



Universidad Autónoma de Querétaro  
Facultad de Ingeniería

ANÁLISIS DE VIBRACIONES EN TIEMPO REAL  
PARA MAQUINARIA CNC

Tesis

Que como parte de los requisitos para obtener el  
grado de Doctor en Ingeniería

Presenta

M. I. José de Jesús Rangel Magdaleno

Dirigido por

Dr. René de Jesús Romero Troncoso  
Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos

Querétaro, Qro. Marzo del 2011.



## Portada Interna de Tesis

Universidad Autónoma de Querétaro  
Facultad de Ingeniería  
Doctorado en Ingeniería

ANÁLISIS DE VIBRACIONES EN TIEMPO REAL PARA MAQUINARIA CNC

### TESIS

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de

Doctor en Ingeniería

#### Presenta:

José de Jesús Rangel Magdaleno

#### Dirigido por:

Dr. René de Jesús Romero Troncoso  
Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos

#### SINODALES

Dr. René de Jesús Romero Troncoso  
Presidente

Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos  
Secretario

Dr. Aurelio Domínguez González  
Vocal

Dr. Arturo García Pérez  
Suplente

Dr. Juan Primo Benítez Rangel  
Suplente

Dr. Gilberto Herrera Ruiz  
Director de la Facultad

Firma

Firma

Firma

Firma

Firma

Dr. Luis Gerardo Hernández Sandoval  
Director de Investigación y  
Posgrado

Centro Universitario  
Querétaro, Qro.  
Marzo 2011  
México

# Resumen

Las vibraciones son unas de las variables más significativas para ser monitoreadas en máquinas-herramienta ya que ellas afectan directamente el acabado de las piezas, la vida útil de la herramienta, las condiciones generales de la máquina-herramienta, el consumo actual, etc. La contribución de este trabajo consiste en desarrollar un instrumento de análisis de vibraciones basado en la combinación de técnicas en tiempo, FFT, DWT y DWT-FFT. El instrumento es implementado en un arreglo de compuertas programables en campo de bajo costo, utilizando núcleos de propiedad intelectual para el procesamiento de señales en paralelo, el cual permite alcanzar un análisis en línea en tiempo real y continuo.

El monitoreo del Jerk, definido como la primera derivada de la aceleración, se ha convertido en un problema importante en máquinas CNC. Hoy en día, la computación del jerk es hecha por diferencias finitas de la señal de aceleración, computada por la razón de Nyquist, la cual lleva a una baja relación señal cuantizada a ruido (SQNR) durante la estimación. La novedad de este trabajo es el desarrollo de un sensor inteligente para monitoreo de jerk de un acelerómetro estándar, el cual a mejorado la SQNR. La propuesta está basada en técnicas de sobre muestreo que dan una mejor estimación del jerk que el que es producido por un diferenciador a la razón de Nyquist.

La práctica del control automático con la implementación física del controlador, es un problema importante para ser cubierto en un curso de ingeniería, y en aquellas materias como automatización, control, electromecánica, mecatrónica, manufactura y robótica, las cuales deben incluirlo en su retícula. La contribución de este trabajo es el desarrollo de un núcleo de arquitectura abierta de un controlador de tres tiempos bajo tecnología FPGA aplicada en un curso de control estándar. Lo anterior permite a los estudiantes tener una implementación de control en tiempo real con independencia tecnológica y alto nivel de integración. La oportunidad de controlar un servomotor de-

---

manda estudiantes con un alto grado de conocimiento en el área, lo cual es reflejado en el desarrollo de un proyecto.

(**Palabras clave:** Vibraciones, FPGA, CNC, control, jerk, FFT, DWT)

# Abstract

The vibrations are one of the most significant variables to be monitored on machine tools since they directly affect the end piece finishing, tool life expectancy, general machine-tool condition, current consumption, etc. Time domain, fast Fourier transform (FFT), and discrete wavelet transform (DWT) are techniques often used for vibration analysis, because they are computationally efficient for online implementation; unfortunately, it is difficult to find an instrument for vibration analysis that allows individually applying the time, FFT, and DWT techniques, and their fusion. The contribution of this work consists of developing a vibration-analysis instrument based on the time, FFT, DWT, and DWT-FFT fusion techniques. The instrument is implemented into a low-cost field-programmable gate array with proprietary hardware signal-processing cores in parallel for achieving real-time and continuous online analysis.

