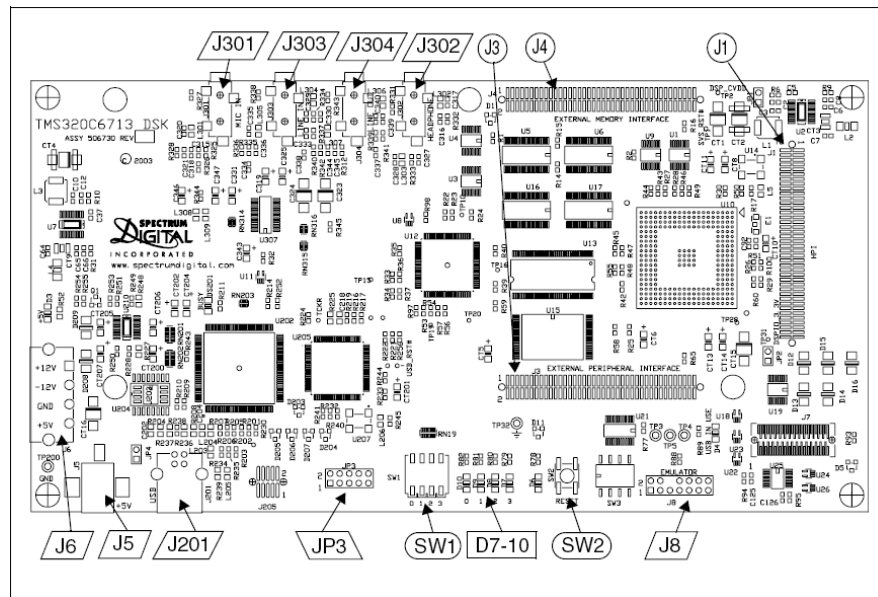
2.3.7 Descripción física de DSK C6713¹³

2.3.7.1 Presentación de la tarjeta

La DSK C6713 tiene unas dimensiones de 8.75x4.5 pulgadas (210x115 mm.), que es alimentada por una fuente externa de +5 voltios.

Figura 13. TMS320C6713 DSK

¹³ SPECTRUM DIGITAL. Technical Reference TMS320C6713 DSK. Tercera edición. Estados Unidos de America. (2003). 506735-0001 Rev. B.



Fuente: Modulo técnico del TMS320C6713 DSK

2.3.7.2 Índice de conectores

El DSK C6713 tiene muchos conectores que proporcionan acceso a las distintas señales del DSK.

Tabla 8. Conectores del DSK C6713

Conector	# pines	Función
J4	80	Memoria
J3	80	Periférico
J1	80	HPI
J301	3	Micrófono
J303	3	Línea de entrada
J304	3	Línea de salida
J303	3	Audífonos/Parlantes
J5	2	5 Voltios
J6	4	Conector de alimentación opcional
J8	14	JTAG Externo
J201	5	puerto USB
JP3	10	Programación CPLD
SW3	8	Puente de configuración del DSP

Fuente: Modulo técnico del TMS320C6713 DSK

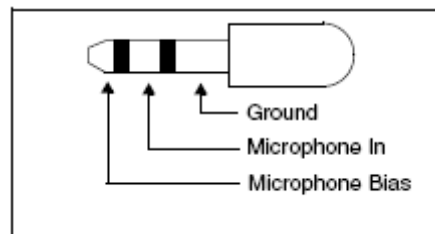
2.3.7.3 Conectores de audio

El DSK C6713 tiene 4 conectores de audio. Los cuales describiremos a continuación.

✚ Conector de micrófono, J301

La entrada es un jack estéreo de 3.5 mm. Ambas entradas están conectadas al micrófono debido a que es monofónico. Las entradas en el plug se muestran en la siguiente figura.

Figura 14. Jack estero del micrófono

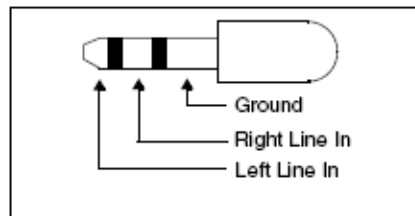


Fuente: Modulo técnico del TMS320C6713 DSK

✚ Conector de la línea de entrada de audio, J303

La línea de entrada de audio es una entrada estéreo. El conector de entrada es un jack estéreo de 3.5 mm. Las señales en el conector de acoplamiento se muestran a continuación.

Figura 15. Jack estéreo de la línea de entrada de audio

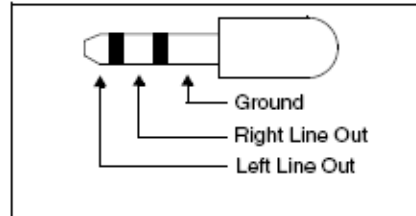


Fuente: Modulo técnico del TMS320C6713 DSK

Conector de la línea de salida de audio, J304

La línea de salida de audio es una salida estéreo. El conector de salida es un jack estéreo de 3.5 mm. Las señales en el acoplamiento se muestran a continuación.

Figura 16. Jack estéreo de la línea de salida de audio

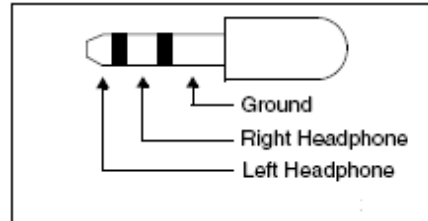


Fuente: Modulo técnico del TMS320C6713 DSK

Conector de audífonos/parlantes, J303

El conector J4 es un jack para audífonos/parlantes. Puede manejar auriculares estándar o directamente un parlante de alta impedancia.

Figura 17. Jack para audífonos/parlantes



Fuente: Modulo técnico del TMS320C6713 DSK

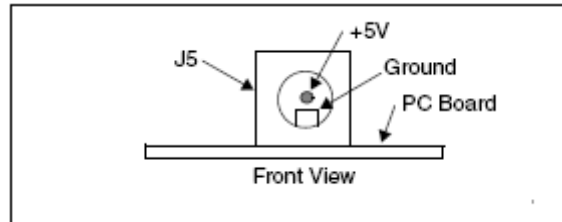
2.3.7.4 Conectores de alimentación

El DSK C6713 tiene 2 conectores de alimentación. Estos son descritos a continuación.

Conector de 5 voltios, J5

La fuente de alimentación de 5V para la DSK C6713 se hace a través del conector J5. El conector tiene un diámetro externo de 5.5 mm y un diámetro interno de 2.5 mm.

Figura 18. Conector de alimentación de la DSK C6713



Fuente: Modulo técnico del TMS320C6713 DSK

Conexión de alimentación opcional, J6

El conector J6 es un conector de alimentación opcional. Puede funcionar con el suministro de potencia estándar de los computadores personales. La siguiente tabla muestra los voltajes en los respectivos pines.

Tabla 9. Conexión de alimentación opcional

Pin #	Nivel de voltaje
1	+ 12 Voltios
2	-12 Voltios
3	Tierra
4	+ 5 Voltios

Fuente: Modulo técnico del TMS320C6713 DSK

2.3.7.5 Miscelánea de conectores¹⁴

El DSK C6713 tiene 3 conectores adicionales para brindar ayuda en el desarrollo de este producto. Los conectores adicionales son descritos a continuación.

Conector USB, J201

El conector J201 provee una conexión USB (Universal Serial Bus) interfazado a la emulación lógica del JTAG en el DSK. Esto permite el desarrollo y depuración del código sin usar un emulador externo. Las señales en este conector se muestran a continuación.

Tabla 10. J201, Conector USB

Pin #	Nombre de la señal USB
1	USBVdd
2	D+
3	D-
4	USB Vss
5	Shield
6	Shield

Fuente: Modulo técnico del TMS320C6713 DSK

Conector externo JTAG, J8

El DSK C6713 se suministra con una interfaz de cabecera de 14 pines, J8. Esta es la interfaz estándar usada por los emuladores JTAG para comunicar a los DSP de Texas Instruments. El pinout del conector se muestra en la siguiente figura.

Figura 19. J8, interfaz JTAG

¹⁴ SPECTRUM DIGITAL. op. cit.

TMS	1	2	TRST-	Header Dimensions
TDI	3	4	GND	
PD (+3.3V)	5	6	no pin (key)	
TDO	7	8	GND	
TCK-RET	9	10	GND	Pin-to-Pin spacing, 0.100 in. (X,Y)
TCK	11	12	GND	Pin width, 0.025-in. square post
EMU0	13	14	EMU1	Pin length, 0.235-in. nominal

Fuente: Modulo técnico del TMS320C6713 DSK

Conector de programación, JP3

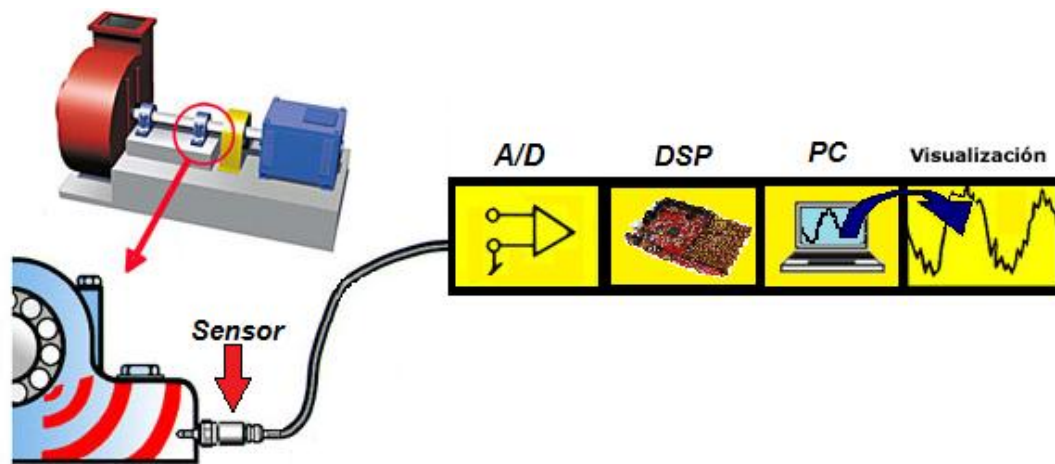
Este conector se conecta a la CPLD de Altera, U12. Se utiliza en la fábrica para la programación del CPLD. Este conector no está destinado a ser utilizado fuera de la fábrica.

3 MEDICION DE VIBRACION

3.1 CADENA DE MEDICION¹⁵

La cadena de medición considera todas las etapas por las que pasa la señal adquirida por el acelerómetro. Estas son:

Figura 20. Cadena de Medición



Fuente: Los Autores

3.1.1 Transducción

Para esta etapa se emplea un sensor o transductor capaz de medir aceleración, velocidad o desplazamiento, para convertirla en una magnitud eléctrica. El sensado es la parte más importante debido a que en esta se basan las demás partes de la medición.

¹⁵ TAPIA FARIA, Juan. Medidor de vibraciones en tiempo real para helicópteros. Chile. 2007. P 32. Trabajo de grado. Ingeniero de ejecución electrónico. Universidad Mayor. Chile.

Dependiendo del tipo de sensor que se emplee, es necesario hacer un acondicionamiento de la señal por medio de instrumentación electrónica auxiliar, como amplificación o transducción a la señal eléctrica, para poder realizar el análisis.

Para que la etapa de transducción o captación de una señal de vibración sea confiable, es necesario tener en cuenta los siguientes factores:

- Elegir adecuadamente el punto y dirección de captación, según los intereses del ensayo.
- Fijar correctamente el sensor, esto es adherirlo rígidamente a la pieza de interés y no elementos intermedios como láminas, para así transmitir efectivamente la vibración al sensor. Fijar el sensor a láminas o piezas flexibles intermedias generarán mediciones que en la mayoría de los casos son erróneas.
- No perturbar apreciablemente el sistema vibratorio, por ejemplo por efecto de la presión de contacto o por la masa del captador.
- Elegir adecuadamente las características del sensor, como son: sensibilidad o factor de conversión de la magnitud vibratoria en señal eléctrica, el rango de frecuencia y la masa del sensor.

3.1.2 Acondicionamiento de la señal¹⁶

Para que un sensor genere una señal útil para los efectos de medición y análisis, es necesaria una instrumentación electrónica auxiliar. Algunos sensores generan por sí solos una señal eléctrica (en voltaje), en este caso, la instrumentación auxiliar tiene por objeto amplificarla o adecuar impedancias.

Otros sensores no producen por ellos mismos una tensión eléctrica, sino que traducen la vibración en variación de un parámetro eléctrico (resistencia,

¹⁶ GARCIA CASTRO, Alfonso. Análisis de vibraciones. Bucaramanga, Ediciones UIS. 1995. P 38.

capacidad, inducción). Para transformar esta variación en forma de tensión es necesario previamente suministrar alimentación eléctrica al sensor.

La señal es tratada por:

- Filtro DC, a fin de aprovechar el fondo de la escala.
- Amplificador, las señales generadas por el transductor pueden ser muy pequeñas y no aprovechar el fondo de escala del ADC.
- Filtro Anti-aliasing, que evita que la señal digital absorba componentes no distinguibles a causa de la frecuencia de muestreo del ADC.
- Circuito de Integración, la señal integrada antes de ser digital. Se reduce el efecto de ski-slope.

3.1.3 Adquisición¹⁷

La señal analógica es convertida en señal digital (discreta) por el conversor análogo-digital (ADC) y por medio de la tarjeta DSP C6713 DSK de Texas Instruments.

3.1.4 Procesamiento

La señal es filtrada digitalmente, integrada digitalmente, procesada por la transformada rápida de Fourier, etc. El filtro digital permite absoluta flexibilidad, lo que no es el caso de un filtro análogo que usualmente tiene frecuencias de corte fijas.

En esta etapa se efectúa la transformación de la señal que entra en dominio del tiempo y se convierte a dominio de frecuencia. Igualmente se presenta la señal en

¹⁷ TAPIA FARIA, Juan. Medidor de vibraciones en tiempo real para helicópteros. Chile. 2007. P 32. Trabajo de grado. Ingeniero de ejecución electrónico. Universidad Mayor. Chile.

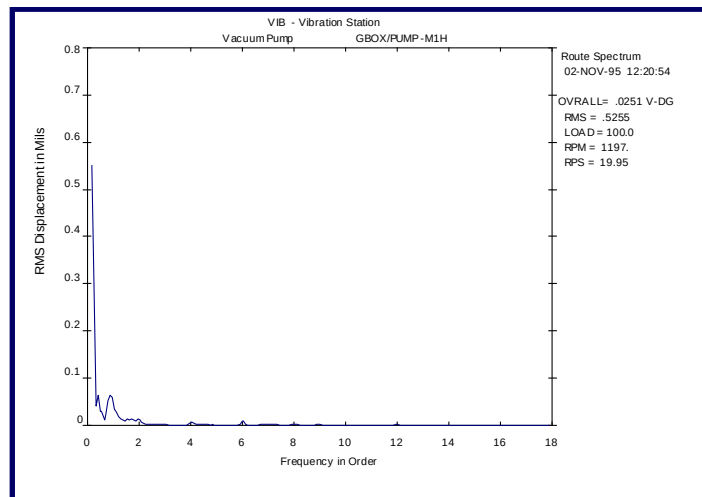
sus componentes de diferentes frecuencias, permitiendo así analizar la participación de las diversas fuentes generadoras de vibración.

El éxito en el análisis de la vibración depende en gran medida de una correcta selección del parámetro cinemático que se ha de evaluar, debido a que una misma señal de vibración expresada como desplazamiento, velocidad o aceleración puede ser atenuada o amplificada dependiendo de la frecuencia a la cual se presente el pico de vibración.

Esta característica se observa en los espectros de las figuras 21, 22 y 23; los cuales muestran el espectro del mismo punto en la misma condición de operación, pero la amplitud de vibración es expresada en diferente parámetro cinemático en cada gráfica.

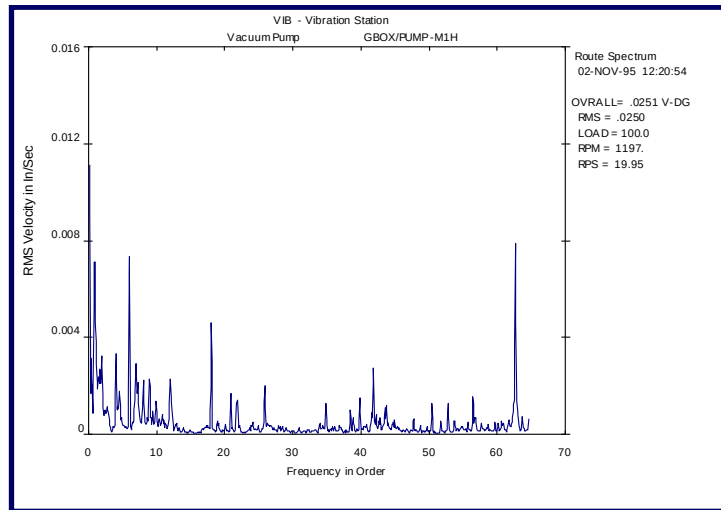
En la figura 24 se observa la misma medición de los anteriores espectros pero expresada como función del tiempo (oscilograma).

Figura 21. Espectro de vibración con amplitud expresada en desplazamiento



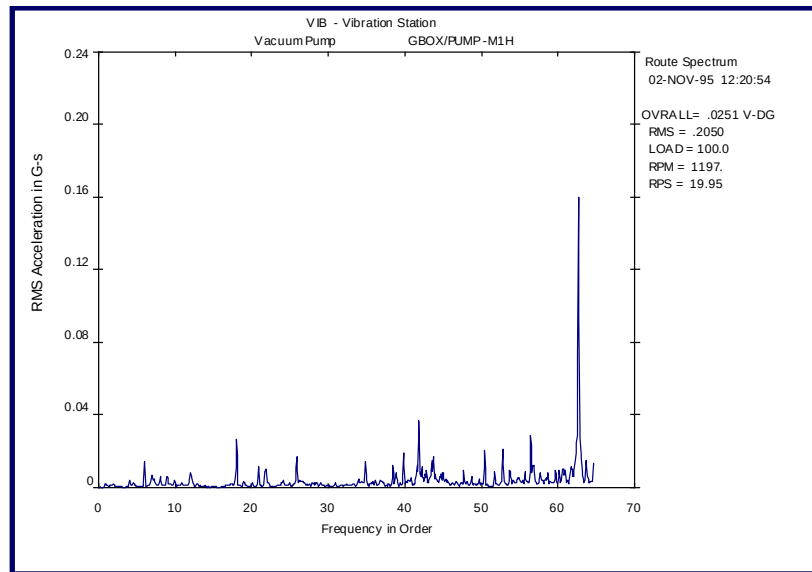
Fuente: Vibraciones mecánicas, Alfonso García

Figura 22. Espectro de vibración con amplitud expresada en velocidad



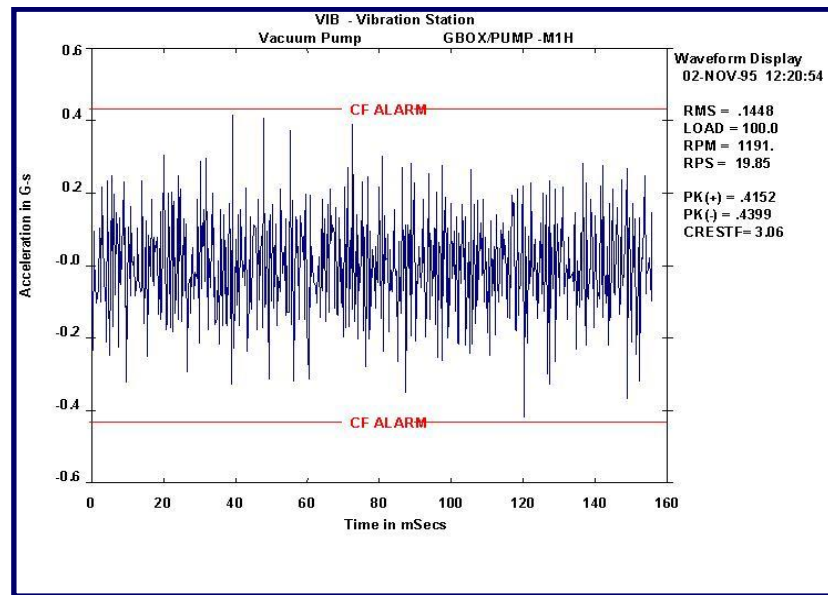
Fuente: Vibraciones mecánicas, Alfonso García

Figura 23. Espectro de vibración con amplitud expresada en aceleración



Fuente: Vibraciones mecánicas, Alfonso García

Figura 24. Oscilograma de la vibración mostrada anteriormente



Fuente: Vibraciones mecánicas, Alfonso García

3.1.5 Registro

Se graban los datos. Cabe mencionar que el registro puede ser realizado antes de ser procesado. Es el caso de las grabadoras digitales DAT y colectores de datos (data loggers), que permiten realizar el análisis a posteriori (en batch).

Consiste en la valoración y registro de las características de la vibración (amplitud, frecuencia y fase). Las características a medir se eligen de acuerdo con los objetivos de la medición. Por ejemplo, si es de interés el análisis de la vibración, las características a medir son amplitud y frecuencia, en cambio si el objetivo es el balanceo del rotor de una máquina, las características a medir son amplitud y fase.

La vibración suele expresarse también en escala logarítmica, cuyas unidades son decibeles (dB), análogas a las empleadas en la medición de ruido. La escala logarítmica en decibeles es útil para representar amplitudes y frecuencias, porque amplifica las señales de valores pequeños y atenúa las de valores altos, presentando un gráfico con resolución proporcional constante y de tamaño moderado en rangos de medición bastante amplios.

El decibel es el logaritmo de la relación entre el nivel de la magnitud que se mide y un nivel de referencia, por lo tanto carece de dimensiones. Para conocer el valor absoluto del nivel medido es necesario definir el nivel de referencia y calcularlo mediante la fórmula:

$$N \text{ dB} = 20 \log_{10} \frac{a}{a_{ref}} \quad \text{Ecuación 3.1}$$

Dónde:

N = Número de decibeles

a = Nivel Medido (nivel o escala de vibración)

a_{ref} = Nivel de referencia

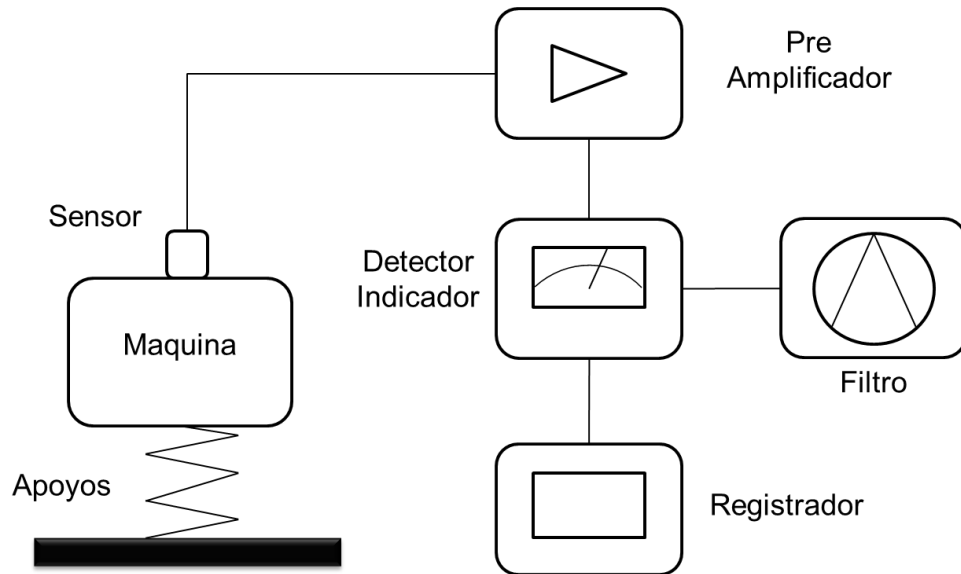
3.2 TRANSDUCTORES DE VIBRACION¹⁸

Es un dispositivo diseñado para recibir energía de un sistema y suministrar energía, ya sea del mismo tipo o de otra naturaleza, hacia otro sistema, de forma tal que a la salida del transductor aparezca la característica de interés de la energía de entrada. Sin embargo, cuando se mide vibraciones con el objetivo de diagnosticar problemas en máquinas y estructuras, el análisis se debe efectuar en el dominio de las frecuencias para lo cual, en forma funcional, se emplea un sistema como el mostrado en la figura N°25. Así, la señal eléctrica que entrega el sensor deberá ser acondicionada por el llamado preamplificador, para luego ser “leída” por el detector indicador que presentara la información de forma digital o analógica. Para ejecutar el análisis por frecuencias es necesario incorporar un

¹⁸ TAPIA FARIA, Juan. Medidor de vibraciones en tiempo real para helicópteros. Chile. 2007. P 39. Trabajo de grado. Ingeniero de ejecución electrónico. Universidad Mayor. Chile.

filtro y un registrador gráfico, que en operación conjunta con el detector-indicador, serán los encargados de descomponer la señal vibro-acústica en sus múltiples amplitudes y frecuencias, produciendo el conocido espectro de las vibraciones.

Figura 25. Diagrama funcional para la obtención de vibraciones.



Fuente: Publicación, Dr. Palomiro Evelio (1997), Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba

3.3 EL ACELEROMETRO¹⁹

El **acelerómetro** es un transductor electromecánico que capta la aceleración a la que está sometido físicamente y proporciona a su salida una variación de magnitud eléctrica proporcional. Esta magnitud eléctrica depende de la tecnología del elemento sensor y del acondicionamiento de señal que incorpore el dispositivo.

¹⁹ ATAPUMA, Francisco J. *Diseño y construcción de un prototipo usando un acelerómetro tridimensional para la determinación de movimientos en un vehículo*. [Trabajo de Grado]. Ecuador. (2009). Escuela Politécnica Nacional, Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

El acelerómetro es capaz de captar las aceleraciones producidas en un choque o una vibración dentro de un rango de frecuencias y amplitud limitado. En ocasiones, el acelerómetro también es capaz de captar la inclinación de un plano de superficie midiendo la aceleración de la gravedad en su eje de actuación, en cuyo caso al acelerómetro se le suele llamar inclinómetro.

3.3.1 Sensibilidad del acelerómetro

La sensibilidad o coeficiente de transferencia es un parámetro característico de todo transductor cuya salida sea proporcional a la entrada. Este parámetro caracteriza el comportamiento del transductor ante la magnitud de entrada, es decir, indica en qué medida varía la señal de salida ante una determinada variación de la magnitud de entrada.

En un acelerómetro indica cuál es la relación entre la señal eléctrica de salida y el valor de aceleración aplicado al sensor en su eje de actuación.

Idealmente, la sensibilidad es un parámetro constante a lo largo de todo el campo de medida de amplitud del acelerómetro. No obstante, en la práctica, la sensibilidad puede variar sutilmente a lo largo del campo de medida debido a las características técnicas del acelerómetro como la linealidad o la histéresis. Es importante la calibración de la sensibilidad a lo largo del campo de medida en amplitud para determinar cuál es su linealidad.

La sensibilidad del acelerómetro también puede variar según la frecuencia de la vibración o de la duración del impacto. Es por eso que el fabricante siempre debe reflejar la frecuencia a la que se ha extraído la sensibilidad en su certificado de calibración, y debe especificar el rango de frecuencias en el que se garantiza una determinada exactitud.

3.3.2 Ancho de banda del acelerómetro

El fabricante debe mostrar en sus especificaciones cuál es el ancho de banda de trabajo del acelerómetro, es decir, debe garantizar un intervalo de frecuencias en el que la sensibilidad no se alejará de la nominal en un porcentaje determinado. Este porcentaje suele ser de un $\pm 5\%$, aunque algunos fabricantes consideran una desviación máxima de $\pm 3\text{dB}$ como límites para el ancho de banda.

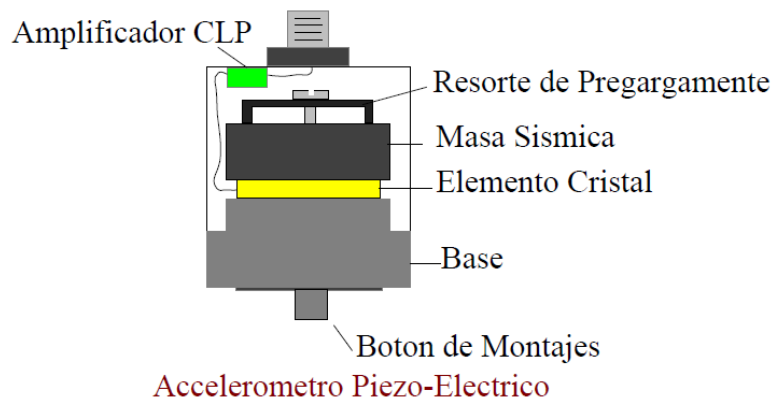
Al comportamiento de la sensibilidad del acelerómetro con respecto a la frecuencia de la magnitud de entrada se le llama Respuesta en frecuencia.

La respuesta en frecuencia no es únicamente importante cuando se utiliza el acelerómetro para estudiar vibraciones. También es importante para las medidas de impactos ya que determina el comportamiento del acelerómetro ante transitorios de distinta duración.

La calibración de la respuesta en frecuencia se suele llevar a cabo mediante aceleraciones que siguen un ritmo senoidal. Una vibración es una señal periódica que se puede descomponer en un conjunto de vibraciones senoidales a múltiples frecuencias, también llamados términos de *Fourier*. Dichas ondas senoidales a distintas frecuencias (armónicos) pueden estudiarse individualmente, tal y como se realiza durante la calibración de la respuesta en frecuencia.

3.3.3 El acelerómetro piezoeléctrico²⁰

Figura 26. Acelerómetro Piezoeléctrico



Fuente: www.dliengineering.com

Se puede considerar al acelerómetro piezoeléctrico como el transductor estándar para medición de vibración en máquinas.

Un acelerómetro es un sensor autogenerador que provee un voltaje de salida proporcional a la aceleración de la vibración. El funcionamiento de un acelerómetro se basa en la propiedad de los materiales piezoeléctricos de generar carga eléctrica cuando son sometidos a fuerzas de tensión o corte, generando una señal eléctrica cuyo voltaje entre las superficies del material piezoeléctrico es proporcional a la presión. Entre los principales materiales piezoeléctricos se encuentran: titanato de bario y cerámica policristalina.

El acelerómetro está constituido por una masa rígidamente unida a elementos piezoeléctricos. El acelerómetro se une al cuerpo o marco de la máquina o estructura mediante un tornillo. Cuando el sistema se mueve, la fuerza de inercia de la masa produce una tensión mecánica sobre el elemento piezoeléctrico,

²⁰ Información obtenida de <http://www.dliengineering.com/vibman/default.ftm>

produciendo así una carga eléctrica proporcional a la aceleración, ya que la masa permanece constante.

Los acelerómetros comerciales presentan normalmente un rango de sensibilidad de 1 a 10 mV/ (m/s^2) y linealidad hasta alrededor de 10 veces la gravedad estándar.

El rango de frecuencias depende de cada acelerómetro, pero normalmente el límite inferior puede estar por debajo de 1 Hz. Y el límite superior, comúnmente entre 20 y 30 KHz, dependiendo de la frecuencia de resonancia del sensor y del método de sujeción empleado.

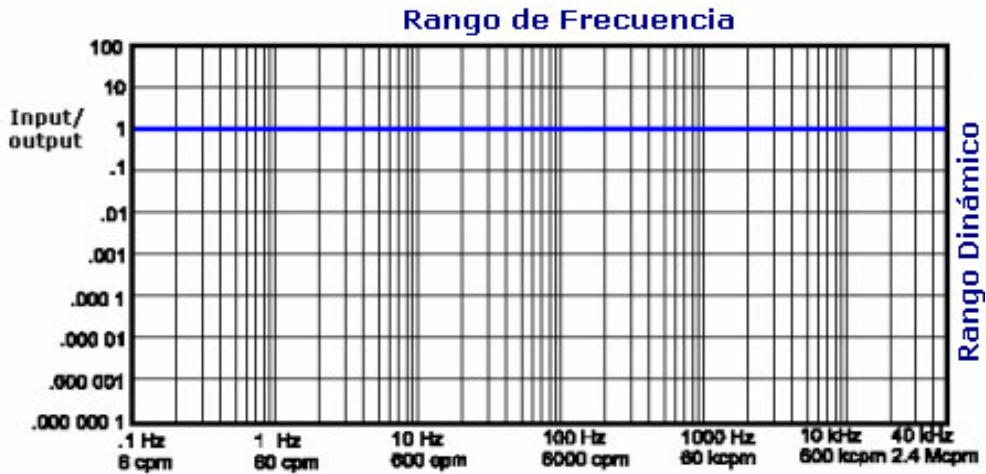
3.3.3.1 Respuesta de frecuencias del acelerómetro piezoeléctrico

La frecuencia de resonancia de un acelerómetro depende mucho de su montaje. El mejor tipo de montaje siempre es el montaje con tornillo, todo lo demás limitará el rango de frecuencia efectivo de la unidad.

Cuando se coloca un acelerómetro es importante que la ruta de vibración desde la fuente hacia el acelerómetro sea la más corta posible, especialmente si se está midiendo la vibración en rodamientos con elementos rodantes.

Representamos la respuesta de frecuencia por medio de una curva, representando la señal de entrada frente a la señal medida. Idealmente la curva sería plana.

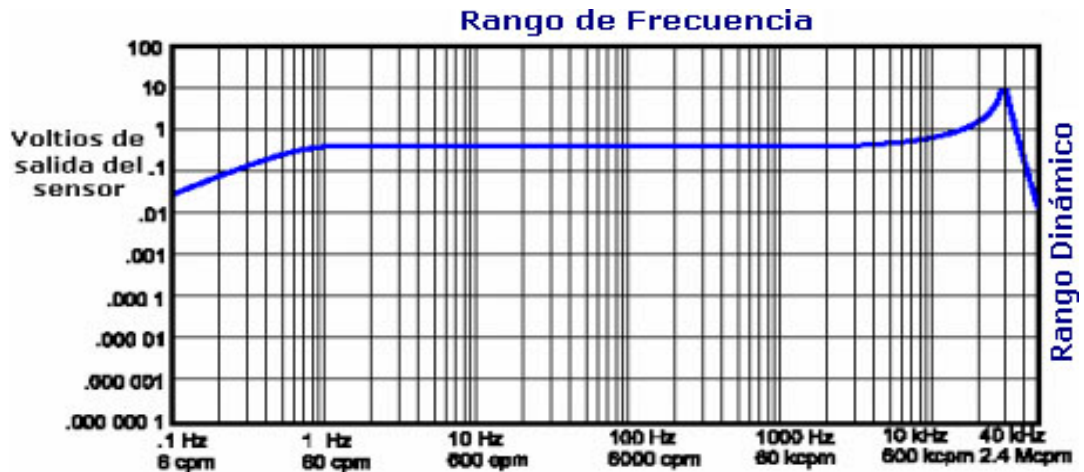
Figura 27. Grafica ideal de la respuesta de frecuencia de un acelerómetro



Fuente: www.skf.com

En la realidad hay un límite de baja frecuencia, una región lineal (útil), y una zona de resonancia del sensor a alta frecuencia, después de la cual la respuesta tiende a caer.

Figura 28. Grafica real de la respuesta de frecuencia de un acelerómetro



Fuente: www.skf.com

La sensibilidad es una medida de los niveles de tensión de salida que se obtiene en respuesta a un nivel fijo de vibración. Los acelerómetros expresan la sensibilidad en mV/g. Por ejemplo, si el acelerómetro tiene una sensibilidad de 100mV/g, y el nivel de vibración es de 1g y producirá 100 mV de tensión.

Figura 29. Acelerómetro Piezoeléctrico de alta sensibilidad Brüel & Kjaer 4513



Fuente: Hoja de datos sensor Brüel & Kjaer 4513

3.3.3.2 Acelerómetro Piezoeléctrico Brüel & Kjaer tipo 4513

El acelerómetro piezoeléctrico tipo 4513 registra una amplia gama de frecuencias, tiene una baja relación de ruido en la señal y se puede seleccionar la sensibilidad del sensor entre 1 a 50 mV/m*s⁻² (10 a 500 mV/g) lo que significa que los acelerómetros tipo 4513 cubren una amplia gama de aplicaciones de medición y pueden ser utilizados en una gran variedad de condiciones ambientales. El sensor usado tiene una sensibilidad 10 mV/g.

Los acelerómetros piezoeléctricos tipo 4513 tienen un conector 10 – 32 UNF, base aislada y son sellados herméticamente. Tienen una alta resolución, lo cual da una excelente relación señal/ruido.

Tabla 11 características principales del sensor piezoeléctrico Brüel & Kjaer 4513

Brüel & Kjaer 4513	Unidades	4513
CARACTERISTICAS DINAMICAS		
sensibilidad (@ 160 Hz)	mV/ms ⁻² (mV/g)	1+12/-8% (10±10%)
Rango de medición	ms ⁻² (g)	4900 (500)
Frecuencia de resonancia	KHz	32
Ancho de banda	Hz	1 a 10000
CARACTERISTICAS ELECTRICAS		
Impedancia de salida	Ω	20
DC de salida	V	12 ± 1
Fuente de alimentación	V	8 a 16
CARACTERISTICAS FISICAS		
Peso	Gram. (oz)	8.6 (0.3)
Material de la carcaza		Titanio
Conector		10 - 32 UNF

Fuente: Hoja de datos sensor Brüel & Kjaer 4513

En la tabla 11 se muestra las características principales del sensor piezoeléctrico Brüel & Kjaer.

3.3.3.3 Ubicación del acelerómetro piezoeléctrico²¹

El sensor primario es la principal fuente de error en una medición, ya que este es el vínculo entre lo que se desea medir y el instrumento de medición. Por ello, es de vital importancia lograr un montaje adecuado del acelerómetro.

En primera instancia, debe quedar bien claro que la máxima sensibilidad del acelerómetro estará dada en la vibración que lo excite en su dirección axial, lo que conduce a una sensibilidad del 100%, sin embargo, cuando se excita transversalmente, la sensibilidad es menor del 4% aproximadamente, dependiendo del fabricante.

²¹ TIMKEN. Bearing Tester User Gude. Estados Unidos de America. 2008

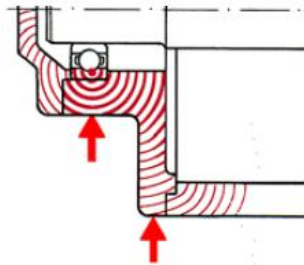
Por otro lado, es necesario tener en cuenta que la zona que mejor refleja las vibraciones de una maquina es aquella cercana a los apoyos de los elementos rotatorios, o en su defecto, aquellos puntos donde la vía de transmisión de las vibraciones sea la más directa.

Las señales de baja energía se vuelven débiles según se alejen y cuanto más rebotan dentro de una pieza de metal, además, las señales pierden fuerza cuando atraviesan de una pieza de metal a otra.

Recomendaciones para hacer una buena medición:

- ✚ El recorrido de la señal debe ser los más recto posible

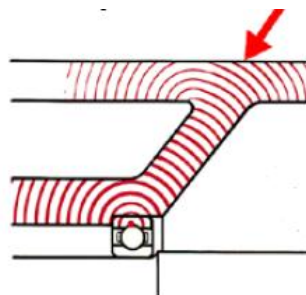
Figura 30. Recorrido de la señal recta



Fuente: Catalogo Bearing Tester de Timken

- ✚ El recorrido de la señal debe contener solamente una interfaz mecánica

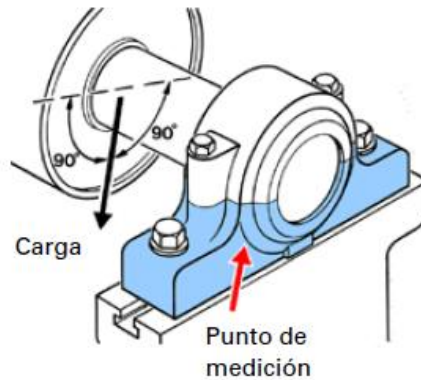
Figura 31. Recorrido de la señal en una sola interfaz mecánica



Fuente: Catalogo Bearing Tester de Timken

- ✚ El punto de medición debe estar situado dentro de la zona de carga

Figura 32. Punto de medición en la zona de carga



Fuente: catalogo Bearing Tester de Timken

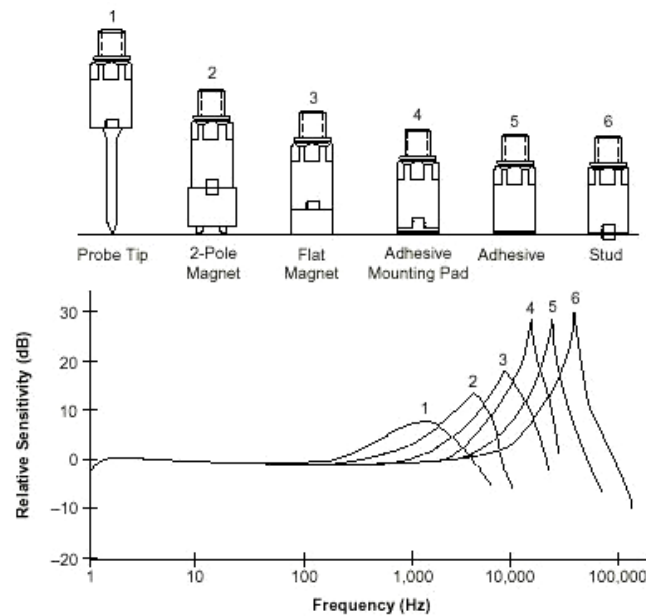
3.3.3.4 Fijación del acelerómetro piezoeléctrico

El acelerómetro piezoeléctrico puede ser fijado a la superficie donde se desea efectuar la medición con el auxilio de diferentes elementos, tales como: el perno de acero, la cera de abeja, el imán permanente y pegamentos.

En dependencia del elemento de fijación empleado se podrá contar con un mayor o menor aprovechamiento del rango de frecuencias del acelerómetro durante la medición.

En la figura N°33 se observa cómo se reduce el rango útil de un acelerómetro por la variación de la modalidad de sujeción del sensor.

Figura 33. Variación del rango de aplicación de un acelerómetro debido al sistema de sujeción



Fuente: Vibraciones mecánicas, Alfonso García Castro.

3.4 ACELERÓMETROS PIEZORESISTIVOS

Un sensor piezoresistivo es un transductor que transforma un estrés mecánico experimentado por el elemento sensor en una variación de su resistencia eléctrica.

Estos dispositivos basan su funcionamiento en la propiedad que tienen las resistencias eléctricas de cambiar su valor cuando el material se deforma mecánicamente. Ese cambio depende del tipo de material.

Los acelerómetros piezoresistivos usan una masa suspendida por cuatro semiconductores (también llamados strain gages). La masa es acelerada perpendicularmente a la superficie deformando de esta forma las galgas y cambiando así la resistencia en ellas de forma proporcional a la aceleración.

A continuación se muestra un cuadro comparativo entre los acelerómetros piezoeléctricos y los acelerómetros piezorresistivos, teniendo en cuenta las ventajas, desventajas y aplicaciones.

Tabla 12. Cuadro comparativo entre acelerómetros piezoeléctricos y piezorresistivos.

TECNOLOGIA	VENTAJAS	INCONVENIENTES	APLICACIONES
PIEZORRESISTIVOS	Económicos	Requieren acondicionador de extensometría	Ensayos de impacto
	Buena respuesta en frecuencia	Baja sensibilidad	Ensayos de vibraciones
	Poseen respuestas en DC	Alta sensibilidad a la temperatura	Medidas de inclinación
	Tamaño reducido y ligeros		
	Multitud de rangos disponibles		
PIEZOELECTRICOS	Mejor respuesta en frecuencia	No poseen respuesta en DC	Ensayos de impacto
	Poca sensibilidad a temperatura	Necesitan acondicionador de carga	Ensayo de vibraciones
	Permite rango de medida alto	Precio elevado	
	Gran linealidad y repetibilidad		

Fuente: Los autores

3.5 ACELERÓMETROS CON TECNOLOGÍA MEMS²²

Los sistemas Micro-electromecánicos o MEMS por sus siglas en inglés (MicroElectroMechanical Systems), tiene sus inicios a finales de la década de los 90 y se puede ver como un sistema en el cual se combinan diversos módulos de dispositivos integrados (Mecánicos, Eléctricos y electrónicos).

²² ATAPUMA, Francisco J. *Diseño y construcción de un prototipo usando un acelerómetro tridimensional para la determinación de movimientos en un vehículo*. [Trabajo de Grado]. Ecuador. (2009). Escuela Politécnica Nacional, Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

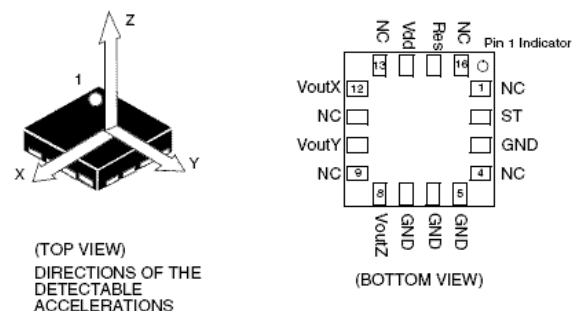
El proceso de fabricación de estos dispositivos se hace utilizando las mismas técnicas de elaboración de circuitos integrados (CI o IC por sus siglas en ingles) y sus dimensiones pueden variar de los micrómetros a los milímetros. Poseen la ventaja de tener todas las cualidades de los transductores convencionales con la versatilidad que les da su tamaño reducido, además de la capacidad de funcionar individual o colectivamente.