Jerk monitoring, defined as the first derivative of acceleration, has become a major issue in computerized numeric controlled (CNC) machines. Nowadays, the computation of jerk is done by finite differences of the acceleration signal, computed at the Nyquist rate, which leads to low signal-to-quantization noise ratio (SQNR) during the estimation. The novelty of this work is the development of a smart sensor for jerk monitoring from a standard accelerometer, which has improved SQNR. The proposal is based on oversampling techniques that give a better estimation of jerk than that produced by a Nyquist-rate differentiator.

The automatic control practice with the physical implementation of the controller is a major issue to be covered in undergraduate/graduate engineering course, and those issues dealing with subjects such as automation, control, electromechanics, mechatronics, manufacturing, and robotics which should be included in their curricula. The contribution of this work is the development of an open core of a three-time controller under FPGA technology

---

applied in a standard control course, allowing students to have a real-time control implementation with technological independence and high level of integration. The combination of both, theory and practice is important. Thus, this courses proposal develops the theoretical bases in practical form. The opportunity to control a servomotor demands students with area proficiency, which is reflected in a project development.

(**Keywords:** Vibration, FPGA, CNC, control, jerk, FFT, DWT)

# Dedicatoria

A mi esposa quien es el amor mas grande de mi vida

# Agradecimientos

- A mi esposa por apoyarme, entenderme y encontrarse siempre a mi lado en todo momento.
- A mi madre que me dio la vida y su cariño.
- A mis hermanos y familiares por todo su apoyo.
- A mis amigos que me apoyaron desde que inicie el doctorado y que siempre me ofrecieron su amistad.
- A mi asesor el Dr. René de J. Romero Troncoso por enseñarme tantas cosas en la vida profesional de un investigador y por permitirme formar parte del grupo HSP digital. Al Dr. Roque A. Osornio Ríos por darme su apoyo durante mis estudios de doctorado.
- A mis sinodales y maestros por sus consejos y enseñanzas.
- A la UAQ por la oportunidad que me dio de realizar mis estudios de doctorado en esta gran institución.
- A CONACYT por la beca otorgada para la realización del doctorado.



# Índice general

Resumen	I
Abstract	III
Dedicatoria	V
Agradecimientos	VI
Índice general	VII
Índice de figuras	X
Índice de tablas	XII
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Antecedentes . . . . .	2
1.2. Justificación . . . . .	4
1.3. Objetivo . . . . .	5
1.4. Descripción del problema . . . . .	6
<b>2. Fundamentación teórica</b>	<b>9</b>
2.1. Análisis y monitoreo de vibraciones en máquinas CNC . . . . .	9
2.1.1. Estado del arte . . . . .	11
2.1.2. Vibraciones en máquinas CNC . . . . .	13
2.2. Monitoreo del jerk en máquinas CNC . . . . .	19
2.2.1. Estado del arte . . . . .	19
2.2.2. Jerk en máquinas CNC . . . . .	21
2.3. Desarrollo de controladores digitales en FPGA . . . . .	25
2.3.1. Estado del arte . . . . .	26

2.3.2.	Teoría de control . . . . .	29
<b>3.</b>	<b>Metodología</b>	<b>37</b>
3.1.	Analizador de vibraciones . . . . .	37
3.1.1.	Implementación de la UPS basada en FPGA . . . . .	38
3.1.2.	Sistema de instrumentación . . . . .	39
3.1.3.	Sistema completo . . . . .	40
3.2.	Sensor de Jerk . . . . .	42
3.2.1.	Procesamiento de la señal . . . . .	42
3.2.2.	Caso de estudio . . . . .	43
3.2.3.	Sistema de instrumentación . . . . .	47
3.2.4.	Unidad de procesamiento de señal . . . . .	48
3.3.	Controlador de tres tiempos basado en FPGA . . . . .	49
3.3.1.	Herramienta de Matlab . . . . .	49
3.3.2.	Implementación FPGA . . . . .	50
3.3.3.	Co-simulación entre Matlab Simulink y Active-HDL . . . . .	53
<b>4.</b>	<b>Resultados</b>	<b>55</b>
4.1.	Analizador de vibraciones . . . . .	55
4.1.1.	Puesta del experimento . . . . .	55
4.1.2.	Resultados del análisis en el dominio del tiempo . . . . .	56
4.1.3.	Resultados del análisis FFT . . . . .	58
4.1.4.	Resultados del análisis DWT . . . . .	59
4.1.5.	Resultado del análisis combinado DWT-FFT . . . . .	60
4.1.6.	Discusión . . . . .	62
4.2.	Sensor de Jerk . . . . .	62
4.2.1.	Máquina CNC . . . . .	62
4.2.2.	Perfil de aceleración . . . . .	64
4.2.3.	Resultados . . . . .	65
4.2.4.	Discusión . . . . .	67
4.3.	Control de tres tiempos basado en FPGA . . . . .	69
4.3.1.	Discusión . . . . .	70
<b>5.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>72</b>
5.1.	Analizador de vibraciones . . . . .	72
5.2.	Sensor de Jerk . . . . .	73
5.3.	Controlador de tres tiempos basado en FPGA . . . . .	74
5.4.	Productos obtenidos . . . . .	74

5.5. Conclusiones personales y trabajo futuro . . . . .	76
<b>Bibliografía</b>	<b>77</b>
<b>Artículos publicados en revista internacional</b>	<b>86</b>
.1. FPGA-Based Vibration Analyzer for Continuous CNC Machinery Monitoring With Fused FFT-DWT Signal Processing . . .	87
.2. Novel Oversampling Technique for Improving Signal-to-Quantization Noise Ratio on Accelerometer-Based Smart Jerk Sensors in CNC Applications . . . . .	98
.3. FPGA-Matlab-Based Open Core for Three-Time Controllers in Automatic Control Applications . . . . .	121
<b>Registro de patentes</b>	<b>130</b>
.4. Registro de Patentes . . . . .	131

# Índice de figuras

1.1. Torno CNC . . . . .	8
2.1. Cálculo de la media y la varianza . . . . .	15
2.2. Algoritmo de Mallat. . . . .	16
2.3. DWT con FFT . . . . .	18
2.4. Diagrama a bloques del smart sensor para monitoreo del jerk. . . . .	21
2.5. Perfil de aceleración y sus derivadas . . . . .	23
2.6. Ejemplo del espectro de la señal cuantizada . . . . .	24
2.7. Mejora de SQNR con LPF . . . . .	26
2.8. Curva de respuesta al escalón unitario. . . . .	33
2.9. Oscilaciones sostenidas para un periodo Pcr. . . . .	34
3.1. Diagrama FPGA vibraciones . . . . .	39
3.2. Sistema de instrumentación. . . . .	40
3.3. Sistema completo del analizador de vibraciones. . . . .	41
3.4. Desplegado VGA . . . . .	41
3.5. FIR LPF 4 veces sobremuestreo . . . . .	43
3.6. Perfil típico de aceleración . . . . .	44
3.7. Estimación del jerk. . . . .	45
3.8. Error de cuantización para la estimación del jerk. . . . .	46
3.9. Espectro del error de cuantización para la estimación del jerk. . . . .	47
3.10. Acelerómetro . . . . .	48
3.11. Diagr. a bloques estimación jerk en FPGA . . . . .	49
3.12. GUI controlador . . . . .	50
3.13. Controlador caja negra . . . . .	51
3.14. Diagrama Controlador. . . . .	52
3.15. Diagrama a bloques de Simulink. . . . .	53
3.16. Co-simulación . . . . .	54

4.1. Banco de pruebas torno CNC. . . . .	56
4.2. Vibraciones maquinado CNC. . . . .	57
4.3. Banco de pruebas motor de inducción. . . . .	58
4.4. Análisis FFT. . . . .	59
4.5. Análisis DWT. . . . .	60
4.6. Combinación del análisis DWT con FFT. . . . .	61
4.7. Máquina CNC pruebas jerk . . . . .	63
4.8. Perfiles . . . . .	64
4.9. Jerk estimado con sobremuestreo y diezmado directo . . . . .	65
4.10. Espectro de error del diezmado directo del Jerk . . . . .	66
4.11. Jerk estimado sobremuestreo y promedio diezmado . . . . .	67
4.12. Espectro error promedio diezmado jerk . . . . .	68
4.13. Banco de pruebas para el controlador . . . . .	69
4.14. Diagrama general del proceso. . . . .	70
4.15. Error de salida en el controlador . . . . .	71

# Índice de tablas

2.1. Bandas de frecuencia $AC_L$ y $DC_L$ . . . . .	17
2.2. Regla de sintonía primer método . . . . .	33
2.3. Regla de sintonía segundo método . . . . .	33
2.4. Transformada bilineal . . . . .	36
3.1. Especificaciones del analizador de espectros . . . . .	42
3.2. Mejora de la SQNR . . . . .	48
3.3. Controlador PID adaptado a ley de control de tres tiempos. . .	50
4.1. Mejora de la SQNR a diferentes razones de sobremuestreo . . .	65