Los acelerómetros MEMS se encuentran entre los primeros productos de este tipo que fueron desarrollados. Mejorados con el transcurrir del tiempo en rendimiento, costo, capacidad de producción y confiabilidad han logrado abrirse un espacio en la industria especialmente en la automotriz, siendo esta la mayor incidencia en su evolución.

A diferencia de los acelerómetros piezoeléctricos, los dispositivos MEMS ofrecen una respuesta de carga estática real y pueden ser altamente precisos y sensibles. Las principales características de este tipo de dispositivos son: alta estabilidad, sensibilidad a baja temperatura, tensión de salida lineal, bajo consumo de energía, precios razonables además de su tamaño reducido y poco peso.

Actualmente en el mercado se dispone de gran variedad de fabricantes, rangos de aceleración, anchos de banda, encapsulados, etc., que se escogen de acuerdo a la aplicación, conveniencia o fin específico que se desee trabajar.

Figura 34. Acelerómetro con tecnología MEMS



Fuente: Hoja datos freescale MMA7260Q

3.5.1 Acelerómetro Tridimensional MMA7260Q²³

Es un dispositivo de bajo costo, que funciona con el principio capacitivo, cuenta con elementos de acondicionamiento de señales, filtros pasa bajos, la posibilidad de elegir la gravedad con la que va a estar funcionando, y otras características que lo hacen muy útil en el campo de la electrónica.

3.5.1.1 Características operacionales

En la tabla 11, se muestran las características operacionales del sensor MMA7260Q.

Tabla 13. Características operacionales

CARACTERISTICAS	SIMBOLO	MIN	NORMAL	MAX	UNIDAD
Rango de operación					
Voltaje de operación	Vdd	2.2	3.3	3.6	V
Corriente de operación	Idd		500	800	μA
Corriente de operación Sleep Mode	Idd		3.0	10	μA
Temperatura de operación	Ta	40		150	°C
A 0 Gravedad					
Xout	X		1.65		V
Yout	Y		1.66		V
Zout	Z		2.45		V

Fuente: Hoja datos freescale MMA7260Q

El dispositivo funciona de tal manera que al existir una variación de aceleración de los ejes del dispositivo aumenta o disminuye de acuerdo al movimiento del dispositivo.

3.5.1.2 Características de funcionamiento

Este acelerómetro cuenta con la facilidad de poder elegir la sensibilidad a la cual va a funcionar, puede ser 1.5g / 2g / 4g / 6g dependiendo de la aplicación.

²³ FREESCALE. Technical Data MMA7260Q. Estados Unidos de America. 2008

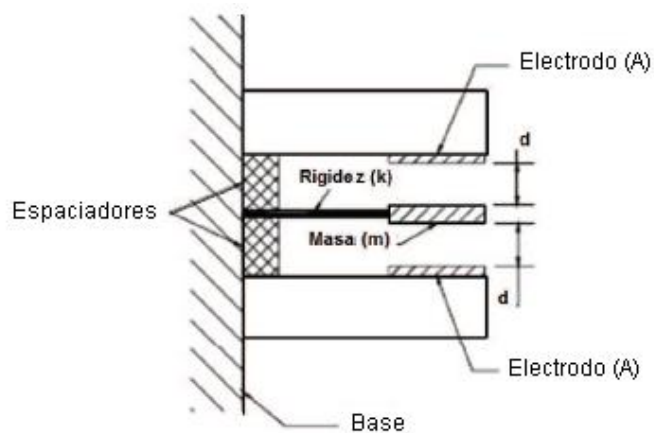
Cuenta con un bajo consumo de potencia, aproximadamente $500\mu\text{A}$. Con esto el tiempo de operación del dispositivo aumentara independientemente de que si tiene o no alimentación estable, el acelerómetro cuenta con un modo de espera (Sleep Mode), el cual le permite al dispositivo inhabilitarse automáticamente, y en este transcurso el consumo bajara a $3\mu\text{A}$.

El voltaje de polarización que necesita el chip es 2.2V mínimo y 3.6V máximo, para su correcto funcionamiento. La alta sensibilidad, el tamaño reducido, diseño robusto, la alta resistencia a los choques, hace a este dispositivo idóneo para la aplicación en cuestión.

3.5.1.3 Principio de funcionamiento

Los acelerómetros capacitivos operan con una técnica donde la capacitancia del elemento sensor interno cambia, en proporción a la aceleración aplicada.

Figura 35. Acelerómetro en su estado inicial

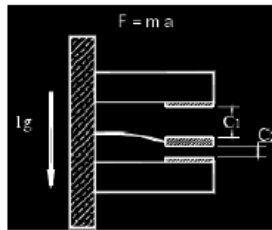


Fuente: Hoja datos freescale MMA7260Q

El sensor consta de dos placas conductoras paralelas, tipo electrodo con área de exposición (A) y una masa (m) suspendida por medio de un elemento con rigidez (k). Entre la masa y los electrodos existe una distancia base (d) simétrica, que se controla con precisión, por lo que el aire que existe en el hueco entre cada electrodo y la masa sísmica forma un “Capacitor mecánicamente variable”.

Cuando el elemento es sometido a una aceleración, debido a la segunda ley de Newton, se presenta una fuerza inercial, proporcional a la aceleración que sufre la masa.

Figura 36. Acelerómetro sometido a una aceleración de 1G



Fuente: Hoja datos freescale MMA7260Q

Esta fuerza hace que la masa se mueva cierta distancia cercana y lejana, respectivamente al electrodo inferior y al electrodo superior. Puesto que el elemento de soporte tiene una rigidez (k), la distancia de separación se expresa como:

$$x = \frac{F}{k} \quad \text{Ecuación 3.2}$$

El cambio en la distancia corresponde a los cambios en la capacitancia (C):

$$C_1 = \frac{AE}{d + x} \quad \text{Ecuación 3.3}$$

$$C_2 = \frac{AE}{d - x} \quad \text{Ecuación 3.4}$$

Dónde:

A: área del electrodo

ϵ : permisividad del aire (constante dieléctrica)

d: distancia entre la masa y el electrodo en la condición de 0g

x: desplazamiento de la masa

Estos acelerómetros incorporan circuitos micro – eléctricos, que usan puentes capacitivos para convertir el cambio de capacitancia a una señal de voltaje útil.

3.5.1.4 Selección de la gravedad

Para la selección de la gravedad se puede elegir entre cuatro sensibilidades diferentes, que se encuentran presentes en el dispositivo. El dispositivo interno permite funcionar con 1.5g / 2g / 4g / 6g /. La sensibilidad se puede cambiar en cualquier momento durante la operación del dispositivo. En la tabla 14 se muestran los rangos de sensibilidad.

Tabla 14. Selección de gravedad

G-SELECT 1	G-SELECT 2	G-RANGO	SENSIBILIDAD
0	0	1.5G	800mV/g
0	1	2g	600mV/g
1	0	4g	300mV/g
1	1	6g	200mV/g

Fuente: Hoja datos freescale MMA7260Q

Las salidas del sensor tienen un voltaje estable, al comenzar su funcionamiento aproximadamente la mitad del voltaje de polarización, de sufrir aceleración, se presenta un cambio de voltaje. De esta manera se calcula la aceleración ocurrida.

3.5.2 Sensor ADXL 203²⁴

El sensor ADXL203 es un sistema completo de medición de aceleración en un circuito integrado monolítico, el cual es un acelerómetro de tres ejes. Es un sensor de poli-silicio de superficie micro-maquinada y circuitos de acondicionamiento de señal para poner en práctica una medida de aceleración de arquitectura de lazo abierto. Las señales de salida son voltajes análogos proporcionales a la aceleración. El sensor ADXL203 es capaz de medir aceleraciones positivas y negativas de por lo menos ± 1.7 g. El acelerómetro puede medir fuerzas de aceleración estáticas como la gravedad, lo que permite ser utilizado como un sensor de inclinación o inclinómetro.

El sensor tiene una estructura de poli-silicio y superficie micro maquinada construida en la parte superior de la placa de silicio. Resortes de poli-silicio suspenden la estructura sobre la superficie de la placa y esto proporciona una resistencia contra las fuerzas de aceleración. La desviación de la estructura es medida utilizando un capacitor diferencial que consiste en placas fijas independientes y placas unidas a la masa de movimiento. Las placas fijas son conducidas 180° fuera de fase de la onda cuadrada. La salida del demodulador es amplificada y llevada fuera del chip a través de una resistencia de 32 K Ω . En este punto, se puede configurar el ancho de banda de la señal del dispositivo mediante la adición de un condensador. Este filtro mejora la resolución de la medida y ayuda a prevenir el aliasing.

²⁴ ANALOG DEVICES. Technical Data ADXL 203. Estados Unidos de America. 2010

4 PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

El procesado digital de señales se ocupa de la representación, transformación y manipulación de señales discretas desde el punto de vista de la información que contienen. El concepto de señales discretas será definido más adelante.

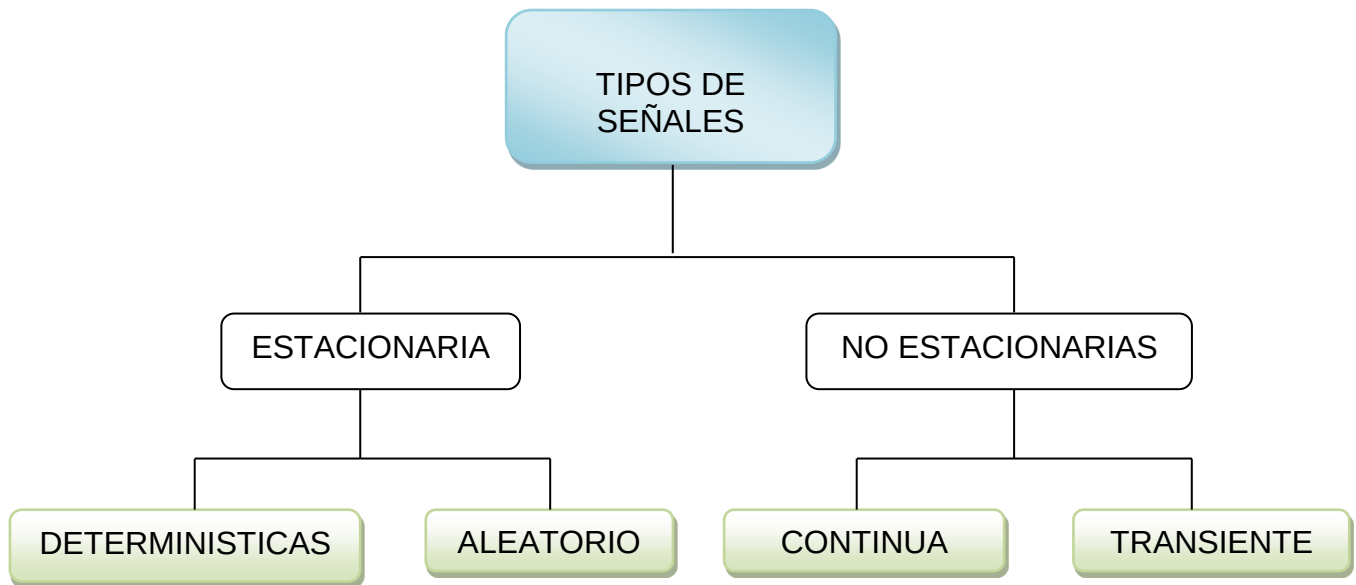
4.1 SEÑALES

Una señal es una magnitud física de interés que habitualmente es una función del tiempo.

En el procesamiento digital de señales muchas de las señales proceden del mundo real, como por ejemplo: vibración, sonido, temperatura, luz, etc. Para utilizar estas señales se necesita usar transductores o sensores, que son dispositivos que permiten la transformación de una magnitud física en una magnitud eléctrica.

La gran mayoría de las señales de interés son señales analógicas, las cuales en cualquier instante de tiempo pueden tomar cualquier valor de amplitud entre unos niveles determinados. El procesamiento digital de señales no puede trabajar directamente con estas señales por lo que es necesario hacer una conversión de las mismas. Para realizar esta tarea es necesario realizar un proceso de muestreo y cuantificación, con lo cual obtenemos una secuencia de números que representan, aproximadamente, la señal original.

Figura 37. Clasificación de las principales formas de señal



Fuente: Los autores

4.1.1 Señales estacionarias

Los primeros grupos de todas las señales, son los grupos de las señales estacionarias y no estacionarias. Las señales estacionarias son constantes en sus parámetros estadísticos sobre el tiempo.

Si se observa una señal estacionaria, durante unos instantes y después de vuelve a observar una hora después, esencialmente se verá igual, eso es, su amplitud y su desviación estándar serían casi lo mismo. La maquinaria rotativa produce señales de vibración estacionarias, y estas señales se dividen en señales aleatorias y señales determinísticas.

4.1.1.1 Señales aleatorias

Siendo continuas y estacionarias, están compuestas por infinitas sinusoides por lo que producen un espectro continuo, o sea, poseen una distribución continua en frecuencias dentro de la banda de filtrado.

Estas señales son impredecibles en cuanto a su frecuencia y a su amplitud, pero tienen características uniformes en el tiempo.

Unos ejemplos de señales aleatorias son lluvia cayendo en un techo, ruido de un motor, turbulencia en los patrones de flujo de una bomba y la cavitación.

4.1.1.2 Señales determinísticas

Son unas señales especiales las cuales tienen un contenido de frecuencia constante por un largo periodo de tiempo.

Este tipo de señales son generadas por maquinas rotativas, instrumentos musicales, y generadores de funciones eléctricas. Y se pueden dividir en señales periódicas y casi periódicas.

Las señales periódicas tienen formas de ondas con un patrón que se repite a igual distancia en el tiempo. Las señales casi periódicas tienen formas de onda con repetición variable en el tiempo, pero que parece ser periódica al ojo del observador.

A veces la maquinaria rotativa produce señales casi periódicas, y especialmente el equipo accionado por bandas.

4.1.2 Señales no estacionarias

4.1.2.1 Señales no estacionarias continuas

Son señales producidas por la vibración que genera por ejemplo una perforadora manual, y el sonido de fuegos artificiales.

4.1.2.2 Señales transientes

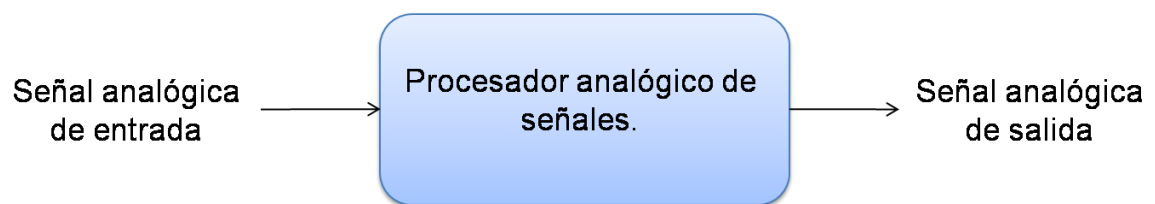
Se definen como señales que empiezan y terminan en el nivel cero y duran una cantidad de tiempo finito, y se hace evidente que su contenido energético es finito. Por esto, este tipo de señales no puede ser caracterizado en términos de potencia debido a que esta depende de la longitud del registro. Este tipo de señales posee un espectro continuo por lo que, la energía transmitida a través del filtro, debe ser normalizada con respecto al ancho de banda de este.

Algunos ejemplos de señales transientes son el golpe de un martillo, el ruido de un avión que pasa, o la vibración que produce una maquina cuando arranca o deja de funcionar.

4.2 ELEMENTOS BÁSICOS DE UN SISTEMA DE PROCESADO DIGITAL DE SEÑALES

El procesamiento digital de señales proporciona un método alternativo para procesar señales analógicas. El procesamiento analógico de señales es el que se muestra en la figura.

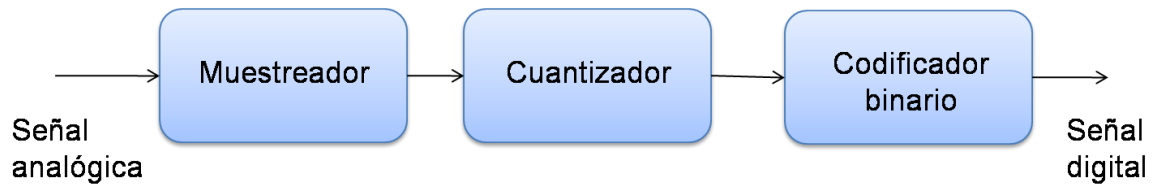
Figura 38. Diagrama de procesamiento de una señal analógica



Fuente: Los autores

Para Realizar el procesamiento digitalmente, se necesita un interfaz entre la señal analógica y el procesador digital. Este interfaz se denomina conversor Analógico-Digital(A/D). La salida del conversor A/D es una señal adecuada como entrada al procesador digital.

Figura 39. Convertidor Analógico-Digital



Fuente: Los autores

La información de una señal que será transformada de analógica a digital puede perderse por 2 tipos de formas comunes:

- Como el muestreo solo guarda la amplitud de la señal en un instante en el tiempo. Los cambios que ocurran en la señal entre dos instantes de muestreo no son registrados (aliasing).
- La representación tomada para la amplitud de la señal debe ser ajustada dependiendo del número de bits asignados para representar dada muestra.

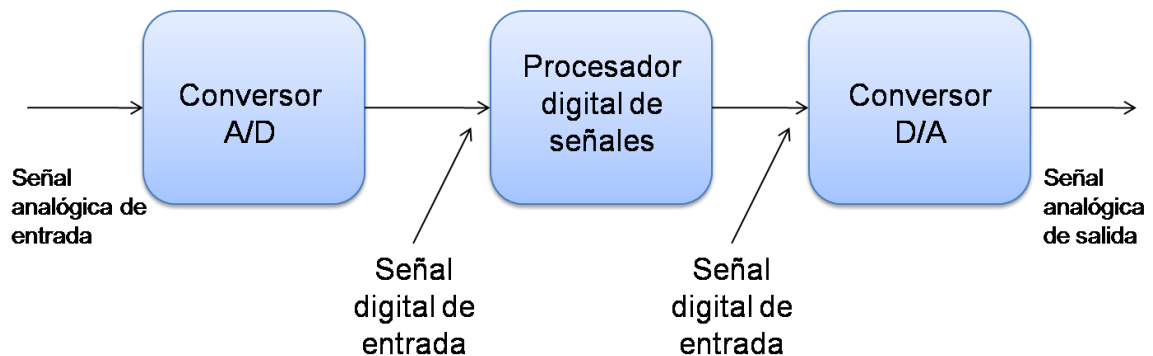
A estos efectos se les conoce como **errores de cuantización**.

El procesador digital de señales (DSP) puede ser un gran ordenador digital programable o un pequeño microprocesador programado para realizar las operaciones necesarias sobre la señal de entrada. También puede ser un procesador digital cableado configurado para efectuar un conjunto de operaciones sobre la señal de entrada. Las máquinas programables proporcionan la flexibilidad de cambiar las operaciones de procesamiento de señales mediante un cambio de software. En consecuencia, los DSP's programables son de uso muy frecuente.

Por otro lado, cuando las operaciones de procesamiento de señales están bien definidas, se puede optimizar la implementación cableada de las operaciones, resultando un procesador más barato y, habitualmente, más rápido que su equivalente programable.

En aplicaciones donde la salida digital del DSP se ha de entregar en forma analógica, como en comunicaciones digitales, debemos proporcionar otra interfaz desde el dominio digital al analógico. Tal interfaz se denomina conversor Digital-Analógico (D/A). De este modo la señal se entrega al usuario en forma analógica, como se ilustra en la figura.

Figura 40. Diagrama de bloques de un sistema digital de procesamiento de señales.



Fuente: Los autores

Puede darse el caso en aplicaciones prácticas en donde no se requiere el conversor D/A para el análisis de la señal por ejemplo, en el procesamiento digital de señales radar, la información extraída de la señal radar, como la posición de la nave y su velocidad, se pueden imprimir directamente sobre el papel.

4.3 VENTAJAS DEL PROCESADO DIGITAL DE SEÑALES FRENTE AL ANALÓGICO

Un sistema digital programable permite flexibilidad a la hora de configurar las operaciones de procesamiento digital de señales sin más que cambiar el programa. La reconfiguración de un sistema analógico implica habitualmente en el rediseño del hardware, seguido de la comprobación y verificación para ver que opera correctamente.

Las tolerancias en los componentes en los circuitos analógicos hacen que para el diseñador del sistema sea extremadamente difícil controlar la precisión de un sistema analógico de señales. En cambio, en un sistema digital permite un mejor control en los requisitos de precisión.

Las señales digitales se almacenan en soporte magnético (cinta o disco) sin deterioro o pérdida en la fidelidad de la señal, aparte de la introducida en la conversión A/D. Como consecuencia, las señales se hacen transportables y pueden procesarse en tiempo no real en un laboratorio remoto.

En el procesamiento de señal analógico es difícil realizar operaciones matemáticas precisas mientras que en el digital esta es una operación rutinaria.

En algunos casos, la implementación digital del sistema de procesamiento de señales es más barato que su equivalente analógico. El menor costo se debe a que el hardware digital es más barato o, quizás, es resultado de la flexibilidad ante modificaciones que permiten la implementación digital.

4.4 DIGITALIZACION DE SEÑALES

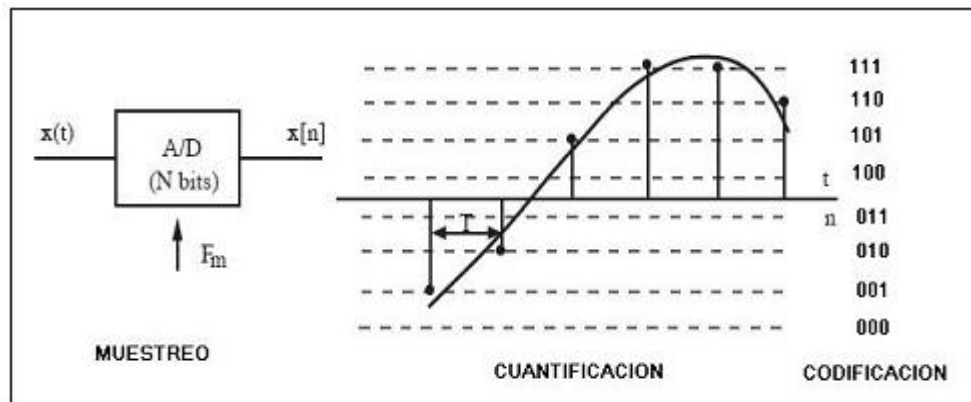
4.4.1 Convertidor ADC

Las señales son las ondas que permiten la comunicación de un punto a otro, las señales eléctricas pueden ser continuas (analógicas) o discretas (digitales).

Los instrumentos de campo se comunican por lo general mediante señales analógicas, mientras que la computadora y demás dispositivos electrónicos trabajan con señales digitales. Por tanto el paso de un tipo a otro tipo implica una conversión.

Un convertidor Analógico/Digital es un dispositivo que presenta en su salida una señal digital (binaria) a partir de una señal analógica de entrada, (normalmente de tensión) realizando las funciones de muestreo, cuantificación y codificación.

Figura 41. Proceso de muestreo, cuantificación y codificación de una señal analógica



Fuente: Publicación, Dr. Palomiro Evelio (1997), Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba

En la etapa de muestreo, el convertidor toma muestras de la entrada a un ritmo regular dado por la frecuencia de muestreo F_s o, lo que es equivalente a tomar una muestra en un tiempo

$$T = \frac{1}{F_s} \quad \text{Ecuación 4.1}$$

Según la Condición de Nyquist, la frecuencia de muestreo mínima debe ser de dos veces la frecuencia de la onda analógica que se quiere discretizar.

La cuantificación implica la división del rango continuo de entrada en una serie de pasos ($2N$) donde N es el número de bits, de modo que para infinitos valores de la entrada la salida sólo puede presentar una serie determinada de valores. Por tanto la cuantificación implica una pérdida de información a menor cantidad de bits.

La codificación es el paso por el cual la señal digital se ofrece según un determinado código binario, de modo que las etapas posteriores al convertidor puedan leer estos datos adecuadamente.

4.4.2 Convertidor DAC

Un convertidor Digital/Analógico es un dispositivo que emite una señal analógica a partir de una señal de entrada digital. Esto lo logra mediante el proceso inverso al convertidor DAC.

4.4.3 Filtros

Los filtros electrónicos son de suma importancia, porque son utilizados con frecuencia en los sistemas electrónicos; ya que estos tienen como función manipular y modificar el espectro de frecuencia de la señal de entrada para obtener en la salida la función que se requiera aplicar a los diferentes sistemas.

La señal proveniente del integrador o directamente del acelerómetro, según el caso, está compuesta, en general, por numerosas armónicas, siendo de sumo interés para el especialista la separación de estas armónicas con vistas a la identificación de problemas en la maquinaria industrial. Esta operación constituye, generalmente, una responsabilidad de los filtros, que atendiendo a los objetos de su empleo podrán tener diferentes características dinámicas.

Según la norma ISO 2041 el filtro es un dispositivo para la descomposición de las oscilaciones en base a sus frecuencias componentes.

Este introduce una atenuación relativamente baja para oscilaciones contenidas en una o más bandas de frecuencias e introduce una atenuación relativamente alta sobre las oscilaciones contenidas en otras bandas de frecuencia.

4.4.3.1 Funciones de un filtro

- Separar componentes que se encuentren mezclados en el espectro.
- Ser capaz de rechazar los componentes indeseables del espectro.
- Tener la capacidad de dar como resultado únicamente los componentes deseados.

Dentro del campo del procesamiento digital de señales, el concepto de filtro digital es todo aquel procedimiento que permite la transformación de los datos digitalizados en otros datos empleando un algoritmo. En este caso nos vamos a referir al filtro digital como aquel sistema lineal e invariante en el tiempo: que permite el paso de los componentes de la señal existentes en un determinado intervalo de frecuencias, y elimina las demás.

El comportamiento de un filtro se representa matemáticamente mediante su función o característica de transferencia, expresada directamente en notación fasorial o utilizando la transformada de Laplace.

$$H(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \bigg|_{s=j\omega} = |H(j\omega)| \angle \phi(\omega) \quad \text{Ecuación 4.2}$$

4.4.3.2 Tipos de filtros

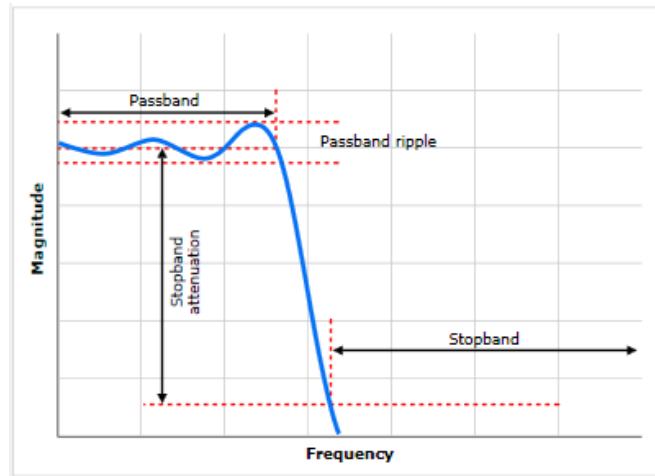
De acuerdo a sus componentes constitutivos, naturaleza de las señales que tratan, respuesta en frecuencia y método de diseño, los filtros se clasifican en los distintos grupos.

Según respuesta frecuencia

- **Filtro paso bajo**

En la figura 42 se puede apreciar la gráfica de respuesta de un filtro pasobajo.

Figura 42. Filtro paso bajo

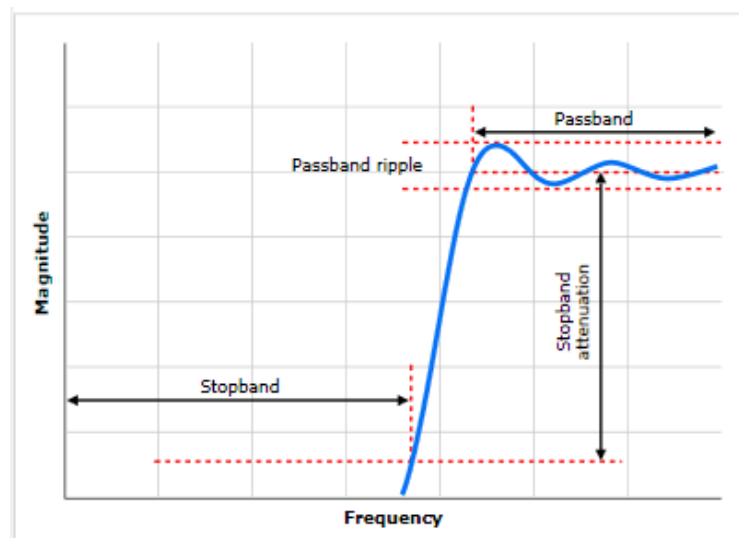


Fuente: Software de TI, FilterPro

Es un sistema que solo deja pasar a través de él, armónicas de baja frecuencia, atenuando las de alta frecuencia, permitiendo el paso de todas las señales con frecuencias menores que ω_c e impide el paso de todas las señales con frecuencias superiores a ω_c . Donde ω_c es la frecuencia de corte.

- **Filtro paso alto**

Figura 43. Filtro Paso Alto



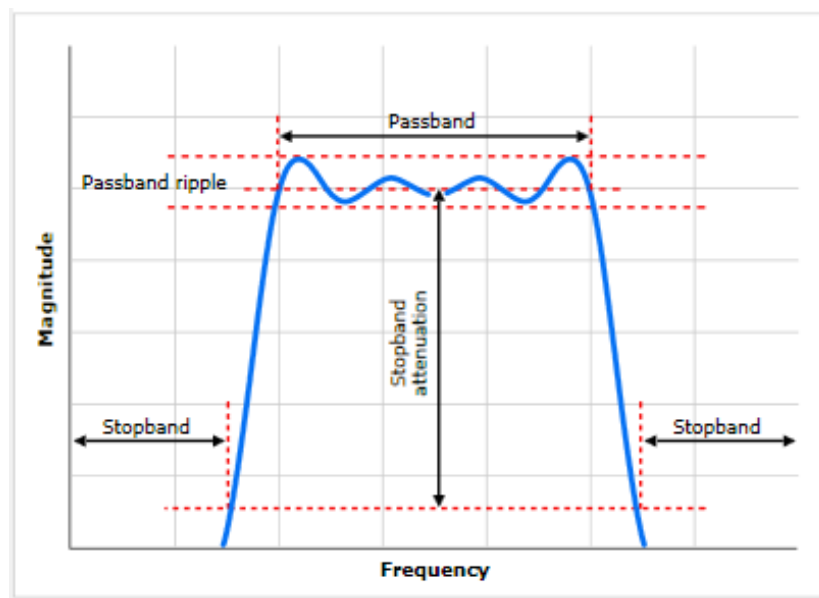
Fuente: Software de TI, FilterPro

En la gráfica 43 se observa la respuesta de un filtro paso alto.

Es un sistema que solo deja pasar armónicas de alta frecuencia, atenuando las de baja frecuencia, permitiendo el paso de todas las señales con frecuencias mayores que ω_c e impide el paso de todas las señales con frecuencias inferiores a ω_c .

- **Filtro pasa banda**

Figura 44. Filtro Pasa Banda



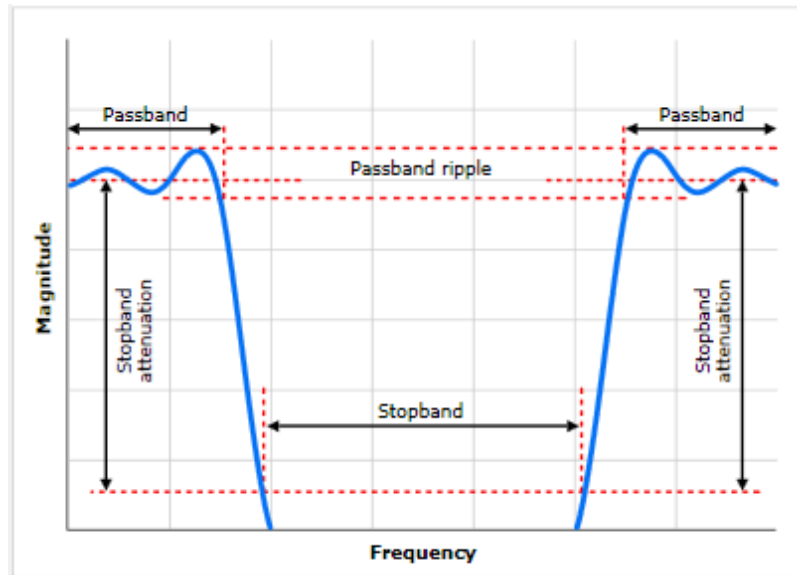
Fuente: Software de TI. FilterPro

Con la combinación adecuada de un filtro paso alto y uno paso bajo, se puede obtener un filtro que solo deje pasar armónicas comprendidas en una banda de frecuencias determinada, permitiendo el paso de todas las señales con frecuencias entre ω_1 y ω_2 e impide el paso de todas las señales distintas.

En la figura 44 se muestra una gráfica característica de un filtro con respuesta pasa banda.

- **Banda eliminada**

Figura 45. Filtro Banda eliminada



Fuente: Software de TI. FilterPro

En la figura 45 se muestra una gráfica de la respuesta de un filtro banda eliminada que impide el paso de todas las señales con frecuencias entre ω_1 y ω_2 y permite el paso de todas las señales con frecuencias distintas. Donde ω_1 y ω_2 son las frecuencias de corte.

- **Filtros pasivos**

Están formados exclusivamente por elementos pasivos.

El módulo de la función de transferencia es normalmente inferior a la mitad.

Si se conecta una carga a la salida del filtro, el módulo de la función de transferencia es siempre inferior a la unidad.

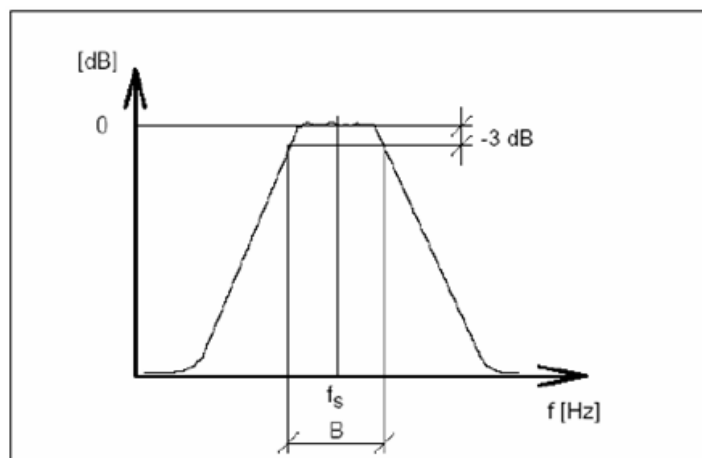
- **Filtros activos**

Contienen elementos activos (dispositivos tipo transistor) en su interior, con lo que el módulo de la función de transferencia, independientemente de que haya o no una carga conectada a la salida, puede ser superior a la unidad.

- **Filtro selectivo**

Este tipo de filtro solo deja pasar armónicas, de una frecuencia determinada. Esta sintonización de la frecuencia que se desea dejar pasar es casi imposible que se efectuara en forma perfecta o sea, que solo se deje pasar la armónica a esa frecuencia. Esto quiere decir que, conjuntamente con la componente de frecuencia que se desea dejar pasar, se escaparan otras adicionales, todo lo cual depende del ancho de banda del filtro. En la figura, se observa el comportamiento dinámico de un filtro selectivo el cual será mejor, en la medida en que el ancho de banda sea menor y la pendiente sea mayor. El ancho de banda B se define generalmente como el ancho de banda cuando la ganancia es 3 dB menor que la ganancia del filtro.

Figura 46. Ancho de banda de un filtro digital



Fuente: Publicación, Dr. Palomiro Evelio (1997), Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba.

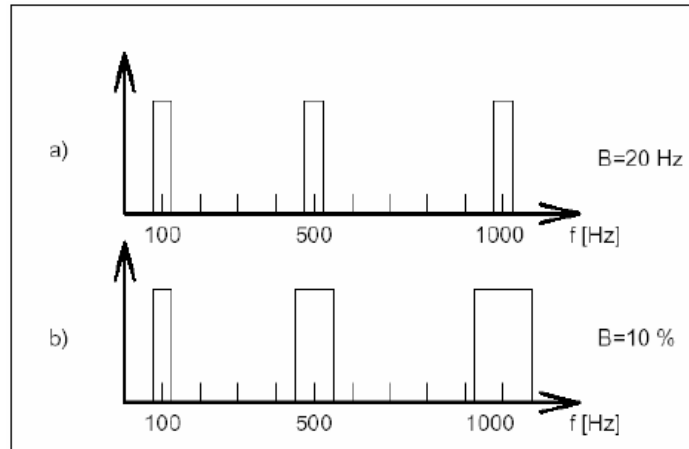
- **Ancho de banda constante**

Cuando el ancho de banda del filtro es un valor constante, o sea, no depende de la frecuencia a la cual se esté filtrando, se dice que el filtro es de ancho de banda constante.

- **Ancho de banda proporcional**

Este tipo de filtro tiene un ancho de banda variable, o sea, es proporcional a la frecuencia del armónico que se desea filtrar. Dentro de este tipo de filtro, se distinguen los filtros de 1/1 octava, de 1/3 octava, etc.

Figura 47. Ancho de banda proporcional y constante



Fuente: Publicación, Dr. Palomiro Evelio (1997), Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba.

4.4.4 Frecuencia de corte

$$\omega = \omega_c \Rightarrow H j\omega_c = \frac{H j\omega_{max}}{2} \quad \text{Ecuación 4.3}$$

Para $\omega = \omega_c$, la potencia media entregada a una carga conectada a la salida de un filtro excitado por una señal sinusoidal es la mitad de la máxima potencia media que puede entregarse a dicha carga.

4.4.5 Función de transferencia

Con independencia de la realización concreta del filtro (analógico, digital o mecánico) la forma de comportarse de un filtro se describe por su función de transferencia. Ésta determina la forma en que la señal aplicada cambia en

amplitud y en fase al atravesar el filtro. La función de transferencia elegida tipifica el filtro. Algunos filtros habituales son:

- Filtro de Butterworth, con una banda de paso suave y un corte agudo
- Filtro de Chebyshev, con un corte agudo pero con una banda de paso con ondulaciones
- Filtros elípticos o filtro de Cauer, que consiguen una zona de transición más abrupta que los anteriores a costa de oscilaciones en todas sus bandas
- Filtro de Bessel, que, en el caso de ser analógico, aseguran una variación de fase constante

Se puede llegar a expresar matemáticamente la función de transferencia en forma de fracción mediante las transformaciones en frecuencia adecuadas. Se dice que los valores que hacen nulo el numerador son los ceros y los que hacen nulo el denominador son polos.

$$H(f) = \frac{\text{numerador } f}{\text{denominador } f} \quad \text{Ecuación 4.4}$$

El número de polos y ceros indica el orden del filtro y su valor determina las características del filtro, como su respuesta en frecuencia y su estabilidad.

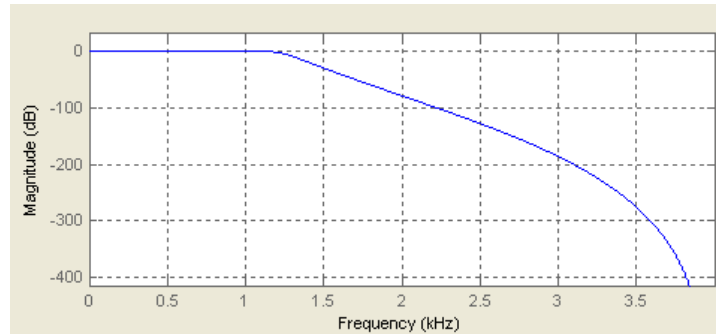
4.4.6 Filtro Butterworth

El filtro de Butterworth es uno de los filtros electrónicos más básicos, diseñado para producir la respuesta más plana que sea posible hasta la frecuencia de corte. En otras palabras, la salida se mantiene constante casi hasta la frecuencia de corte, luego disminuye a razón de $20n$ dB por década (o $\sim 6n$ dB por octava), donde n es el número de polos del filtro. Como se puede observar en la figura 48.

El filtro Butterworth es el único filtro que mantiene su forma para órdenes mayores (solo con una caída de más pendiente a partir de la frecuencia de corte).

Este tipo de filtros necesita un mayor orden para los mismos requerimientos en comparación con otros, como los de Chebyshev o el elíptico.

Figura 48. Respuesta del filtro Butterworth



Fuente: Toolbox de MATLAB, FDATool

4.4.6.1 Filtro Chebyshev

Los filtros de Chebyshev son un tipo de filtro electrónico, puede ser tanto analógico como digital.

Con los filtros de Chebyshev sé que consigue una caída de la respuesta en frecuencia más pronunciada en frecuencias bajas debido a que permiten más rizado que otros filtros en alguna de sus bandas. Se conocen dos tipos de filtros de Chebyshev los cuales son:

🚦 Filtros de Chebyshev de tipo I

Son filtros que únicamente tienen polos, presentan un rizado constante en la banda pasante y presentan una caída monótona en la banda no pasante.

La respuesta en frecuencia es:

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_N^2\left(\frac{\Omega}{\Omega_C}\right)} \text{ para } 0 \leq \epsilon \leq 1 \quad \text{Ecuación 4.5}$$

Dónde:

N = orden del filtro

Ω_c = Frecuencia de corte

Ω = Frecuencia analógica compleja ($\Omega = j\omega$)

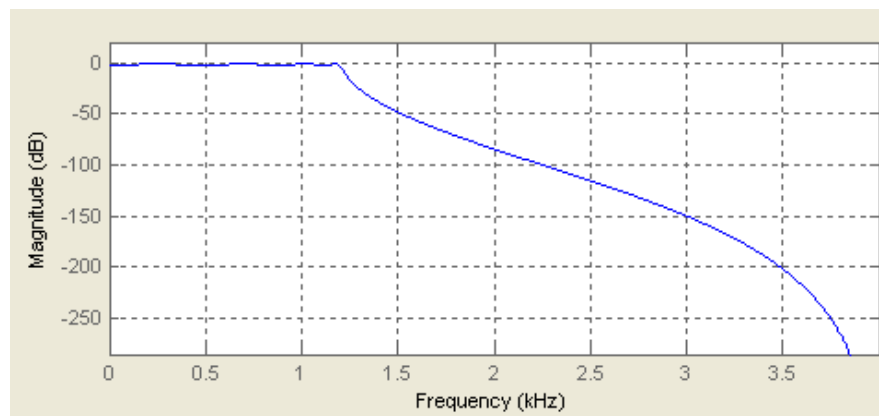
$T_N x$ = Polinomio de Chebyshev de orden N

El polinomio de Chebyshev de orden N se define como:

$$T_{N+1} = 2 * x * T_N x - T_{N-1} x \text{ con } T_0 x = 1 \text{ y } T_1 x = x \quad \text{Ecuación 4.6}$$

En estos filtros la frecuencia de corte no depende de N y el módulo de su respuesta en frecuencia oscila (rizado) entre 1 y $\frac{1}{1+\epsilon^2}$.

Figura 49. Respuesta del filtro Chebyshev tipo I.



Fuente: Toolbox de MATLAB, FDATool

Filtros de Chebyshev de tipo II

Estos filtros a diferencia de los Chebyshev de tipo I presentan ceros y polos, su rizado es constante en la banda no pasante y además presentan una caída monotónica en la banda pasante.

Su respuesta en frecuencia es:

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \frac{T_N^2(\Omega/\Omega_c)}{T_N^2(\Omega_s/\Omega_c)}} \quad \text{para } 0 \leq \epsilon \leq 1 \quad \text{Ecuación 4.7}$$

Dónde:

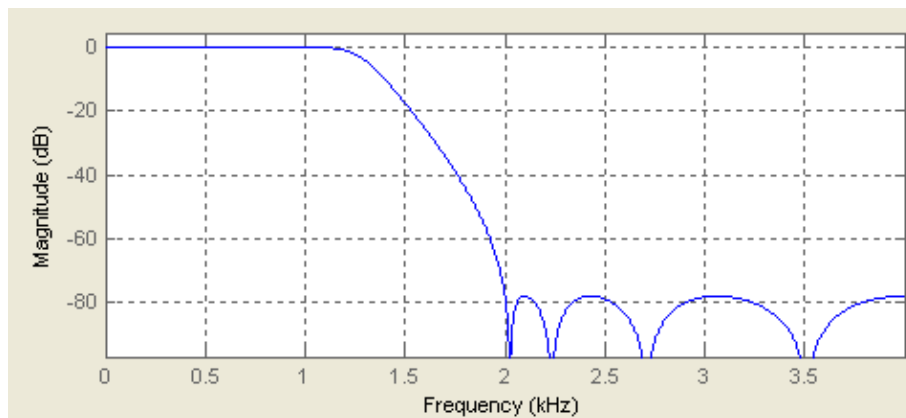
N = orden del filtro

Ω_c = Frecuencia de corte

Ω = Frecuencia analógica compleja ($\Omega = j\omega$)

ω_s = Frecuencia de muestreo

Figura 50. Respuesta del filtro Chebyshev tipo II.



Fuente: Toolbox de MATLAB, FDATool

4.4.6.2 Filtro de Cauer (Elíptico)

Un filtro elíptico o filtro de Cauer es un tipo de filtro eléctrico. Están diseñados de manera que consiguen estrechar la zona de transición entre bandas y, además, acotando el rizado en esas bandas. La diferencia con el filtro de Chebyshev es que este sólo lo hace en una de las bandas.

Estos filtros suelen ser más eficientes debido a que al minimizar la zona de transición, ante unas mismas restricciones consiguen un menor orden.

Por el contrario son los que presentan una fase menos lineal.

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 R_N^2(\Omega/\Omega_C)}, \text{ para } 0 \leq \epsilon \leq 1 \quad \text{Ecuación 4.8}$$

Dónde:

N = Orden del filtro

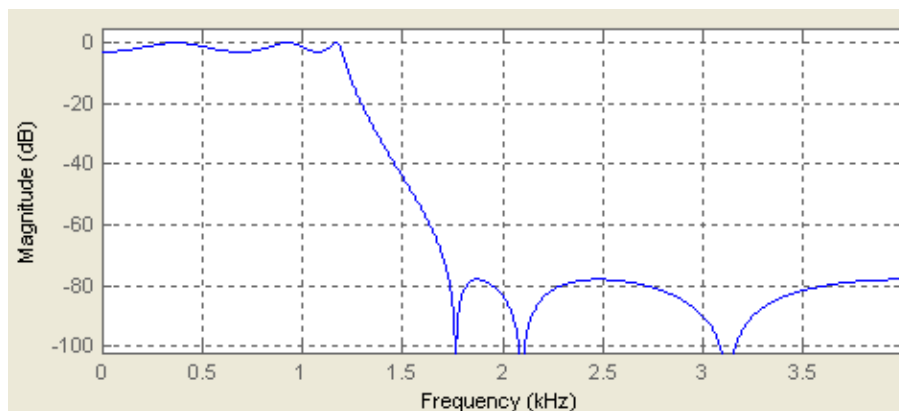
Ω_C = Frecuencia de corte

Ω = Frecuencia analógica compleja ($\Omega = j\omega$)

$R_N(x)$ = Función jacobiana elíptica de orden N , de primera clase

$$R_N(x) = \int_0^x \frac{1}{1 - x^2 \sin^2 \theta} d\theta \quad \text{Ecuación 4.9}$$

Figura 51. Respuesta del filtro de Cauer (Elíptico).



Fuente: Toolbox de MATLAB, FDATool

4.4.6.3 Filtro de Bessel

Los filtros de Bessel son un tipo de filtro electrónico. Son usados frecuentemente en aplicaciones de audio debido a su linealidad.

Son filtros que únicamente tienen polos. Están diseñados para tener una fase lineal en las bandas pasantes, por lo que no distorsionan las señales; por el contrario tienen una mayor zona de transición entre las bandas pasantes y no pasantes. Cuando estos filtros se transforman a digital pierden su propiedad de fase lineal.

Su respuesta en frecuencia es:

$$H_s = \frac{1}{\sum_{k=0}^N a_k s^k} \quad \text{Ecuación 4.10}$$

Dónde:

N = Orden del filtro

El denominador es un polinomio de Bessel, cuyos coeficientes son:

$$a_k = \frac{(2N-k)!}{2^{N-k} k! (N-k)!}, \text{ con } k = 0, 1, 2, \dots, N \quad \text{Ecuación 4.11}$$

4.4.7 Procedimientos de diseño de filtros

1. Seleccionar el tipo de filtro

- Paso bajo
- Paso alto
- Paso banda
- Banda eliminada

2. Seleccionar el tipo de respuesta

- Butterworth
- Chebyshev
- Cauer (Elíptico)
- Bessel

3. Especificar las características del filtro

- Frecuencia de corte
- Frecuencias límites
- Frecuencia central
- Atenuación máxima en la banda de paso
- Atenuación mínima fuera de la banda de paso
- Atenuación a una frecuencia dada de la banda de paso

4. Diseño de un filtro paso bajo normalizado

- Cálculo del número de secciones que constituyen el filtro
- Cálculo de los elementos pasivos de cada sección.

5. Escalado

- Escalado del prototipo de filtro paso bajo normalizado. (transformar cada elemento del prototipo en los elementos pasivos necesarios para tener el filtro deseado).

5 TRATAMIENTO Y ANALISIS DE SEÑALES

5.1 LA FRECUENCIA DE NYQUIST Y EL ALIASING

El procesamiento digital de una señal solo es posible aplicarlo si se dispone de un número finito de muestras discretas y digitalizadas de la señal en el tiempo. Entonces al suponer, que se dispone de una señal en el tiempo limitada por un intervalo entre “0 y T”. La transformada rápida de Fourier de este segmento se expresará como sigue:

$$Y(f) = \int_0^T y(t) e^{-j\pi f t} dt \quad \text{Ecuación 5.1}$$

El segmento $y(t)$ está limitado entre 0 y T y también su transformada de Fourier está limitada entre “-F” y “F”. En la práctica, el segmento muestreado es de longitud finita y el espectro se puede limitar empleando un filtro pasa-bajo.

5.1.1 Teorema de Nyquist-Shannon (teorema del muestreo)

Hablamos de muestreo periódico de una señal analógica cuando tomamos mediciones de la misma a intervalos iguales. Se adquiere una señal, el conversor A/D estará digitalizando la señal a una cierta frecuencia tal como, denominada *frecuencia de muestreo*.

Es evidente que si la frecuencia de muestreo es muy baja, es decir mediciones demasiado espaciadas, se perderán “detalles” de la señal original.

El Teorema del Muestreo, o Teorema de Nyquist-Shannon, establece que la frecuencia mínima de muestreo necesaria para evitar el “aliasing” debe ser.

$$f_m > 2BW \quad \text{Ecuación 5.2}$$

Dónde:

f_m = Frecuencia de muestreo

BW = Ancho de banda de la señal a muestrear

$$BW = f_{max} - f_{min} \quad \text{Ecuación 5.3}$$

Para señales con $f_{min} = 0$, se puede expresar como:

$$f_m > 2f_{max} \quad \text{Ecuación 5.4}$$

5.1.1. Aliasing

Para digitalizar una señal analógica (por ejemplo, análisis FFT), primero habrá que recopilar periódicamente muestras de la señal. El ritmo al cual se toman las muestras se denomina frecuencia de muestreo. Si se utiliza una frecuencia menor a la establecida por el teorema de Nyquist, se produce una distorsión conocida como aliasing; algunos autores traducen este término como solapamiento. El aliasing impide recuperar correctamente la señal cuando las muestras de esta se obtienen a intervalos de tiempo demasiado espaciados. La forma de la onda recuperada presenta pendientes muy abruptas.

El aliasing se debe evitar en el análisis de las señales digitales para evitar errores. Se deben incorporar filtros paso bajo en sus entradas para eliminar componentes de frecuencia más altos que la mitad de la frecuencia de muestreo.

5.1.1.1 Filtro antialiasing

Para eliminar el aliasing, los sistemas de digitalización incluyen filtros paso bajo, que eliminan todas las frecuencias que sobrepasan la frecuencia ecuator (la que corresponde a la mitad de la frecuencia de muestreo elegida) en la señal de entrada. Es decir, todas las frecuencias que queden por encima de la frecuencia de muestreo seleccionada son eliminadas. El filtro paso bajo para este uso concreto recibe el nombre de filtro anti-aliasing.

6 ALGORITMO DE LA TRANSFORMADA RAPIDA DE FOURIER (FFT)²⁵

6.1 CONCEPTO DE TRANSFORMADA

A la hora de analizar y diseñar los sistemas de control para una amplia variedad de procesos, nos encontramos con la necesidad de resolver ecuaciones diferenciales o integro-diferenciales con el fin de conocer la respuesta que el proceso nos va a dar ante determinadas entradas o acciones de control. Estas ecuaciones diferenciales pueden resolverse de forma directa o bien se pueden resolver convirtiéndolas en otro tipo de ecuaciones de más fácil resolución. Existen una serie de métodos operacionales que nos permiten transformar problemas de resolución de ecuaciones diferenciales lineales o problemas de resolución de problemas de ecuaciones en diferencias en problemas de tipo polinómico mucho más fáciles de tratar.

6.2 TRANSFORMADA RAPIDA DE FOURIER (FFT)

6.2.1 Contexto histórico

El origen del análisis de tiempo continuo se atribuye a las investigaciones realizadas sobre los problemas de la física matemática en el siglo XVIII, mientras que las herramientas para analizar señales de tiempo discreto tienen raíces diferentes. En particular sus conceptos y métodos resultan fundamentales para la disciplina del análisis numérico, las fórmulas para el procesamiento de conjuntos de datos puntuales, para producir aproximaciones numéricas de la interpolación, integración y diferenciación eran investigadas desde los tiempos de Newton. Esto

²⁵ RETAMOSO, Alonso. Procesamiento digital de señales: Diseño y construcción de una tarjeta de propósito general. (Tesis maestría) Potencia Eléctrica. Universidad Industrial de Santander, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Colombia. 2005.

proporcionó un segundo entorno en el cual se realizó gran parte del trabajo inicial sobre señales y sistemas de tiempo discreto.

En los años 40 y 50 se obtuvo un gran desarrollo en las técnicas de tiempo discreto y en particular en el uso de las herramientas del análisis de Fourier. Este impulso se debió al incremento en el uso y en la capacidad de las computadoras digitales y el desarrollo de métodos de diseño de sistemas de datos muestreados, es decir, sistemas de tiempo discreto para el procesamiento de señales muestreadas de tiempo continuo.

Estos sistemas en general requieren del cálculo de numerosas transformadas de Fourier, las cuales en ese entonces provocaban una carga computacional fuera de los límites. Sin embargo, la computadora digital proporcionó posibilidades para que se iniciara el trabajo de investigación sobre codificadores digitales de voz, analizadores digitales de espectros con la esperanza de que resultaran sistemas prácticos. Finalmente a mediados de los años 60 se desarrolló un algoritmo mejor conocido como la transformada rápida de Fourier o FFT, el cual demostró ser totalmente adecuado para una implementación digital eficiente y redujo considerablemente el tiempo de computación para las transformadas. Con esta herramienta muchas ideas interesantes pero poco prácticas se convirtieron en aplicaciones reales.

6.2.2 Series de Fourier

En 1782, Jean Baptiste Joseph Fourier, demostró que si una señal periódica satisface ciertas condiciones, esta señal, puede ser representada por una sumatoria infinita de senos y cosenos. Esta sumatoria se conoce como series de Fourier.

Las series de Fourier son herramientas útiles para descomponer una señal periódica en componentes más simples. Específicamente una señal periódica con periodo T_p , puede ser expandida en una serie trigonométrica de senos y cosenos,

Si se cumplen los siguientes parámetros:

1. $x(t)$ Tiene un número finito de máximos y mínimos en T
2. $x(t)$ Tiene un número finito de discontinuidades en T
3. Es necesario que $\int_0^T x(t) dt < \infty$

Si estas condiciones se cumplen, la serie de Fourier puede ser expresada de la siguiente manera:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{j(k\omega t)} \quad \text{Ecuación 6.1}$$

Dónde:

$$C_k = \frac{1}{T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} x(t) e^{-j k \omega t} dt \quad \text{Ecuación 6.2}$$

6.2.3 Transformada de Fourier

Las series de Fourier son de gran utilidad para representar señales periódicas. Sin embargo, en el procesamiento digital de señales, normalmente se trabaja con señales que no son periódicas, por lo que se necesita un método para representar este tipo de señales. Esto se logra haciendo que un segmento de la señal que se desea representar, tenga un periodo infinito, al hacer esto se obtiene lo siguiente:

$$\text{Si } T_p \rightarrow \infty \text{ entonces } \frac{1}{T_p} = \frac{\omega}{2\pi} \rightarrow \frac{d\omega}{2\pi} \quad \text{Ecuación 6.3}$$

Además, la frecuencia variable se convierte en continua, $k\omega_0 \rightarrow \omega$ y el coeficiente C_k también se convierte en continuo y está dado por:

$$C(\omega) = \frac{d\omega}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad \text{Ecuación 6.4}$$

La ecuación anterior se puede normalizar dividiendo ambos lados por $\frac{d\omega}{2\pi}$, al hacer esto, se obtiene lo siguiente:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad \text{Ecuación 6.5}$$

Esta ecuación, expresa la frecuencia ω en función del tiempo.
 Substituyendo $X(\omega)$ en la ecuación 6.1, se obtiene:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad \text{Ecuación 6.6}$$

Las ecuaciones 6.5 y 6.6, permiten la conversión del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Estas ecuaciones se conocen como par de transformadas de Fourier.

Dada una función real $f(t)$, se define la transformada de Fourier de esta función como:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad \text{Ecuación 6.7}$$

Siendo ω una frecuencia variable, en $-\infty \leq \omega \leq \infty$, expresada en (rad/s). Se dice que la función $f(t)$ tiene transformada de Fourier si la integral existe para todos los valores de ω . Para que la integral exista la función $f(t)$ solamente debe tener un número finito de discontinuidades, debe tener máximos y mínimos a lo largo de un intervalo finito de tiempo, y la función $f(t)$ debe ser absolutamente integrable es decir:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)| dt < \infty \quad \text{Ecuación 6.8}$$

El término exponencial complejo de la transformada puede expresarse, aplicando la fórmula de Euler, así:

$$e^{-j\omega t} = \cos \omega t - j \sin(\omega t) \quad \text{Ecuación 6.9}$$

Si en la expresión de la transformada de Fourier sustituimos el término exponencial por la ecuación anterior tenemos que,

$$\begin{aligned} F(\omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cos \omega t - j \sin(\omega t) dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cos(\omega t) dt - j \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \sin(\omega t) dt \quad \text{Ecuación 6.10} \end{aligned}$$

En esta expresión de la transformada de Fourier se puede apreciar la existencia de dos términos, uno de ellos real y otro imaginario, que denominaremos $R(\omega)$ e $I(\omega)$ respectivamente, con lo que $F(\omega)$ estará dado por:

$$F(\omega) = R(\omega) + jI(\omega) \quad \text{Ecuación 6.11}$$

En esta ecuación se puede apreciar que la transformada de Fourier $F(\omega)$ es una función compleja de la variable ω . Para todo valor de la variable ω , se tendrá un valor de $F(\omega)$ que tiene un módulo, $|F(\omega)|$, y un argumento, $\angle F(\omega)$.

$$|F(\omega)| = \sqrt{R^2(\omega) + I^2(\omega)} \quad \text{Ecuación 6.12}$$

$$\angle F(\omega) = \arctan^{-1} \frac{I(\omega)}{R(\omega)} \quad \text{Ecuación 6.13}$$

Si representásemos en una gráfica los valores $|F(\omega)|$ para cada ω obtendríamos lo que se denomina espectro de magnitudes de la señal $f(t)$, y si hiciésemos lo mismo para el argumento $\angle F(\omega)$ obtendríamos lo que se conoce como espectro de fase de la señal $f(t)$.

6.2.4 Transformada Discreta de Fourier (DFT)

Las anteriores ecuaciones únicamente se aplican a señales continuas, para poder utilizar estas ecuaciones en un sistema de procesamiento digital, es necesario obtener un equivalente para señales discretas. Este se obtiene al sustituir la variable continua t por las dos variables discretas nT_s , donde T_s , es el período de muestreo y n el número de muestras tomadas. Al hacer esto, se obtiene la siguiente ecuación:

$$X(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j\omega T_s n} \quad \text{Ecuación 6.14}$$

La integral de la ecuación 6.5, cambia debido a que se trata de valores discretos.

La ecuación discreta equivalente a la ecuación 6.6, es la siguiente:

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(\omega) e^{j\omega T_s n} d\omega T_s \quad \text{Ecuación 6.15}$$

En este caso, la integral se mantiene, debido a que $X(\omega)$ es una función continua. En tanto que los límites ahora son de $-\pi$ a π , porque el espectro de frecuencia se repite a sí mismo a intervalos de 2π .

La DFT, tal como se presenta en la ecuación 6.14 presenta dos problemas para ser implementada con señales reales, en primer lugar, no es posible calcular una sumatoria con un número infinito de entradas, por lo que es necesario reducirlas. En segundo lugar, se debe reducir el número de frecuencias que se van a calcular, ya que el tiempo del que se dispone para el cálculo es finito.

El primer problema, se resuelve fácilmente tomando una sección de los valores de entrada muestreados, esto se conoce como ventaneo. Para resolver el segundo problema, se debe recordar que, el espectro de frecuencia es repetitivo con respecto a ω_s , por lo que puede deducirse cuantas muestras N son requeridas para representar adecuadamente la señal. El número de frecuencias (fasores) que

es necesario calcular, generalmente es el mismo que el número de muestras de entrada N .

Representando la diferencia entre fasores por la constante δ , se obtiene:

$$N\delta = \omega_s \quad \text{O} \quad \delta = \frac{\omega_s}{N} \quad \text{Ecuación 6.16}$$

Con esta ecuación, es posible digitalizar la frecuencia de la DFT, de tal forma que el espectro se obtiene en términos de k en lugar de ω ya que $k\delta = \omega$:

$$X(k\delta) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-jk\delta T_s n} \quad \text{Ecuación 6.17}$$

De ecuaciones previas se sabe que:

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad \text{Además} \quad \delta = \frac{\omega_s}{N} \quad \text{Por lo que se puede reescribir} \quad \delta T_s = \frac{\omega_s}{N} \frac{2\pi}{N} = \frac{2\pi}{N}$$

Substituyendo esta relación en la ecuación 6.17 se obtiene:

$$X_N(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad \text{Ecuación 6.18}$$

El término $e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}$, conocido como factor twiddle, generalmente se abrevia por W_N incorporando este factor, en la ecuación 6.18 resulta:

$$X_N(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} \quad \text{Ecuación 6.19}$$

La ecuación 6.19, permite obtener los componentes de frecuencia de una señal discreta, utilizando para ello un sistema digital. Sin embargo, el cálculo de esta ecuación, requiere una gran cantidad de multiplicaciones y adiciones. Como ejemplo, se muestra el desarrollo de una DFT de 8 puntos.

$$X_N(k) = \sum_{n=0}^7 X_n(k) W_7^{kn}, \text{ para } k = 0, 1, 2, \dots, 7 \quad \text{Ecuación 6.20}$$

Expandiendo la serie, para cada valor de n , se obtiene:

$$X_n^k = x_0 W_7^{k0} + x_1 W_7^{k1} + \dots + x_7 W_7^{k7} \quad \text{Ecuación 6.21}$$

Cada uno de los 8 términos en la ecuación 6.21 consiste de una multiplicación compleja que debe sumarse a los términos restantes, esto implica 8 multiplicaciones y 7 sumas complejas. Además, cada uno de los términos requiere la expansión de 8 armónicas, ya que n toma valores de 0 a 7. Por lo tanto, para calcular el resultado final se necesitan 8 x 8 multiplicaciones complejas y 8 x 7 adiciones complejas.

Este resultado se puede generalizar, diciendo que una DFT de N puntos requiere N^2 multiplicaciones complejas y $N(N-1)$ sumas complejas.

Para una DFT de 8 puntos, el número de multiplicaciones y sumas no es crítico. Sin embargo para una DFT de 1024 puntos que si tiene utilidad práctica, se requiere aproximadamente 1 millón de multiplicaciones y 1 millón de sumas complejas.

6.3 CONSIDERACIONES TEÓRICAS PARA LA FFT²⁶

FFT es la abreviatura usual (del inglés Fast Fourier Transform) de un eficiente algoritmo que permite calcular la transformada de Fourier discreta (DFT) y su inversa. La FFT es de gran importancia en una amplia variedad de aplicaciones, desde el tratamiento digital de señales y filtrado digital en general a la resolución de ecuaciones diferenciales parciales o los algoritmos de multiplicación rápida de grandes enteros. El algoritmo pone algunas limitaciones en la señal y en el

²⁶ COOLEY, J. and TUKEY, J., *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series*, Mathematics of Computation, 1965, Vol. 19, pp. 297-301.

espectro resultante. Por ejemplo: la señal de la que se tomaron muestras y que se va a transformar debe consistir de un número de muestras igual a una potencia de dos. La mayoría de los analizadores TRF permiten la transformación de 512, 1024, 2048 o 4096 muestras. El rango de frecuencias cubierto por el análisis TRF depende de la cantidad de muestras recogidas y de la proporción de muestreo.

La transformada rápida simplemente es una vía rápida para calcular la transformada de Fourier, específicamente la transformada discreta de Fourier (DFT). La introducción al algoritmo de la FFT por Cooley y Tukey en 1965 revolucionó el procesamiento de señales y ha tenido un enorme efecto sobre la ingeniería y las ciencias aplicadas en general.

El algoritmo para la FFT explota las propiedades de simetría de la exponencial compleja discreta en el tiempo para reducir el número de multiplicaciones. Para evaluar una transformada discreta de Fourier con N muestras el algoritmo de la FFT encuentra su eficiencia cuando N es una potencia de 2. Esta restricción no afecta el uso práctico de la FFT ya que la longitud de $h(n)$ puede ser incrementada a la siguiente potencia de 2 aumentando el número adecuado de ceros.

La DFT es ineficiente, porque no aprovecha la simetría y periodicidad del factor *twiddle* W_N . Los algoritmos para el cálculo de la FFT, se valen de estas propiedades para mejorar la eficiencia en el cálculo.

La propiedad de simetría afirma que:

$$W_N^{k+N/2} = -W_N^k \quad \text{Ecuación 6.22}$$

En tanto que la propiedad de periodicidad dice que:

$$W_N^{k+N} = W_N^k \quad \text{Ecuación 6.23}$$

Dado que W_N es una función periódica, con un número limitado de valores diferentes, reduciendo el número de veces que este factor tiene que ser calculado, se puede acelerar el cálculo de la transformada. Una posibilidad es dividir la transformada en dos series, una consistente de secuencias pares y otra de impares, como se muestra a continuación:

$$X_N[k] = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r] W_N^{k \cdot 2r} + \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r+1] W_N^{k \cdot 2r+1} \quad \text{Ecuación 6.24}$$

Se puede incrementar la cantidad de términos idénticos, manipulando los factores *twiddle* de la siguiente manera:

$$W_N^{k \cdot 2r+1} = W_N^{k \cdot 2r} \cdot W_N^k \quad \text{Ecuación 6.25}$$

Dado que W_N^k no depende del término r , se puede extraer de la sumatoria, con lo que se obtiene la siguiente ecuación:

$$X_N[k] = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r] W_N^{2rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r+1] W_N^{2rk} \quad \text{Ecuación 6.26}$$

Manipulando nuevamente los factores *twiddle*, se llega a la ecuación de la FFT:

$$X_N[k] = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r] W_{N/2}^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r+1] W_{N/2}^{rk} \quad \text{Ecuación 6.27}$$

El cálculo de la ecuación 6.27, produce el mismo resultado que el cálculo directo de la DFT, sin embargo es más rápido. Cada una de las sumatorias, requieren $N/2^2$ multiplicaciones, y W_N^k se multiplica a los términos impares, por lo que se requieren $N/2^2 + N/2^2 + N$ multiplicaciones en total. En el caso específico de una DFT de 8 puntos, se requieren 36 multiplicaciones complejas contra 64 que se requieren para un cálculo directo de la DFT.

Para un N de bajo valor, el ahorro de cálculos no es tan evidente, sin embargo para una DFT de 1024 puntos, únicamente se requieren 50,500 multiplicaciones, opuesto a más de 1, 000,000 requerido en un cálculo directo.

Con estos ahorros en el cálculo es posible implementar la transformada de Fourier en tiempo real, con sistemas digitales.

A continuación se explica uno de los métodos para calcular la FFT, conocido como *radix-2* (raíz 2).

6.4 DECIMACION EN EL TIEMPO

El proceso de dividir la DFT en dos, es conocido como división en el tiempo, porque la división se realiza en el dominio del tiempo. En el ejemplo previo, se dividió la serie en dos, una sola vez, sin embargo, no hay razón por la que no pueda seguirse dividiendo. Uno de los algoritmos más populares para el cálculo de la FFT, se conoce como *radix-2* en este algoritmo, la señal se divide en dos, las señales resultantes se continúan dividiendo en dos, hasta que toda la serie queda dividida en DFT de 2 puntos.

Las matemáticas de un algoritmo *radix-2* son más simples que las de la DFT, ya que únicamente se deben calcular DFTs de 2 puntos. Sin embargo, los factores *twiddle* producidos, son diferentes en cada etapa de la división. La meta de cualquier implementación práctica de la FFT es incorporar estos factores extras en las matemáticas, sin añadir complejidad computacional al algoritmo.

Para ilustrar mejor como trabaja el algoritmo *radix-2*, se utiliza como ejemplo, una FFT de 4 puntos, a pesar de ser un ejemplo simple, los mismos principios se aplican a todas las FFT calculadas con el algoritmo *radix-2*.

Se inicia con una DFT de 4 puntos, que se define de la siguiente manera:

$$X_4[k] = \sum_{n=0}^3 x[n] W_4^{kn} \quad \text{Ecuación 6.28}$$

Decimando en el tiempo produce dos series de $n = (0,2)$ y $(1,3)$. Esto produce la ecuación:

$$X_4[k] = \sum_{r=0}^1 x[2r] W_2^{rk} + W_4^k \sum_{r=0}^1 x[2r+1] W_2^{rk} \quad \text{Ecuación 6.29}$$

Al expandir las dos sumatorias se obtiene:

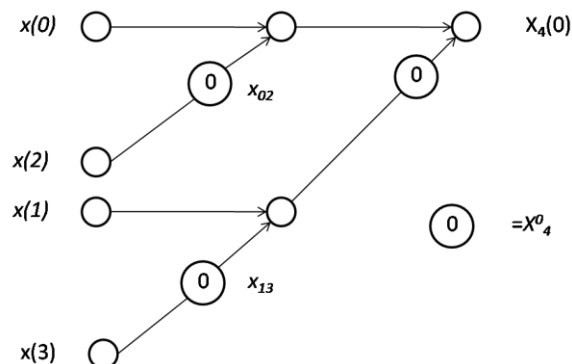
$$X_4[k] = x[0] + x[2] W_2^k + W_4^k (x[1] + x[3] W_2^k) \quad \text{Ecuación 6.30}$$

Se tienen dos factores twiddle, W_2^k y W_4^k . Sin embargo, ambos pueden ser relacionados como $W_2^k = W_4^k$. Por lo tanto, la ecuación 6.30 se convierte en:

$$X_4[k] = x[0] + x[2] W_4^{2k} + W_4^k (x[1] + x[3] W_4^{2k}) \quad \text{Ecuación 6.31}$$

Esta expansión no es muy complicada para una FFT de 4 puntos, sin embargo, al incrementar el número de puntos, también se incrementa la complejidad. Para expresar de mejor manera una FFT con muchos puntos, generalmente la expansión se expresa por medio de un diagrama de flujo, el cual se muestra a continuación.

Figura 52. Diagrama de flujo de una FFT de 4 puntos para $k = 0$



Fuente: COOLEY, J. and TUKEY, J., *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series*, Mathematics of Computation

El diagrama de flujo de la figura 52, muestra la expansión de la ecuación 6.31 cuando $k=0$. El número de círculos representa las potencias de W_4 requeridas en cada etapa. Cuando no hay ninguna multiplicación requerida, la línea no tiene factor multiplicador. Las entradas del diagrama de flujo están en el dominio del tiempo, y la salida a la derecha, en el dominio de la frecuencia.

De la figura 52 puede verse que:

$$X_4[0] = x_{02} + W_4^0 x_{13} \quad \text{Ecuación 6.32}$$

Donde

$$x_{02} = x[0] + W_4^0 x[2]$$

Y

$$x_{13} = x[1] + W_4^0 x[3]$$

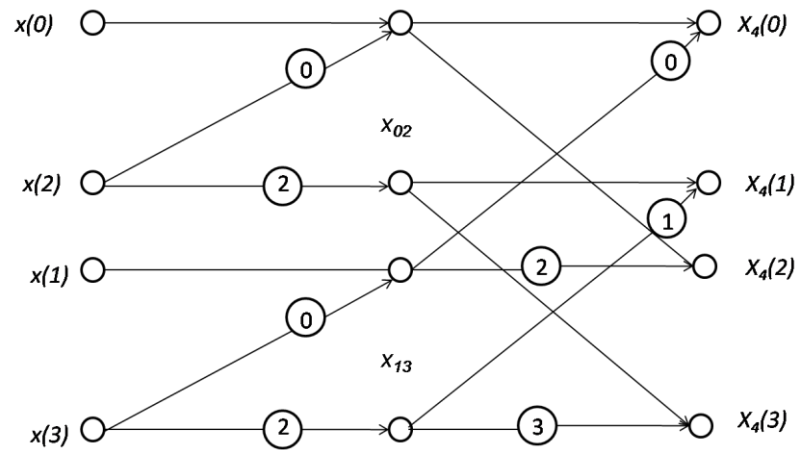
Esto resulta en:

$$X_4[0] = x[0] + W_4^0 x[2] + W_4^0 x[1] + W_4^0 x[3] \quad \text{Ecuación 6.33}$$

Que es la expansión de la ecuación 6.31, para $k=0$.

En la figura 53, puede verse la expansión completa, para una FFT de 4 puntos. En esta figura, puede apreciarse la simetría de la expansión, la cual se extiende para cualquier tamaño. Esta simetría es conocida como mariposa.

FIGURA 53. Expansión completa para una FFT de 4 puntos

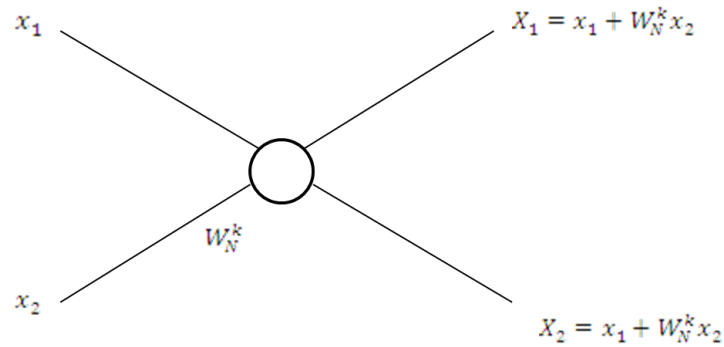


Fuente: COOLEY, J. and TUKEY, J., *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series*, Mathematics of Computation

5.1.2. La mariposa

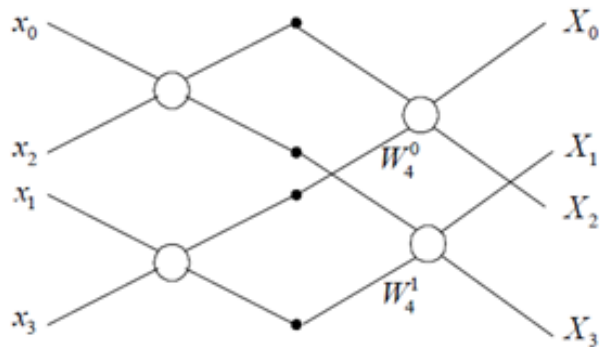
Una forma más típica de implementar la mariposa es como se muestra en la figura 54. Esta consiste de dos entradas, dos salidas y un multiplicador opcional. En esta misma figura, también se muestra el diagrama completo para una FFT de 4 puntos.

Figura 54. Mariposa típica



Fuente: COOLEY, J. and TUKEY, J., *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series*, Mathematics of Computation

Figura 55. FFT de 4 puntos



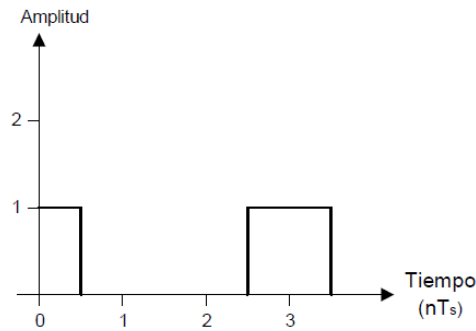
Fuente: COOLEY, J. and TUKEY, J., *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series*, Mathematics of Computation

6.5 ANALISIS ESPECTRAL UTILIZANDO LA FFT

A continuación se muestra con un ejemplo sencillo, como obtener el espectro de frecuencia de una señal, utilizando una FFT de 4 puntos. A pesar de ser un ejemplo que no tiene aplicación práctica, permite ilustrar el proceso de conversión.

Se tiene la siguiente señal en el dominio del tiempo:

Figura 56. Señal en el dominio del tiempo.



Fuente: Publicación, Dr. Palomiro Evelio (1997), Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba.

Se muestrea la señal a 10 KHz, ya que $T = \frac{1}{f}$ esto implica tomar una muestra cada $\frac{1}{10} \text{ KHz} = 100\mu\text{s}$. como se está utilizando una FFT de 4 puntos, para realizar la conversión, se toman 4 muestras sucesivas de la entrada, obteniendo los siguientes valores de entrada para la FFT:

$$x_0 = 1 \quad x_1 = 0 \quad x_2 = 0 \quad x_3 = 1$$

Con estos valores, se calcula la FFT, como se muestra a continuación

$$\begin{aligned} X_0 &= x_0 + x_2 + x_1 + x_3 = 1 + 0 + 0 + 1 = 2 \\ X_1 &= x_0 - x_2 - j(x_1 - x_3) = 1 - 0 - j(0 - 1) = 1 + j \\ X_2 &= x_0 + x_2 - (x_1 + x_3) = 1 + 0 - (0 + 1) = 0 \\ X_3 &= x_0 - x_2 + j(x_1 - x_3) = 1 - 0 + j(0 - 1) = 1 - j \end{aligned}$$

Al calcular la FFT, se obtienen 4 valores en el dominio de la frecuencia.

Estos se pueden relacionar con frecuencias, recordando que al definir la DFT, se hizo la siguiente relación: $X(k) \equiv X(\omega)k$

Dónde:

$$\omega = \frac{2\pi}{N}$$

$$f = \frac{\omega}{2\pi}$$

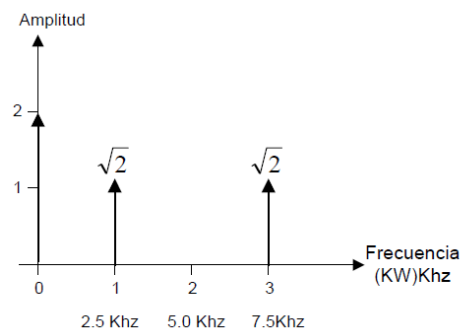
Dado que se está trabajando con una señal discreta, ω está dado en radianes por ciclo. Por lo tanto, f representa ciclos por muestra. Ya que se desea calcular frecuencia, se obtiene lo siguiente:

$$X \left(\frac{2\pi}{N} \right) = \left(\frac{1}{N} \right) \text{ Hz} \quad \text{Ecuación 6.34}$$

De la relación 6.34, puede verse que la frecuencia de salida, se incrementa en múltiplos de $\frac{1}{4}$ de la frecuencia de muestreo. Por lo tanto, se dispone de las amplitudes de la señal, a las frecuencias de 0, 2.5, 5 y 7.5 KHz.

Este resultado, se muestra gráficamente en la figura 57.

Figura 57. Espectro de frecuencia para una señal.



Fuente: Publicación, Dr. Palomiro Evelio (1997), Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba.

Se sabe que el espectro de una FFT de N puntos, tiene simetría alrededor de $N/2$, por lo tanto, todos los valores arriba de $N/2$ son simétricos a los valores previos, y pueden ser descartados. De este ejemplo, se observa que el dominio de la frecuencia es simétrico alrededor de $k=2$ y por lo tanto el valor $X(3)$ contiene información redundante y debe ser descartado.

La mayoría de los problemas confrontados con los resultados del empleo de esta herramienta matemática, han tenido su origen en el desconocimiento o la incomprensión de las limitaciones que presuponen el uso de esta técnica discreta. Al tratar digitalmente señales vibro-acústicas reales, se introducen tres efectos nocivos:

- Aliasing
- Leakage
- Picket-fence

Anteriormente, fue tratado el problema del **aliasing** por lo que se pasara directamente a discutir el efecto **leakage**.

6.6 PROMEDIO DEL DOMINIO ESPECTRAL

El promedio es una parte importante de la medición del dominio espectral porque el ruido afecta la señal y su espectro. Existen tres tipos de promedios los cuales son: pico, pico – pico y RMS.

El promedio reduce el ruido del piso sin perder el espectro de la señal. El ruido es promediado mientras que la señal se mantiene. La señal debe ser activada, lo que significa que cada registro de datos se inicia en un punto coherente en la señal periódica, preservando la integridad de la señal durante el proceso del promedio. Debido a que la FFT es una transformación lineal, un promedio de registros espectrales en el dominio de la frecuencia es equivalente a un promedio de

registros de datos en el dominio del tiempo. La señal debe ser activada por un vector promedio para que funcione correctamente. El vector requiere un promedio de una entrada de espectro complejo y produce un resultado complejo que se puede convertir en un espectro de potencia real.

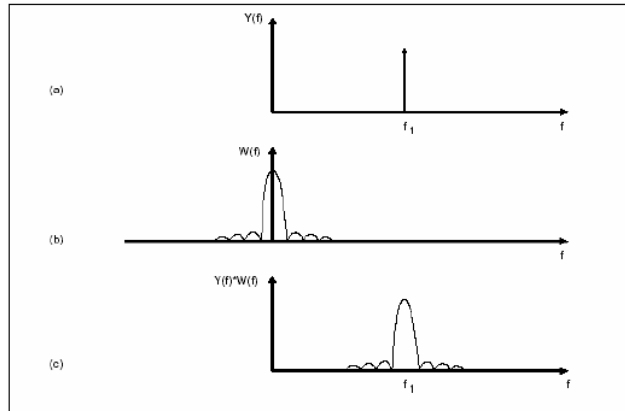
Si la señal no se activa en el dominio del tiempo, el ruido de fase aparece en el espectro resultante. Se puede usar el promedio RMS para eliminar el efecto de ruido de fase. La magnitud del espectro es independiente de los cambios de tiempo de la señal de entrada, pero la fase puede cambiar dramáticamente con cada registro de datos. Si promediamos la potencia espectral y toma la raíz cuadrada del resultado, se elimina el efecto de variaciones de fase. Ya no se puede reducir el ruido del fondo, pero se puede reducir la varianza de la magnitud del ruido. Reducir la varianza de ruido ayuda a distinguir pequeños picos de frecuencia de los picos de mayor ruido. El promedio RMS elimina toda la información de fase y devuelve un espectro real. Si el promedio de resultados regresa un tipo de datos complejos, la parte imaginaria es cero.

6.7 EFECTO LEAKAGE

Inevitablemente, la señal registrada tiene que ser truncada en el tiempo, lo que equivale a “encerrarla” dentro de una ventana de tiempo. Este efecto se observa en la figura 58. En la parte (a) de la figura 58, se observa el espectro de función cosenoidal continua e infinita que constituye un impulso a la frecuencia “ f_1 ” de esta. La parte (b) de la figura 58 representa el espectro de la ventana empleada para limitar la señal en el tiempo. Por su parte, la parte (c) de la figura 58 representa el espectro del producto de la señal en el tiempo por la ventana, lo cual se traduce en una convolución entre los espectros de la primera y la segunda, resultando una dispersión de energía a través del lóbulo central y los laterales del espectro de la ventana empleada. Por ello es sumamente importante seleccionar adecuadamente la ventana de ponderación de acuerdo con el tipo de registro vibro

acústico. La ventana Hanning, constituye una buena selección para el tratamiento de vibraciones en maquinarias, cuando el análisis tenga por objetivo la identificación de problemas es estas.

Figura 58. Efecto Leakage



Fuente: Publicación, Dr. Palomiro Evelio (1997), Medición y análisis de vibraciones en el diagnóstico de máquinas rotativas, Cuba.

7 SOFTWARE DE DESARROLLO

Para la ejecución de este proyecto, se utilizaron diferentes programas con lo cual se redujo notablemente el tiempo de implementación, teniendo en cuenta que como software de desarrollo se usó Matlab[®] 2007a y el Code Composer Studio v3.1. A continuación se da una pequeña introducción a las herramientas computacionales utilizadas en este proyecto.

7.1 MATLAB[®].²⁷

MATLAB[®] es un lenguaje de alto nivel y un entorno interactivo que nos permite realizar tareas computacionalmente intensivas más rápido que con los lenguajes de programación tradicionales como C, C++ y Fortran.

El nombre Matlab[®], proviene de Matrix Laboratory. Este programa proporciona una serie de funciones para documentar y compartir el trabajo que se esté realizando. El código de MATLAB se puede integrar con otros lenguajes y aplicaciones.

7.1.1 Características principales

- Lenguaje de alto nivel para la computación técnica
- Entorno de desarrollo para la gestión de código, archivos y datos
- Herramientas interactivas para la exploración iterativa, el diseño y la resolución de problemas
- Funciones matemáticas para álgebra lineal, estadísticas, análisis de Fourier, filtrado, optimización e integración numérica y las funciones de gráficos en 3-D para visualizar datos.
- Herramientas para la construcción de interfaces gráficas de usuario

²⁷ MATHWORKS. MATLAB[®] User Guide. Estados Unidos de America. 2007

- Funciones de MATLAB para la integración de algoritmos basados en aplicaciones externas e idiomas, tales como C, C + +, Fortran, Java, COM y Microsoft Excel.

Matlab[®], provee de una familia de aplicaciones específicas llamadas toolboxes estas permiten aprender y aplicar tecnología especializada. Los toolboxes son una extensiva colección de funciones de Matlab[®] (M-files) los cuales extienden el rango de aplicaciones. Algunas de las áreas en las cuales se emplean las toolboxes son: procesamiento de señales, sistemas de control, redes neuronales, simulación, etc.

7.1.2 Simulink[®]

Simulink[®] es un entorno para simulación multidominio y diseño basado en modelos para sistemas dinámicos y embebidos. Proporciona un entorno gráfico interactivo y un conjunto de bibliotecas de bloques que le permiten diseñar, simular, implementar y probar una variedad de variables en el tiempo los sistemas, incluidas las comunicaciones, control, procesamiento de señales, procesamiento de video, y procesamiento de imágenes.

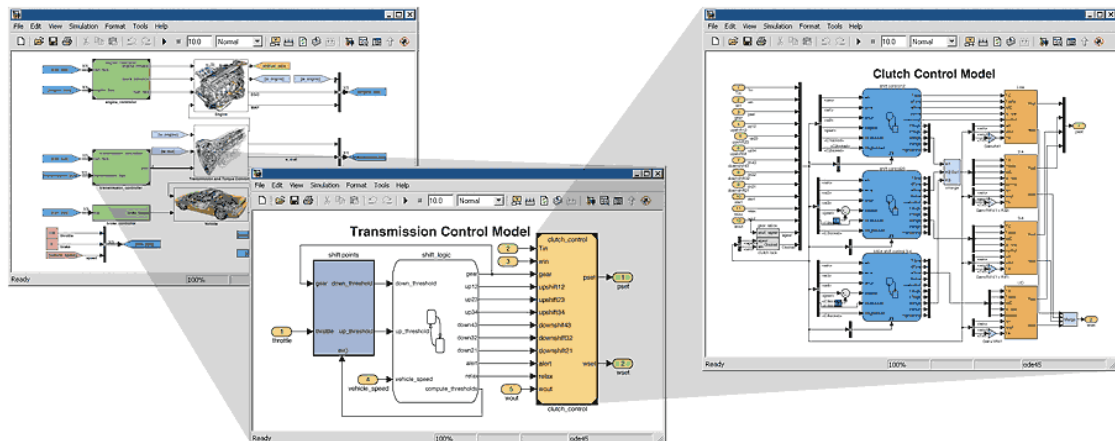
7.1.2.1 Características principales

- Extensas bibliotecas de bloques predefinidos
- Editor gráfico interactivo para el montaje y la gestión de los diagramas de bloque de forma intuitiva
- Capacidad de gestión de diseños complejos, segmentando los modelos en componentes de diseño jerárquico.
- Explorador de modelos que permite navegar, crear, configurar y buscar todas las señales, parámetros, propiedades y generar el código asociado con su modelo.

- Interfaces de programación de aplicaciones (API) que permiten comunicarse con otros programas de simulación e incorporar código escrito a mano.
- Embedded MATLAB™ son bloques de funciones que se usan para llevar algoritmos de MATLAB a Simulink® y para la implementación de sistemas embebidos.
- Modos de simulación (Normal, rápido, acelerado) para ejecutar simulaciones interpretativamente compilando en código C utilizando un solucionador paso fijo o paso variable.
- Acceso a MATLAB para el análisis y visualización de resultados, personalizar el entorno de modelado, y la definición de la señal, los parámetros y datos de prueba.
- Modelo de análisis y herramientas de diagnóstico para garantizar la coherencia del modelo e identificar errores de modelado.

En la figura 59 se muestran algunos ejemplos de modelos creados en Simulink.

Figura 59. Ejemplos de modelos creados en Simulink.



Fuente: www.mathworks.com

Simulink® ofrece una gran variedad de librerías, con componentes lineales y no lineales, también permite crear bloques de acuerdo a la función requerida por el programador.