# Capítulo 1

## Introducción

El nivel competitivo alcanzado hoy en día por el sector industrial ha impulsado el desarrollo de sistemas para el control y monitoreo de procesos, especialmente en aquellos donde el acabado final de la pieza o del producto a fabricarse es crítico. El monitoreo y diagnóstico en línea de máquinas eléctricas y máquinas-herramienta se han vuelto necesarios para mejorar la confianza en los procesos. Una buena técnica de diagnóstico permite estimar la condición actual del equipo a partir de la información obtenida en el momento de la instalación de la máquina. Esto permite la detección temprana de fallas, para que sean debidamente atendidas minimizando los riesgos de accidentes fatales, tiempos de paro, costos de mantenimiento, alargando así, la vida del equipo. Con el avance actual en la tecnología electrónica es posible desarrollar estos sistemas que permitan satisfacer las necesidades requeridas en la industria. En esta tesis se describen sistemas digitales de monitoreo y procesamiento de señales en hardware enfocados a máquinas-herramienta y máquinas eléctricas.

---

## 1.1. Antecedentes

En los años 1949-1952 Jhon Parsons y el Instituto Tecnológico de Massachusetts (MIT) por encargo de las fuerzas aéreas estadounidenses, desarrollaron un sistema de control para fabricar piezas de geometría compleja (piezas para aeronaves), en una máquina fresadora. En el transcurso de la década de los 70s se introdujeron más avances en la construcción de máquinas de control numérico computarizado (CNC). Durante esta década dos tipos de mejora son las que toman relevancia: la primera es la incorporación de la computadora personal (PC) al CNC, esto dio paso a un nuevo concepto al cual, como ya se mencionó, se nombró Control Numérico Computarizado. La segunda fue la aparición de los sistemas de diseño asistido por computadora (*computer-aided design*, CAD) y manufactura asistida por computadora (*computer-aided manufacturing*, CAM) (Alaniz, 2003). Existe una mayor complejidad en los productos manufacturados que requieren una eficiencia superior del producto, por lo que es inminente una transformación en las áreas relacionadas con la manufactura, en especial aquellas que tienen relación con las máquinas-herramienta (Lee, 1999). Con relación a los grandes avances tecnológicos, la industria se ha visto forzada a aumentar su nivel de calidad y competitividad a través de la modernización de su planta productiva. Las áreas relacionadas con la manufactura de productos han tenido que introducir tecnología de control numérico, la cual ha evolucionado hacia la utilización de robots industriales y máquinas-herramienta. Esto debido a que los mercados han obligado a los fabricantes a producir con mayor eficiencia, menor costo y menor variabilidad sus productos. Además de la evolución de las máquinas-herramienta, es necesario la evolución a la par de los sistemas de monitoreo y detección de fallas. Gracias al alto nivel de complejidad que presentan los dispositivos electrónicos actualmente, es posible avanzar en este tipo de desarrollos.

Dentro de los dispositivos con mayor nivel de integración se encuentran los arreglos de compuertas programables en campo (*field programmable gate arrays*, FPGA). Los FPGA se encuentran en constante evolución mejorando características como son frecuencia máxima de operación, nivel de integración, costo y consumo de potencia. Con esto se permite desarrollar sistemas basados en FPGA más sofisticados y propios para los requerimientos



---

de la industria moderna.

En la Universidad Autónoma de Querétaro existe ya un camino recorrido en lo que a trabajo en máquinas CNC y FPGA se refiere, pero como se podrá observar en los trabajos citados, aún falta por explorar el campo de las vibraciones en conjunto con dispositivos de sistema microelectro- mecánicos (*MicroElectro-Mechanical Systems*, MEMS ) y FPGA. En la Universidad se cuenta con trabajos publicados en revista internacional indizada por parte de profesores titulares, además de contar con varios trabajos de tesis relacionadas con el tema. Algunos ejemplos son, [Ronquillo \(2002\)](#) presentó un control digital para servomotores de corriente directa sin escobillas, el cual es capaz de comunicarse con la PC vía puerto serial, cuenta con acceso a parámetros como aceleración, velocidad y posición. El control digital incluyó un controlador proporcional-integral-derivativo (PID) digital para compensar el sistema y un algoritmo de generación de trayectorias basado en el diseño de perfiles de velocidades trapezoidales y triangulares. [Moreno \(2003\)](#) presentó el diseño de un controlador basado en una computadora personal con el objetivo de generar las trayectorias de control del movimiento de seis motores de pasos en un robot de cinemática paralela. Su algoritmo se basó en dos técnicas de interpolación: interpolación a tramos y generación de trayectoria por polinomios 4-3-4. En lo referente al control [Osornio \(2004\)](#), desarrolló la primera etapa de un controlador para el posicionamiento de servomotores mediante la técnica de diseño de hardware. El controlador tiene su base teórica en un módulo PID; se incluye un compensador de inercia y un control no lineal proporcionado por un generador de trayectoria basado en el desarrollo de perfiles de velocidad trapezoidales y triangulares. [Romero \(2004\)](#) presentó un algoritmo para procesamiento de señales que permite la detección de la ruptura de herramientas en sistemas de manufactura por CNC, en el cuál propuso un sistema de monitoreo de la condición de las herramientas. El sistema se conformó por tres bloques funcionales: sensores y acondicionador, adquisición de datos y procesamiento de señales. [Hernández \(2005\)](#) desarrolló un diseño e implementación en software de los módulos del filtrado digital, identificación y sintonización de un controlador de movimiento digital de servomotores, mediante la programación de los algoritmos de control en lenguaje C y comunicación con una PC a través del bus ISA. [Gómez \(2005\)](#) implementó en FPGA un controlador difuso para control de riego en invernaderos. [Trejo](#)

---

(2006) presentó un módulo de maquinado y monitoreo en un proceso de torneado, en el que aplicó control difuso con el objetivo de reducir el tiempo de maquinado y aumentar el nivel de producción. El estudio se basa en la aplicación de algoritmos de control adaptivo desarrollados en un módulo de software que actúa sobre los parámetros de velocidad y profundidad de corte y avance a través del filtrado, procesamiento y control de la corriente del inversor de frecuencia. Hernández (2006) implementó en hardware un controlador PID aplicado a una fresadora CNC. Enríquez (2006) realizó la implementación de un control de temperatura para máquinas de inyección de plástico. Colin (2006) usando lenguaje de descripción de hardware, realizó un controlador digital PID para máquinas-herramienta. Franco (2007) desarrolló un sistema de monitoreo para detección de desgaste en herramientas para procesos de taladrado. Osornio (2007) desarrolló un sistema de control para CNC de alta velocidad basado en FPGA. García (2008) implementó en FPGA un control de presión y velocidad para máquinas de inyección de plástico. Santos (2008) realizó un teclado industrial para máquinas de inyección de plástico y CNC. Morales (2010) diseñó una plataforma hardware-software para el desarrollo de aplicaciones industriales basada en FPGA. De Santiago (2010) realizó algoritmos para la interpolación de trayectorias con optimización en la dinámica de movimiento en los servomotores. Rivera (2010) presentó algoritmos óptimos en FPGA para controlar la dinámica de movimiento en maquinaria CNC.

En cada uno de los trabajos citados se ha ido avanzando en implementación de controladores y herramientas de monitoreo para máquinas-herramienta basados en FPGA. El análisis de las vibraciones es una área que permitirá complementar algunos de los trabajos citados previamente. Para esto es necesario contar con un sistema de monitoreo y análisis de vibraciones que sea enfocado a máquinas-herramienta.

## 1.2. Justificación

En los últimos años el grupo de investigación HSP digital de San Juan del Río, ha trabajado en la generación de una tarjeta controladora para

---

maquinaria CNC. La tarjeta se basa en el desarrollo de perfiles para mejorar la dinámica de movimiento y con esto obtener un mejor acabado de la pieza. Con esta tarjeta se pretende disminuir las vibraciones originadas por el control de las tarjetas disponibles comercialmente. De aquí surgen dos necesidades, la primera es el contar con un sistema de monitoreo de vibraciones en línea y en tiempo real para máquinas-herramienta, y la segunda es un curso sobre implementación de controladores digitales sobre FPGA. Uno de los objetivos del sistema propuesto en este trabajo es demostrar que efectivamente se eliminan las vibraciones mediante la técnica utilizada por el grupo. Otro objetivo es el desarrollo de un curso para licenciatura enfocado en la implementación de controladores digitales en FPGA.

Además del monitoreo de las vibraciones, el monitoreo del jerk (derivada de la aceleración) es otra de las necesidades a resolver. Una técnica basada en la obtención del jerk a través de la doble derivada de la señal del encoder ya se manejaba en el grupo. No obstante, se requería de una medición más directa, la cual se obtiene derivando una sola vez la señal del acelerómetro colocado sobre el porta-herramientas.