En nuestro caso luego de definir el modelo, se puede proceder a simularlo, y los resultados de la simulación pueden ser colocados en el workspace de Matlab para su posterior visualización y procesamiento si es requerido. Luego de este proceso se enlaza Simulink®, con el Real Time Workshop, la cual es una librería que permite la comunicación entre Matlab y el Code Composer Studio v3.1, para posteriormente descargar código C al DSP.

7.2 Real time workshop²⁸

El Real-Time Workshop, para uso con MATLAB y Simulink, genera código directamente desde los modelos de Simulink y automáticamente construye los programas que pueden ser ejecutados en una gran variedad de ambientes, incluyendo sistemas en tiempo real y simulaciones independientes.

Con el Real-Time Workshop, podemos ejecutar un modelo de Simulink en tiempo real y en un procesador remoto. El Real-Time Workshop también nos permite ejecutar una simulación remota a gran velocidad en nuestra maquina huésped (host) o en un computador externo.

Usando el proceso de prototipado rápido, podemos acortar los ciclos de desarrollo y reducir los costos.

Este capítulo presenta una introducción al Real-Time Workshop y describe como este se relaciona con MATLAB y Simulink.

Real-Time Workshop proporciona un entorno de desarrollo en tiempo real el cual ofrece:

- Un camino rápido y directo desde el diseño del sistema a la implementación.

²⁸ MATHWORKS. Real – Time workshop® for use with SIMULINK ® User Guide. Versión 3. Estados Unidos de América. (2002).

- Una perfecta integración con MATLAB y Simulink.
- Una interfaz simple y fácil de usar.
- Una arquitectura abierta y extensible.
- Un generador de código totalmente configurable-virtualmente cada aspecto del código generado puede ser configurado usando *Target Language Compiler™*.
- Iteraciones de diseño rápidas solamente editando el diagrama de bloques y automáticamente construyendo un nuevo ejecutable.

El paquete incluye los módulos de aplicación que permiten construir programas completos dirigidos a una amplia variedad de ambientes. La construcción del programa es completamente automatizado.

7.2.1 Aplicaciones del Real-Time workshop

El Real-Time Workshop es diseñado para una gran variedad de aplicaciones. Algunas de esas aplicaciones son:

- Control en tiempo real:

Con Real-Time Workshop podemos diseñar un sistema de control usando MATLAB y Simulink y generamos un código a partir de un diagrama de bloques. Y además podemos compilar y descargarlo directamente al hardware objetivo que en nuestro caso es el DSK C6713 de Texas Instruments.

- Procesamiento de señales en tiempo real:

Real-Time Workshop nos permite diseñar un algoritmo de procesamiento de señales usando MATLAB y Simulink. El código generado a partir del diagrama de bloques puede ser compilado y descargado al hardware objetivo.

- Ajuste interactivo y en tiempo real de parámetros:

Podemos usar Simulink como la parte frontal para el programa en tiempo real. Esto nos permite cambiar los parámetros del modelo en Simulink mientras el programa se está ejecutando en el hardware objetivo.

- Simulaciones independientes de alta velocidad.
- Generación de código C portátil para su exportación a otros programas de simulación.

5.1.3. El código generado

El código generado es un código C altamente optimizado y completamente comentado que se puede generar a partir de cualquier modelo de Simulink, incluyendo modelos lineales, no lineales, continuos, discretos y modelos híbridos.

Todos los bloques de Simulink son convertidos al código, exceptuando los bloques de función de MATLAB, y bloques **S-function** que invocan los archivos .M.

Real-Time Workshop incluye un conjunto de archivos objetivos o *target files* que son compilados por *Target Language Compiler (TLC)* para generar código ANSI C. los archivos objetivos son archivos de texto ASCII los cuales describen como convertir el modelo de Simulink al tipo de código deseado.

7.2.1.1 Tipos de código de salida

La interfaz del Real-Time workshop permite seleccionar varios tipos de código de salida:

- Código C: este código contiene sistemas de ecuaciones y funciones de inicialización para el modelo de Simulink. Este tipo de código se puede usar

en simulaciones que no son en tiempo real y en aplicaciones de tiempo real.

- Código Ada: genera un código tipo Ada. Para generar este tipo de código es necesario tener instalado en el computador el Real-Time Workshop Ada Coder.
- Programa en tiempo real: transforma el código dentro de un programa en tiempo real para usarlo con un hardware dedicado en tiempo real.
- Alto rendimiento de simulación independiente: se usa el código generado con un sistema de archivos genéricos de destino en tiempo real (generic real-time system target file) para producir un ejecutable para las simulaciones independientes.

También podemos utilizar un entorno independiente genérico de simulación en tiempo real para la validación de código ya que se puede comparar directamente los resultados con Simulink.

7.2.2 Real time workshop embedded coder

Genera código compacto C, a partir de los modelos de Simulink para ser utilizado en sistemas embebidos. Sus funciones se puede ampliar con productos específicos incorporados (uno de estos se describe en el párrafo siguiente) que proporcionan apoyo para las funciones específicos.

7.2.3 Embedded target for TI C6000 DSP

Integra MATLAB y Simulink con herramientas de Texas Instruments como eXpressDSP y los DSPs C6000. Este producto, junto con el Real-Time Workshop y Real-Time Workshop Embedded Coder automatiza el proceso de generación de código, la creación de proyectos en Code Composer Studio y el despliegue de aplicaciones en sistemas embebidos en DSP. Es compatible con varias juntas de evaluación, incluyendo DSK TMS320C6713.

7.2.4 Link for Code Composer Studio²⁹

Link for Code Composer Studio es una herramienta de Matlab & Simulink, que permite verificar, depurar, visualizar y validar el software del TIDSP estableciendo un enlace bidireccional de transferencia de datos en tiempo real desde Matlab hacia el software de desarrollo de Texas Instruments Code Composer Studio.

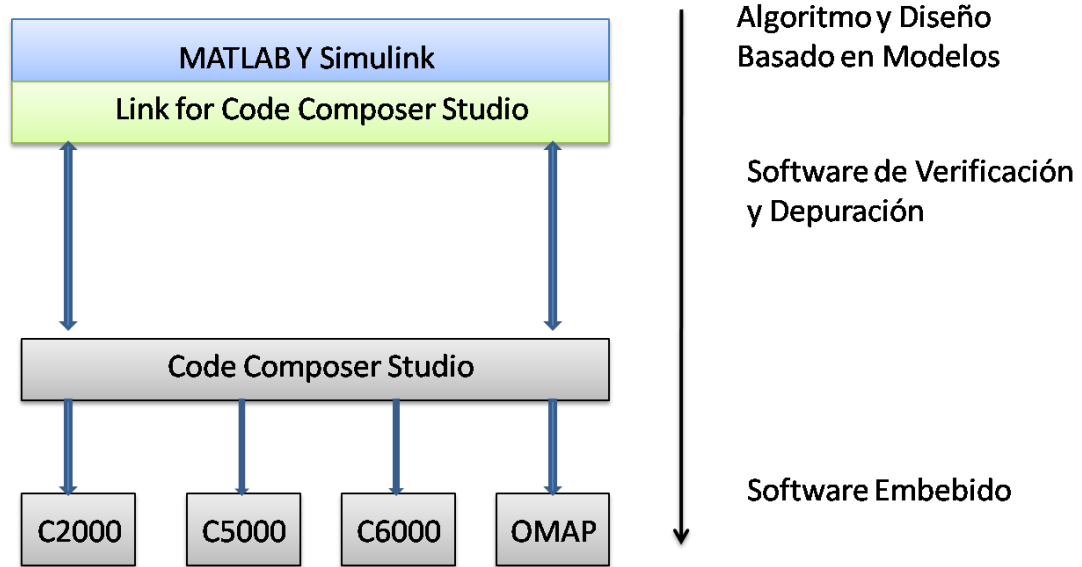
Con esta herramienta Matlab puede aplicar un cálculo total y además usar todas sus capacidades de visualización en tiempo real a los datos obtenidos del Code Composer Studio y de varios procesadores DSP de las familias TI C6000, C2000, C5000 y TMS 470.

El Link for Code Composer Studio permite ejecutar y automatizar los comandos del Code Composer Studio para análisis interactivo, depuración por lotes y visualización. Pudiendo transferir datos entre Matlab y Code Composer Studio para validar un algoritmo. También se puede establecer un enlace entre Matlab y un DSP en ejecución vía RTDX (Real-Time data exchange) para poder transferir datos desde y hacia un DSP sin parar el programa en ejecución.

El diagrama de la figura 60, muestra cómo se hace el enlace entre MATLAB y CCS de Texas Instruments.

²⁹ MATHWORKS. MATLAB® Link for Code Composer Studio™ Development Tools User Guide. Versión 1. Estados Unidos de América. (2002).

Figura 60. Enlace entre MATLAB, Simulink y CCS



Fuente: manual de usuario del Link for Code Composer Studio

7.2.4.1 Características principales

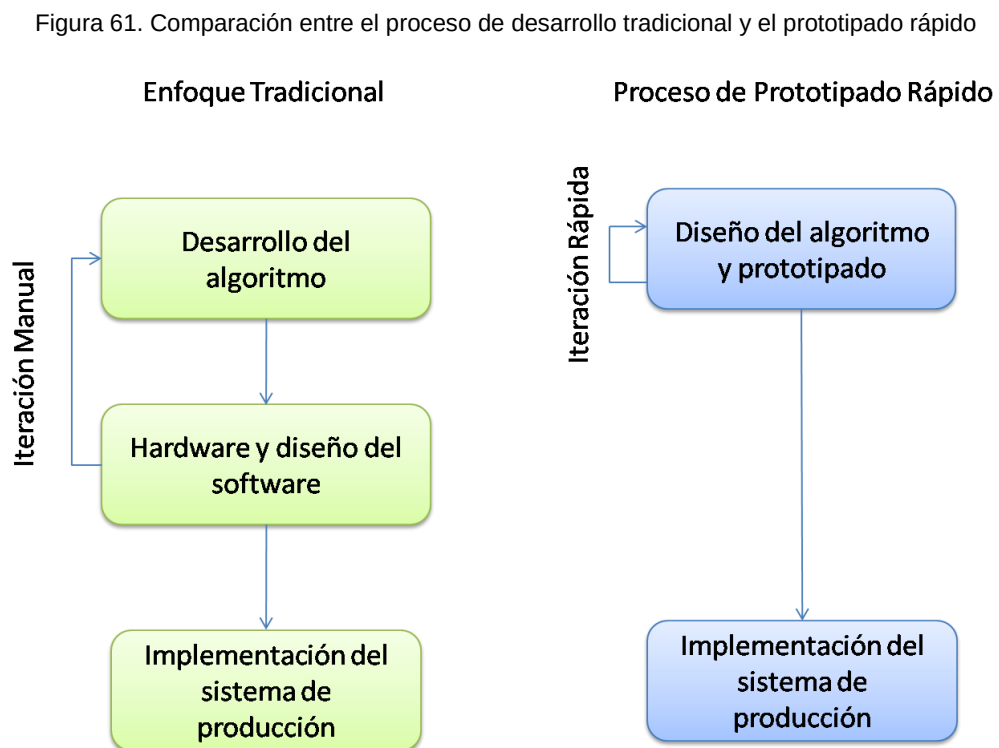
- Automatiza el software de depuración y verificación para los DSP de TI usando MATLAB y Code Composer Studio.
- Utiliza la misma prueba de vectores de MATLAB para el diseño, simulación de sistemas, código de verificación y validación.
- Transfiere datos entre MATLAB y la aplicación del sistema embebido en tiempo real sin parar el hardware DSP.
- Proporciona funciones integradas para analizar, simular y visualizar datos en tiempo real.

7.3 PROTOTIPADO RAPIDO

Es un proceso que permite conceptualizar soluciones mediante un diagrama de bloques y así tener una primera impresión del rendimiento de un sistema antes de poner en marcha o ejecutar el código en el hardware deseado.

Mediante el uso del prototipado rápido, se puede mejorar el sistema en tiempo real de una forma continua. Además se pueden ajustar los parámetros sobre la marcha usando Simulink como encabezado del modelo en tiempo real. Y esto se conoce como el uso de Simulink en el modo externo.

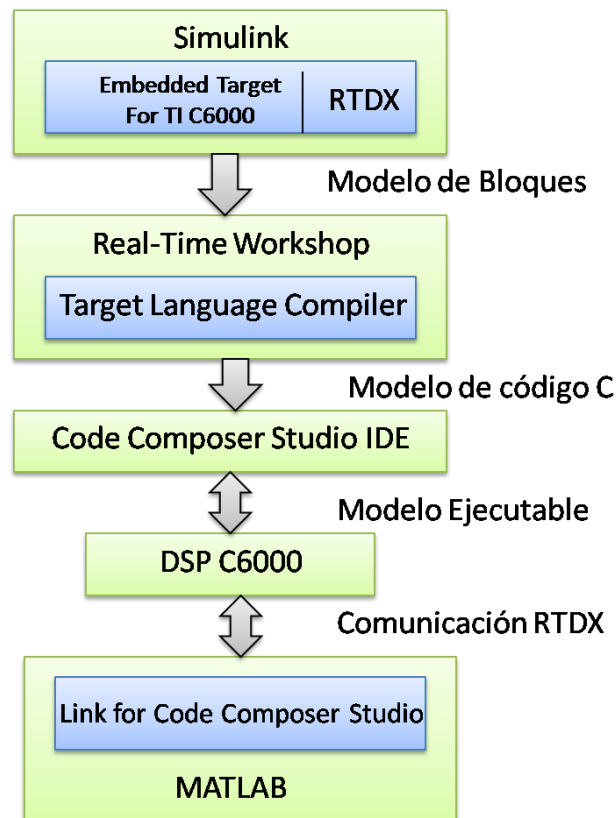
El aspecto clave del prototipado rápido es la generación de código automático. Reduce el algoritmo de codificación de un proceso automatizado; esto incluye el código, compilación, enlace, y la descarga de hardware de la tarjeta. La figura 61 muestra el proceso de desarrollo del prototipado rápido, con respecto al proceso de desarrollo tradicional:



Fuente: manual de usuario de Real-Time Workshop para uso con Simulink

El algoritmo para una aplicación determinada es inicialmente descrito con diagramas de bloques signalflows con Simulink. Simulink es una plataforma para la simulación multi-dominio y un modelo basado en diseño de sistemas dinámicos. Proporciona un entorno gráfico, interactivo y un conjunto de bibliotecas de bloques, y se puede ampliar para aplicaciones especializadas. Los modelos construidos en Simulink pueden ser configurados y preparados para la generación de códigos. Usando el Real-Time Workshop, el código C puede ser generado desde el modelo para la simulación en tiempo real, prototipado rápido, o la implementación del sistema embebido. En la figura 62 se muestra el esquema general para el prototipado rápido basado en MATLAB/Simulink y en Texas Instruments eXpress DSP tools.

Figura 62. Esquema de desarrollo de MathWorks y Texas Instruments



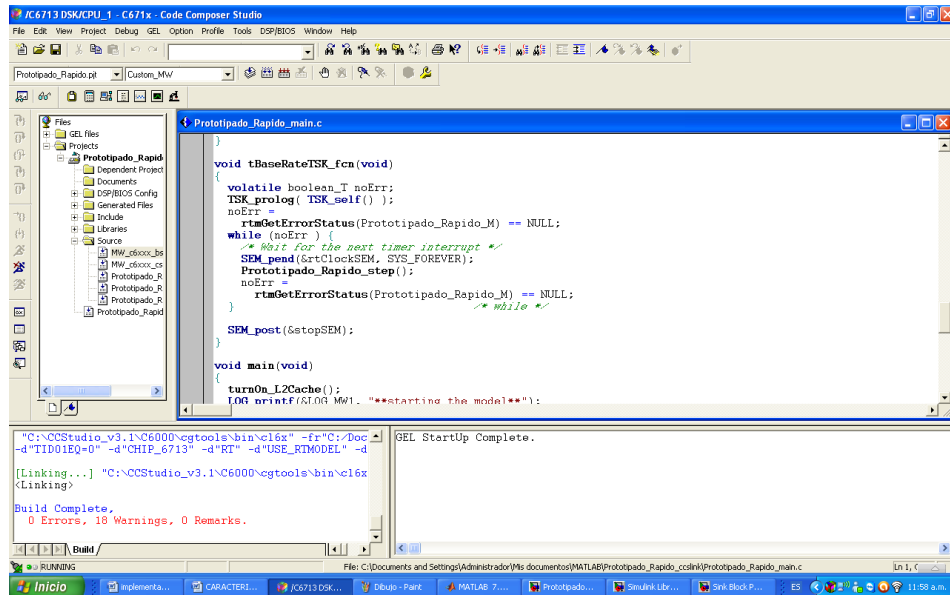
Fuente: manual de usuario de Real-Time Workshop para uso con Simulink

Real-Time Workshop genera y ejecuta el código C independiente para desarrollar y probar algoritmos de modelado en Simulink. El código resultante puede ser usado para muchas aplicaciones en tiempo real y no-tiempo real, incluyendo la aceleración de simulación, prototipado rápido, y prueba de hardware in-the-loop. Real-Time Workshop utiliza plantillas de archivos para traducir los modelos de Simulink en código ANSI/ISO C. Las plantillas especifican el medio ambiente en el que el código generado se ejecutara. Los destinos (tarjeta) personalizados se pueden desarrollar o usar la configuración de ready-to-run y third-party targets con el apoyo de Real-Time Workshop. Afortunadamente, la tarjeta embebida de TI TMS320C6000 DSP consiste de una tarjeta TI C6000 (C6000lib blockset) automatiza el prototipado rápido el hardware de las tarjetas C6000.

Las tarjetas embebidas TI TMS320C6000 DSP integran MATLAB & Simulink con Texas Instruments eXpressDSP tools. Las herramientas de desarrollo de TI escogen el código C generado con Real-Time Workshop para un hardware personalizado compatible con una tarjeta embebida de TI TMS320C6000 DSP y construyen un archivo ejecutable para esta tarjeta específica. Adicionalmente, una de las opciones de Real-Time Workshop build construye un proyecto en Code Composer Studio desde el código C generado y, por tanto, todas las características proporcionadas por el Code Composer Studio trabajan para ayudar a desarrollar el algoritmo o aplicación.

En la figura 63 se puede observar el entorno de desarrollo CCS y el código C generado por MATLAB y cargado a la tarjeta DSP mediante el CCS.

Figura 63. Medio ambiente CCS IDE



Fuente: los autores

Una vez el ejecutable de la tarjeta específica es descargado al hardware (TI TMS320C6713), el código se ejecuta por completo en la tarjeta y solo se puede acceder al código en ejecución desde el Code Composer Studio o desde MATLAB con dos poderosas herramientas: Link for Code Composer Studio y el Real-Time Data Exchange (RTDX).

Link for Code Composer Studio permite utilizar las funciones de MATLAB para la comunicación con el Code Composer Studio y la información almacenada en la memoria y los registros de la tarjeta. La figura 3 ilustra la ventana principal de MATLAB. Con los enlaces, la información se puede transferir desde y hacia el Code Composer Studio con los objetivos embebidos, la información acerca de los datos y las funciones almacenadas en el procesador de señales puede ser recuperada. Dentro de las colecciones de soporte de hardware del Link for Code Composer Studio, algunos enlaces "links" no pueden ser aplicados. Estas características o componentes son cuatro:

- **Link for Code Composer Studio IDE** – permite utilizar los objetos para crear vínculos entre el CCS IDE y MATLAB.
- **Link for Real-Time Data Exchange Interface** – proporciona una vía de comunicación entre MATLAB y el procesador de señales.
- **Embedded Objects** – proporciona propiedades que permiten acceder y manipular la información almacenada en la memoria y el registro del procesador de señales, o en el proyecto del Code Composer Studio.
- **Hardware-in-the-loop** – permite escribir funciones en MATLAB que ejercen funciones del proyecto en el DSP. Desde MATLAB, los datos se pueden generar, se pueden enviar a la tarjeta, y una función C puede ser usada para manipular los datos en el hardware.

7.3.1 Prototipado rápido para el procesamiento de señales digitales

El primer paso en el proceso de prototipado rápido para el procesamiento de una señal digital es considerar el tipo y la calidad de los datos con los que se va a trabajar y relacionarlos con los requisitos del sistema. Típicamente, esto incluye el examen de la relación señal/ruido, distorsión y otras características de la señal entrante, y relacionándola con el algoritmo y con las opciones de diseño.

7.3.2 Simulación de sistemas y diseño de algoritmos

En el proceso del prototipado rápido, el papel que cumple el diagrama de bloques en el desarrollo del algoritmo es doble. Proporciona una vía para identificar cuellos de botella en el procesamiento y para optimizar la arquitectura del algoritmo o sistema. También proporciona una descripción del sistema de alto nivel, es decir, un marco jerárquico para evaluar el comportamiento y la precisión de los algoritmos alternativos en una serie de condiciones de funcionamiento.

7.3.2.1 El proceso de construcción (The Build Process)

El proceso de construcción es controlado por *make_rtw*, el cual es invocado cuando se hace clic en el botón **Build** de la página de configuración de parámetros del Real-Time Workshop. Primero, *make_rtw* compila los bloques del diagrama y genera un archivo *model.rtw*. Después, *make_rtw* invoca el TLC para generar el código. Se deberá especificar el archivo del sistema del objetivo (system target file) en la página de TLC en el Real-Time Workshop. Entonces *make_rtw* crea un makefile, *model.mk*, a partir de la plantilla makefile especificada en la página del Real-Time Workshop. Finalmente, si el *Host* en el cual se está ejecutando el macro coincide con el *Host* especificado en la plantilla makefile, que se invoca para crear un programa desde el código generado.

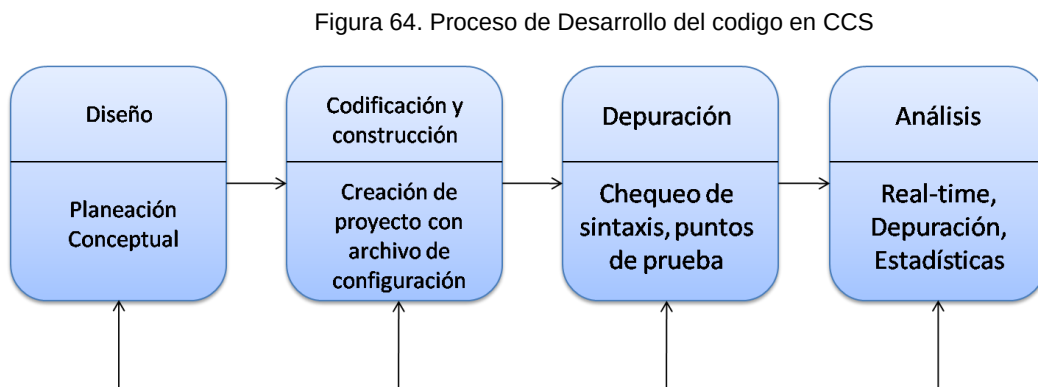
7.3.3 Especificación de los parámetros del modelo

Se pueden modificar los parámetros del modelo que controlan aspectos de la simulación, como los tiempo de arranque y de parada, alterando los campos del cuadro de dialogo de **parámetros de simulación**. Los parámetros de simulación son usados directamente para la generación de código y el programa de construcción. Por lo tanto, antes de generar el código y construir un programa, se debe verificar que los parámetros del modelo hayan sido correctamente establecidos en el cuadro de dialogo de **parámetros de simulación**.

7.4 CODE COMPOSER STUDIO (CCS)³⁰

La versión 3.1 del Code Composer Studio es una herramienta de Texas Instruments, la cual está incluida en el KIT del DSK TMS320C6713.

El Code Composer Studio crea un ambiente de trabajo que permite escribir, compilar, simular y realizar la depuración de los códigos que se realicen. La figura 64 muestra las fases asociadas con el desarrollo del software CCS.



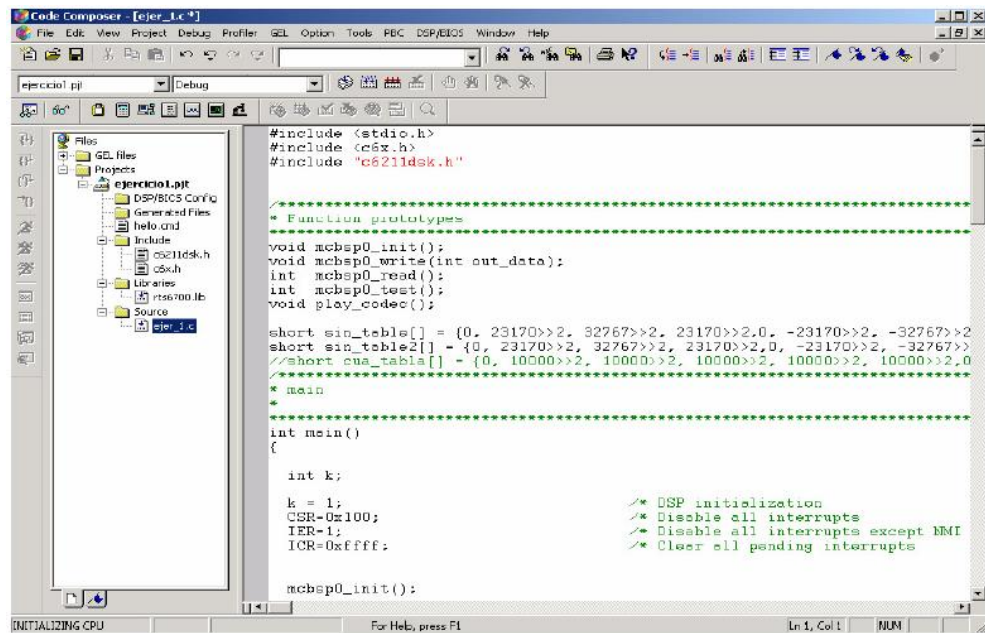
Fuente: manual de usuario del Code Composer Studio de Texas Instruments.

El Code Composer Studio (CCS) es una interfaz estándar tipo Windows que tiene menús, barras de herramientas que ayudan a construir, revisar y probar aplicaciones en tiempo real.

La figura 65 muestra una vista del CCS 3.1. En ella se observa una ventana ubicada en la parte izquierda de la pantalla en la cual se ha declarado el proyecto en el que actualmente se esté trabajando y también muestra los diferentes módulos que este proyecto posee.

³⁰ TEXAS INSTRUMENTS, Data Manual, Code Composer Studio, . Cuarta edición. Estados Unidos de América. (2004).

Figura 65. Vista del entorno de desarrollo del CCS 3.1



Fuente: los autores

Los módulos están formados por los archivos en C, C++, librerías de funciones, archivos include y otros más específicos a la aplicación que se esté realizando.

En la ventana principal se puede ver el editor de texto que se utiliza para escribir el código, también se puede mostrar gráficos de variables utilizadas en el DSP, un mapa de la memoria de programa y datos, etc.

7.4.1 Versiones del Code Composer Studio

La tabla 15, mostrada a continuación hace notar las versiones de Link for Code Composer Studio TM y las versiones de Code Composer Studio que estas admiten.

Tabla 15. Versiones del Link for Code Composer Studio compatibles con las versiones de MATLAB y CCS

Versión del Link for CCS	Versión MATLAB	Versión compatible del Code Composer Studio
3.1	R2007b	Solamente CCS 3.3 con DSP/BIOS 5.3
3.0	R2007a	• CCS 3.2 para procesadores C64x+ • CCS 3.1 para procesadores C2000, C5000, C6000, y OMAP
2.1	R2006b	• CCS 3.2 para procesadores C64x+ • CCS 3.1 para procesadores C2000, C5000, C6000, y OMAP
2.0	R2006a+	CCS 3.1 para procesadores C2000, C5000, C6000, OMAP
1.5	R2006a	CCS 3.1 para procesadores C2000, C5000, C6000, y OMAP
1.4.2	R14SP3	• CCS 3.0 para procesadores C6000 • CCS 2.2 para procesadores C2000, C5000, C6000, y OMAP
1.4.1	R14SP2	• CCS 3.0 para procesadores C6000 • CCS 2.2 para procesadores C2000, C5000, C6000, y OMAP
1.4	R14SP1+	• CCS 3.0 para procesadores C6000 • CCS 2.2 para procesadores C2000, C5000, C6000, y OMAP
1.3.2	R14SP1	• CCS 2.2 para procesadores C2000, C5000, C6000, y OMAP • CCS 2.12 para procesadores C2000, C5000, C6000, y OMAP
1.3.1	R14	• CCS 2.2 para procesadores C2000,

		C5000, C6000, y OMAP • CCS 2.12 para procesadores C2000, C5000, C6000, y OMAP
1.3	R13SP1+	CCS 2.12 para procesadores C2000, C5000, C6000, y OMAP

Fuente: www.kxcad.net

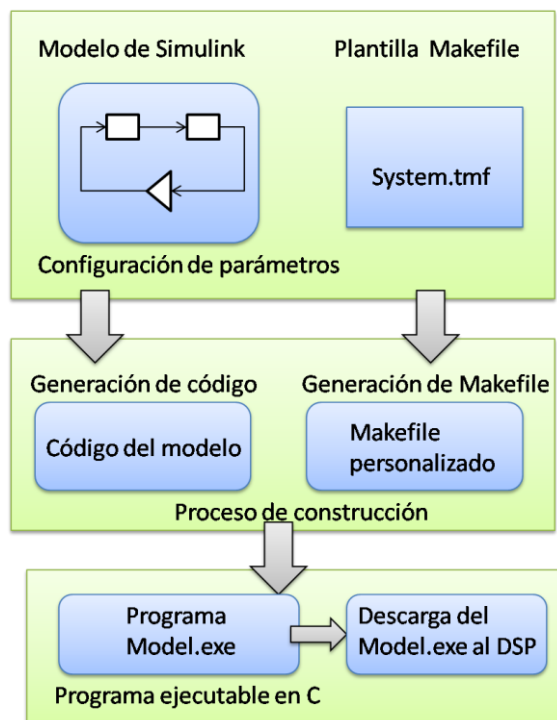
Esto lo mencionamos debido a que el problema inicial que presenta la creación de un proyecto mediante estos programas es precisamente que estos sean compatibles entre sí y que por lo tanto no se generen errores por este detalle. Para nuestro caso se utilizó Matlab R2007a compatible con el Code Composer Studio v3.1.

8 IMPLEMENTACIÓN

8.1 CONFIGURACION DEL SISTEMA

En nuestro esquema, el proceso de construcción es iniciado desde Simulink, con un modelo o algoritmo. A continuación, el lenguaje de compilación de la tarjeta, el Real-Time Workshop construye automáticamente un programa para una aplicación en tiempo real con un ambiente C6000. Utilizando el make utility, Real-Time Workshop controla como se compila, vincula y genera el código fuente. Los datos pueden ser enviados o recibidos a la aplicación a través de los canales de RTDX. La figura 66 muestra un esquema del proceso de construcción automática de código C, a través del Real-Time Workshop.

Figura 66. Proceso de construcción automática para el Real-Time Workshop



Fuente: los autores

8.1.1 Configuración del Real-Time Workshop

Real-Time workshop analiza el diagrama de bloques y compila una representación jerárquica intermedia en un archivo llamado `model.rtw`. El compilador de lenguaje de la tarjeta lee `model.rtw`, y lo traduce a código C. Real-Time Workshop construye un `makefile` desde la plantilla `makefile` de la tarjeta apropiada. La utilidad `make` lee el `makefile` para compilar el código fuente, archivos de enlace de objeto, bibliotecas y genera una imagen ejecutable, llamada `model` (UNIX) o `model.exe` (Windows). El cuadro denominado “Automated build process”, destaca partes del proceso que el Real-Time Workshop ejecuta.

Después de generado el código, Real-Time Workshop genera un `makefile` personalizado, `model.mk`. El `makefile` generado instruye a la utilidad `make` del sistema para compilar y enlazar el código fuente generado a partir del modelo, así como cualquier programa requerido, bibliotecas o módulos proporcionados por el usuario.

Real-Time Workshop crea un `model.mk` desde un archivo plantilla del sistema, `system.tmf` y donde el sistema representa el nombre de la tarjeta seleccionada. La plantilla del `makefile` está diseñada para un entorno de tarjeta específica. Existe la opción de modificar la plantilla `makefile` para un compilador específico, opciones de compilador, e información adicional usada durante la creación del ejecutable.

Real-Time Workshop crea el archivo `model.mk` copiando el contenido de `system.tmf` y ampliando las fichas léxicas (nombres simbólicos) que describen la configuración de un modelo. Real-Time Workshop provee muchas plantillas `makefile`, configuradas para un ambiente de tarjeta específica y para el desarrollo de sistemas.

Durante la etapa final de procesamiento, Real-Time Workshop invoca el `makefile` generado, `model.mk`, y a su vez compila y enlaza el código generado. En las plataformas PC, un archivo “batch file” se crea para invocar el `makefile` generado. El archivo “batch file” crea el ambiente propicio para invocar la utilidad “`make`”

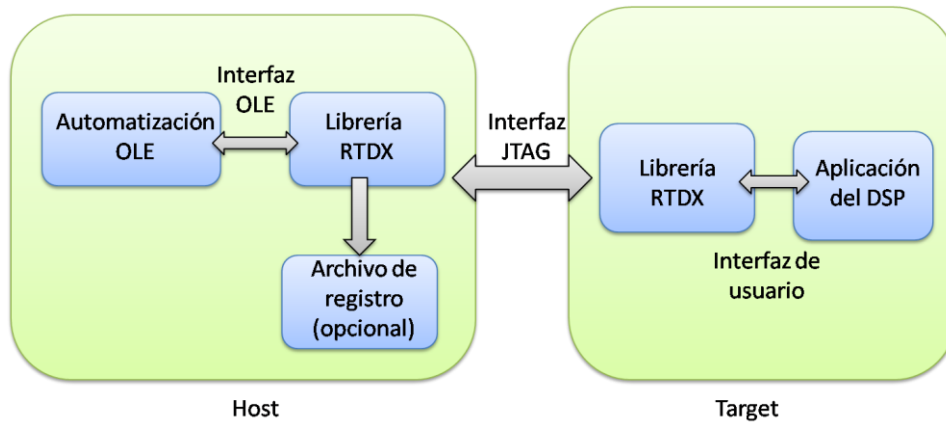
utility” y las herramientas relacionadas con el compilador. Para evitar la recompilación innecesaria de los archivos de los archivos C, la utilidad que realiza la comprobación de la fecha en las dependencias entre el objeto y los archivos C; y solamente los archivos fuente “out-of-date” son compilados. Opcionalmente, los makefile pueden descargar los resultados de imágenes ejecutables a la tarjeta.

Para generar el código C embebido, hay algunas limitaciones en los bloques del modelo. Se requiere que todos los bloques en el modelo o el bloque de tiempo discreto/tiempo continuo puedan ser muestreados en tiempo discreto. Por otra parte, si las múltiples ratas de muestreo son usadas en un sistema, se requiere que el muestreo más bajo será el escogido como la rata base y el muestreo más alto debe ser múltiplo de la rata base. El propósito de esas limitaciones es obtener un código en C con el apoyo de Real-Time scheduling. Este código en C es legado del programa principal y el estilo de subrutinas, una rutina de servicio de interrupción “interrupt service routine (ISR)” para implementar el algoritmo en tiempo real.

8.1.2 Real-Time Data Exchange (RTDX)

RTDX permite a los programas cargados en el DSP la transferencia de datos entre este dispositivo y el PC sin afectar la aplicación del DSP. RTDX es muy flexible y tiene muchas características, pero sólo unas pocas se describen aquí. El proceso de intercambio de datos desde el DSP hacia el PC a través de los canales de comunicación RTDX, es descrito en la figura 67.

Figura 67. Flujo de datos entre el DSP y el PC



Fuente: Manual del usuario del DSP/BIOS

Cuando los datos son transferidos desde el DSP al PC; RTDX abrirá un canal de salida en el PC. Los datos son escritos a este canal el cual hace que los datos sean escritos a un buffer establecido por la librería de la tarjeta RTDX. Este buffer es el encargado de enviar los datos a la biblioteca de RTDX a través de una interfaz JTAG. Los datos son recibidos y también escritos a un buffer en la memoria o escritos en un archivo. Una aplicación del PC puede utilizar los datos del buffer usando las librerías del RTDX.

Para enviar datos desde el PC a la tarjeta, la tarjeta deberá abrir un canal de entrada. La tarjeta solicita los datos desde el canal de entrada y a través del RTDX una solicitud mediante la interfaz JTAG al PC. Una vez la aplicación del PC ha escrito los datos al buffer del PC, el canal RTDX enviara los datos a la tarjeta a través de la interfaz JTAG.

RTDX ofrece un intercambio de datos en tiempo real en dos direcciones entre MATLAB y el DSP. El flujo de trabajo general para el desarrollo de programas de procesamiento digital de señales a través del RTDX incluye:

- Crea un enlace RTDX para una tarjeta deseada y cargada al programa del procesador.
- Configura los canales para la comunicación con la tarjeta.

- Ejecuta la aplicación en la tarjeta y usa MATLAB para investigar los resultados de la ejecución del proceso.
- Cierra los enlaces con la tarjeta y limpia los enlaces sobrantes del trabajo.

En el host (huésped, computador), el depurador de TI soporta automatización OLE. Cualquier aplicación host que es un cliente de la automatización OLE puede acceder a datos en un archivo de registro RTDX o enviar datos al target (tarjeta DSP) a través de la interfaz OLE. OLE es un mecanismo de comunicación entre procesos basado en el Component Object Model (COM) que se ha destinado para el uso de lenguajes script (programa simple que se almacena en un archivo de texto).

En nuestro caso el Component Object Model (COM) nos permite esencialmente la comunicación entre procesos y la creación dinámica de objetos, en cualquier lenguaje de programación que soporte esta tecnología teniendo en cuenta que esta plataforma permite ser usada en entornos distintos de aquel en el que fueron creados, por ejemplo la comunicación entre el DSP y el computador huésped (host).

8.1.2.1 Canales de comunicación RTDX en MATLAB

Una vez que el código se descarga y se ejecuta en el DSP, Real-Time Data Exchange (RTDX) puede habilitar la comunicación bi-direccional en tiempo real entre el hardware C6713 y el PC usando MATLAB. En la siguiente figura se muestra un esquema general de comunicación basado en la librería de RTDX.

Esta aplicación abre y habilita los canales de comunicación a través del Link for Code Composer Studio y el Code Composer Studio IDE. La apertura de los canales consiste en abrir y configurar cada canal para leer o escribir, y habilitar el canal.

8.2 IMPLEMENTACION DEL PROTOTIPADO RAPIDO

8.2.1 Procedimiento

8.2.1.1 Inicio de un nuevo proyecto

Hay varias etapas a seguir para crear y ejecutar un proyecto. Estas son detalladas a continuación.

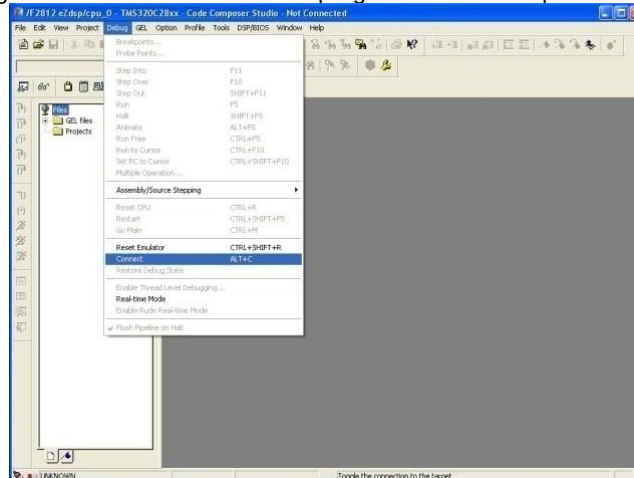
Conexión de la tarjeta DSK6713

Para que se conecten correctamente Matlab, Simulink y Code Composer Studio, es necesario ejecutar la tarjeta DSK6713 de la siguiente manera:

1. Conectar la tarjeta C6713 al suministro de energía de la tarjeta. Si la tarjeta está correctamente conectada, el LED verde comenzará a parpadear en el tablero durante el auto-diagnostico. Ahora debemos esperar hasta que los LED parpadeen 3 veces y a continuación conectar el PC y la tarjeta vía puerto USB.
2. Iniciar el programa Code Composer Studio para DSK6713 y hacer click en Debug y luego Conectar (Debug -> Connect).

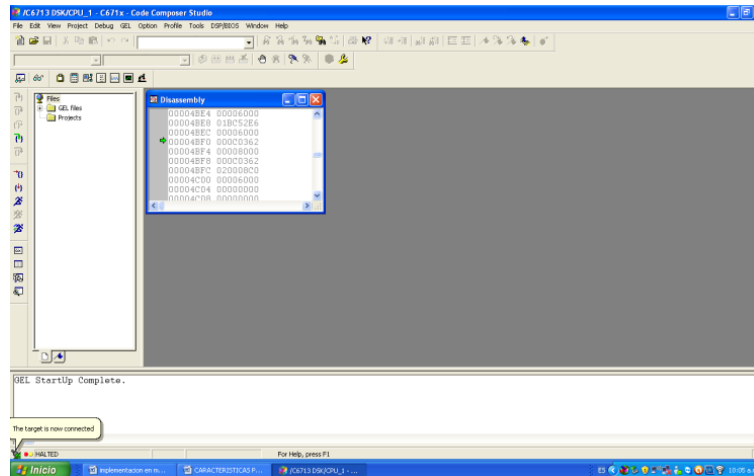
En las figuras 68 y 69 se muestra un proceso grafico para la conexión de la tarjeta DSP con el software Code Composer Studio desarrollado por Texas Instruments.

Figura 68. Conexión del DSP al programa Code Composer Studio



Fuente: Los autores

Figura 69. DSP conectada al CCS



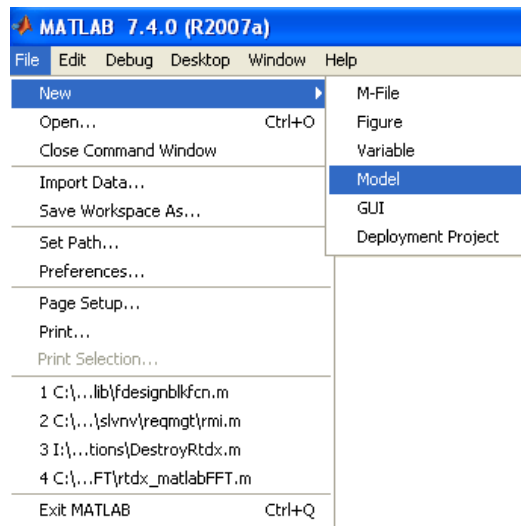
Fuente: Los autores

Una vez la tarjeta DSK6713 está conectada, se inicia y se crea un nuevo modelo de la siguiente manera.

Creación de un nuevo modelo de Simulink a través de Matlab

Iniciar Matlab. En la esquina superior izquierda de la pantalla de MATLAB, seleccionar File -> New -> Model, como se muestra en la figura 70.

Figura 70. Creación de un nuevo modelo en Simulink.

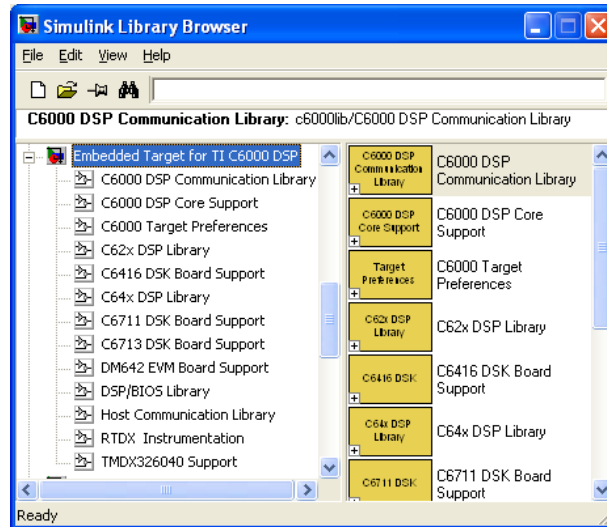


Fuente: Los autores

Simulink library browser

Aparecerá una lista de bloques disponibles, mostrados en la figura 71. Estaremos interesados principalmente en la librería “Embedded Target for TI C6000 DSP”. Hacer clic en esta librería para seleccionarla.

Figura 71. Embedded Target for TI C6000 DSP Toolbox

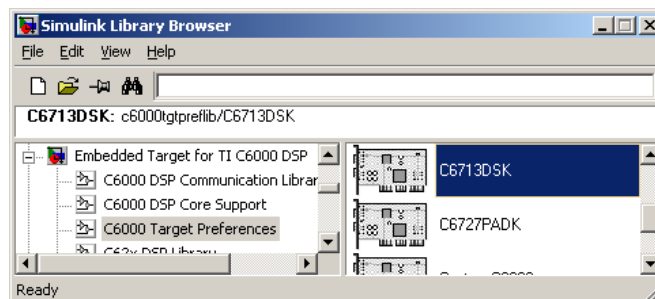


Fuente: Los autores

Selección de Target Preferences

En “C6000 Target Preferences”, seleccionar “DSK6713”. Arrastrar y soltar el icono en el nuevo modelo.