Para los tres casos es necesario desarrollar el sistema de monitoreo de vibraciones e implementar algoritmos de propiedad intelectual (*Intellectual Property*, IP) en el FPGA.

### 1.3. Objetivo

Diseñar e implementar un sistema de monitoreo y análisis de vibraciones en tiempo real para maquinaria CNC. El principal objetivo del proyecto es cubrir la necesidad de una herramienta de monitoreo en línea de las vibraciones. Se busca que la herramienta pueda ser integrada en sistemas de nueva generación aportando información relevante sobre las vibraciones generadas durante el proceso.

Los objetivos particulares del proyecto son:

1. Desarrollar modelos matemáticos para el análisis de vibraciones en es-

---

tado estable y transitorio.

2. Desarrollar los algoritmos planteados para el procesamiento digital de señales en FPGA.
3. Desarrollar e integrar tecnología propia en monitoreo y análisis de vibraciones.
4. Demostrar la funcionalidad del sistema de manera experimental mediante el sensado de las vibraciones generado por dos controladores distintos.
5. Generar un tutorial de curso para implementación de controladores digitales en FPGA.
6. Publicar tres artículos de revista indizada generados de este proyecto.
7. Asesorar una tesis de licenciatura referente al tema de investigación.

## 1.4. Descripción del problema

Las máquinas-herramienta CNC constituyen una modalidad de automatización flexible y de alta precisión, son máquinas-herramientas programadas para efectuar maquinados en piezas de formas complicadas obteniendo un acabado fino en la pieza final. Durante el proceso de maquinado es necesario comprobar aspectos tales como temperatura, vibración, condición del material, desgaste de la herramienta, etc., los cuales permiten proceder a reajustes necesarios con el fin de garantizar el buen maquinado de la pieza y el correcto funcionamiento de la máquina.

Dependiendo del material y del acabado final que se requiere en la pieza, el maquinado puede llevarse de una manera convencional de baja velocidad o en una de alta velocidad. El maquinado de alta velocidad requiere de técnicas de movimiento rápido entre la herramienta y el porta-herramientas en proporción al incremento de velocidad en el husillo. Dichos movimientos producen vibraciones que se reflejarán en el acabado del material. De igual manera, el desgaste de la herramienta, la inadecuada dinámica de movimiento con que se realiza el control, una mala fijación de la máquina, una mala

---

sujeción de la pieza, material del piso, velocidad de corte, aceleración del maquinado, etc., son factores que producen vibraciones las cuales deben ser analizadas por un dispositivo completamente independiente de la máquina. [Altintas \(2000\)](#), recomienda que el dispositivo debe proporcionar la evaluación y el diagnóstico de las vibraciones como un factor de ayuda en los programas de mantenimiento preventivo. Es importante que el análisis de las vibraciones sea llevado a cabo en tiempo real para poder así garantizar el acabado en cada uno de los maquinados.

Las vibraciones se pueden definir como la variación en el tiempo del valor de una magnitud característica del movimiento de la posición de un sistema mecánico. Cuando la magnitud es alternativamente mayor y menor que cierto valor medio o de referencia, dicho movimiento es el resultado del funcionamiento de un aparato o de un sistema.

Las vibraciones en las máquinas-herramienta juegan un papel muy importante obstaculizando la productividad durante el maquinado. [King \(1985\)](#) menciona en su libro que excesivas vibraciones en la herramienta, desgaste, aceleración, etc., causan un mal acabado y posiblemente se dañen los rodamientos del husillo. La razón principal para analizar y diagnosticar el estado de una máquina es determinar las medidas necesarias para corregir la condición que origina la vibración, reducir el nivel de las fuerzas vibratorias no deseadas y no necesarias. De tal manera que, al estudiar los datos, el interés principal deberá ser la identificación de las amplitudes predominantes de la vibración, la determinación de la causa y la corrección del problema que ellas presentan.