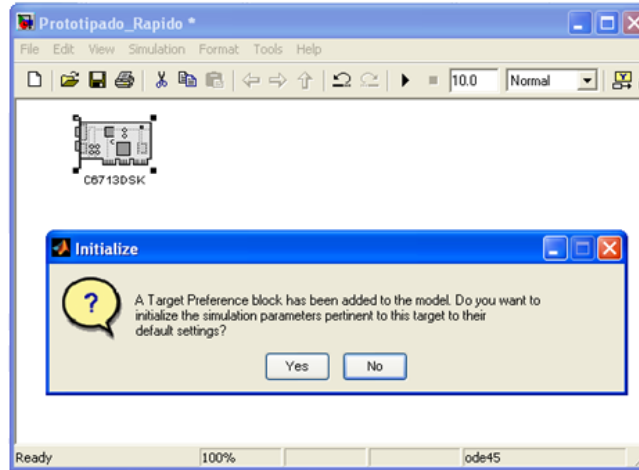
Figura 72. Bloque C6713DSK



Fuente: Los autores

Seleccionar “yes” cuando aparezca la pantalla referenciada en la figura 73.

FIGURA 73. Elección del bloque de acuerdo al dispositivo a usar



Fuente: Los autores

8.3 AGREGAR Y CONFIGURAR LOS BLOQUES DE SIMULINK

A continuación agregamos los bloques necesarios para la implementación del analizador de vibraciones mecánicas mediante el prototipado rápido.

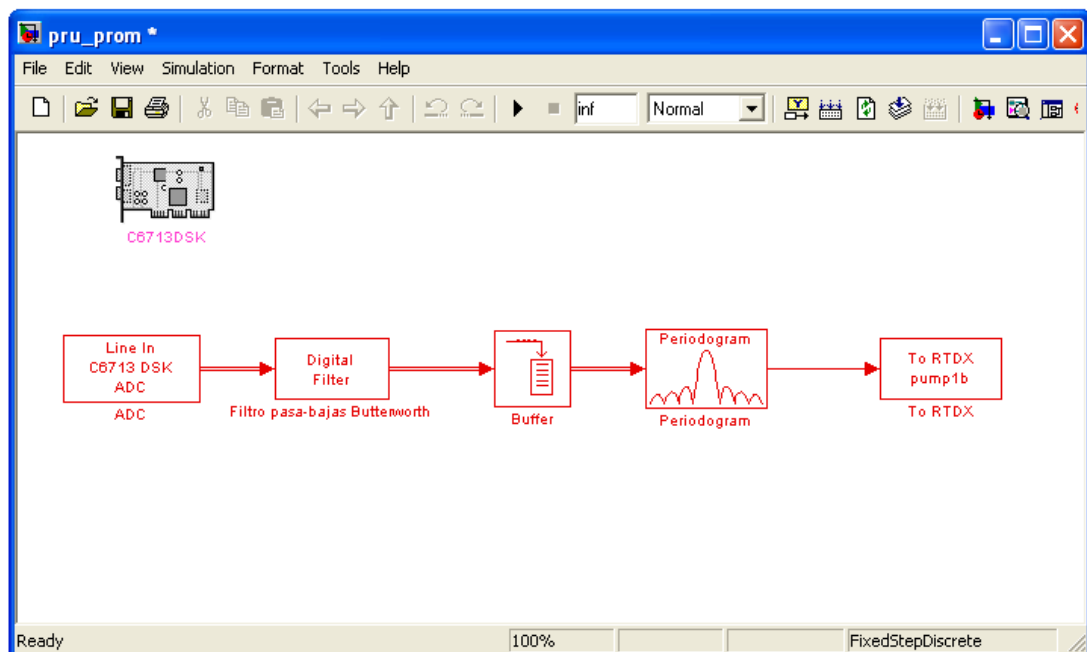
Los bloques necesarios para este proceso son:

- **ADC:** bloque convertidor de señal análoga a digital.
- **Digital Filter:** filtro digital que garantiza que se cumpla el teorema del muestreo (Teorema de Nyquist).
- **Buffer:** permite almacenar la cantidad de datos necesarios para el cálculo de la FFT (Fast Fourier Transform).

- **Periodogram:** Este bloque nos permite calcular y promediar la magnitud al cuadrado de la FFT, en este bloque se puede establecer la cantidad de puntos deseados para la FFT y el número de promedios de FFT.
- **To RTDX:** mediante este bloque Simulink se crea el canal de comunicación entre la tarjeta y el PC permitiendo ver los valores calculados en forma de vectores.

A continuación en la figura 74 se muestra el diagrama completo construido en Simulink y listo para ser implementado en la tarjeta mediante el prototipado rápido.

Figura 74. Diagrama de bloques hecho en Simulink



Fuente: Los autores

8.4 CONFIGURACION DEL CCS PARA EL PROTOTIPADO RAPIDO

8.4.1 Configuración gráfica del RTDX

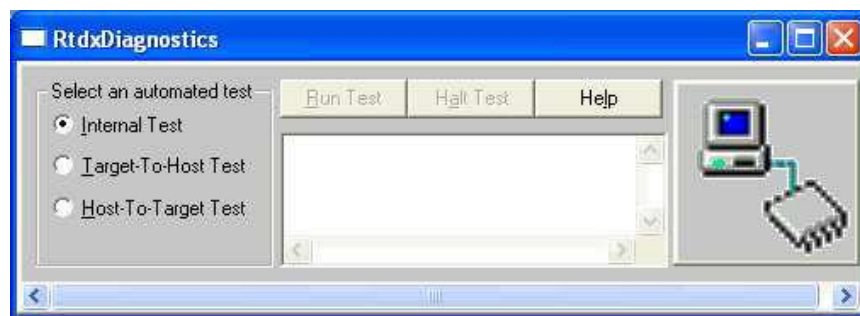
Estas herramientas del RTDX nos permiten configurar gráficamente el RTDX, establecer canales RTDX y ejecutar diagnósticos en RTDX. Esas opciones nos permiten mejorar la funcionalidad del RTDX cuando se transmiten datos.

El menú de RTDX tiene tres opciones: **Diagnostics Control**, **Configuration Control**, y **Channel Viewer Control**. La interfaz gráfica de estas opciones es mostrada en las figuras 75, 76, 77, y 78.

8.4.1.1 Control de diagnóstico (Diagnostic control)

RTDX provee el control de diagnóstico para verificar que este esté trabajando correctamente en el sistema. El diagnostico prueba la funcionalidad básica de transferencia de datos de la tarjeta con el PC y la transferencia de datos de PC a Tarjeta.

Figura 75. Interfaz gráfica del diagnóstico de RTDX



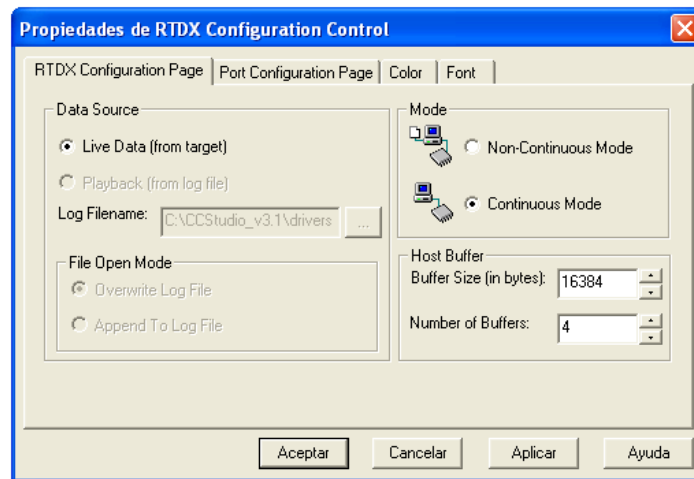
Fuente: Los autores

8.4.1.2 Control de configuración (Configuration control)

Esta herramienta nos permite:

- Ver la configuración actual del RTDX.
- Habilita o deshabilita el RTDX.
- Acceder a la página de control de configuración de propiedades para reconfigurar RTDX y seleccionar las opciones de configuración del puerto.

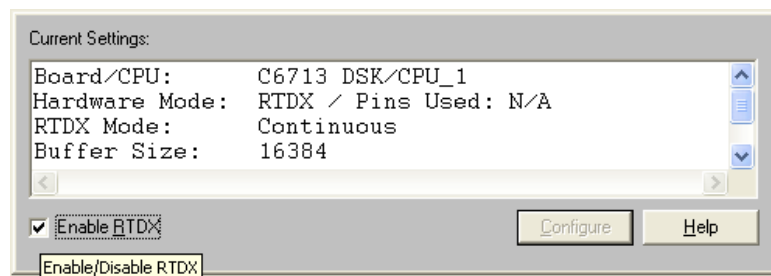
Figura 76. Configuración de propiedades de RTDX



Fuente: Los autores

En la siguiente figura se muestra que con esta opción el software CCS nos permite habilitar los canales de comunicación, simplemente haciendo click en “Enable RTDX”

Figura 77. Interfaz gráfica del control de configuración de RTDX



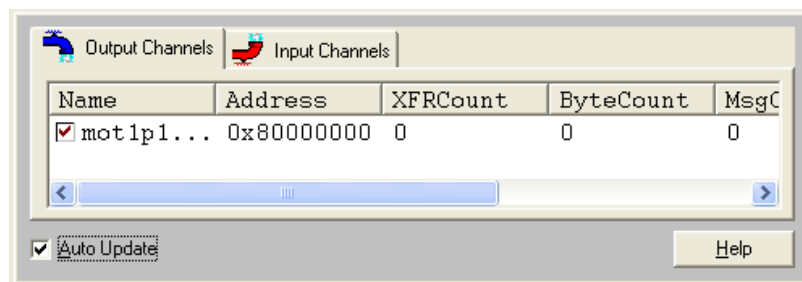
Fuente: los autores

8.4.1.3 Control de visualización de los canales (Channel View Control)

El control de visualización de canales de RTDX es un control ActiveX que automáticamente detecta los canales de la tarjeta y los añade a una lista para verlos. El Channel View Control de RTDX permite:

- Eliminar o añadir un canal de la tarjeta desde la lista.
- Habilita o deshabilita un canal que está en la lista.

Figura 78. Interfaz gráfica del control de visualización de canales de RTDX



Fuente: Los autores

Haciendo clic en las pestañas de los canales de entrada y salida nos muestra la lista de esos canales. Las ventanas de los canales de entrada y salida nos permite ver, borrar y re-añadir canales.

Comprobando la característica de actualización automática nos permite actualizar automáticamente la información para todos los canales sin actualizar la pantalla. Si no se está usando la característica de actualización automática, se hace clic derecho en la pestaña y seleccionamos **Refresh** en el menú contextual para cargar la información a todos los canales.

8.5 CONFIGURACIÓN DE LOS BLOQUES DE SIMULINK

8.5.1 ADC

- Para este bloque se tomara como fuente del convertidor ADC el parámetro “Line In”, ya que la señal proviene de una fuente externa y entrara a través de la entrada “Line In” de la tarjeta DSP.
- Tomamos una frecuencia de muestreo de 8 KHz, lo cual nos garantiza que estamos cumpliendo con el teorema del muestreo (Teorema de Nyquist).
- Se tomó como longitud de la palabra 16-bit.
- Especificamos como tipo de datos “single”.
- Tomaremos 2048 muestras por tramas para el análisis y cálculo de la FFT, para de esta manera obtener una mejor resolución del espectro.

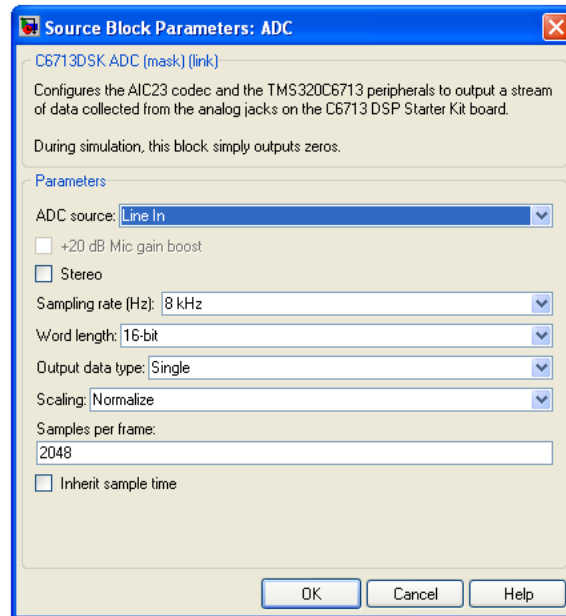
Se usa la casilla de verificación *stereo* para indicar si la entrada de audio es mono o stereo. Desmarcar la casilla de verificación para habilitar la entrada stereo. La entrada mono es solamente el canal de la izquierda, pero la salida envía el contenido del canal izquierdo a los canales de salida izquierdo y derecho; stereo usa los canales izquierdos y derechos como canales de entrada y salida.

El bloque usa un procesamiento basado en tramas, almacenamiento de datos de entrada contenidos en tramas especificadas en una rata de muestras por tramas. En Simulink, este bloque coloca los datos dentro de un vector columna de N-elementos. Los datos de entrada stereo forman una matriz de N-por-2 con N valores de datos y dos canales stereo (derecho e izquierdo).

Cuando las muestras por tramas se establecen en más de 1, cada trama de datos es un vector de N elementos (entrada mono) o una matriz N-por-2 (entrada stereo). Para entrada mono, los elementos en cada trama forman un vector columna de datos de entrada. En formato stereo, las tramas son una matriz de datos representada por una matriz de filas y columnas – las filas son las muestras

de datos y las columnas son los canales derecho e izquierdo. Las características del bloque ADC especificadas para la solución del proyecto son mostradas en la figura 79, así:

Figura 79. Configuración del bloque ADC



Fuente: Los autores

8.5.2 Filtro Digital

A continuación se describe el proceso de selección, diseño e implementación del filtro digital. Las características propias del filtro diseñado en MATLAB son mostradas en la tabla 15.

8.5.2.1 Implementación y selección del filtro digital

De acuerdo a la naturaleza y las características de la señal adquirida a través del acelerómetro, y teniendo en cuenta las características encontradas en cada tipo y respuesta del filtro, se decidió utilizar un filtro digital pasa-bajas de respuesta Butterworth, el cual tendrá las características mostradas en la tabla 16:

Tabla 16. Características principales del filtro digital diseñado

TIPO DE RESPUESTA	METODO DE DISEÑO	FRECUENCIA DE MUESTREO (Hz)	FRECUENCIA DE CORTE (Hz)	FRECUENCIA DE PASO (Hz)	FACTOR DE RIZADO (dB)	ATENUACION (dB)
Pasa-Bajas	Butterworth	8000	1500	2000	3	78

Fuente: Los autores

El filtro diseñado tiene una respuesta pasa-baja debido a que este tipo de respuesta solo permite pasar a través de él, armónicos de baja frecuencia o por debajo de la frecuencia de corte, atenuando los armónicos de frecuencias superiores a esta; la frecuencia de corte seleccionada fue de 1500Hz debido a que el ancho de banda del sensor utilizado es de 1000Hz, y la frecuencia de paso es de 2000HZ, debido a que frecuencias superiores a estas muestras armónicos indeseables en el espectro y de esta manera no se hará una buena interpretación de este.

Además del tipo de respuesta, el diseño de este filtro se hizo con un método de diseño Butterworth, ya que este tipo de función de transferencia produce una respuesta más plana hasta la frecuencia de corte, es decir que este filtro mantiene una salida casi constante hasta la frecuencia de corte, y luego comienza a disminuir de acuerdo con el orden del filtro, este parámetro determina la pendiente de caída del filtro.

El filtro tiene un factor de rizado de 3dB, debido a que con este factor se obtiene una buena atenuación en la zona antes de la frecuencia de corte, haciéndola casi constante y además es el número de decibels permisible para evitar la pérdida de frecuencia.

El factor de atenuación es el número de decibels que la banda de rechazo está por debajo de la banda de paso, y este factor se calcula de acuerdo a la frecuencia de muestreo seleccionada, y utilizando la ecuación 8.1, de la siguiente manera:

$$R_s = 20 \log 8000 \quad \text{Ecuación 8.1}$$

$$R_s = 78 \text{ dB}$$

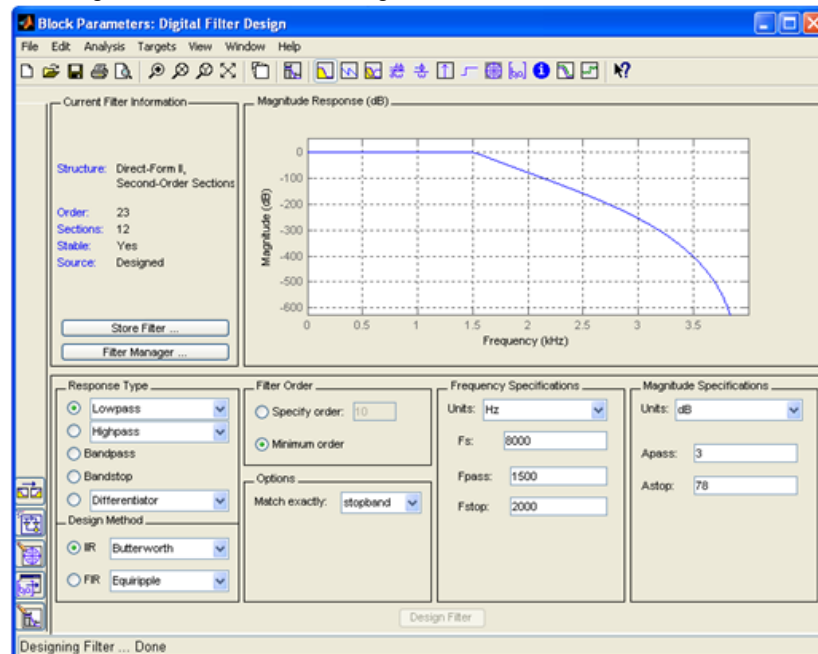
8.5.2.2 Proceso de diseño del filtro digital usando la FDATool de MATLAB

El diseño del filtro se realizó utilizando la herramienta FDATool de MATLAB, que es una herramienta de diseño y análisis de filtros digitales que posee una interfaz de usuario muy amigable y fácil de usar, la cual permite diseñar y analizar filtros rápidamente. Esta herramienta permite diseñar filtros digitales FIR o IIR, y posee varios métodos de diseño de filtros.

Para el diseño y análisis de filtros digitales usando la FDATool de MATLAB, primero se debe escoger el tipo de respuesta que más se adapte a las necesidades, para nuestro caso se decidió por un filtro pasa-bajas con un método de diseño IIR Butterworth.

En la figura 80 se muestra la interfaz gráfica de usuario (GUI), de la herramienta FDATool, diseñada por el software MATLAB.

Figura 80. Diseño del filtro digital usando la FDATool de MATLAB



Fuente: Los autores

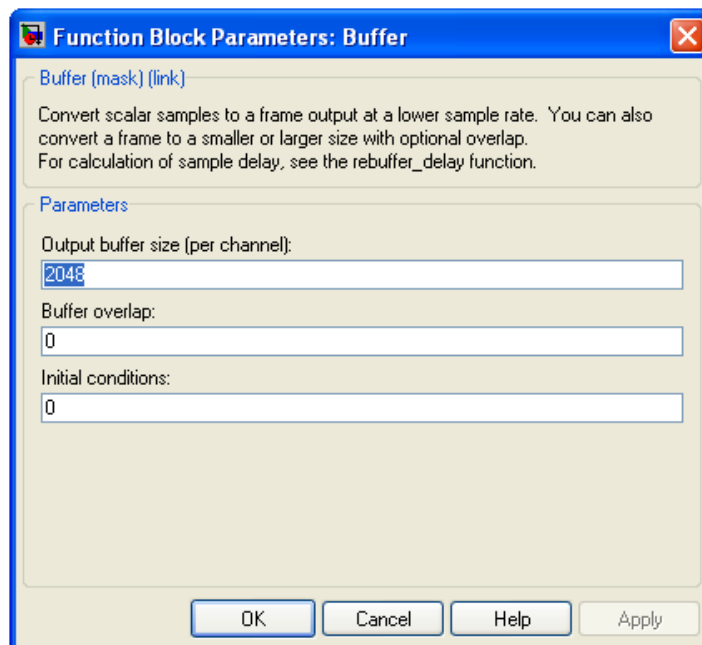
Como resultado de esto la herramienta calcula las constantes del filtro y a su vez calcula el orden que este debe tener de acuerdo a los parámetros introducidos anteriormente y estos datos los muestra en la parte superior izquierda de la interfaz gráfica.

Esta herramienta nos permitió exportar el diseño del filtro al diagrama de bloques construido en Simulink, de una manera rápida y sencilla.

8.5.3 Buffer

En este bloque especificamos el tamaño del buffer de salida y en nuestro caso va a ser de 2048 el cual coincide con el tamaño de muestras por tramas especificado en el bloque ADC. La figura 81 enseña las características especificadas para este bloque.

Figura 81. Configuración del buffer



Fuente: Los autores

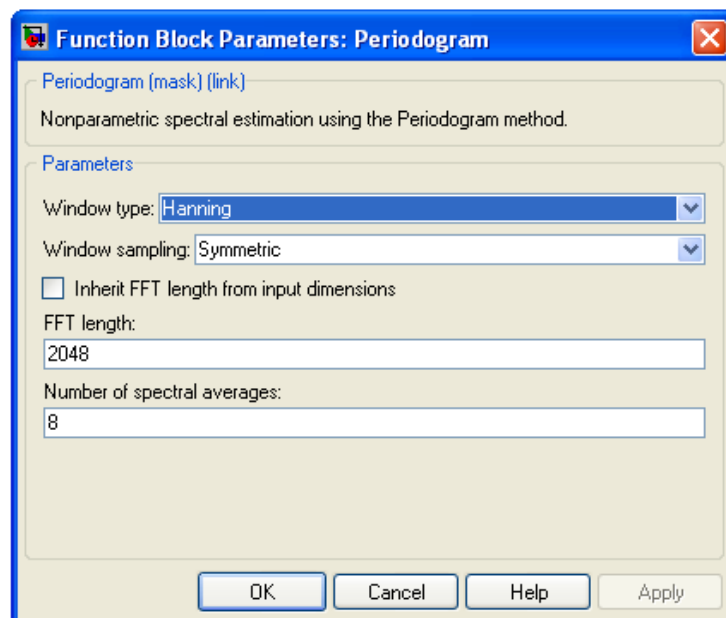
8.5.4 Periodograma

El bloque “Periodogram” calcula una estimación no paramétrica del espectro. El bloque promedia la magnitud al cuadrado de la FFT calculada sobre secciones de la ventana de entrada y normaliza el promedio espectral con el cuadrado de la suma de las muestras de la ventana.

Una matriz de entrada de $M \times N$ elementos basada en tramas y una matriz de entrada de $M \times N$ elementos basada en muestras son tratadas como muestras M de tiempo secuencial de los canales independientes N . el bloque calcula un estimado separado para cada uno de los canales independientes N y genera una matriz de salida de $N_{fft} \times N$.

Cada columna de la matriz de salida contiene la estimación de la correspondiente densidad espectral de potencia de la columna de entrada a N_{fft} con puntos equidistantes de frecuencia en el rango de $[0, F_s)$, donde F_s es la frecuencia de muestreo de la señal. La salida es siempre basada en muestras.

Figura 82. Configuración del bloque Periodogram



Fuente: Los autores

Como se puede apreciar en la figura 82, en este bloque se selecciona el tipo de ventana que deseamos que se le aplique al espectro, el tipo de ventana seleccionada es la ventana “Hanning” debido a que esta ventana corta las señales en cero al comienzo y al final del espectro, evitando así el efecto Leakage.

También se elige una longitud de FFT que coincida con los bloques ADC y buffer, y además el número de promedios que este bloque le hará a la FFT calculada, para de esta manera garantizar una buena resolución espectral.

8.5.5 To RTDX

Cuando el modelo en Simulink tiene este bloque, Real-Time Workshop inserta los comandos en C para crear un canal de salida RTDX en el “target”. El código insertado abre y habilita el canal con el nombre que fue especificado en la casilla **Channel name**. Se puede abrir, cerrar, deshabilitar, y habilitar el canal desde el “host”.

En el código generado a partir del diagrama de bloques en Simulink y utilizando este bloque, se puede ver un comando como `RTDX_enableOutput(&channelname)` donde el nombre del canal es el mismo nombre que se entró.

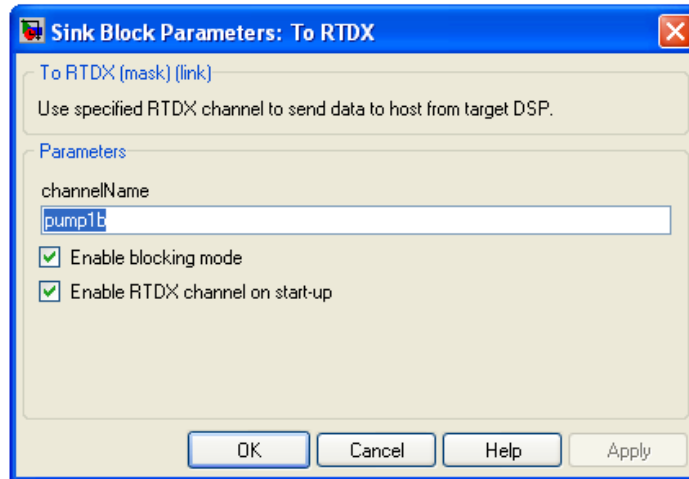
En las simulaciones de este bloque no se realiza ninguna operación. El bloque **To RTDX** solamente trabaja en la generación del código y cuando el modelo se corre en la tarjeta.

Usar RTDX en el modelo implica:

- Adicionar uno o más bloques RTDX al modelo para preparar la tarjeta.
- Descargar y ejecutar el modelo en la tarjeta.
- Habilitar los canales desde MATLAB
- Uso de las funciones `readmsg` y `writemsg` en MATLAB para enviar y recibir datos desde la tarjeta a través de RTDX.

En la figura 83 se presenta un ejemplo de la interfaz gráfica de este bloque en el cual solo se especifica el nombre de canal RTDX, este nombre puede variar de acuerdo a las necesidades o al gusto del usuario.

Figura 83. Configuración del bloque To RTDX



Fuente: Los autores

Ahora el modelo está ahora completo. Y está listo para ser compilado y ejecutado en la tarjeta DSP mediante el prototipado rápido.

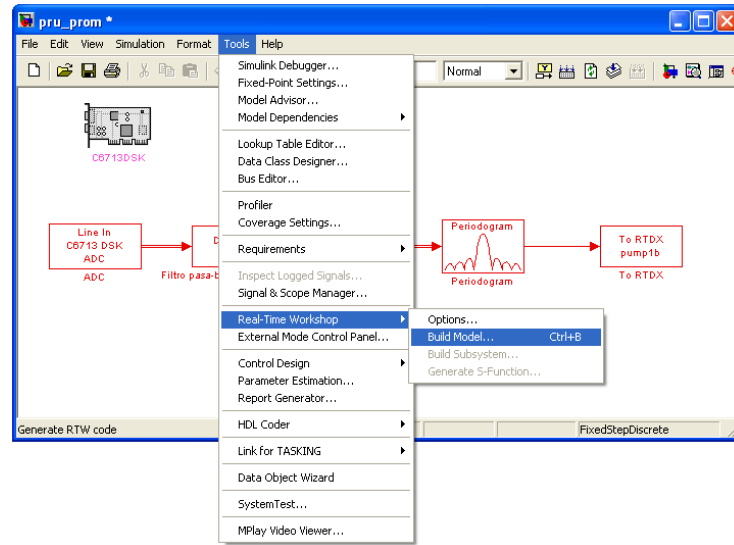
8.6 CONSTRUYENDO EL MODELO (build)

En este paso se inicia el proceso de creación, depuración, compilación y ejecución del código C en el DSK C6713, seleccionando en la ventana del diagrama de bloques de Simulink:

Tools -> Real-Time Workshop -> Build Model.

En la figura 84 se aprecia gráficamente la construcción del modelo a partir del diagrama de bloques creado Simulink.

Figura 84. Construcción del Modelo



Fuente: Los autores

8.7 CONSTRUCCIÓN EN PROCESO (BUILDING IN PROCESS)

En la figura 85 se puede apreciar como MATLAB y Simulink crean el código C que será ejecutado en el DSK C6713, partiendo del diagrama de bloques hecho en Simulink.

Figura 85. Proceso de construcción del código C en Matlab mediante el Prototipado Rápido

```
Command Window
To get started, select MATLAB Help or Demos from the Help menu.

-assertRunNotificationFcn="myfunction"
-assertRunPIL=0
-assertRunPILBlockAction="None"
-assertRunStackSize=8192
-p10000

### Loading TLC function libraries
.....
### Initial pass through model to cache user defined code
### Caching model source code
.....
### Writing header file Prototipado_Rapido_types.h
### Writing header file Prototipado_Rapido.h
### Writing source file Prototipado_Rapido.c
.
### Writing header file Prototipado_Rapido_private.h
### Writing source file Prototipado_Rapido_data.c
### Writing source file Prototipado_Rapido_main.c
.
### TLC code generation complete.
### Creating project marker file: rtw_proj.tmw
### Generating the DSP/BIOS configuration file ...
### Creating project in Code Composer Studio(tm)...
### Building Code Composer Studio(tm) project...
### Build complete
### Downloading COFF file
### Downloaded: Prototipado_Rapido.out
>>
```

Fuente: Los autores

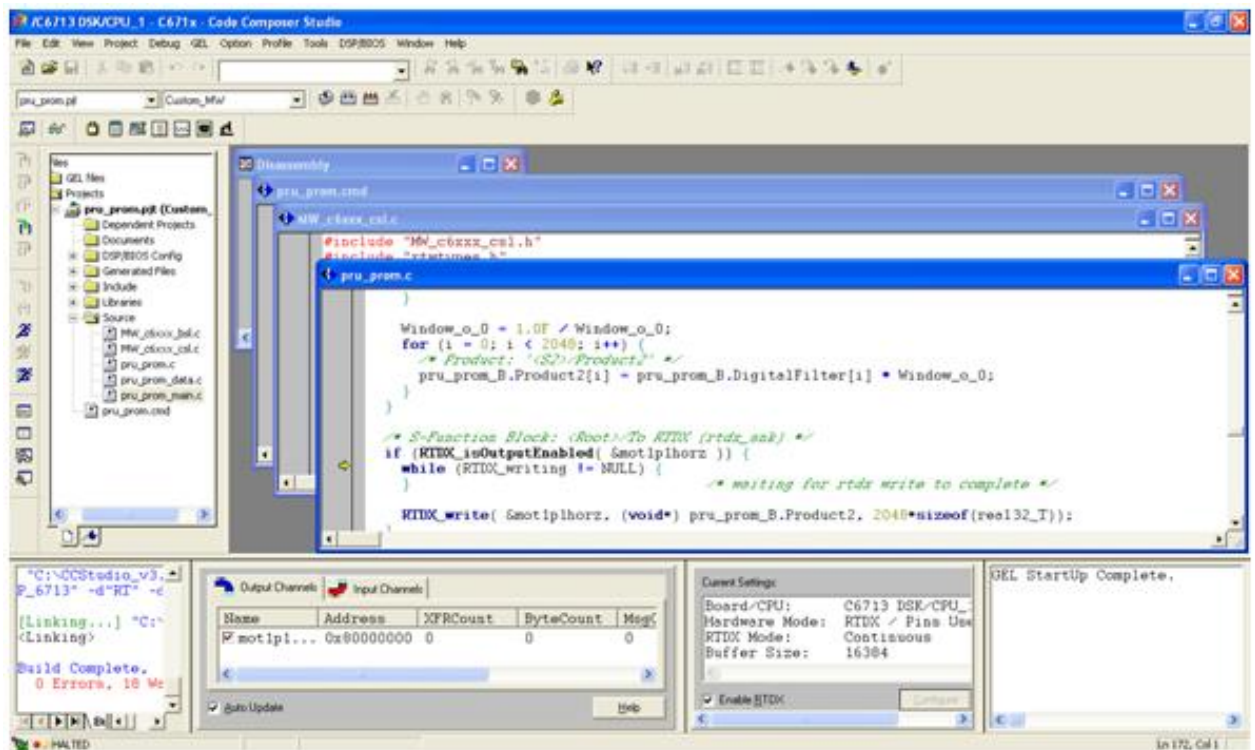
El proyecto ha sido construido y está ejecutándose en la tarjeta DSK C6713.

8.8 COMPROBAR EL CÓDIGO GENERADO

El código generado se puede verificar una vez este ha sido compilado y ejecutado en la tarjeta; el código se puede observar haciendo click en el menú desplegable source que se encuentra ubicado en la parte izquierda de la pantalla del CCS, esto nos permite verificar y revisar el código generado por MATLAB.

Un ejemplo del código C generado por MATLAB y cargado a la tarjeta DSP a través de CCC, se puede ver en la figura 86.

Figura 86. Proyecto construido y ejecutado en el CCS



Fuente: Los autores

8.9 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DEL ANALIZADOR DE VIBRACIONES CONSTRUIDO

En esta sección se describen las principales características para realizar un análisis de frecuencia.

8.9.1 Convertidores A-D

Un aspecto importante a la hora de diseñar un microsistema con salida digital es saber cómo pasar la señal de analógico a digital. Para ello se tienen que tener en cuenta aspectos como el tipo de procesamiento que se desea realizar, la frecuencia de muestreo, la precisión, el ruido y el consumo.

Todos estos aspectos se deben ponderar dependiendo de las prioridades del sistema que se está diseñando. En nuestro caso, se ha considerado que la medida de la señal se debe realizar en el punto más cercano al sensor. Esto limita el ruido que se puede introducir en el sistema.

Otro aspecto es el modelo de convertidor a utilizar. Los convertidores analógico – digital deben tener las siguientes características:

- Velocidad de conversión
- Resolución
- Complejidad analógica
- Complejidad digital

Las operaciones basadas en muestras-por-muestras, a menudo es una vía ineficiente para configurar la actual entrada y salida de datos. Muchos sistemas de DSP transfieren datos en “bloques” conocidos como tramas (frames). En el caso de las tramas este tipo de configuración permite aumentar la eficiencia de los cálculos requerido en nuestro caso el de la FFT.

8.9.2 Numero de muestras

El espectro calculado está totalmente determinado por el tiempo de muestreo de la señal de entrada a la FFT. Esta señal fue muestreada a una rata igual a f_s a lo largo del tiempo de adquisición T, por lo tanto fueron adquiridas N muestras. Se calculó T de la siguiente manera:

$$T = \frac{N}{f_s}$$

Ecuación 8.2

$$T = \frac{1024}{8000} = 0.128 \text{ seg}$$

$$T = \frac{2048}{8000} = 0.256 \text{ seg}$$

Donde

T es el tiempo de adquisición

N es el número de muestras adquiridas

f_s es la frecuencia de muestreo

Por lo tanto se calculó N, de la siguiente manera:

$$N = T * f_s$$

Donde

N es el número de muestras adquiridas

T es el tiempo de adquisición

f_s es la frecuencia de muestreo

8.9.3 Tramas

Una trama es el nombre que vamos a usar para describir un grupo de muestras consecutivas. Con el fin de implementar tramas basadas en DSP, debemos recoger N muestras, y en este punto iniciar el proceso de tramas.

El número de muestras debe ser una potencia de dos. El tamaño de la trama se basa en varios factores tales como el algoritmo de DSP a ser usado, la velocidad y eficiencia del ADC, los gastos generales necesarios para la transferencia de la memoria, otras limitaciones del hardware, y el rendimiento del sistema. Esta última consideración es manejada por el hecho de que cualquier resultado es obtenido por el DSP, el resultado de una nueva actualización no puede ser obtenido más rápidamente de lo que toma la toma de datos de una trama de datos entera.

8.9.4 Buffer de memoria

El convertidor ADC arroja datos de salida a una rata de 2.56 veces la mayor frecuencia en el rango de interés. Así mismo el bloque ADC fue configurado con una longitud de palabra de 16 bits, con la cual tendríamos una exactitud de 1 parte en 65536. Cada una de estas palabras de 16 bit van a una memoria llamada Buffer de Memoria.

$$2^{16} = 65536$$

La memoria tiene 1024 o 2048 puntos de datos y un tiempo de descomposición de 400 y 800 puntos de frecuencia respectivamente.

Esto se calculó de la siguiente manera:

$$\frac{1024}{2.56} = 400 \text{ Puntos de Frecuencia}$$

$$\frac{2048}{2.56} = 800 \text{ Lineas de Frecuencia}$$

El buffer de memoria se encarga de almacenar los datos, cuando este se encuentra lleno, es decir con 1024 o 2048 datos se procede a pasar la información, para realizar el cálculo de la FFT.

8.9.5 Resolución de la frecuencia

Debido a las propiedades de la FFT, el espectro calculado a partir de la señal muestreada tiene una resolución de frecuencia df . La resolución de la frecuencia se calcula de la siguiente manera:

$$df = \frac{1}{T} = \frac{f_s}{N} = \frac{8000}{1024} = 7.8125 \text{ Hz}$$

$$df = \frac{1}{T} = \frac{f_s}{N} = \frac{8000}{2048} = 3.9 \text{ Hz}$$

Dónde:

df es la resolución de frecuencia.

T es el tiempo de adquisición.

f_s : es la frecuencia de muestreo.

N : es el número de muestras.

La resolución de frecuencia fue determinada únicamente por el tiempo de adquisición. La resolución de frecuencia mejora a medida que aumenta el tiempo de adquisición.

8.9.6 Frecuencia máxima resoluble

Con la rata de muestreo se determinó la máxima frecuencia resoluble de acuerdo al teorema del muestreo de Shannon – Nyquist, el cual dice que la máxima frecuencia resoluble debe ser la mitad de la frecuencia de muestreo.

La máxima frecuencia resoluble se calculó con la siguiente ecuación:

$$f_{max} = f_{Nyquist} = \frac{f_s}{2} = \frac{8000}{2} \text{ Ecuación 8.3}$$

$$f_{max} = 4000 \text{ Hz}$$

Donde

f_{max} : es la máxima frecuencia resoluble

$f_{Nyquist}$: es la frecuencia de Nyquist

f_s : es la frecuencia de muestreo

Y la mínima frecuencia resoluble es 0.

8.9.7 Número de líneas espectrales

El número de líneas del espectro está determinado por el ancho de banda libre de alias a la frecuencia de muestreo (E_b), generalmente el ancho de banda libre de alias está determinado por:

$$E_b = \frac{1}{2.56} \text{ Ecuación 8.4}$$

Con el algoritmo creado se adquirieron 1024 y 2048 muestras, y con un ancho de banda estándar de $\frac{1}{2.56}$, ahora con esos números de muestras adquiridas se procede a calcular el número de líneas espectrales:

$$\# \text{ líneas} = E_b * N \text{ Ecuación 8.5}$$

$$\# \text{ lineas} = \frac{1}{2.56} * 1024 = 400 \text{ lineas}$$

$$\# \text{ lineas} = \frac{1}{2.56} * 2048 = 800 \text{ lineas}$$

Donde E_b es una propiedad del hardware. Este valor de # de líneas puede ser modificado aumentando o disminuyendo el número de muestras adquiridas, esto se puede hacer cambiando el valor del campo “Samples per Frames” del bloque ADC del diagrama de bloques en Simulink.

8.9.8 Resolución de la frecuencia

Este parámetro nos ayuda a distinguir tonos individuales que están muy juntos. La resolución de la frecuencia está determinado por la frecuencia de muestreo y el número de muestras adquiridas por el convertidor análogo – digital.

Al aumentar el tiempo de adquisición se logra aumentar la resolución de la frecuencia, esto es posible disminuyendo la frecuencia de muestreo, pero esto no es recomendable porque esto ocasiona una reducción en el rango de frecuencias; por el contrario aumentar el número de muestras, produce un aumento en el número de líneas del espectro, y esto se ve reflejado en un aumento en la resolución del espectro generado.

Cabe recordar los parámetros mencionados anteriormente son totalmente modificables en el diagrama de bloques y esto hace que el analizador construido sea muy versátil.

8.10 CARACTERISTICAS DEFINITIVAS DEL ANALIZADOR

En la tabla 17 mostrada a continuación se listan las características definitivas del analizador construido, teniendo en cuenta que la mínima frecuencia de muestreo seleccionable para la tarjeta es de 8000 Hz.

Tabla 17. Características definitivas del analizador de vibraciones

MUESTRAS	FRECUENCIA DE MUESTREO [Hz]	TIEMPO DE MUESTREO [Seg]	# DE LINEAS	RESOLUCION [Hz]	FRECUENCIA MAXIMA RESOLUBLE [Hz]
1024	8000	0.128	400	7.8125	4000
2048	8000	0.256	800	3.9	4000

Fuente: Los autores

Teniendo en cuenta las características del prototipo de analizador es posible configurar el número de muestras a usar en la FFT para el análisis de las señales adquiridas, tomando en cuenta que a mayor cantidad de muestras, mayor tiempo de muestreo, mayor número de líneas, por lo tanto un aumento en la resolución. Se puede trabajar con muestras como 256, 512, 1024, 2048, 4096 y 8192 para el análisis en cuestión.

9 ANALISIS DE RESULTADOS

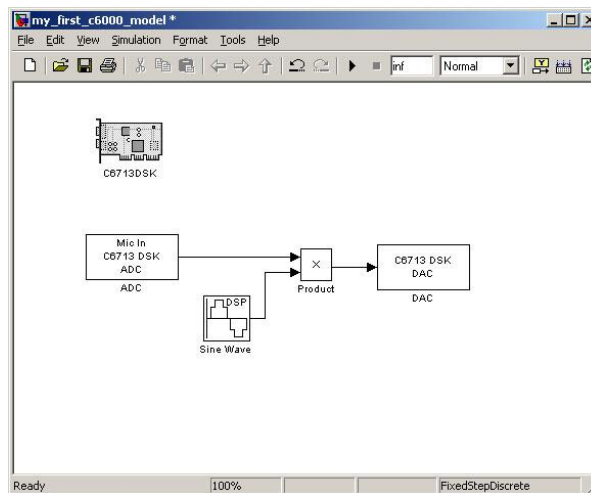
9.1 PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DE PROTOTIPADO RAPIDO

9.1.1 Distorsión de voz

Para la realización de la siguiente prueba se debe iniciar y conectar correctamente el CCS y el DSK C6713, siguiendo los pasos descritos en el capítulo anterior.

Una vez la tarjeta y el CCS fueron conectados correctamente, se creó el diagrama de bloques en Simulink, el cual es mostrado en la figura 87.

Figura 87: Modelo de la primera prueba realizada

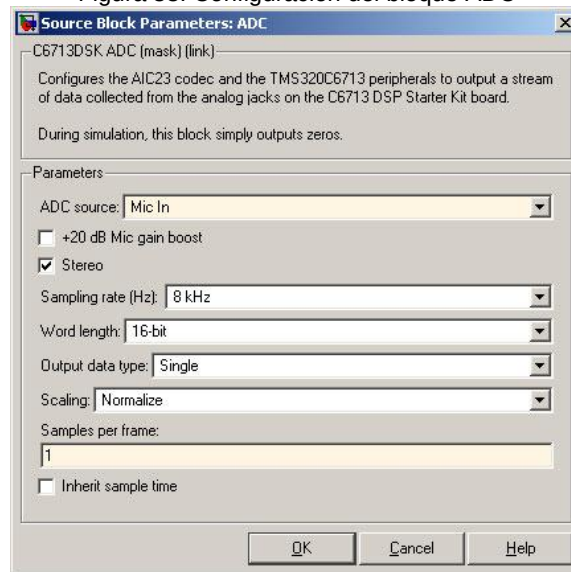


Fuente: Los autores

9.1.1.1 Configuración del bloque ADC

En este bloque mostrado en la figura 88, seleccionamos como fuente de entrada “Mic In” lo cual significa que los datos o la señal entraran por un micrófono. Establecimos las muestras por cuadro en 1. Esto significa que los datos serán procesados inmediatamente. Y posteriormente seleccionamos una frecuencia de muestreo de 8KHz.

Figura 88. Configuración del bloque ADC

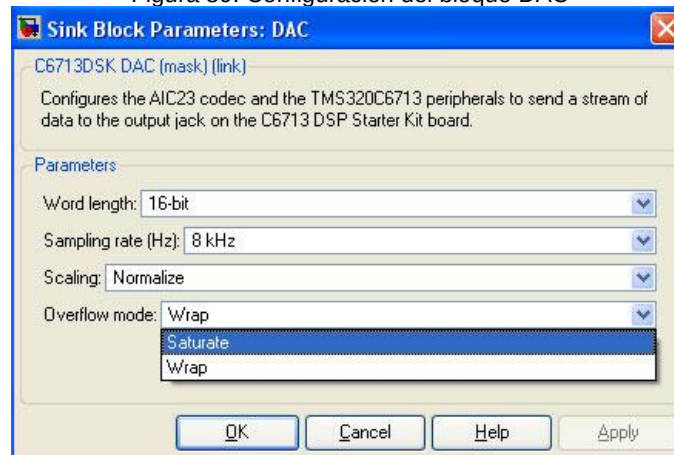


Fuente: Los autores

9.1.1.2 Configuración del bloque DAC

En este bloque se debe seleccionar la misma frecuencia de muestreo de entrada es decir la misma del bloque ADC. Y se ajustó el “Overflow mode” a “saturate”. Esto impide que números positivos se conviertan en negativos. En la figura 89 se muestra un ejemplo de cómo se configuro este bloque para la aplicación propuesta en este proyecto.