Cada máquina-herramienta dada su sujeción, construcción, tipo de uso, controlador, etc., produce diversos tipos de vibraciones; es decir, las vibraciones varían con las características de cada máquina y el tipo de controlador que estén utilizando. Por lo anterior, es necesario contar con la firma digital de la máquina en el momento en que es instalada para así poder detectar cualquier cambio significativo en el análisis de la señal de vibraciones. Al crear un historial de las vibraciones de la máquina se tiene un punto de comparación. En la mayoría de los casos no es posible realizar esta base de datos por lo que se recomienda que al hacer un análisis de vibraciones, se prepare la máquina (darle mantenimiento) con el fin de eliminar ruido en la

---

señal originado por las condiciones de uso. Debido a la variabilidad que existe en las máquinas-herramientas es necesario contar con un sistema de análisis independiente de la máquina, el cual pueda ser reconfigurado para las características particulares de cada máquina-herramienta. Los FPGA cuentan con esta característica, además de proporcionar un análisis en tiempo real y en línea de la señal.

La figura 1.1 muestra un torno CNC y las principales zonas a tomar en cuenta para el análisis de vibraciones, que son lo más cerca de la herramienta de corte (en el porta herramientas) y en el husillo. Como parte del husillo es importante monitorear el motor de inducción encargado de su movimiento, esto con el fin de detectar fallas que originen vibraciones. Además de estas regiones, el sistema de control juega un papel muy importante en la reducción de las vibraciones, es por esto que es necesario un programa educativo donde se desarrollen sistemas de control que favorezcan la reducción de las vibraciones.

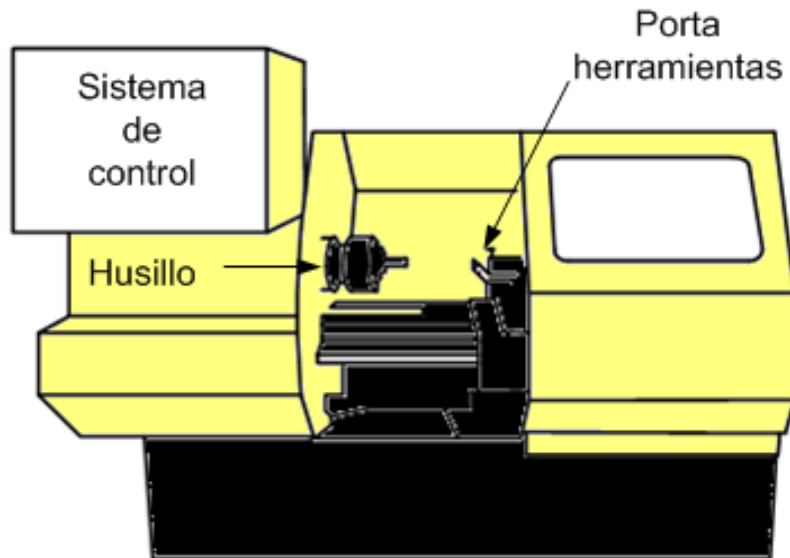


Figura 1.1: Torno CNC

# Capítulo 2

## Fundamentación teórica

La fundamentación teórica del presente trabajo de tesis se divide en tres secciones principales de acuerdo a los objetivos presentados. En cada una de las secciones se presenta el estado del arte, la fundamentación teórica y la aportación que se genera a través de este trabajo. El trabajo se ha dividido en las siguientes secciones:

- Análisis y monitoreo de vibraciones en máquinas CNC
- Monitoreo de jerk en máquinas CNC
- Desarrollo de controladores digitales en FPGA

### 2.1. Análisis y monitoreo de vibraciones en máquinas CNC

La industria de máquinas-herramienta mantiene una constante evolución que responde a los requerimientos más demandantes del mercado, tales como disminución del tiempo de producción y manufactura con cero defectos. Como parte de esta evolución, máquinas-herramienta flexibles han sido desarrolladas para satisfacer la producción en grandes cantidades. Dentro de esta evolución, el primer cambio importante fue producido con el CNC, el

---

cual permite a una máquina-herramienta reprogramarse para la manufactura de diferentes piezas (Neugebauer *et al.*, 2007). Sin embargo, debido a los requerimientos en procesos de producción y dados los estándares de calidad, es necesario el cambio constante en los sistemas de control. El concepto original de CNC se encuentra limitado debido a su arquitectura cerrada que restringe la instrumentación de variables externas como parte del proceso de control.

A la par del desarrollo del CNC, instrumentos de monitoreo externo de propósito general fueron adaptados a las máquinas-herramienta, incluso cuando no eran originalmente desarrollados para ese propósito. Esta práctica comenzó a ser ineficiente debido a que los instrumentos de propósito general no proporcionaban un monitoreo continuo (no es posible fijarlos en la máquina-herramienta y mantenerlos trabajando por largos periodos de tiempo) y un monitoreo en línea (durante el proceso de maquinado). Debido al reciente desarrollo de sistemas mecatrónicos, sensores e instrumentos de medición han sido integrados en las máquinas-herramienta, mejorando su control y monitoreo durante el proceso de maquinado. La aplicación de sensores en máquinas-herramienta abarca desde calibración hasta monitoreo de múltiples variables, como son las vibraciones, tiempo de maquinado, acabado final, corriente de los motores y dinámica de movimiento.