Figura 89. Configuración del bloque DAC



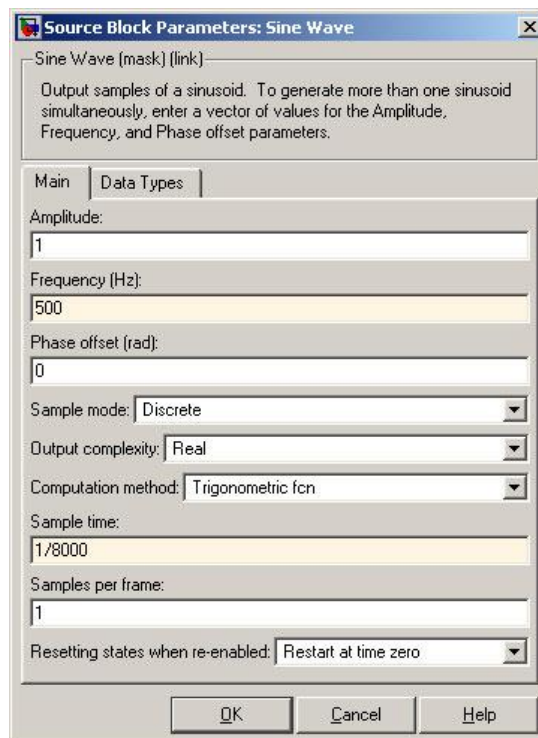
Fuente: Los autores

9.1.1.3 Generador de onda sinusoidal

Luego se añadió el bloque “Generador de onda sinusoidal”, que se encuentra en la librería “signal Processing Blockset” y en la sub librería “Signal Processing source”. En la figura 90 se puede apreciar la configuración de parámetros de este bloque.

Se estableció una frecuencia de 500Hz, y un tiempo de muestreo de 1/8000. Esta es la rata de muestreo de los bloques ADC y DAC.

Figura 90. Configuración del bloque Generador de onda sinusoidal



Fuente: Los autores

9.1.1.4 Producto

Se incluyó un bloque producto que se encuentra en View -> Simulink Library Browser -> Commonly Used Blocks. Con el fin de multiplicar la señal de entrada de audio con la señal generada y así lograr una distorsión en la señal auditiva.

Finalmente se procede a compilar y a ejecutar el algoritmo en el DSK C6713, utilizando la técnica del prototipado rápido.

Una vez ejecutado y compilado el algoritmo en la tarjeta DSP, se entra una señal de voz a la tarjeta a través de un micrófono estéreo estándar, y se aprecia una distorsión en el audio de salida.

Con los resultados obtenidos con esta prueba se pudo comprobar el correcto funcionamiento del DSP, y se comprobó que la técnica de generación de código C llamada Prototipado Rápido funciona correctamente y se acoplo perfectamente con la tarjeta DSP.

9.1.2 Pruebas y análisis de resultados con el generador de señales y sin promedio de FFT

Las siguientes pruebas fueron realizadas usando un generador de señales Tektronix CFG253, con el cual se generaron diferentes tipos de señales, con diferente amplitud y frecuencia, estas pruebas se realizaron con el fin de comprobar el funcionamiento del algoritmo y el procesador digital de señales (DSP) del prototipo de analizador de vibraciones mecánicas planteado para la solución de este proyecto de grado.

En estas pruebas se comprobó el funcionamiento del DSP con diferentes configuraciones en el diagrama de bloques, entre ellas el número de puntos de la FFT o longitud de la FFT.

Las primeras pruebas fueron realizadas usando un bloque de la magnitud al cuadrado de la FFT y sin promediar los espectros generados o sin densidad de potencia espectral específica.

Prueba realizada con una señal de 500Hz y 256 puntos de la FFT y sin promedios de los espectros.

9.1.2.1 Pruebas con una longitud de 256 puntos de FFT

Prueba 1.

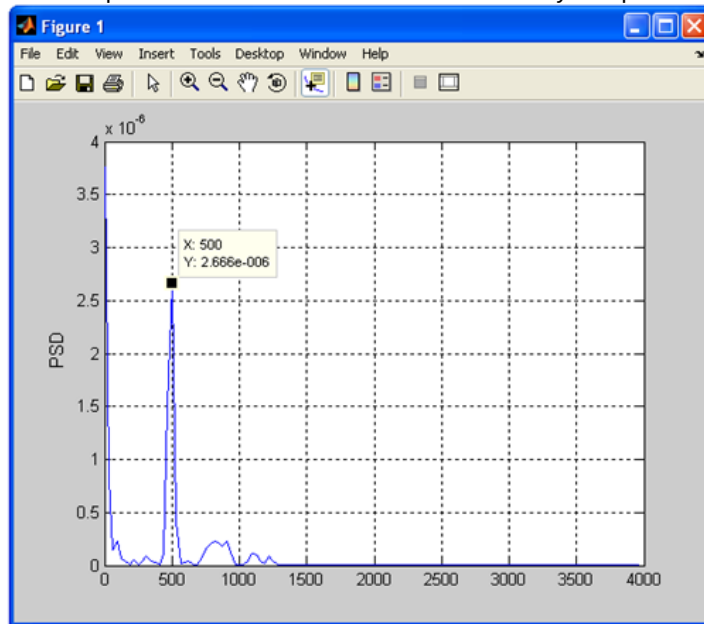
En la tabla 18 se presentan las características principales de la señal generada para posteriormente obtener su respuesta en frecuencia.

Tabla 18. Características de la señal de la prueba 1

FRECUENCIA [Hz]	AMPLITUD [mV P-P]	LONGITUD DE LA FFT [Puntos]	PROMEDIOS DE FFT	TIPO DE VENTANA	TIPO DE ONDA
500	600	256	0	Hanning	Sinusoidal

Fuente: Los autores

FIGURA 91. Espectro resultante con una señal de 500Hz y 256 puntos de FFT



Fuente: Los autores

En la figura 91 se muestra el espectro obtenido de la señal sinusoidal creada por el generador de señales la cual tiene una frecuencia de 500Hz y una amplitud de 600mV de amplitud Pk-PK.

9.1.2.2 Pruebas con una longitud de 512 puntos de FFT

Prueba 2

En la siguiente prueba se aumentó el número de puntos de la FFT a 512 puntos, y se generó una señal de 450Hz.

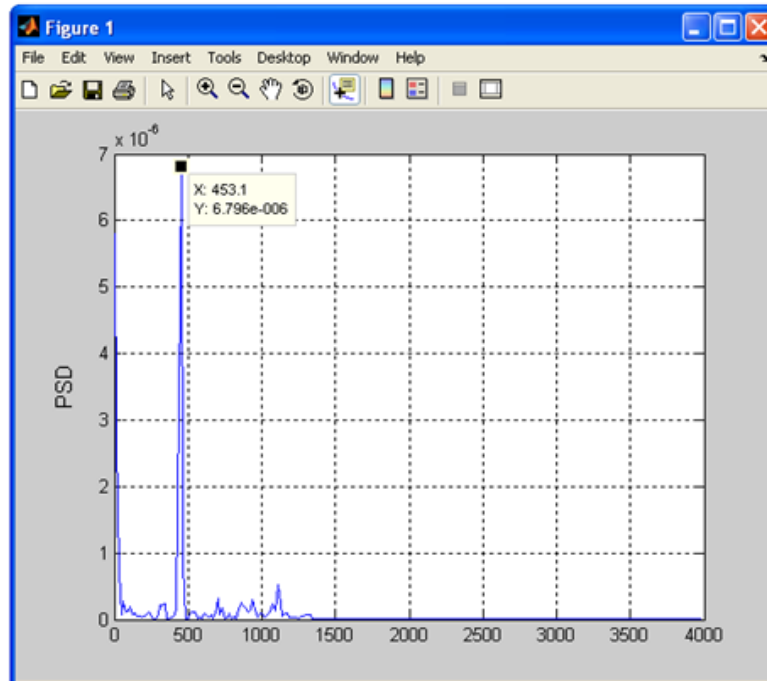
En la tabla 19 se muestra las características de la señal con la cual se desarrollo esta prueba.

Tabla 19. Características de la señal de la prueba 2

FRECUENCIA [Hz]	AMPLITUD [mV P-P]	LONGITUD DE LA FFT [Puntos]	PROMEDIOS DE FFT	TIPO DE VENTANA	TIPO DE ONDA
450	600	512	0	Hanning	Sinusoidal

Fuente: Los autores

Figura 92. Espectro resultante con una señal de 450Hz y 512 puntos de FFT



Fuente: Los autores

En este espectro mostrado en la figura 92 se puede observar que el pico no se marca exactamente a la frecuencia esperada que es 450Hz pero si obtiene un pico muy cercano al esperado.

9.1.2.3 Pruebas con una longitud de 1024 puntos

Prueba 3

En la siguiente prueba se aumentó el número de puntos de FFT a 1024 y se realizaron pruebas con una señal de 760Hz, y 600mV de amplitud Pk-Pk.

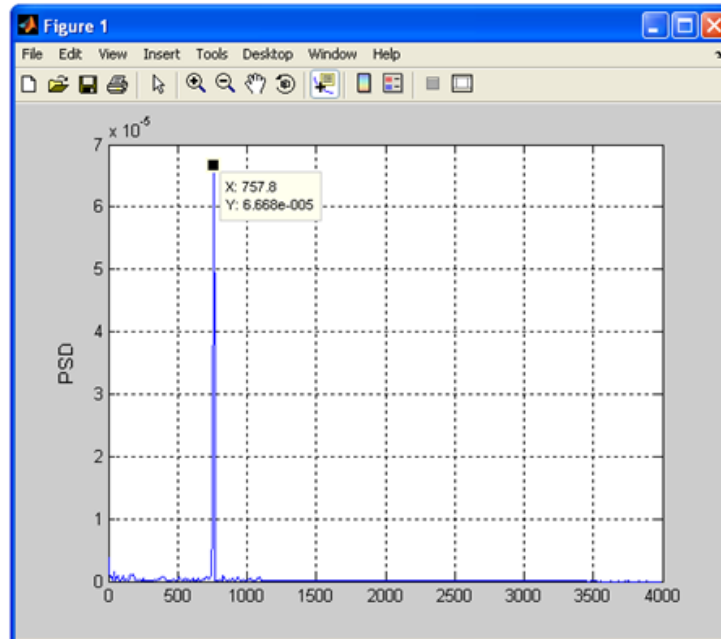
En la tabla 20 se presentan las características principales de la señal sinusoidal creada por el generador de señales.

Tabla 20. Características de la señal de la prueba 3

FRECUENCIA [Hz]	AMPLITUD [mV P-P]	LONGITUD DE LA FFT [Puntos]	PROMEDIOS DE FFT	TIPO DE VENTANA	TIPO DE ONDA
760	600	1024	0	Hanning	Sinusoidal

Fuente: Los autores

Figura 93. Espectro resultante con una señal de 760Hz y 1024 puntos de FFT



Fuente: Los autores

En la figura 93 se puede apreciar el espectro de la señal sinusoidal de 760 Hz.

9.1.2.4 Pruebas con una longitud de 2048 puntos de FFT

Prueba 4

A continuación se aumentó el número de puntos de FFT a 2048, obteniendo el mismo resultado que con 1024 puntos de FFT.

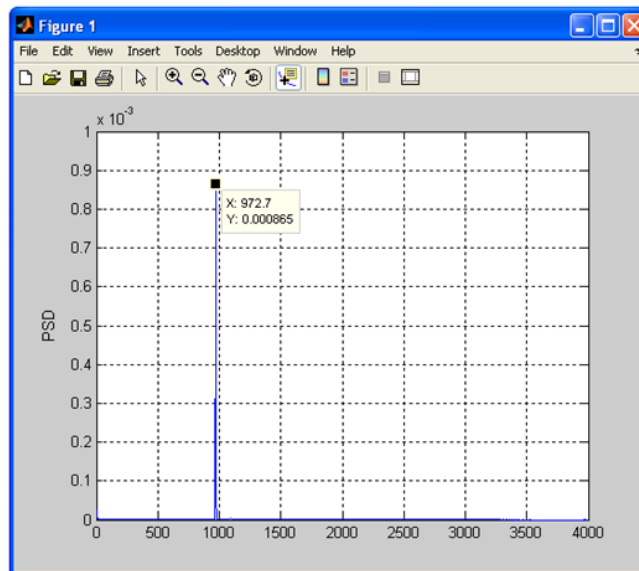
En la siguiente tabla se presentan las características de la señal a la cual se le generó el espectro mostrado a continuación.

Tabla 21. Características de la señal de la prueba 4

FRECUENCIA [Hz]	AMPLITUD [mV P-P]	LONGITUD DE LA FFT [Puntos]	PROMEDIOS DE FFT	TIPO DE VENTANA	TIPO DE ONDA
500	600	256	0	Hanning	Sinusoidal

Fuente: Los autores

Figura 94. Espectro resultante con una señal de 970Hz y 2048 puntos de FFT



Fuente: Los autores

En la figura 94 se aprecia el espectro de la señal señalada en la tabla 21, en el cual se puede observar que aparece un pico a 972Hz, lo que es muy cercano al pico que se esperaba para esta señal.

9.1.3 Pruebas y análisis de resultados con el generador de señales y haciendo un promedio de FFT

Las siguientes pruebas se realizaron con el mismo algoritmo pero realizando un promedio de los espectros generados por el DSP.

El promedio de la FFT se realizó por medio de un bloque en Simulink llamado “Periodogram”, el cual calcula una estimación no paramétrica del espectro. El bloque promedia la magnitud al cuadrado de la FFT calculada sobre secciones de la ventana de entrada y normaliza el promedio espectral con el cuadrado de la suma de las muestras de la ventana.

Se realizaron pruebas con bajas frecuencias y modificando el número de puntos de FFT.

9.1.3.1 Pruebas con una longitud de 256 puntos de FFT

Prueba 1.

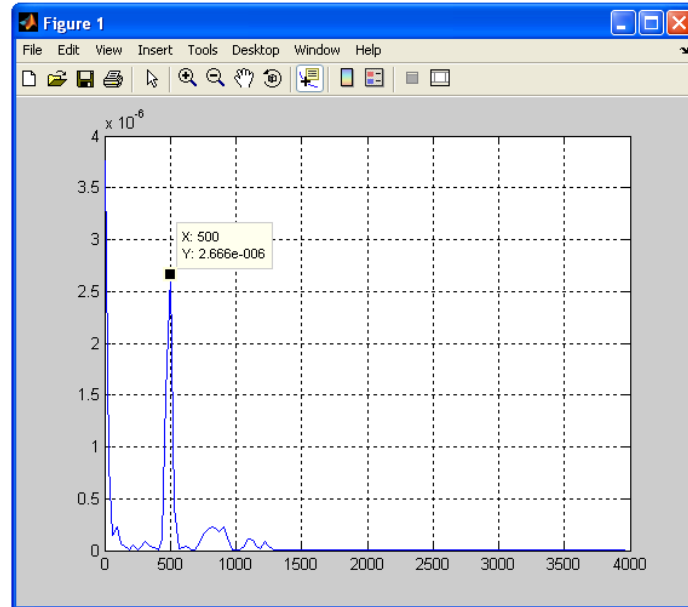
En la tabla 22 se pueden apreciar las características más importantes de las señales obtenidas del generador de señales, y a las cuales se le realizó el tratamiento necesario para obtener su respuesta en frecuencias o su espectro.

Tabla 22. Características de las señales de la prueba 1

FRECUENCIA [Hz]	AMPLITUD [mV P-P]	LONGITUD DE LA FFT [Puntos]	PROMEDIOS DE FFT	TIPO DE VENTANA	TIPO DE ONDA
500	600	256	4	Hanning	Sinusoidal
500	1200	256	4	Hanning	Sinusoidal

Fuente: Los autores

Figura 95. Espectro resultante con una señal de 500Hz y 600mV de amplitud

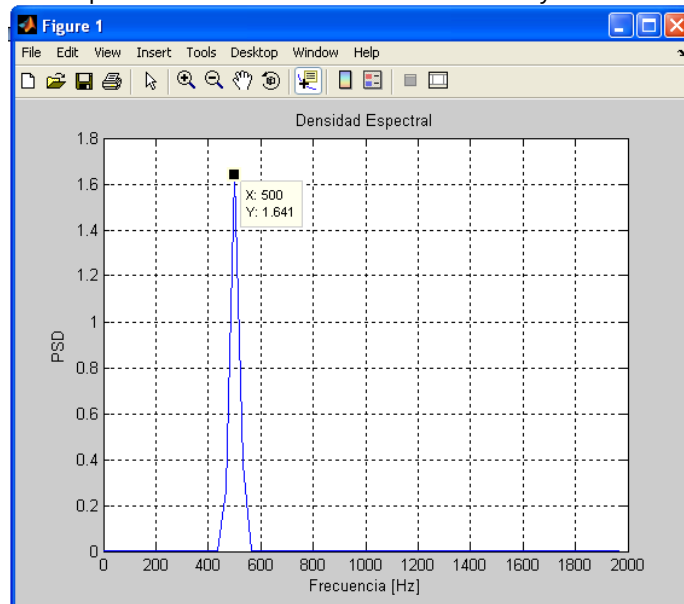


Fuente: Los autores

En la figura 95 se puede ver el espectro obtenido de una señal sinusoidal con frecuencia de 500Hz y 600mV de amplitud Pk-Pk.

A continuación en la figura 96 se aprecia el espectro obtenido de la misma señal pero esta vez variándole la amplitud a 1200mV.

FIGURA 96. Espectro resultante con una señal de 500Hz y 1200mV de amplitud



Fuente: Los autores

En esta prueba se pudo observar que efectivamente la amplitud del pico vario de un espectro a otro como era de esperarse.

9.1.3.2 Pruebas con una longitud de 1024 puntos de FFT

En las siguientes pruebas se procedió a aumentar el número de puntos de la FFT a 1024 puntos, y generando señales con diferentes frecuencias y amplitudes.

Prueba 2

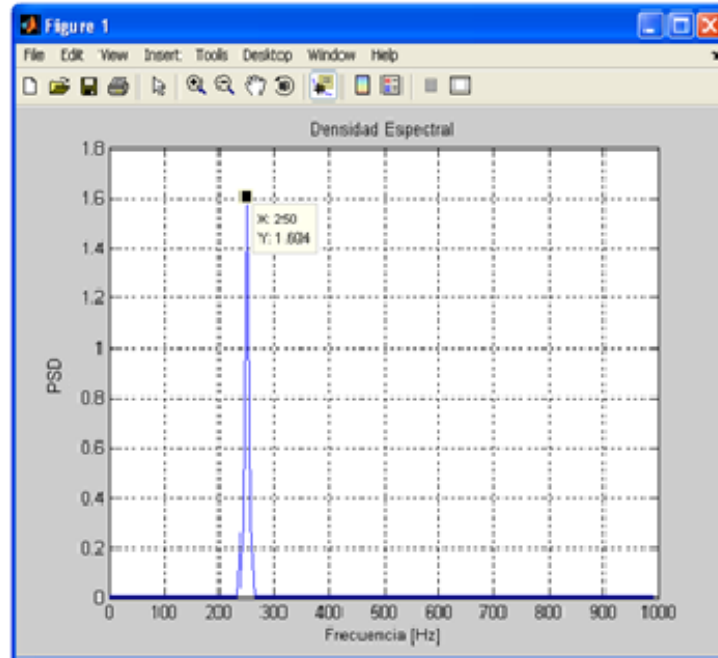
En la tabla 23 se pueden apreciar las características de las señales con las cuales se realizó la prueba número 2.

Tabla 23. Características de las señales de la prueba 2.

FRECUENCIA [Hz]	AMPLITUD [mV P-P]	LONGITUD DE LA FFT [Puntos]	PROMEDIOS DE FFT	TIPO DE VENTANA	TIPO DE ONDA
250	600	1024	4	Hanning	Sinusoidal
22	600	1024	4	Hanning	Sinusoidal
22	1200	1024	4	Hanning	Sinusoidal

Fuente: Los autores

Figura 97. Espectro resultante con una señal de 250Hz y 1024 puntos de FFT

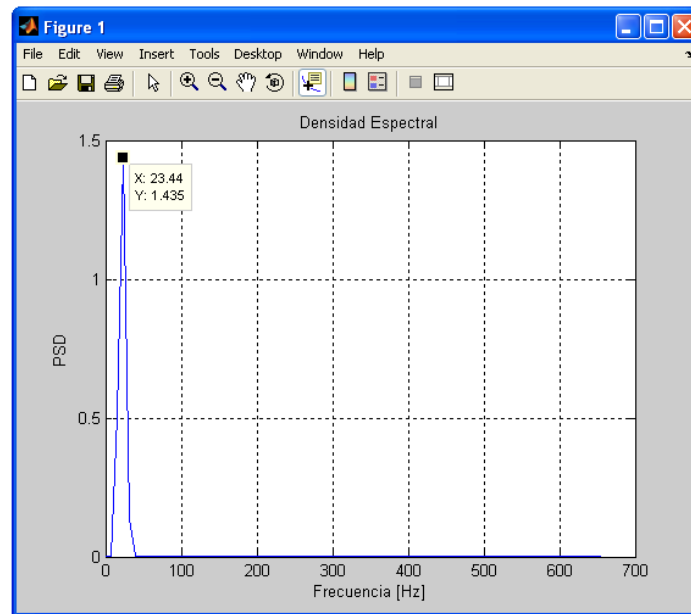


Fuente: Los autores

En la figura 97 se puede ver el espectro obtenido de la señal sinusoidal de 250Hz de frecuencia y una amplitud de 600mV Pk-Pk.

A continuación en la figura 98 se observa el espectro de una señal sinusoidal de 22Hz y una amplitud de 600mV Pk-Pk.

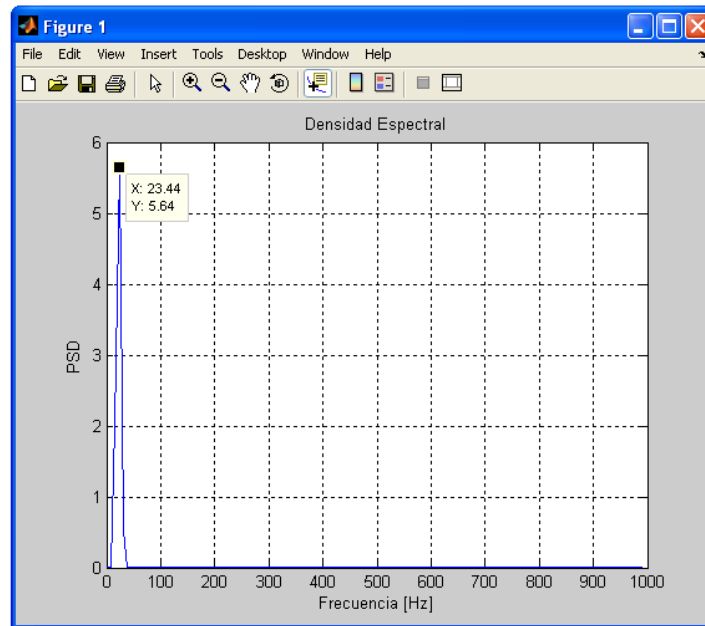
FIGURA 98. Espectro resultante con una señal de 22Hz y 1024 puntos de FFT



Fuente: Los autores

En la figura 99 se encuentra el espectro de una señal de 22Hz pero esta vez con una amplitud de 1200mV Pk-Pk.

FIGURA 99. Espectro resultante con una señal de 22Hz y amplitud 1200mV.



Fuente: Los autores

9.1.3.3 Pruebas con una longitud de 2048 puntos de FFT

En la prueba realizada a continuación se aumentó el número de puntos de FFT a 2048, y se generaron señales con diferentes frecuencias y amplitudes, tal como lo muestra la tabla 24.

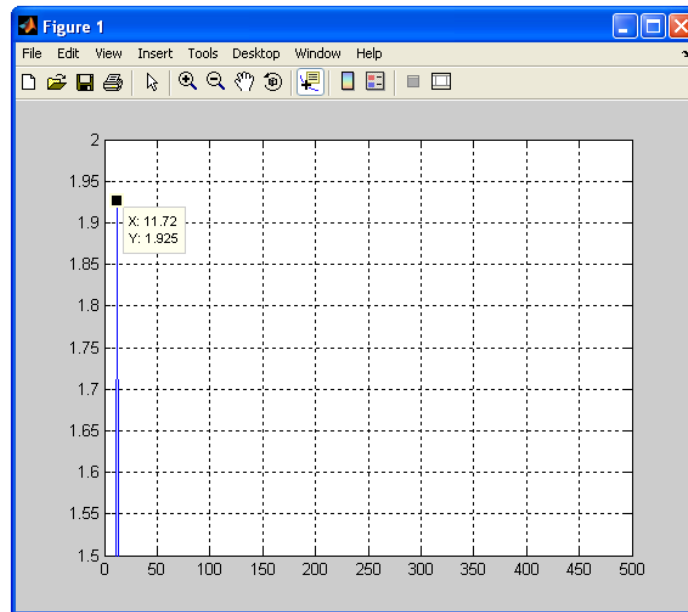
Prueba 3

Tabla 24. Características de las señales de la prueba 3.

FRECUENCIA [Hz]	AMPLITUD [mV P-P]	LONGITUD DE LA FFT [Puntos]	PROMEDIOS DE FFT	TIPO DE VENTANA	TIPO DE ONDA
11	600	2048	4	Hanning	Sinusoidal
1000	600	2048	4	Hanning	Sinusoidal
11	300	2048	4	Hanning	Sinusoidal
970	300	2048	4	Hanning	Sinusoidal

Fuente: Los autores

Figura 100. Espectro resultante con una señal de 11Hz y amplitud 600mV.

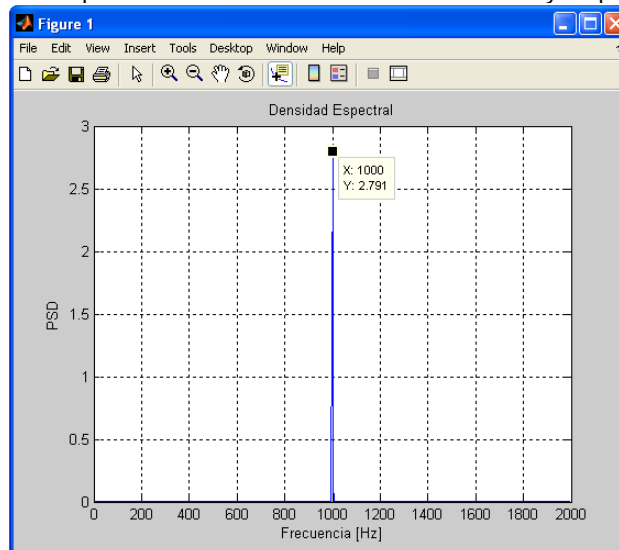


Fuente: Los autores

En la figura 100 se aprecia el espectro obtenido de la señal sinusoidal de 11Hz y 600mV Pk-Pk.

A continuación en la figura 101 se observa el espectro de la señal sinusoidal de 1000Hz de frecuencia y 600mV de amplitud.

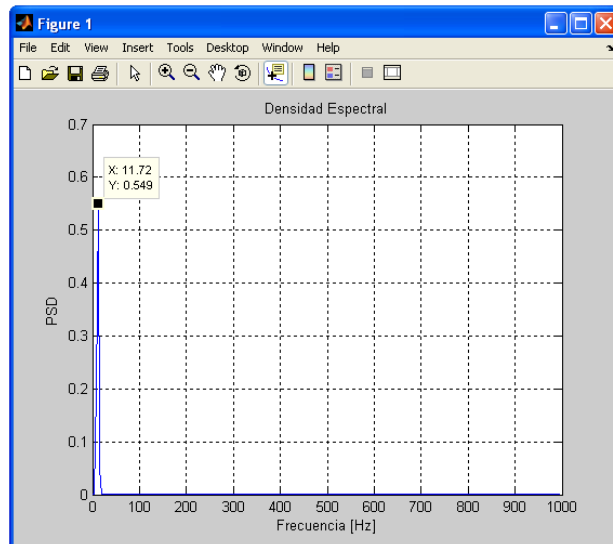
FIGURA 101. Espectro resultante con una señal de 1000Hz y amplitud 600mV



Fuente: Los autores

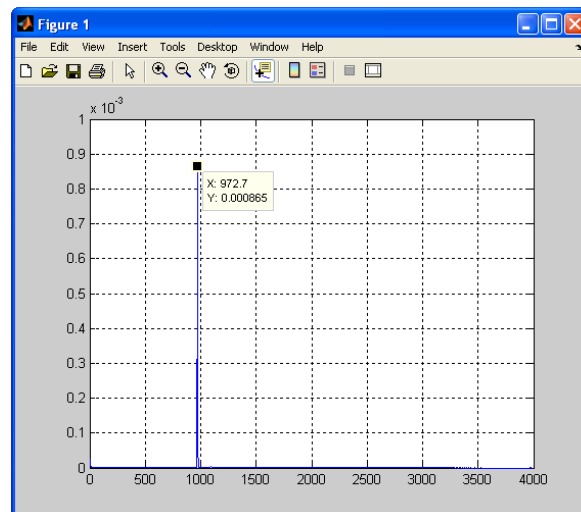
En la siguiente figura (figura 102) se puede ver el espectro de la señal de 11Hz de frecuencia y 300mV de amplitud Pk-Pk.

FIGURA 102. Espectro resultante con una señal de 11Hz y amplitud 300mV



Fuente: Los autores

Figura 103. Espectro resultante con una señal de 970Hz y 2048 puntos de FFT



Fuente: Los autores

De la figura 103 se puede observar que el espectro generado a partir del algoritmo y del diagrama de bloques creado muestra un pico muy cercano a la frecuencia esperada.

9.1.3.4 Pruebas con una longitud de 4096 puntos de FFT

En las siguientes pruebas se aumentó el número de puntos de FFT a 4096 y además se aumentó el tamaño del buffer a 65536 bits. Se realizaron pruebas con 155Hz, tal como lo muestra la tabla 25.

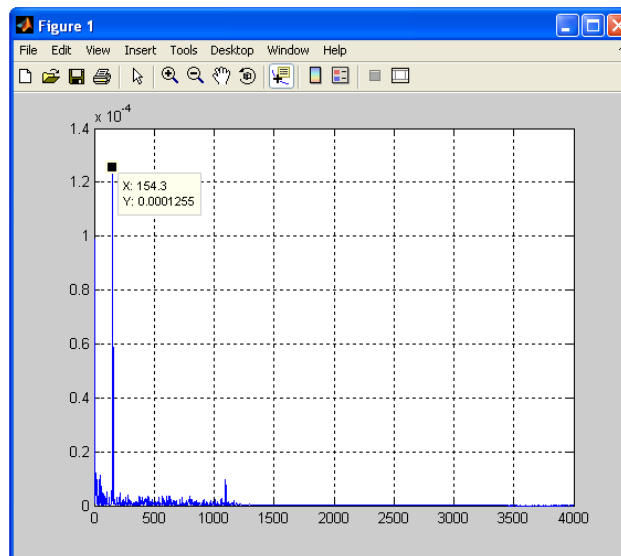
Prueba 5

Tabla 25. Características de la señal

FRECUENCIA [Hz]	AMPLITUD [mV P-P]	LONGITUD DE LA FFT [Puntos]	PROMEDIOS DE FFT	TIPO DE VENTANA
155	600	4096	0	Hanning

Fuente: Los autores

Figura 104. Espectro resultante con una señal de 155Hz y 4096 puntos de FFT



Fuente: Los autores

Se puede observar en la figura 104 que con esta cantidad de puntos se obtiene perfectamente el espectro, con el cual se pudo comprobar el algoritmo con bajas frecuencias, pero este espectro se obtuvo después de llamar muchos paquetes de datos por parte de la tarjeta.

Con esta cantidad de puntos de la FFT se observa una mejor resolución en el espectro obtenido con altas frecuencias, teniendo en cuenta que al aumentar este número de puntos también se aumenta la cantidad de datos a procesar y por lo tanto se aumenta el tiempo de procesamiento de los datos por parte del DSP.

9.2 PRUEBAS DE CARACTERIZACION DEL SENSOR MEMS MMA720

En la tabla 26 se puede observar el comportamiento del acelerómetro con base en los valores de voltaje de salida, y teniendo en cuenta la medición realizada en el ancho de banda correspondiente a 1000 Hz.

Tabla 26 Comportamiento del acelerómetro con base en los valores de voltaje de salida

BW(Hz)	volts (rms)	K	g(rms)	g^2	g^2/Hz
1000	1,2	5	6	36	0,036
1000	1,1	5	5,5	30,25	0,03025
1000	1	5	5	25	0,025
1000	0,9	5	4,5	20,25	0,02025
1000	0,8	5	4	16	0,016
1000	0,7	5	3,5	12,25	0,01225
1000	0,6	5	3	9	0,009
1000	0,5	5	2,5	6,25	0,00625
1000	0,4	5	2	4	0,004
1000	0,3	5	1,5	2,25	0,00225
1000	0,2	5	1	1	0,001
1000	0,1	5	0,5	0,25	0,00025
1000	0,036	5	0,18	0,0324	0,0000324

Fuente: Los autores

La constante de valor 5, surge de dos factores de corrección que deben tenerse en cuenta a la hora de trabajar con esta clase de acelerómetros:

✚ **Factor de Corrección.-** Por especificación, los sensores MEMS en posición horizontal (cuando los ejes no se encuentran sometidos a ningún tipo de aceleración) deben de marcar 1.65 volts, que corresponde al offset de la alimentación del acelerómetro. Sin embargo, este valor puede variar por efecto de construcción, cuando ocurre así, se incluye este factor de corrección para ajustar el voltaje de salida de los MEMS al 1.65 volts ideal, esta adición/sustracción se realiza únicamente en el programa y de ninguna manera se altera el voltaje de alimentación o la señal proveniente del sensor. Y corresponde entonces + 3.5.

✚ **Ajuste por Sensitividad.-** Como el sensor utilizado tienen diferentes rangos de medición (2, 4 y 6 g's) la sensibilidad varía entre estos grupos e inclusive entre un sensor y otro con el mismo rango, por lo tanto para convertir el valor de la señal proveniente del sensor de voltajes debe incluirse este factor + 1.5.

9.3 PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS EN MAQUINAS ROTATIVAS, SISTEMA BOMBAS HIDRÁULICAS DEL LABORATORIO DE SISTEMAS OLEO NEUMÁTICOS

Las frecuencias que fueron medidas en estas pruebas fueron utilizadas para orientar el diagnóstico. En general la frecuencia de vibración medida es igual que la fuerza que causa la vibración. Estas fuerzas aumentan por desgaste de la máquina, instalación, fallas o por modificación del diseño.

La velocidad de operación es la frecuencia de referencia por las técnicas de diagnóstico, las armónicas de la velocidad de operación se llaman órdenes y las vibraciones a otras frecuencias se llaman sincrónicas.

El espectro es el registro de la amplitud versus frecuencia de la actividad vibracional de una posición específica de la máquina.

En la tabla 27 mostrada a continuación se presenta una tabla donde se muestran las técnicas de diagnóstico.

Tabla 27 Técnicas de diagnóstico

Técnica	Uso	Descripción	Instrumentos
análisis de forma de onda	modulación, impulsos, cortes de ondas	Amplitud Vs Tiempo	Osciloscopio Análogo y digital, analizador FFT
análisis de orbitas	movimiento del eje, inestabilidad de cojinetes	desplazamiento relativo del rotor	Osciloscopio digital
análisis de fases	relación entre vibración y desplazamiento	Tiempo relativo entre las señales de la fuerza y la vibración	Luz estroboscópica, Osciloscopio análogo y digital, analizador FFT
análisis de espectros	frecuencias, frecuencias naturales, impulsos, subarmónicas	Amplitud Vs Frecuencia	Analizador FFT, Colector de datos digital

Fuente: Vibraciones básicas de máquinas, Vibration Institute

9.3.1 Pruebas de análisis de vibraciones en el sistema de bombeo N° 1

En la tabla 28 se muestran los componentes básicos del sistema de bombeo N°1, así como las características principales de cada componente. Cabe resaltar que las pruebas descritas a continuación presentan algunos detalles a tener en cuenta como las amplitudes de los espectros del prototipo de analizador, además dejar claro que los porcentajes de error corresponden a las frecuencias que coinciden con gran exactitud, pero se presentan picos que no se muestran en las mediciones realizadas con el prototipo de analizador.

Tabla 28. Características del sistema 1

EQUIPO	MARCA	CARACTERISTICAS
Motor eléctrico	Tropelnsolation - Alemán	Potencia: 11 Kw Voltaje:220v 1740 RPM
Bomba de paletas V201P	Vickers	1740 RPM 10 PALETAS

Fuente: Los autores

Para realizar el diagnóstico del sistema de bombeo es necesaria la frecuencia de rotación de los componentes del sistema, esta se obtiene de la velocidad de rotación de los mismos, en este caso como los dos componentes importantes giran a la misma velocidad, la frecuencia de rotación es la misma y se calcula de la siguiente manera:

$$f = \frac{n}{60} = \frac{1740}{60} = 29 \text{ Hz.}$$

Donde n es la velocidad de rotación del equipo.

Esta frecuencia de rotación será tomada como 1x para hacer el respectivo diagnóstico.

En la figura 105 se presenta un esquema real del sistema de bombeo N°1 donde se puede apreciar claramente el motor y la bomba usados para la medición, y también se pueden apreciar los puntos y los planos donde fueron realizadas las mediciones.

Figura 105. Sistema de bombeo 1



Fuente: Los autores

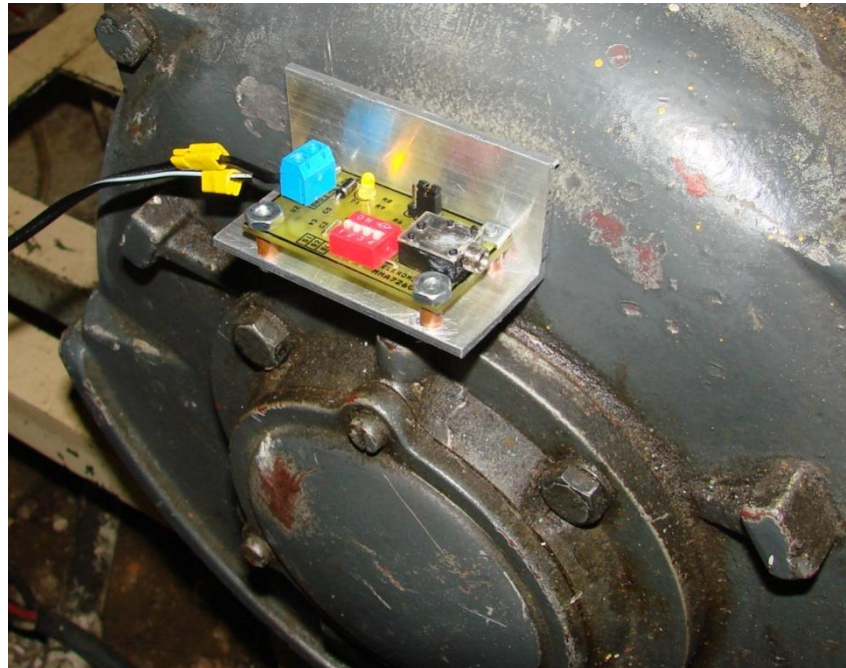
Después de realizar el montaje respectivo del acelerómetro MEMS y después de realizar los ajustes necesarios en el DSP se procedió a realizar la adquisición de datos de los puntos adecuados para la determinación del estado de la máquina. Posteriormente se realizó el análisis de vibraciones con el equipo CSI del laboratorio de vibraciones mecánicas, para realizar la comparación correspondiente.

9.3.1.1 SISTEMA DE BOMBEO 1

Motor 1 punto 1 Axial

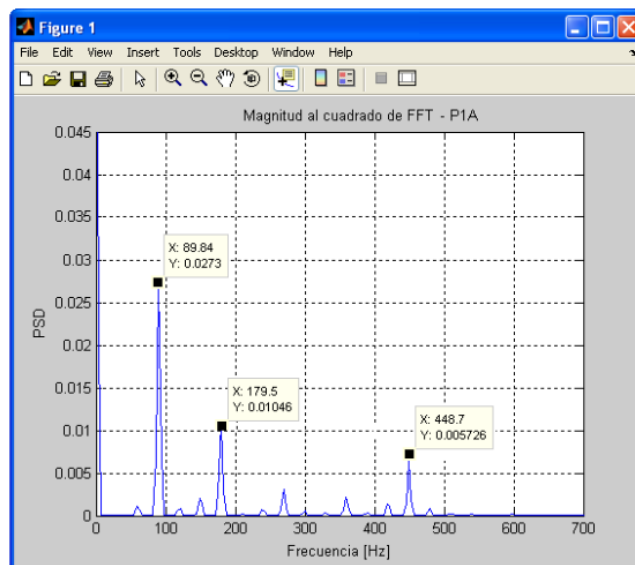
A continuación se muestra la figura 106, en la cual se puede observar el espectro obtenido después de realizar la medición en el punto 1 Axial del sistema de bombeo.

FIGURA 106 Montaje del sensor MEMS en el punto 1 Axial del sistema de bombeo 1



Fuente: Los autores

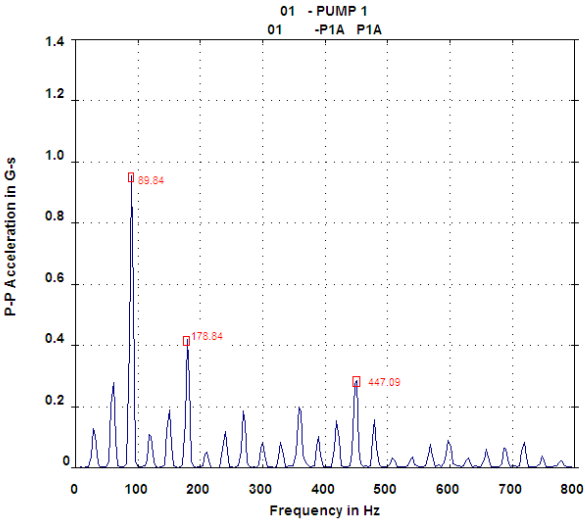
Figura 107. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P1A



Fuente: Los autores

En la figura 107 se muestra el espectro obtenido con un analizador de vibraciones comercial de marca CSI y que es propiedad del laboratorio de vibraciones mecánicas de la escuela de Ingeniería Mecánica.

Figura 108. Espectro resultante CSI. P1A



Fuente: Los autores

FIGURA 109 Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P1A Sensor Piezoeléctrico

Tabla 29 Tabla de resultados Motor 1 punto 1 Axial.

PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}]*100$
MOTOR 1 PUNTO 1 AXIAL	89.84	89.84	0
	179.5	178.84	0.37
	448.7	447.09	0.36

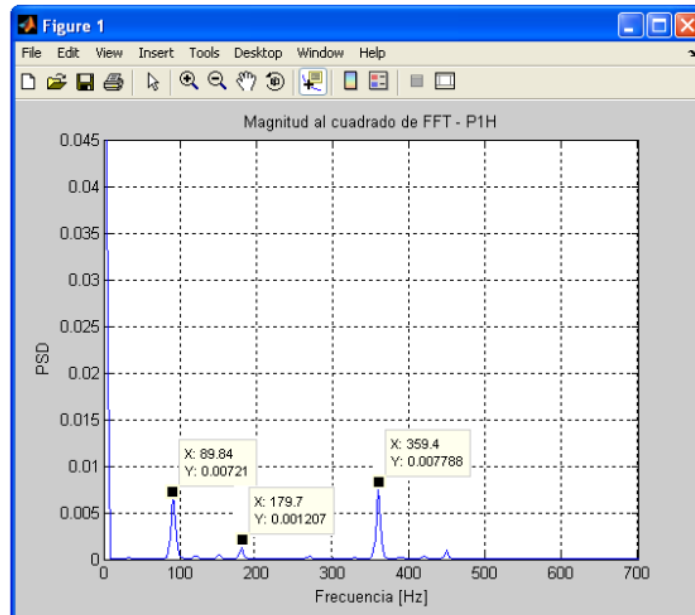
Fuente: Los autores

En la tabla 29 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones creado en este proyecto y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

Motor 1 punto 1 Horizontal

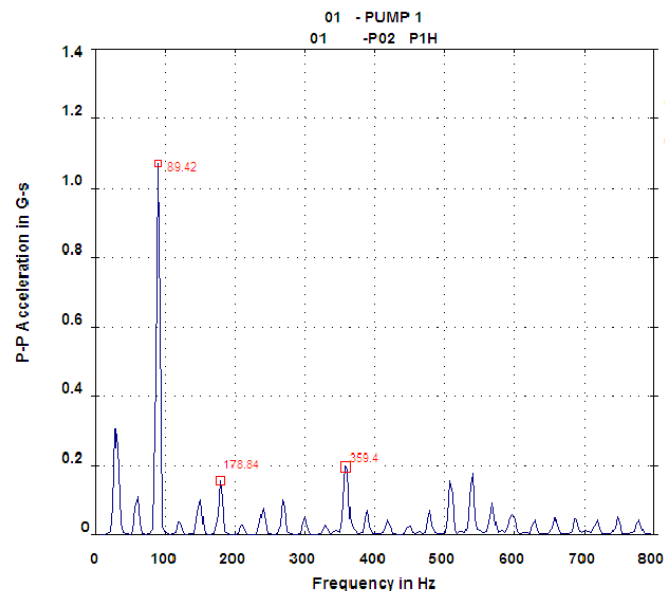
A continuación en la figura 108 se muestra el espectro obtenido después de realizar la medición en el punto 1 horizontal del sistema de bombeo N°1.

Figura 110. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P1H



Fuente: Los autores

Figura 111. Espectro resultante CSI. P1H



Fuente: Los autores

En la figura 109 se observa el espectro obtenido con el analizador de vibraciones mecánicas CSI; como se puede apreciar los espectros son bastante parecidos y los picos de frecuencia son muy similares.

Tabla 30 Tabla de resultados en el punto Motor 1 punto 1 Horizontal

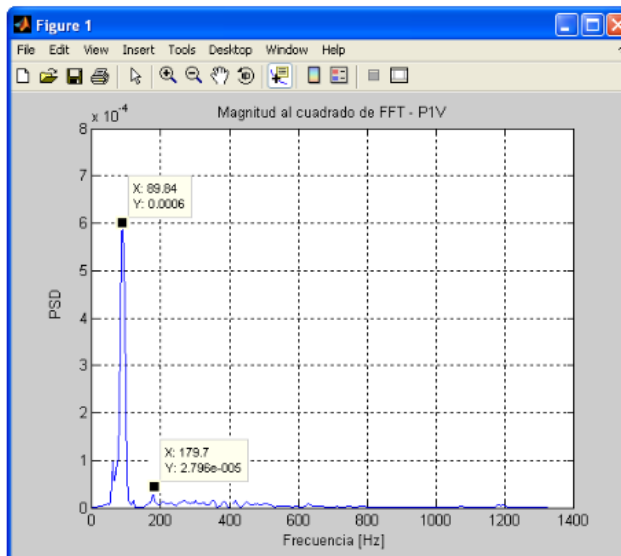
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP}) / \text{FREC. CSI}] * 100$
MOTOR 1 PUNTO 1 HORIZONTAL	89.84	89.42	0.47
	179.7	178.84	0.48
	359.4	359.4	0

Fuente: Los autores

En la tabla 30 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

Motor 1 punto 1 Vertical

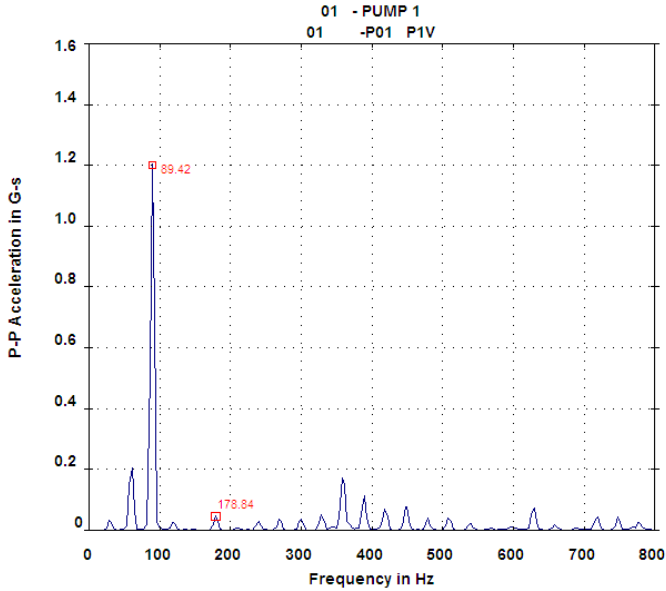
Figura 112. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P1V



Fuente: Los autores

Como se puede observar, en la figura 110 aparece un pico característico a 89.84 Hz y a 179.7 HZ.

Figura 113. Espectro resultante CSI. P1V



Fuente: Los autores

Como se puede observar en la figura 111 aparece un pico característico a 89.84 Hz y a 179.7 HZ, de similares características al mostrado después de la adquisición de los datos a través del DSP.

Tabla 31 Tabla de resultados en el punto Motor 1 punto 1 Vertical

PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP}) / \text{FREC. CSI}] * 100$
MOTOR 1 PUNTO 1 VERTICAL	89.84	89.42	0.47
	179.7	178.84	0.48

Fuente: Los autores

En la tabla 31 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

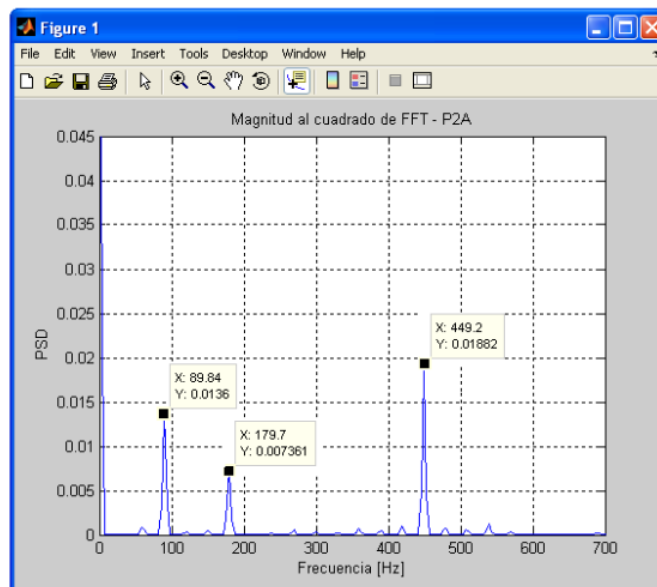
Motor 1 punto2 axial

FIGURA 114 Montaje del sensor MEMS en el punto 2 Axial del sistema de bombeo 1



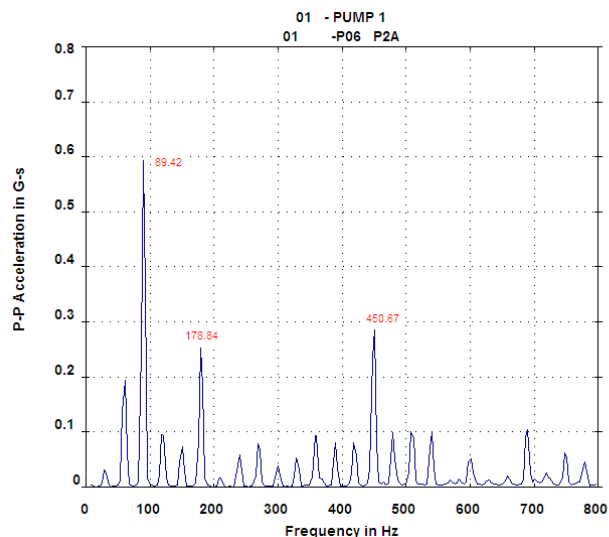
Fuente: Los autores

Figura 115. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P2A



Fuente: Los autores

Figura 116. Espectro resultante CSI. P2A



Fuente: Los autores

En las figuras 112 y 113 aparecen los espectros obtenidos con el DSP y el CSI respectivamente.

Tabla 32 Tabla de resultados en el punto Motor 1 punto 2 Axial

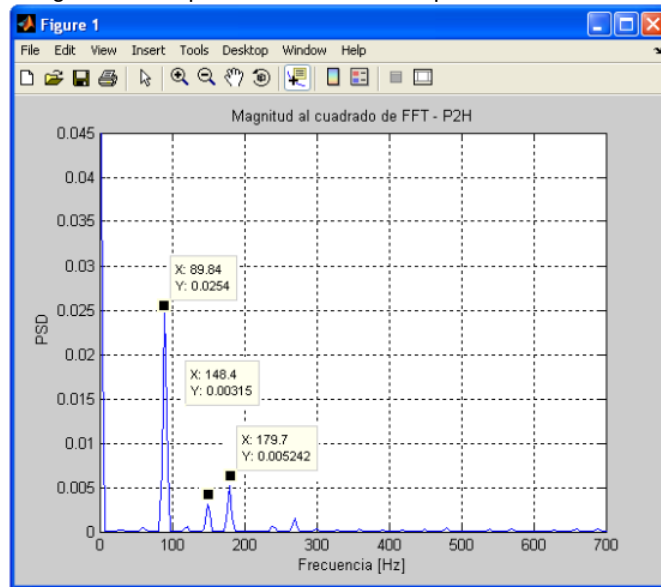
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(FREC. CSI - FREC. DSP)/FREC. CSI]*100$
MOTOR 1 PUNTO 2 AXIAL	89.84	89.42	0.47
	179.7	178.84	0.48
	449.2	450.67	0.33

Fuente: Los autores

En la tabla 32 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

Motor 1 punto 2 Horizontal

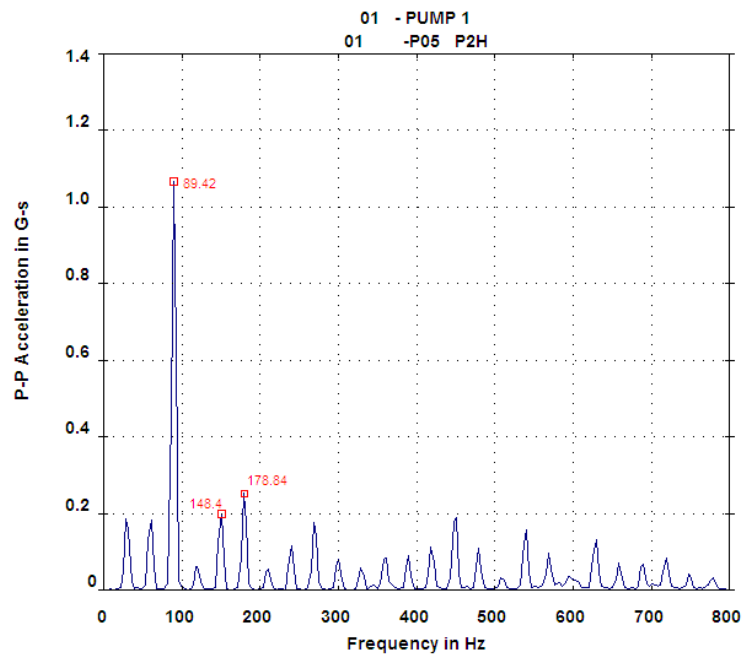
Figura 117. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P2H



Fuente: Los autores

En la figura 114 se muestra el espectro obtenido con el algoritmo diseñado en este trabajo de grado.

Figura 118. Espectro resultante CSI. P2H



Fuente: Los autores

En la figura 115 se muestra el espectro obtenido con el analizador de vibraciones CSI, para este mismo punto de medición.

Tabla 33 Tabla de resultados en el punto Motor 1 punto 2 Horizontal

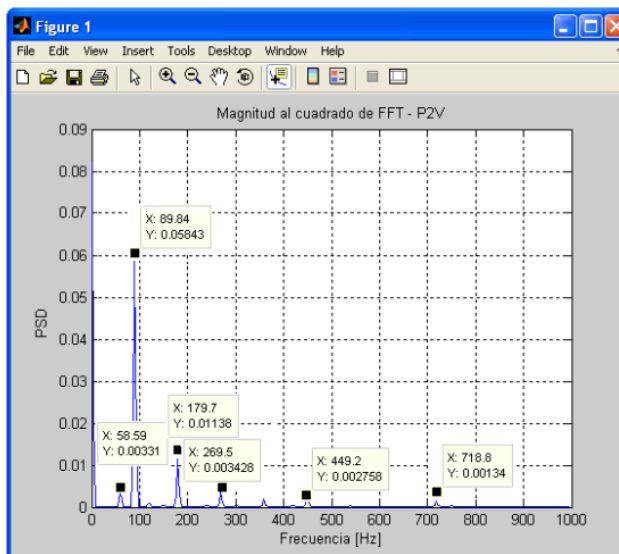
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}] * 100$
MOTOR 1 PUNTO 2 HORIZONTAL	89.84	89.42	0.47
	148.4	148.4	0
	179.7	178.84	0.48

Fuente: Los autores

En la tabla 33 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

Motor1 punto2 Vertical

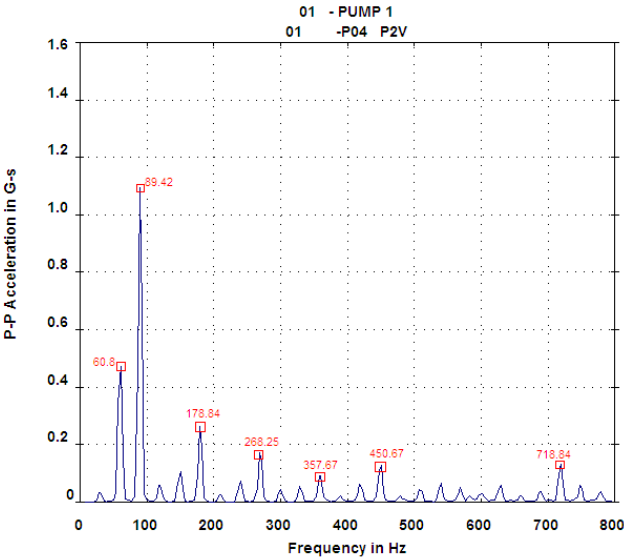
Figura 119. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P2V



Fuente: Los autores

En la figura 116 se presenta el espectro obtenido en el punto 2 vertical, el cual es generado por el algoritmo creado en este proyecto.

Figura 120. Espectro resultante CSI. P2H



Fuente: Los autores

En la figura 117 se muestra el espectro obtenido con el analizador de vibraciones CSI.

Tabla 34 Tabla de resultados en el punto Motor 1 punto 2 Vertical

PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$\frac{[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}] * 100}{}$
MOTOR 1 PUNTO 2 VERTICAL	58.59	60.8	3.6
	89.84	89.42	0.47
	179.7	178.84	0.48
	269.5	268.25	0.47
	449.2	450.67	0.32
	718.8	718.84	0.01

Fuente: Los autores

En la tabla 34 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones

comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

De las mediciones realizadas y en los espectros obtenidos se aprecia un pico muy marcado a 90Hz, lo cual indica que este es un armónico de la frecuencia de rotación, el cual se llamara 3x. También se observan picos a 30Hz y 60HZ, es decir armónicos 1x y 2x.

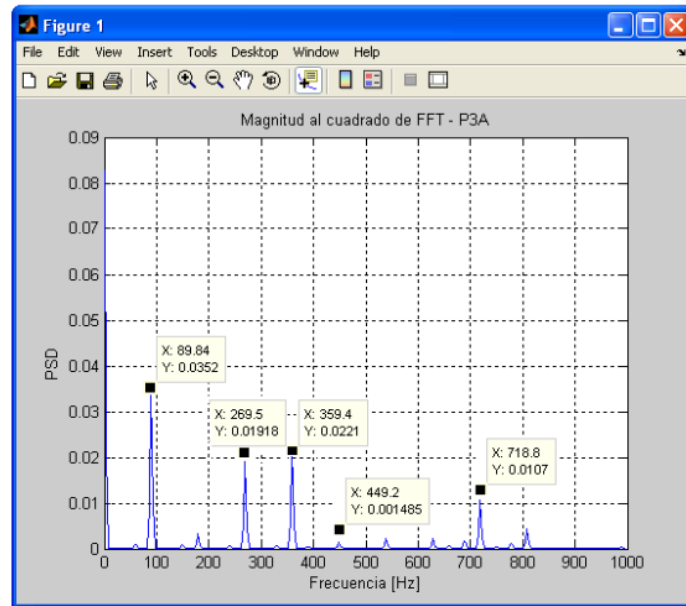
Bomba 1, Punto 3 axial

FIGURA 121 Montaje del sensor MEMS en el punto 3 Axial del sistema de bombeo 1



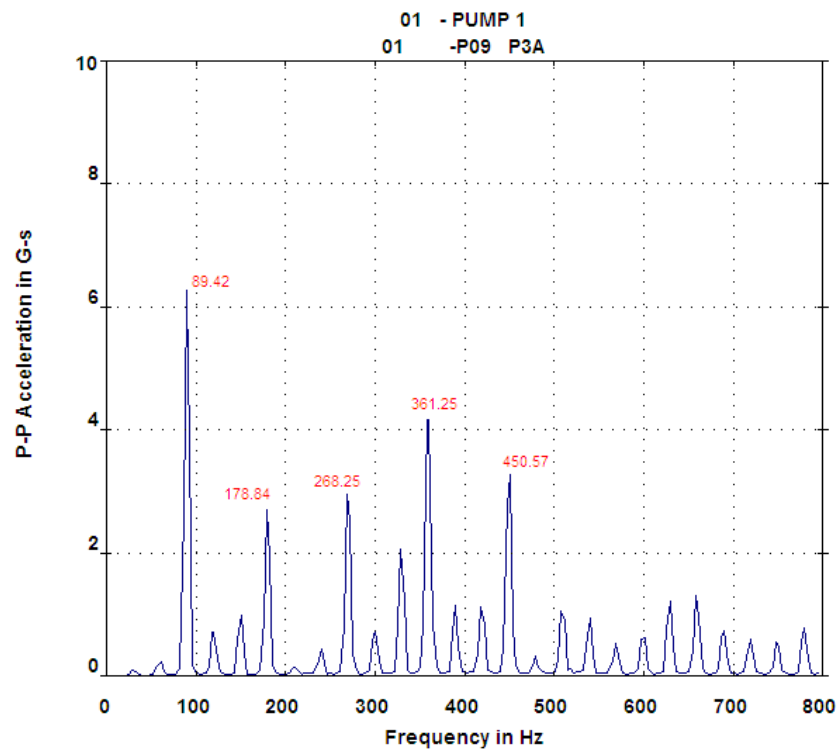
Fuente: Los autores

Figura 122. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P3A



Fuente: Los autores

Figura 123. Espectro resultante CSI. P3A



Fuente: Los autores

En las figuras 118 y 119 se muestran los espectros obtenidos en este punto, los cuales fueron generados con el DSP y el CSI respectivamente.

Tabla 35 Tabla de resultados en el punto Bomba 1 punto 3 Axial

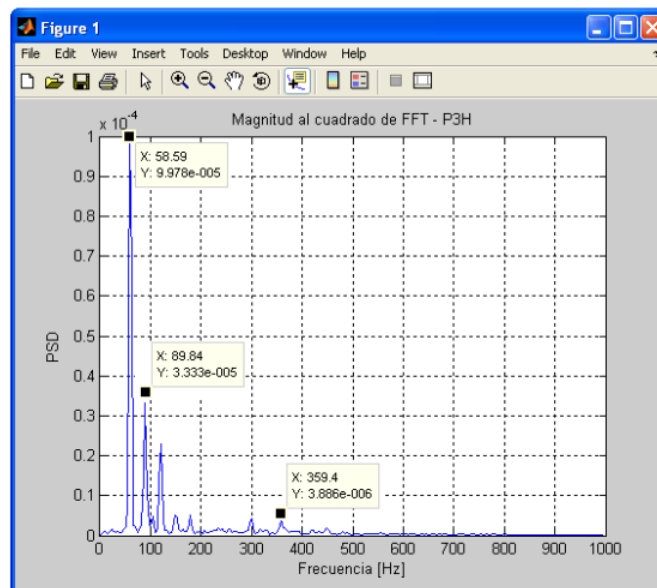
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}] * 100$
BOMBA 1 PUNTO 3 AXIAL	89.84	89.42	0.47
	269.5	268.25	0.46
	359.4	361.25	0.51
	449.2	450.57	0.3

Fuente: Los autores

En la tabla 35 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

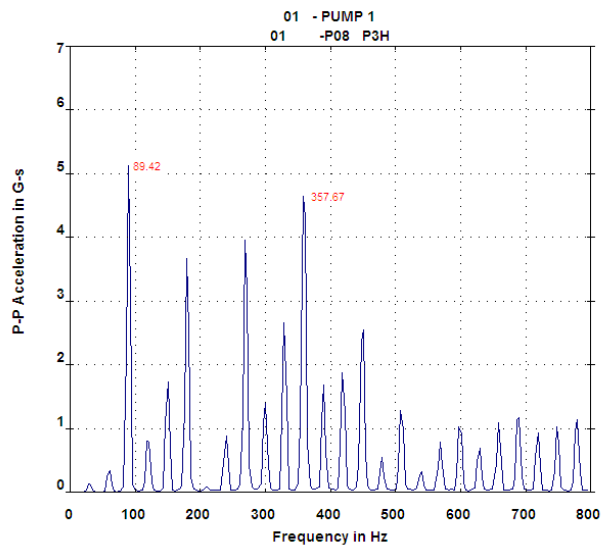
Bomba 1 Punto 3 horizontal

Figura 124. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P3H



Fuente: Los autores

Figura 125. Espectro resultante CSI. P3H



Fuente: Los autores

En las figuras 120 y 121 se muestran los espectros generados haciendo la medición en el punto 1 horizontal.

Tabla 36 Tabla de resultados en el punto Bomba 1 punto 3 Horizontal

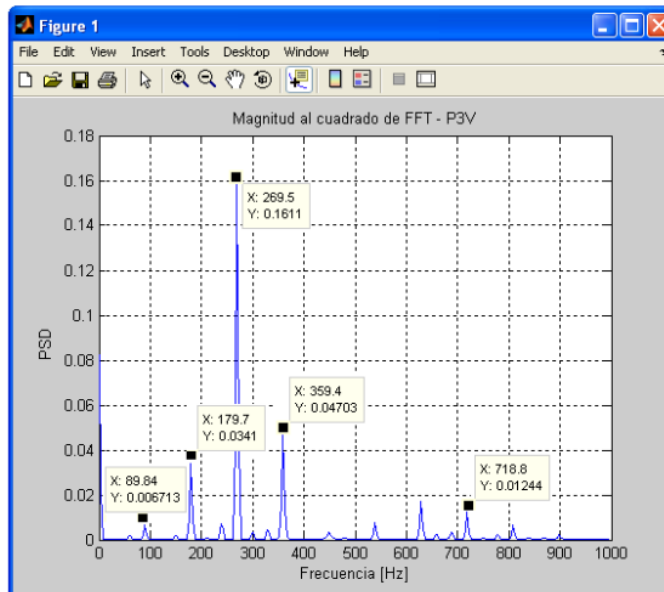
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP}) / \text{FREC. CSI}] * 100$
BOMBA 1 PUNTO 3 HORIZONTAL	89.84	89.42	0.47
	359.4	357.67	0.48

Fuente: Los autores

En la tabla 36 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

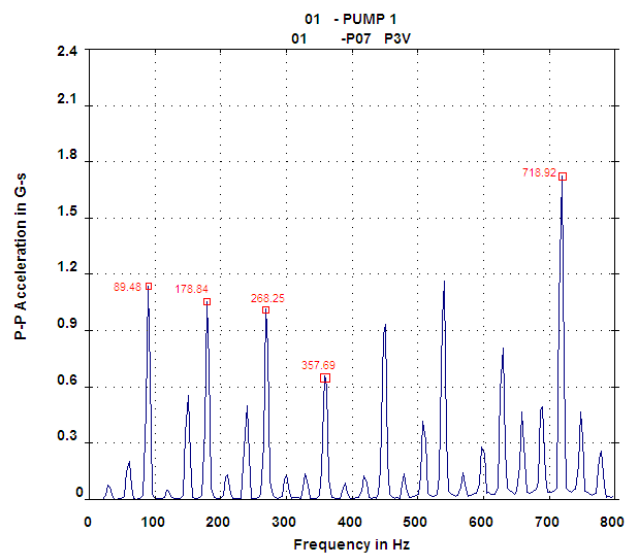
Bomba 1 Punto 3 Vertical

Figura 126. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P3V



Fuente: Los autores

Figura 127. Espectro resultante CSI. P3V



Fuente: Los autores

En las figuras 122 y 123 se muestran los espectros obtenidos después de hacer la medición en el punto 3 vertical del sistema de bombeo1.

Tabla 37 Tabla de resultados en el punto Bomba 1 punto 3 Vertical

PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}] * 100$
BOMBA 1 PUNTO 3 VERTICAL	89.84	89.48	0.4
	179.7	178.84	0.48
	269.5	268.25	0.46
	359.4	357.69	0.48
	718.8	718.92	0.01

Fuente: Los autores

En la tabla 37 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

De acuerdo a lo observado en los diferentes espectros del sistema de bombeo 1 es posible hacer el análisis vibracional presentado en la tabla 38. Teniendo en cuenta que este análisis es una proyección estimada de la condición de la máquina.

Tabla 38 Análisis vibracional del sistema de bombeo 1

POSIBLE ORIGEN DE LA VIBRACION	FRECUENCIA [Hz]	OBSERVACION
Desalineamiento	1x, 2x, 3x 30, 60, 90 [Hz]	Alinear en caliente o en frio, de acuerdo al equipo
Paso por paletas	10x 300 [Hz]	Armónico en el cual se observa el paso por las paletas de la bomba
Soltura Mecánica	3x, 5x, 7x, 9x 90, 150, 210, 270 [Hz]	armónicos impares de 1x

Fuente: Los autores

9.3.1.2 SISTEMA DE BOMBEO 2

En la tabla 39 se muestran los componentes básicos del sistema de bombeo 2 y sus respectivas características.

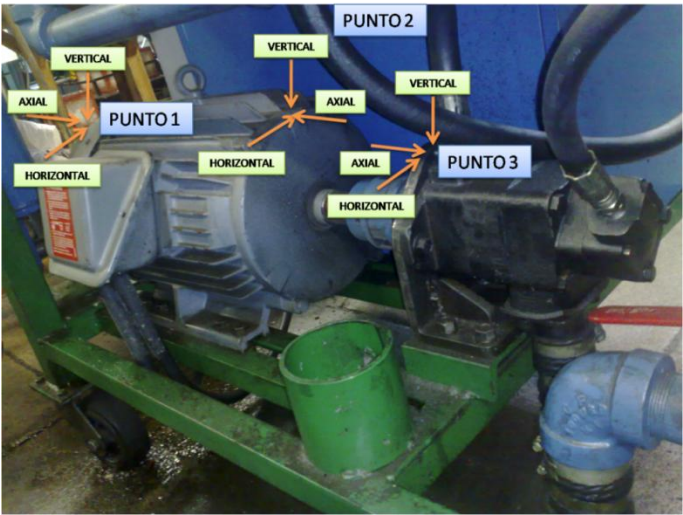
Tabla 39. Características del sistema de bombeo 2

EQUIPO	MARCA	CARACTERISTICAS
Motor eléctrico	MAGNETEK	Potencia: 20 HP
		Voltaje:220v
		1755 RPM
Bomba de paletas V2010	Vickers	1755 RPM 10 PALETAS

Fuente: Los autores

De acuerdo a las mediciones hechas se observan picos de frecuencias muy marcados en los armónicos de la frecuencia de rotación, aparecen armónicos de 1x, 2x, 3x, 6x, 15x bien marcados, es decir picos a frecuencias de 30, 60, 90, 180, 450 [Hz] respectivamente.

Figura 128. Sstema de bombeo 2

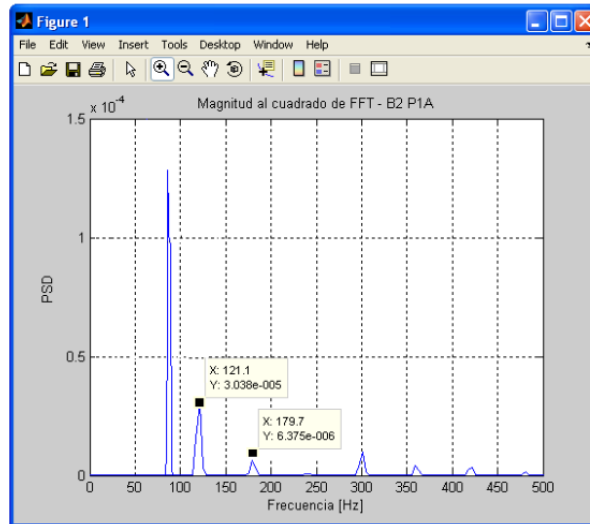


Fuente: Los autores

En la figura 124 se muestran los puntos en los cuales se realizó la medición para determinar la condición de esta máquina.

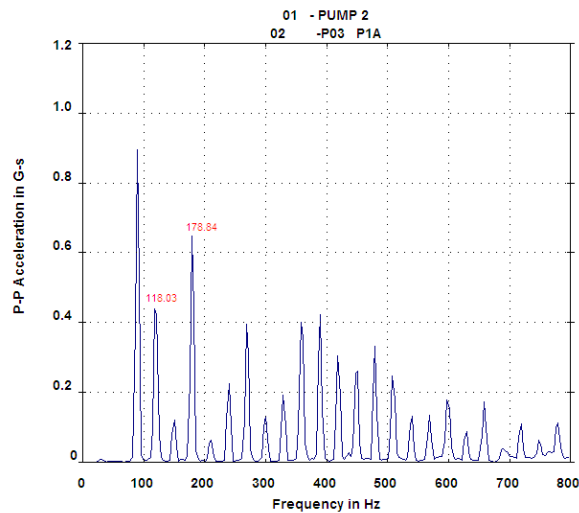
Motor 2 punto 1 Axial

Figura 129. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P1A



Fuente: Los autores

Figura 130. Espectro resultante CSI. B2 P1A



Fuente: Los autores

En las figuras 125 y 126 se muestran los espectros obtenidos en el punto 1 axial.

Tabla 40 Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 1 Axial

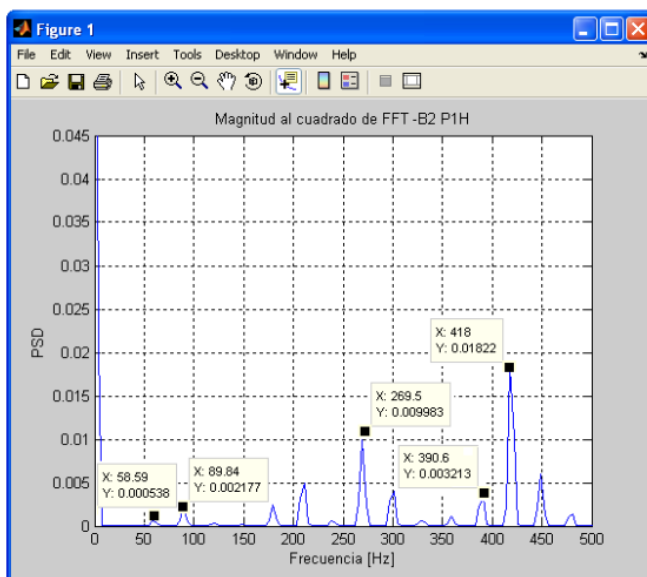
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}] * 100$
MOTOR 2 PUNTO 1 AXIAL	121.1	118.03	2.6
	179.7	178.84	0.48

Fuente: Los autores

En la tabla 40 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

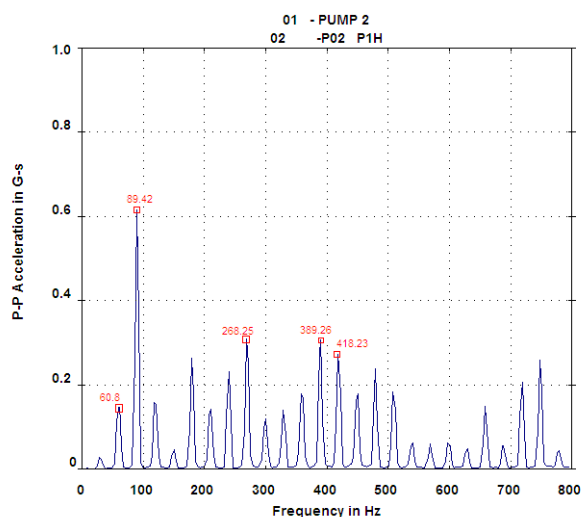
Motor 2 punto 1 Horizontal

Figura 131. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P1H



Fuente: Los autores

Figura 132. Espectro resultante CSI. B2 P1H



Fuente: Los autores

Se puede ver en las figuras 127 y 128 los espectros obtenidos en el punto de medición 1 horizontal.

Tabla 41 Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 1 Horizontal

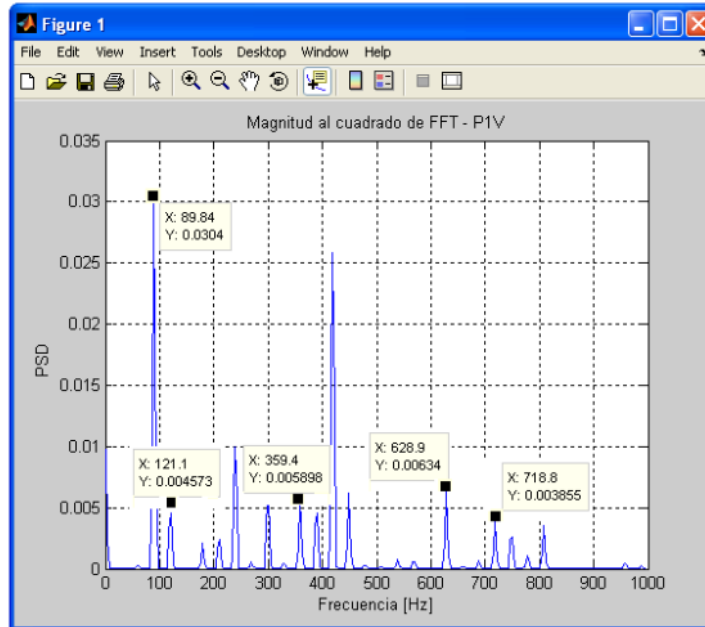
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP}) / \text{FREC. CSI}] * 100$
MOTOR 2 PUNTO 1 HORIZONTAL	58.59	60.8	3.6
	89.84	89.42	0.47
	269.5	268.25	0.46
	390.6	389.26	0.34
	418	418.23	0.05

Fuente: Los autores

En la tabla 41 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

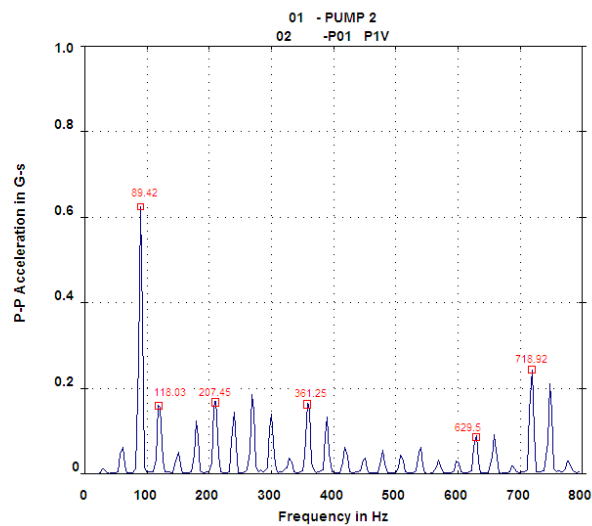
Motor 2 punto 1 Vertical

FIGURA 133. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P1V



Fuente: Los autores

Figura 134. Espectro resultante CSI. B2 P1V



Fuente: Los autores

En las figuras 129 y 130 se muestran los espectros generados después de hacer la toma de muestras en el punto 1 vertical.

Tabla 42 Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 1 Vertical

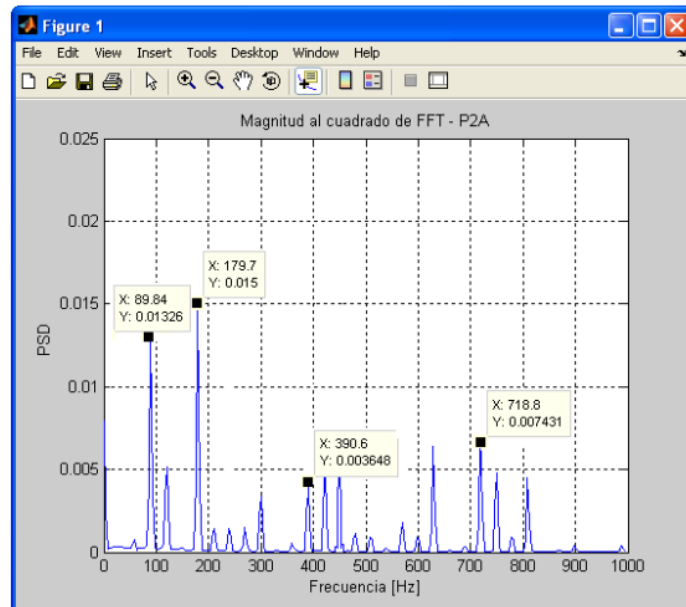
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}] * 100$
MOTOR 2 PUNTO 1 VERTICAL	89.84	89.42	0.47
	121.1	118.03	2.6
	359.4	361.25	0.5
	628.9	629.5	0.09
	718.8	718.92	0.01

Fuente: Los autores

En la tabla 42 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

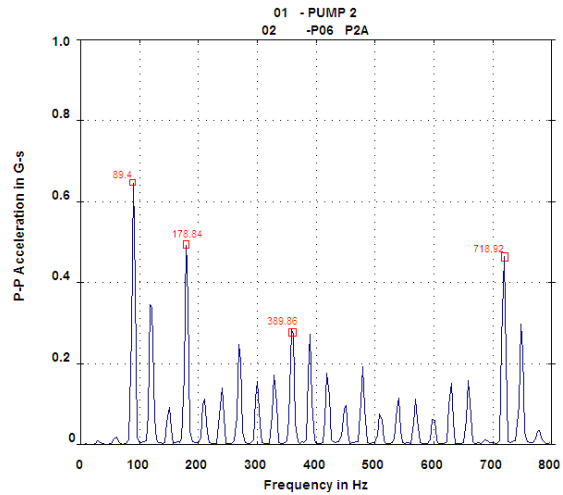
Motor 2 punto 2 axial

Figura 135. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P2A



Fuente: Los autores

Figura 136. Espectro resultante CSI. B2 P2A



Fuente: Los autores

En las figuras 131 y 132 se muestran los espectros obtenidos con el DSP y CSI respectivamente en el punto 2 axial.

Tabla 43 Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 2 Axial

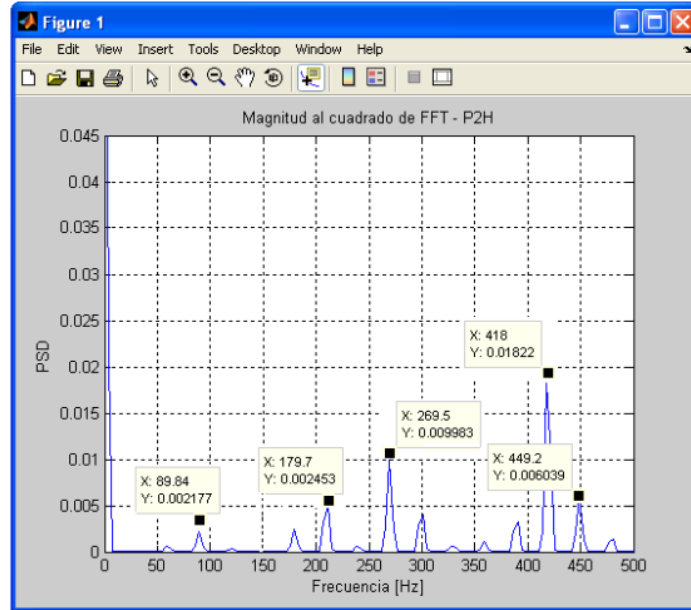
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP}) / \text{FREC. CSI}] * 100$
MOTOR 2 PUNTO 2 AXIAL	89.84	89.42	0.47
	179.7	178.84	0.48
	390.6	389.86	0.19
	718.8	718.92	0.01

Fuente: Los autores

En la tabla 43 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

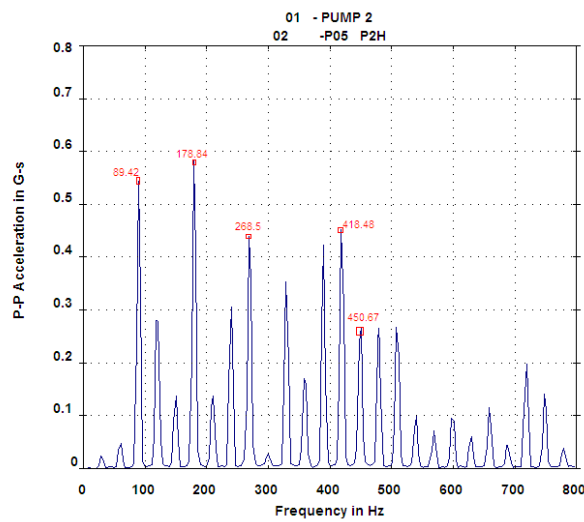
Motor 2 punto 2 horizontal

Figura 137. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P2H



Fuente: Los autores

Figura 138. Espectro resultante CSI. B2 P2H



Fuente: Los autores

En las figuras 133 y 134 se muestran los espectros obtenidos en el punto 2 horizontal.

Tabla 44 Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 2 Horizontal

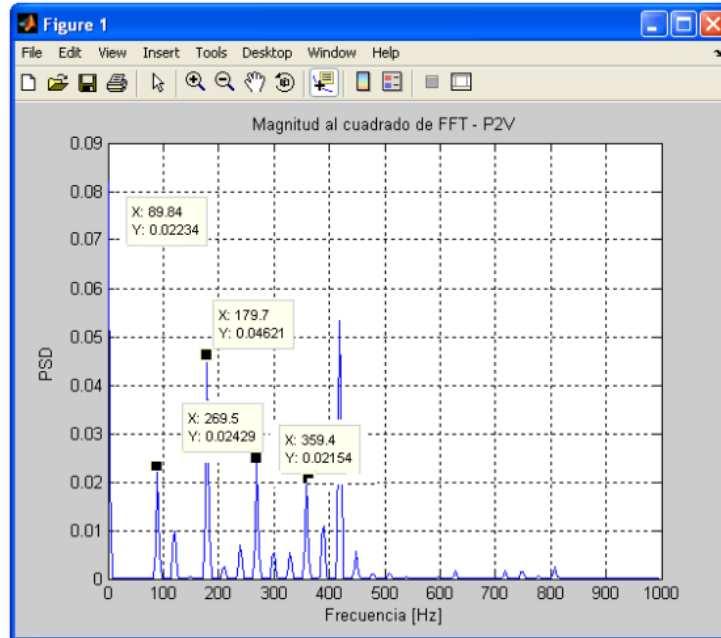
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}] * 100$
MOTOR 2 PUNTO 2 HORIZONTAL	89.84	89.42	0.47
	179.7	178.84	0.48
	269.5	268.5	0.37
	418	418.48	0.1
	449.2	450.67	0.32

Fuente: Los autores

En la tabla 44 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

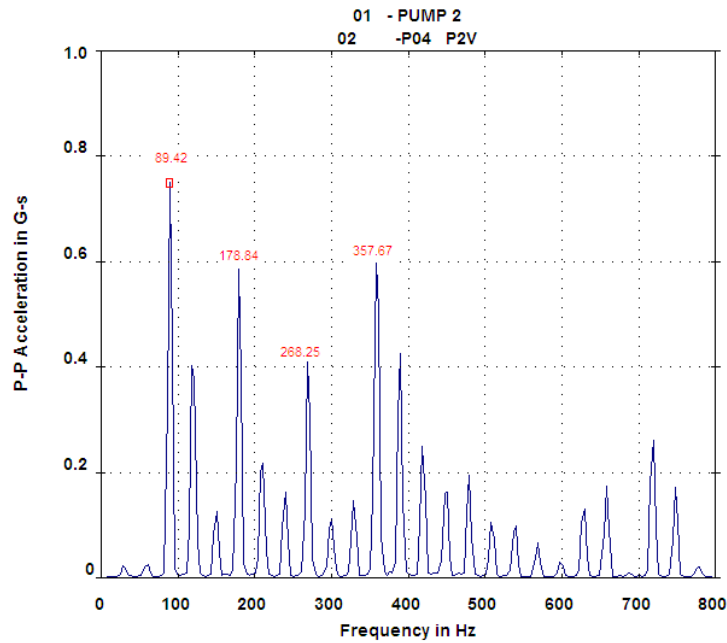
Motor 2 punto 2 vertical (z)

Figura 139. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P2V



Fuente: Los autores

Figura 140. Espectro resultante CSI. B2 P2V



Fuente: Los autores

En las figuras 135 y 136 se muestran los espectros obtenidos en el punto 2 vertical.

Tabla 45 Tabla de resultados en el punto Motor 2 Punto 2 Vertical

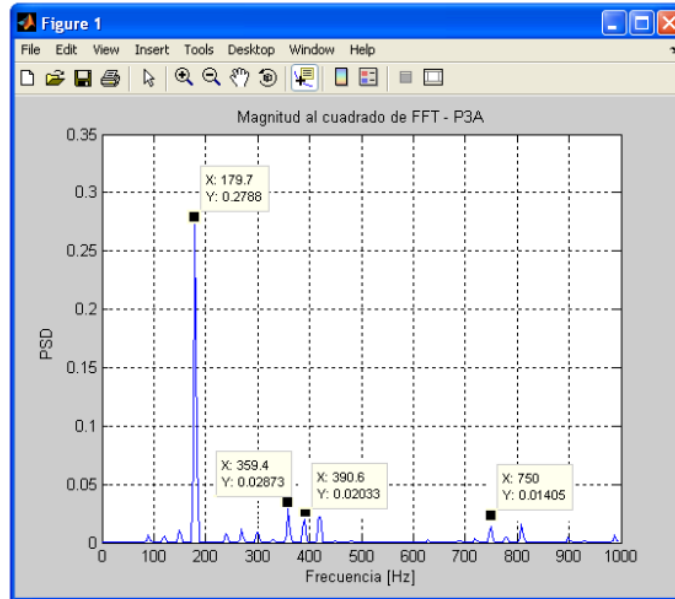
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP}) / \text{FREC. CSI}] * 100$
MOTOR 2 PUNTO 2 VERTICAL	89.84	89.42	0.47
	179.7	178.84	0.48
	269.5	368.25	0.34
	359.4	357.67	0.48

Fuente: Los autores

En la tabla 45 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

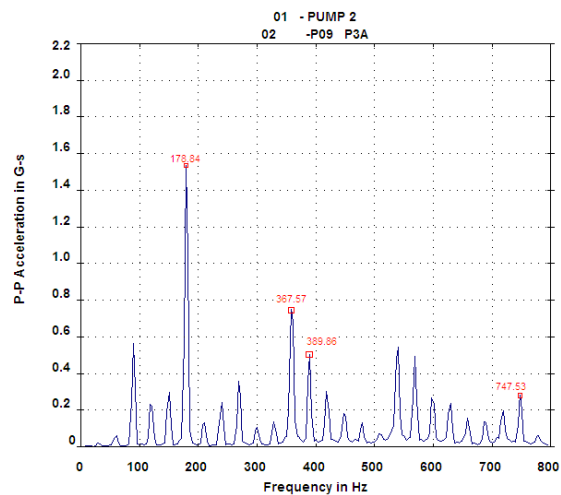
Bomba 2 punto 3 axial

Figura 141. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P3A



Fuente: Los autores

Figura 142. Espectro resultante CSI. B2 P3A



Fuente: Los autores

En las figuras 137 y 138 se muestran los espectros obtenidos en el punto 2 horizontal.

Tabla 46 Tabla de resultados en el punto Bomba 2 Punto 3 Axial

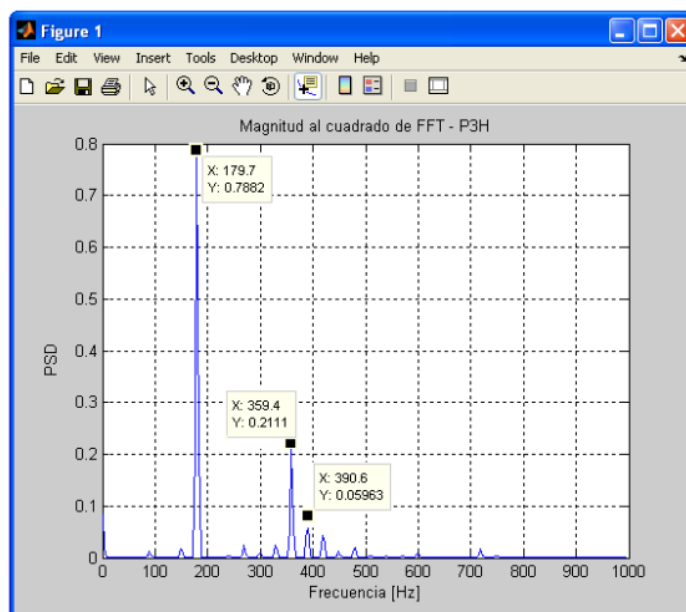
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}] * 100$
BOMBA 2 PUNTO 3 AXIAL	179.7	178.84	0.48
	359.4	367.57	2.2
	390.6	389.88	0.18
	750	747.53	0.33

Fuente: Los autores

En la tabla 46 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

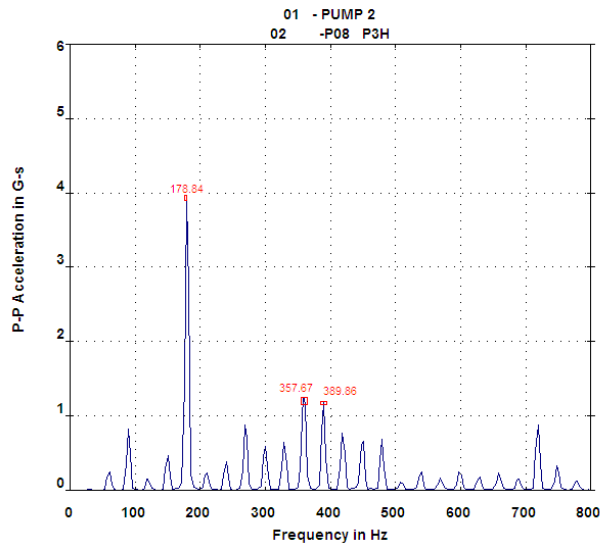
✚ Bomba 2 punto 3 horizontal

Figura 143. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P3H



Fuente: Los autores

Figura 144. Espectro resultante CSI. B2 P3H



Fuente: Los autores

En las figuras 139 y 140 se muestran los espectros obtenidos en el punto 2 horizontal.

Tabla 47 Tabla de resultados en el punto Bomba 2 Punto 3 Horizontal

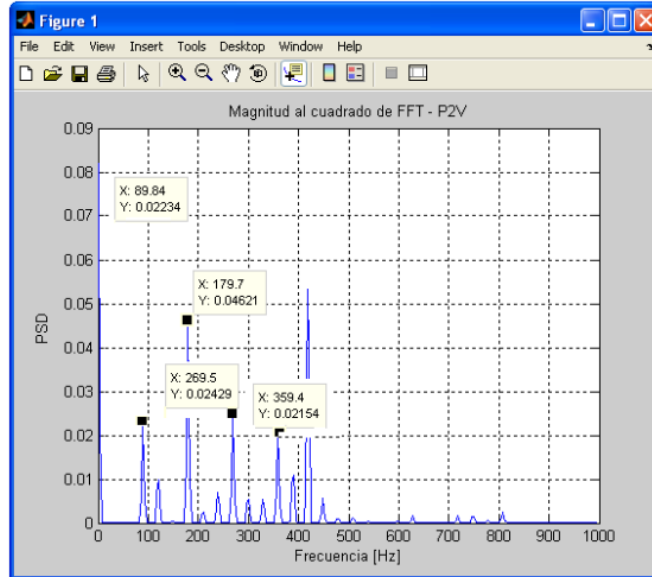
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP}) / \text{FREC. CSI}] * 100$
BOMBA 2 PUNTO 3 HORIZONTAL	179.7	178.84	0.48
	359.4	357.67	0.48
	390.6	389.86	0.19

Fuente: Los autores

En la tabla 47 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

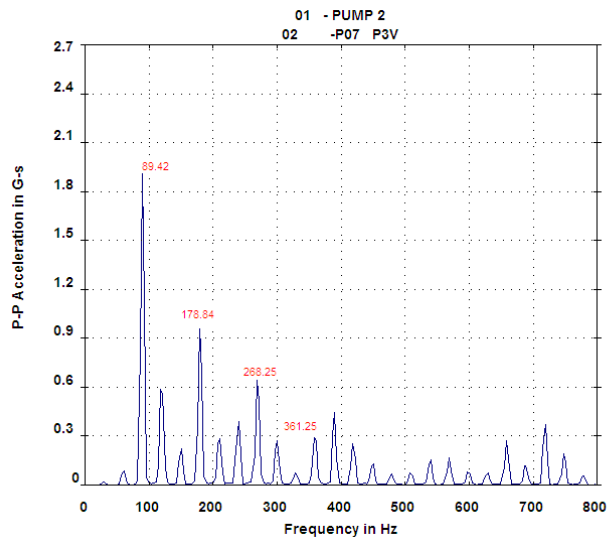
Bomba 2 punto 3 vertical (z)

Figura 145. Espectro resultante 2048 puntos de FFT. B2 P3V



Fuente: Los autores

Figura 146. Espectro resultante CSI. B2 P3V



Fuente: Los autores

En las figuras 141 y 142 se muestran los espectros obtenidos en el punto 2 horizontal.

Tabla 48 Tabla de resultados en el punto Bomba 2 Punto 3 Vertical

PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}] * 100$
BOMBA 2 PUNTO 3 VERTICAL	89.84	89.42	0.47
	179.7	178.84	0.48
	269.5	268.25	0.37
	359.4	361.25	0.5

Fuente: Los autores

En la tabla 48 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

De acuerdo a los espectros obtenidos en los puntos correspondientes mencionados anteriormente, se puede predecir la condición de la maquina lo cual es mencionado en la tabla 49.

Tabla 49 Análisis vibracional del sistema de bombeo 2

POSIBLE ORIGEN DE LA VIBRACION	FRECUENCIA [Hz]	OBSERVACION
Desalineamiento	1x, 2x, 3x 30, 50, 90 [Hz]	Alinear en caliente o en frio, de acuerdo al equipo
Paso por paletas	10x 300 [Hz]	Armónico en el cual se observa el paso por las paletas de la bomba. En algunas ocasiones coincide con la frecuencia natural de la bomba lo que pudo provocar que sea más visible.
Soltura Mecánica	3x, 5x, 7x, 9x 30, 150, 210, 270 [Hz]	armónicos impares de 1x

Fuente: Los autores

Teniendo en cuenta que este análisis es una proyección estimada de la condición de la máquina.

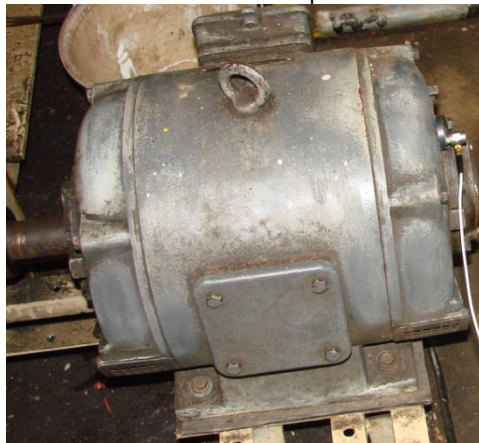
9.3.1.3 Pruebas realizadas en el sistema de bombeo N° 1 y utilizando el sensor piezoeléctrico Brüel & Kjaer 4513.

Teniendo en cuenta que el montaje realizado en cada uno de los puntos de medición, influye en la toma adecuada de los datos, hay que aclarar que los espectros que se presentan a continuación se les realizó un cálculo del porcentaje de error de los valores en frecuencia entre los datos analizados con el analizador de vibraciones marca CSI modelo 2117 de la Escuela de Ingeniería Mecánica, los cuales se tomaron como valor de referencia y los datos tomados con el acelerómetro MEMS 7260, o con el acelerómetro piezoeléctrico Brüel & Kjaer siendo estos los valores experimentales. A pesar de realizar los montajes de acuerdo a las diferentes recomendaciones, mediante el uso de imanes permanentes para el caso del acelerómetro piezoeléctrico y el uso de pegante epóxico para el caso del MEMS, se presentan algunas diferencias en las mediciones, por lo tanto sólo se hacen comparaciones en las frecuencias en cuyo caso coinciden las diferentes mediciones.

Motor 1 punto 1 axial

A continuación en la figura 147 se muestra el montaje realizado para la medición en el punto 1 axial del sistema de bombeo N°1, usando el acelerómetro piezoeléctrico.

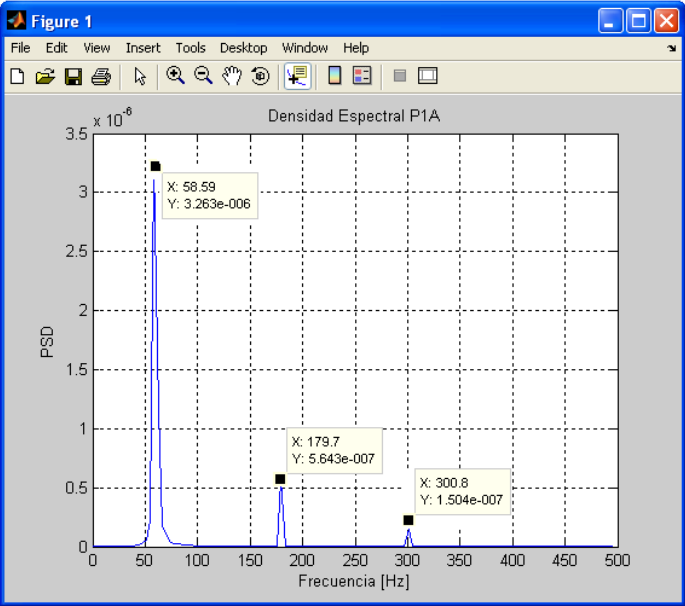
FIGURA 147 Montaje del sensor Piezoeléctrico en el punto 1 Axial del sistema de bombeo N°1



Fuente: Los autores

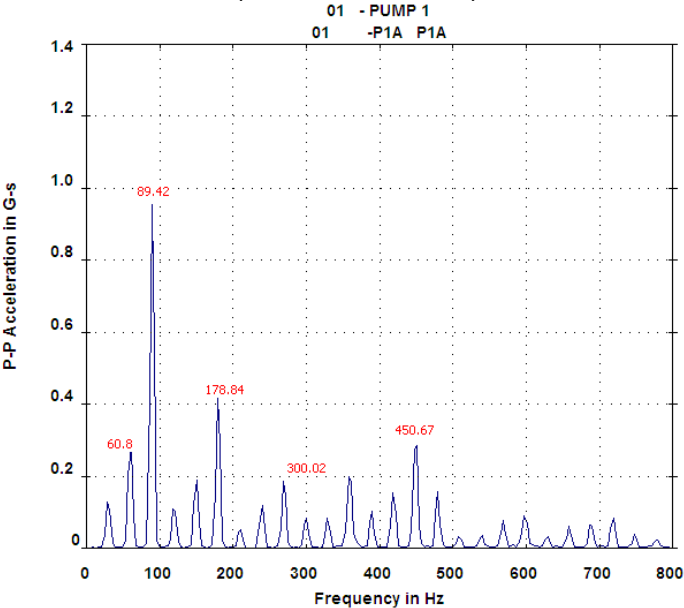
A continuación en la figura 148 y 149 se muestran los espectros obtenidos después de realizar la medición en el punto 1 axial del sistema de bombeo N°1, tanto con el acelerómetro piezoeléctrico conectado al DSP y con el analizador CSI respectivamente.

FIGURA 148 Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P1A y con sensor Piezoeléctrico



Fuente: Los autores

FIGURA 149 Espectro resultante CSI prueba 2. P1A



Fuente: Los autores

En la tabla 50 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones creado en este proyecto, trabajando con el acelerómetro piezoeléctrico y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

Tabla 50 Tabla de resultados en el punto: Motor 1 Punto 1 Axial

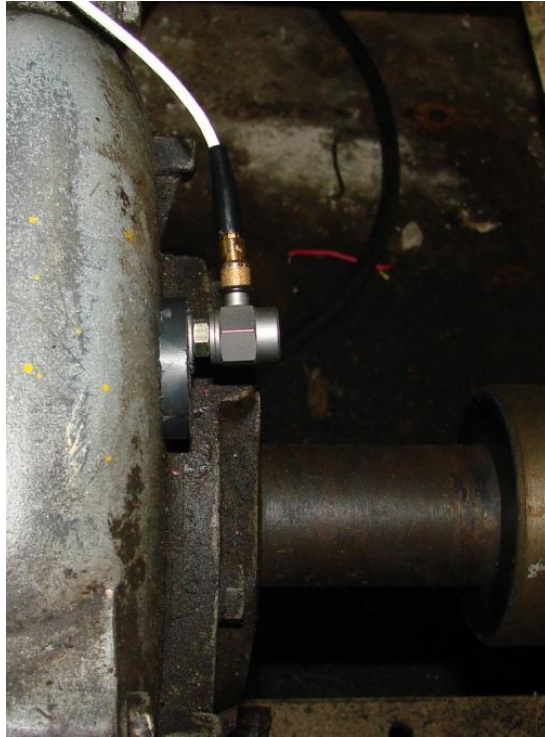
PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}] * 100$
MOTOR 1 PUNTO 1 AXIAL	58.59	60.8	3.6
	179.7	178.84	0.48
	300.8	300.02	0.26

Fuente: Los autores

Motor 1 punto 2 axial

A continuación en la figura 150 se muestra el montaje realizado para la medición en el punto 2 axial del sistema de bombeo N°1, usando el acelerómetro piezoeléctrico.

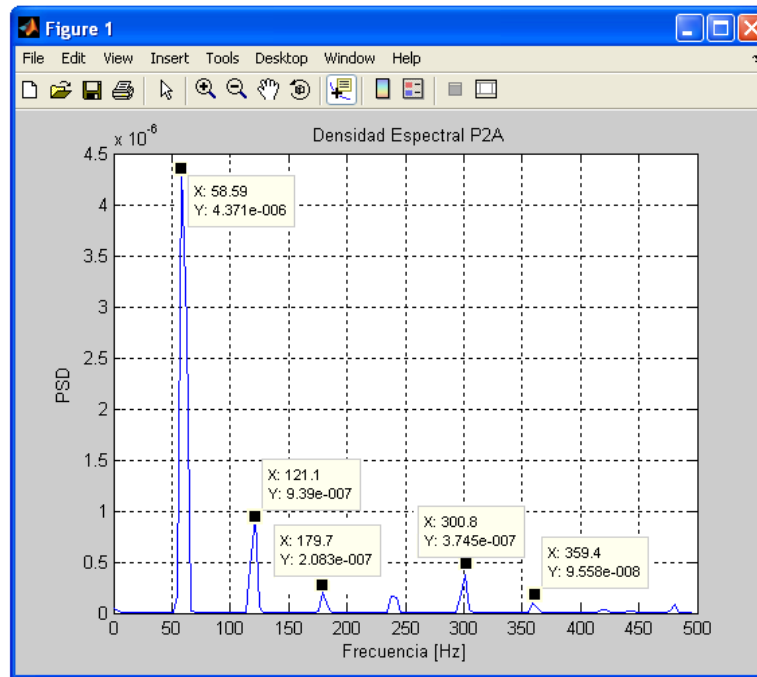
FIGURA 150 Montaje del sensor Piezoeléctrico en el punto 2 Axial del sistema de bombeo N°1



Fuente: Los autores

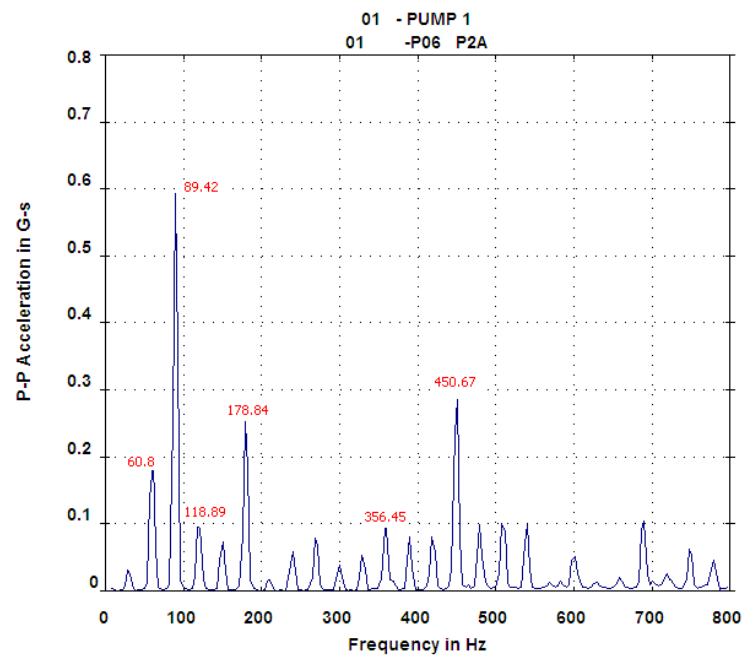
A continuación en la figura 151 y 152 se muestran los espectros obtenidos después de realizar la medición en el punto 2 axial del sistema de bombeo N°1, tanto con el acelerómetro piezoeléctrico conectado al DSP y con el analizador CSI respectivamente.

FIGURA 151 Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P2A y con sensor Piezoeléctrico



Fuente: Los autores

FIGURA 152 Espectro resultante CSI prueba 2. P2A



Fuente: Los autores

En la tabla 51 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones creado en este proyecto, trabajando con el acelerómetro piezoeléctrico y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

Tabla 51 Tabla de resultados en el punto: Motor 1 Punto 2 Axial

PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(FREC. CSI - FREC. DSP)/FREC. CSI]*100$
BOMBA 2 PUNTO 3 VERTICAL	58.59	60.8	3.6
	121.1	118.89	1.86
	179.7	178.84	0.48
	359.4	356.45	0.83

Fuente: Los autores

Bomba 1 punto 3 axial

A continuación en la figura 153 se muestra el montaje realizado para la medición en el punto 3 axial del sistema de bombeo N°1, usando el acelerómetro piezoeléctrico.

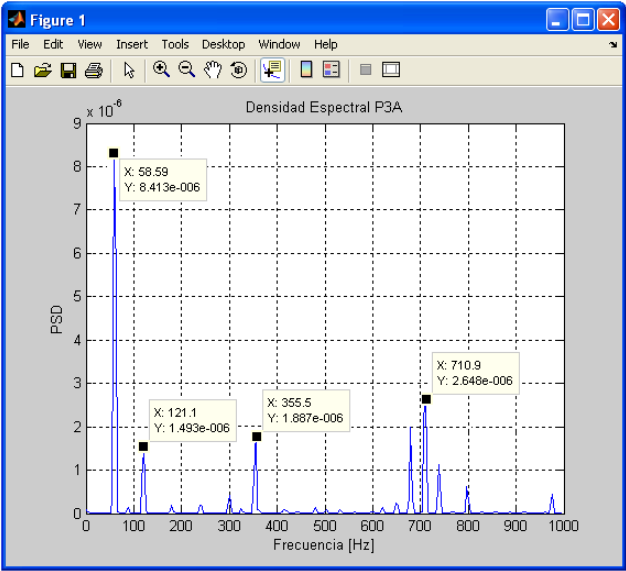
FIGURA 153 Montaje del sensor Piezoeléctrico en el punto 3 Axial del sistema de bombeo N°1



Fuente: Los autores

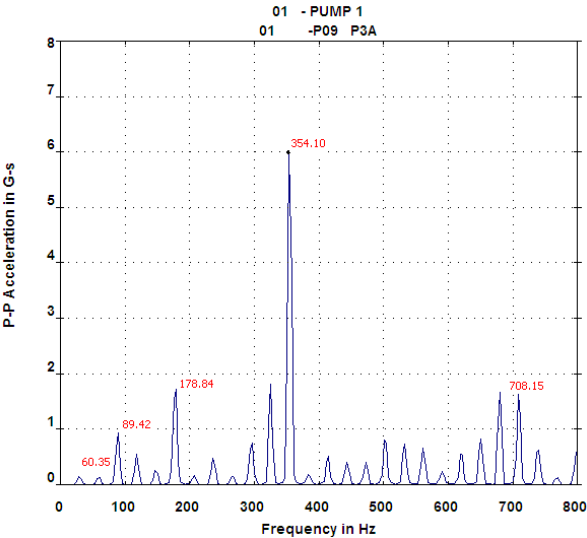
A continuación en la figura 154 y 155 se muestran los espectros obtenidos después de realizar la medición en el punto 3 axial del sistema de bombeo N°1, tanto con el acelerómetro piezoeléctrico conectado al DSP y con el analizador CSI respectivamente.

FIGURA 154 Espectro resultante 2048 puntos de FFT. P3A y con sensor Piezoeléctrico



Fuente: Los autores

FIGURA 155 Espectro resultante CSI prueba 3. P2A



Fuente: Los autores

En la tabla 52 se muestra un cuadro comparativo entre las frecuencias obtenidas con el prototipo de analizador de vibraciones creado en este proyecto, trabajando con el acelerómetro piezoeléctrico y el analizador de vibraciones comercial CSI; en la cual se obtuvo un porcentaje de error en los picos de frecuencia más significativos.

Tabla 52 Tabla de resultados en el punto: Motor 1 Punto 3 Axial

PUNTO DE MEDICION	FRECUENCIA DSP [Hz]	FRECUENCIA CSI [Hz]	PORCENTAJE ERROR [%]
			$[(\text{FREC. CSI} - \text{FREC. DSP})/\text{FREC. CSI}] * 100$
BOMBA 1 PUNTO 3 AXIAL	58.59	60.35	2.9
	355.5	354.10	0.39
	710.9	708.15	0.39

Fuente: Los autores

Con respecto al diagnostico de esta bomba este fue realizado usando los espectros obtenidos en las mediciones de los puntos de interés de este sistema de bombeo, obtenidos con el uso del acelerómetro MEMS.

10 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Se comprobó que mediante dispositivos como los DSP se pueden elaborar aplicaciones en donde sea necesaria una carga computacional considerable para la realización de algoritmos de procesamiento de señales, teniendo en cuenta que a partir del uso del prototipado rápido es posible mejorar notablemente el tiempo de ejecución de un proyecto.

Se desarrolló exitosamente la plataforma experimental para análisis de señales vibratorias, utilizando el sistema embebido TMS320C6713© Texas Instruments, el cual fue enlazado satisfactoriamente con Matlab© & Simulink©, para de esta forma hacer el tratamiento de señales vibratorias basado en técnicas de prototipado rápido.

Se ha diseñado e implementado exitosamente un sistema de medición de vibraciones capaz de adquirir, filtrar, monitorear, medir, procesar, analizar, almacenar señales de vibración mecánicas teniendo como base el sistema embebido DSP TMS320C6713, con el cual se obtuvo la respuesta dinámica en el dominio de la frecuencia de bombas hidráulicas del laboratorio de potencia fluida de la escuela de Ingeniería Mecánica, usando un acelerómetro MEMS MMA7260Q y un sensor piezoeléctrico Bruel & Kjaer 4513. El algoritmo de procesamiento de datos, el programa base para la comunicación entre el DSP y el computador fueron realizados con Matlab, con las limitaciones propias de un prototipo.

Se realizaron pruebas de monitoreo en máquinas rotativas del laboratorio de potencia fluida, con las cuales se pudo obtener su respuesta dinámica en el dominio de la frecuencia y de esta manera se analizó la condición de dichas máquinas, lo cual nos mostró la soltura mecánica, el desalineamiento y la frecuencias propias de las bombas hidráulicas analizadas.

Con las pruebas realizadas se pudo observar que existe una variación en la amplitud de los picos del espectro, con respecto a la medición realizada con el CSI, debido a la forma en que se colocó el sensor en la máquina, a la configuración del mismo, ya que su máxima sensibilidad genera 6g y esto provoca mediciones con diferentes amplitudes. Tomando estos valores se obtuvo un porcentaje de error total entre 0.55% y 3.6%, aclarando que en las mediciones se encuentran varios picos de frecuencia que no aparecen y los cuales no forman parte de la comparación efectuada para la determinación del porcentaje de error.

RECOMENDACIONES

De acuerdo a la investigación realizada y teniendo en cuenta las dificultades presentes en el manejo del tratamiento digital de señales, se puede considerar realizar una mejora del proyecto mediante el uso de Labview, ya que este programa permite hacer un manejo mucho más práctico de los conceptos referentes a las señales, permitiendo un manejo adecuado de las unidades de amplitud presentes al hacer uso de la densidad espectral de potencia, facilitando el desarrollo del proyecto y brindando una interfaz gráfica atractiva al usuario.

Se recomienda realizar una caracterización adecuada de los acelerómetros con el fin de tener la posibilidad de comparar las amplitudes de los espectros para de esta manera verificar la severidad de la condición de la máquina.

BIBLIOGRAFIA

ARORA, N. Using C++ applications to analyze DSP target data in real time using RTDX. Estados Unidos de América. (2001). Texas Instruments, Application Report.

ATAPUMA, Francisco J. *Diseño y construcción de un prototipo usando un acelerómetro tridimensional para la determinación de movimientos en un vehículo.* [Trabajo de Grado]. Ecuador. (2009). Escuela Politécnica Nacional, Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

BARRERO, Federico. *Procesadores digitales de señal de altas prestaciones de Texas InstrumentsTM. De la familia TMS320C3x a la TMS320C6000.* España. (2005). Mc Graw Hill.

BELLO, Marco A. *Codificador vectorial de voz en español, usando un DSP.* [Trabajo de grado]. México. (2006). Instituto Politécnico Nacional, Facultad de Ingenierías Mecánica y Electrónica.

BOJORQUEZ, Gilberto. RIVERA, José. CHACON, Mario. CARRILLO, Mariano. *Diseño de un sistema de análisis de vibraciones mecánicas como método de mantenimiento predictivo en maquinas rotativas.* México. (2006). Revista de ingeniería eléctrica, electrónica y computación, VOL. 2 No.1.

CAPISTRÁN G, Vicente. *Diagnóstico de condiciones de operación de rodamientos en máquinas usando espectros de alto orden.* [Tesis de Maestría]. Cuernavaca. México. (2005). Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.

CHASSAIN, Rulph. *Digital Signal Processing and applications with the TMS320C6713 and TMS320C6416DSK.* Estados unidos de América. (2008). Segunda edición. Ediciones John Wiley.

CHASSAIN, Rulph. *DSP applications using C and the TMS320C6X DSK.* Estados unidos de América. (2002). Ediciones John Wiley.

COOLEY, J. and TUKEY, J., *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series,* Mathematics of Computation, 1965, Vol. 19, pp. 297-301.

DAVENPORT, R. *RTDX – Based simulation Tools Enhance Development of DSP Application.* Estados unidos de América. (2003). Agilent Technologies. www.agilent.com/find/eesof.

EMBREE, Paul. *C Algorithms for Real –Time DSP.* Estados unidos de América. (1995). Ediciones Prentice Hall.

FERNANDEZ, José G. *Diseño e implementación de un laboratorio virtual en DSP para comunicaciones usando Matlab y Simulink.* [Trabajo de Grado]. Costa Rica. (2007). Universidad de Costa Rica, Escuela de Ingeniería Eléctrica.

GALA, Oscar. MORILLO G, José A. GARCIA G, María J. *Optimización de Aplicaciones en Arquitecturas DSP.* [Trabajo de Grado]. España. (2006). Universidad Complutense de Madrid, Facultad de Informática.

GARCIA Alfonso. *Vibraciones Mecánicas.* Colombia. (1995). Ediciones UIS. Universidad Industrial de Santander.

GOLDMAN, Steve. *Vibration Spectrum Análisis.* Estados unidos de América. (1999). Segunda edición. Ediciones Industrial Press Inc.

LIPSTREU, William F. *Digital Signal Processing Laboratory using Real-Time implementations of audio applications*. [Tesis de Maestría]. Cleveland. Estados Unidos de América. (2009). Department of Electrical Engineering and Computer Science CASE WESTERN RESERVE UNIVERSITY.

LYONS, Richard. *Understanding Digital Signal Processing*. Estados Unidos de América. (2001). Octava edición. Ediciones Prentice Hall.

MATHWORKS. MATLAB® Link for Code Composer Studio™ Development Tools User Guide. Versión 1. Estados Unidos de América. (2002).

MATHWORKS. Real – Time workshop® for use with SIMULINK ® User Guide. Versión 3. Estados Unidos de América. (2002).

MATHWORKS. Signal Processing Toolbox for use with MATLAB User Guide. Sexta edición. Estados Unidos de América. (2002).

MUNGUÍA, Héctor L. *Implementación de un analizador de espectro para frecuencias de audio utilizando un procesador digital de señales (DSP)*. [Trabajo de grado]. Guatemala. (2006). Universidad de San Carlos de Guatemala Facultad de Ingeniería Escuela Mecánica Eléctrica.

MURMU, M. Application of digital signal processing on TMS320C6713 DSK. [Bachelor of Technology]. India. (2008). National Institute of Technology, Department of electronics and communication engineering.

POSADAS, Juan L. *Transformada Rápida de Fourier (FFT) e Interpolación en Tiempo Real*. [Trabajo de Doctorado]. España. (1998). Universidad Politécnica de Valencia, Departamento de Informática de Sistemas y Computadores.

RODRIGUEZ, Julio. AVILES, Jaime F. *Procesamiento digital de señales de vibración con fines de diagnostico*. [Tesis de Maestría]. México. (2003). Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.

SPECTRUM DIGITAL. Technical Reference TMS320C6713 DSK. Tercera edición. Estados Unidos de America. (2003). 506735-0001 Rev. B.

TAPIA, Juan. *Medidor de vibraciones en tiempo real para helicópteros*. [Trabajo de Grado]. Chile. (2007). Universidad Mayor, Facultad de Ingeniería.

TEXAS INSTRUMENTS. Data Manual of TLV320AIC23B stereo Audio CODEC, 8 to 96 KHz, with integrated headphone amplifier. Cuarta edición. Estados Unidos de América. (2004). SLWS106H.

THAMPI, H. GOVINDARAJAN, J. DSP/BIOS, RTDX and Host-Target Communications. Estados Unidos de América. (2003). Texas Instruments, Application Report.

WELCH, Thad B. *Real – Time Digital Signal Processing from MATLAB® to C with the TMS320C6x DSK*. Estados unidos de América. (2006). Taylor & Francis Group.

WHITE G. *Introducción al análisis de vibraciones*. Estados unidos de América. (1990-2010). Catalogo de la empresa AZIMA DLI. 148p. Disponible en el catalogo en line a de la empresa AZIMA. www.azimadli.com

ANEXOS

Anexo A.CODIGO C GENERADO POR MATLAB E IMPLEMENTADO EN EL SOFTWARE CODE COMPOSER STUDIO DE TEXAS INSTRUMENTS.

```
/*  
  
* File: pru_prom.c  
  
*  
  
* Real-Time Workshop code generated for Simulink model pru_prom.  
  
*  
  
* Model version          : 1.45  
  
* Real-Time Workshop file version    : 6.6 (R2007a) 01-Feb-2007  
  
* Real-Time Workshop file generated on : Wed Apr 13 14:16:16 2011  
  
* TLC version            : 6.6 (Jan 16 2007)  
  
* C source code generated on        : Wed Apr 13 14:16:17 2011  
  
*/  
  
#include "pru_prom.h"  
  
#include "pru_prom_private.h"  
  
RTDX_CreateOutputChannel(mot1p1horz); /* Channel mot1p1horz for block <Root>/To  
RTDX */  
  
/* Block signals (auto storage) */  
  
#pragma DATA_ALIGN(pru_prom_B, 8)  
  
BlockIO_pru_prom pru_prom_B;  
  
/* Block states (auto storage) */  
  
#pragma DATA_ALIGN(pru_prom_DWork, 8)  
  
D_Work_pru_prom pru_prom_DWork;  
  
/* Real-time model */  
  
RT_MODEL_pru_prom pru_prom_M;  
  
RT_MODEL_pru_prom *pru_prom_M = &pru_prom_M;
```

```

/* Model step function */
void pru_prom_step(void)
{
    /* S-Function Block: <Root>/ADC (c6416dsk_adc) */
    {
        const real32_T ADCScaleFactor = 1.0 / 32768.0;

        int_T i;

        int16_T *blkAdcBuffPtr;

        // Retrieve ADC buffer pointer and invalidate CACHE
        blkAdcBuffPtr = (int16_T *) getAdcBuff();

        CACHE_wbInvl2( (void *) blkAdcBuffPtr, 8192, CACHE_WAIT );

        for (i = 0; i < 2048; i++) {

            pru_prom_B.ADC[i] = (real32_T)*blkAdcBuffPtr * ADCScaleFactor;

            /* Skip Right side for mono mode */

            blkAdcBuffPtr += 2;

        }

    }

    /* Signal Processing Blockset Filter Implementation (sdspfilter2) - '<Root>/Filtro pasa-
    bajas Butterworth' */

    /* Biquad (second order sections), Direct-form II (a0 == 1) */
    {
        real32_T *inputs = (real32_T *)pru_prom_B.ADC;

        real32_T *outputs = (real32_T *)pru_prom_B.FiltropasabajasButterworth;

        real32_T *coeffs = (real32_T *)&pru_prom_P.FiltropasabajasButterwo_RT[0];

        real32_T *scaleVals = (real32_T *)&pru_prom_P.FiltropasabajasButterwo__p[0];

        int_T io_idx = 0;
    }
}

```

```

int_T i;

/* Loop over each frame */
for (i = 0; i < 2048; i++) {
    real32_T *states = (real32_T *)
        &pru_prom_DWork.FiltropasabajasButterworth_FILT[0];
    real32_T stageIn, stageOut;
    int_T j;
    stageIn = inputs[i0_idx] * scaleVals[0];
    /* Loop over sections */
    for (j = 0; j < 4; j++) {
        int_T memIdx = 2 * j;      /* memory index for this section */
        int_T coeffIdx = 5 * j;    /* Coefficient offset for this section */
        int_T numIdx = coeffIdx;
        int_T denIdx = numIdx + 3;
        /* Accumulate denominator side products:
        * stageIn -= a(1) * state(0) - a(2) * state(1)
        */
        stageIn -= coeffs[denIdx] * states[memIdx];
        stageIn -= coeffs[denIdx+1] * states[memIdx+1];
        /* Accumulate numerator side products:
        * stageOut = b(0) * stageIn + b(1) * state(0) + b(2) * state(1)
        */
        stageOut = coeffs[numIdx] * stageIn;
        stageOut += coeffs[numIdx+1] * states[memIdx];
        stageOut += coeffs[numIdx+2] * states[memIdx+1];
    }
}

```

```

/* update states */
states[memIdx+1] = states[memIdx];
states[memIdx] = stageIn;

/* update stage input for next stage */
stageIn = stageOut * scaleVals[j+1];
} /* section loop */
outputs[io_idx] = stageIn;
io_idx++;
} /* frame loop */
}

/* Signal Processing Blockset Buffer/Unbuffer (sdsprebuff2) - '<Root>/Buffer' */
{
    memcpy( pru_prom_B.Product2, pru_prom_B.FiltropasabajasButterworth, (2048 *
        sizeof(real32_T)) );
}

/* Signal Processing Blockset Window (sdspwindow2) - '<S2>/Window' */
{
    int_T i;
    for (i=0; i<2048; i++) {
        pru_prom_B.Product2[i] *= pru_prom_B.Window_o2[i];
    }
}

/* Signal Processing Blockset FFT (sdspfft2) - '<S4>/FFT' */
/* Real input, 1 channels, 2048 rows, linear output order */

```

```

/* Interleave data to prepare for real-data algorithms: */

MWDSP_FFTInterleave_BR_R(pru_prom_B.FFT, pru_prom_B.Product2, 1, 2048);

/* Apply half-length algorithm to single real signal: */

{
    creal32_T *lastCol = pru_prom_B.FFT; /* Point to last column of input */

    MWDSP_R2DIT_TBLS_C(lastCol, 1, 2048, 1024, &pru_prom_P.FFT_TwiddleTable[0],
        2, 0); /* Radix-2 DIT FFT using TableSpeed twiddle computation */

    MWDSP_DblLen_TBL_C(lastCol, 2048, &pru_prom_P.FFT_TwiddleTable[0], 1);
}

{
    int32_T i;
    for (i = 0; i < 2048; i++) {
        /* Math: '<S4>/Magnitude Squared' */

        pru_prom_B.Product2[i] = pru_prom_B.FFT[i].re * pru_prom_B.FFT[i].re +
            pru_prom_B.FFT[i].im * pru_prom_B.FFT[i].im;
    }
}

/* Signal Processing Blockset Filter Implementation (sdspfilter2) - '<S2>/Digital Filter' */

/* FIR, Direct-form */

MWDSP_FIR_DF_RR(pru_prom_B.Product2, pru_prom_B.DigitalFilter,
    &pru_prom_DWork.DigitalFilter_FILT_STATES[0],
    &pru_prom_DWork.DigitalFilter_CIRCBUFFIDX, 8, 1, 2048,
    &pru_prom_P.DigitalFilter_RTP1COEFF[0], 1);

{
    int32_T i;

```

```

real32_T Window_o[2048];

real32_T Window_o_0;

/* Math: '<S5>/Math Function1' incorporates:
 * S-Function (sfix_dot): '<S5>/Dot Product'
 */

for (i = 0; i < 2048; i++) {
    Window_o[i] = pru_prom_B.Window_o2[i];
}

Window_o_0 = 0.0F;

for (i = 0; i < 2048; i++) {
    Window_o_0 += Window_o[i] * pru_prom_B.Window_o2[i];
}

Window_o_0 = 1.0F / Window_o_0;

for (i = 0; i < 2048; i++) {
    /* Product: '<S2>/Product2' */
    pru_prom_B.Product2[i] = pru_prom_B.DigitalFilter[i] * Window_o_0;
}
}

/* S-Function Block: <Root>/To RTDX (rtdx_snk) */
if (RTDX_isOutputEnabled( &mot1p1horz )) {
    while (RTDX_writing != NULL) {
        /* waiting for rtdx write to complete */
        RTDX_write( &mot1p1horz, (void*) pru_prom_B.Product2, 2048*sizeof(real32_T));
    }
}

```

```

/* Model initialize function */

void pru_prom_initialize(boolean_T firstTime)
{
    (void)firstTime;

    /* Registration code */

    /* initialize error status */
    rtmSetErrorStatus(pru_prom_M, (const char_T *)0);

    /* block I/O */
    {
        int_T i;
        void *pVoidBlockIORegion;
        pVoidBlockIORegion = (void *)&pru_prom_B.FFT[0].re;
        for (i = 0; i < 14336; i++) {
            ((real32_T*)pVoidBlockIORegion)[i] = 0.0F;
        }
    }

    /* states (dwork) */
    (void) memset((char_T *) &pru_prom_DWork,0,
        sizeof(D_Work_pru_prom));

    {
        int_T i;
        real32_T *dwork_ptr = (real32_T *)
            &pru_prom_DWork.FiltropasabajasButterworth_FILT[0];
        for (i = 0; i < 16392; i++) {
            dwork_ptr[i] = 0.0F;
        }
    }
}

```



```

    }
}

codec_init();

/* S-Function Block: <Root>/ADC (c6416dsk_adc) */
config_codec_input();

/* Signal Processing Blockset Window (sdspwindow2) - '<S2>/Window'
 * Copy window samples to the block output port buffer
 */
memcpy(pru_prom_B.Window_o2, &pru_prom_P.Window_WindowSamples[0], 2048 *
    sizeof(real32_T));

RTDX_enableOutput(&mot1p1horz); /* S-Function Block: <Root>/To RTDX (rtdx_snk)
*/

/* Signal Processing Blockset Filter Implementation (sdspfilter2) - '<Root>/Filtro pasa-
bajas Butterworth' */

/* Biquad (second order sections), Direct-form II (a0 == 1) */
{
    int_T i;
    for (i = 0; i < 8; i++) {
        pru_prom_DWork.FiltropasabajasButterworth_FILT[i] =
            pru_prom_P.FiltropasabajasButterwo_IC;
    }
}

/* Signal Processing Blockset Filter Implementation (sdspfilter2) - '<S2>/Digital Filter' */

/* FIR, Direct-form */
{
    real32_T *statePtr = (real32_T *) &pru_prom_DWork.DigitalFilter_FILT_STATES

```

```

[0];

/* Scalar expansion of ICs with extra zero element per channel */
int_T chanCount = 2048;
while (chanCount--) {
    int_T numElems= 7;
    while (numElems--) {
        *statePtr++ = *(const real32_T *)&pru_prom_P.DigitalFilter_ICRTP;
    }
    *statePtr++ = 0.0F;
}
}

/* Model terminate function */
void pru_prom_terminate(void)
{
    RTDX_disableOutput(&mot1p1horz);    /* S-Function Block: <Root>/To RTDX (rtdx_snk)
*/
}

/* File trailer for Real-Time Workshop generated code.

*

* [EOF]

*/

```

Anexo B. CODIGO EN MATLAB PARA LA CREACION Y APERTURA DE ENLACES RTDX.

```
%PASOS PARA LA APERTURA DE CANALES RTDX ENTRE MATLAB & SIMULINK Y EL CCS
V3.1
%una vez construido y compilado el programa en el DSP
cc = ccstdsp %crea un enlace entre CCS y MATLAB
cc.rtdx.open('nombredelcanalRTDX','r') %abre los canales creados por
MATLAB
cc.rtdx.enable; %habilita los canales creados
cc %muestra si los canales fueron creados correctamente
rx=cc.rtdx; %se define una nueva variable
data = readmsg(rx,'nombredelcanalRTDX','single') %leer los datos y
mensajes que estan en la cola del buffer
```

Anexo C. CODIGO EN MATLAB DE LIMPIEZA Y DESTRUCCION DE CANALES RTDX.

```
%codigo para hacer un proceso de limpieza de los canales RTDX
disable(cc.rtdx,'nombredelcanalRTDX'); %deshabilita todos los canales
abiertos
if isrunning(cc),           % si la tarjeta DSP esta corriendo
    halt(cc);               %    para el procesador
end
cc.rtdx.flush('nombredelcanalRTDX',1) %eliminar los mensajes desde la
cola sin leerlos. Los datos en el mensaje que se elimin se pierden.
cc.rtdx.flush('nombredelcanalRTDX','all') %Vaciar el resto de los mensaje
de la cola y comprobar que la cola esta vacia.
disable(cc.rtdx); %deshabilita el enlace RTDX
close(cc.rtdx,'all'); %cierra todos los canales abiertos
clear cc; %destruye cc
clear all;%destruye todos los elementos creados del Workspace
clc %limpia el Command Window de MATLAB
```

Anexo D. CIRCUITO ESQUEMATICO DEL SENSOR MEMS MMA7260