Hoy en día la tendencia está centrada en el desarrollo de máquinas-herramienta de nueva generación descritas por Mekid *et al.* (2009), como "sistemas de manufactura inteligentes y reconfigurables que combinan diferentes factores de una manera dinámica, tales como conocimiento humano e inteligencia de la máquina obtenido a través del procesado de información". A lo largo de la nueva tendencia en desarrollo de máquinas-herramienta, los sensores e instrumentos de medición han ido evolucionando de analizadores de espectros fuera de línea a procesadores en tiempo real e instrumentos virtuales. En este contexto, tiempo real se refiere a cuando los parámetros computados o los datos procesados del instrumento son calculados en un tiempo menor que el requerido para un futuro procesamiento o toma de decisión en otro módulo. Un ejemplo de la anterior está en un controlador industrial típico en donde los parámetros para el proceso son requeridos cada vez que el lazo de control es actualizado, y si los módulos de pre-procesamiento son capaces de proporcionar estos parámetros en un tiempo menor al utilizado en la actualización del lazo de control, entonces es considerado procesamiento



---

en tiempo real. Los enfoques actuales en sistemas de control están dirigidos a implementaciones de arquitectura abierta, facilitando la integración de sistemas de control, sensores e instrumentos de medición en línea los cuales contribuyen en el desarrollo de máquinas-herramienta de nueva generación (Desforges y Archimede, 2006).

Debido a la relevancia en el monitoreo de máquinas-herramienta, han sido desarrollados diversos trabajos enfocados en detección de fallas, y algunos de ellos de manera continua y en línea. Otros requieren de un técnico altamente entrenado. En consecuencia, no es fácil integrarlos a la máquina-herramienta con el objetivo de cumplir con los conceptos de nueva generación. Las características que cualquier sistema debe cumplir para facilitar su integración en una máquina-herramienta son monitoreo continuo y en línea, procesamiento en paralelo, arquitectura abierta, bajo costo y reconfigurabilidad, entre otros. Trabajos recientes sobre monitoreo y detección de fallas pueden ser clasificados en tres categorías: metodologías fuera de línea, metodologías automáticas y trabajos con un alto nivel de adaptabilidad en máquinas-herramienta.

### 2.1.1. Estado del arte

Como parte de los trabajos de análisis fuera de línea, [Guzel y Lazoglu \(2004\)](#) presentaron un modelo de predicción matemático para un sistema de fuerzas de corte en el fresado de superficies de esculturas. [Jeong et al. \(2003\)](#) desarrollaron un modelo analítico para la programación de la velocidad de avance fuera de línea permitiendo regular las fuerzas de corte. Además, es posible comparar el error en el acabado final antes y después de aplicar la programación de la velocidad de avance. Otros trabajos han sido adaptados para ser integrados en la máquina-herramienta dada su metodología automática; sin embargo, requieren algunas modificaciones (por ejemplo, plataformas de arquitectura abierta y desarrollo de hardware). Respecto a este tema, [Alonso y Salgado \(2008\)](#) estudiaron la aplicación del análisis espectral singular para monitoreo de la herramienta basado en una PC. [Bilski y Winiecki \(2007\)](#) desarrollaron un analizador virtual basado en LabVIEW. [Ebersbach y Peng \(2008\)](#) desarrolló un sistema experto para mo-

---

nitoreo de la máquina mediante análisis de vibraciones basado en Microsoft Visual Basic. En el tercer grupo hay trabajos que satisfacen algunas de las características deseables para ser integrados en una máquina-herramienta, tal como monitoreo continuo en línea. Por ejemplo, [Malekian et al. \(2009\)](#) monitorearon la herramienta de corte durante el proceso de fresado usando múltiples sensores y un sistema de redes neuronales basado en un procesador digital de señales (*digital signal processor*, DSP). En su trabajo propone que el monitoreo de la condición de la herramienta puede ser enviado al sistema de control o al usuario para la toma de decisiones. [Betta et al. \(2002\)](#) desarrollaron un analizador de transformada rápida de Fourier (*fast Fourier transform*, FFT) basado en arquitectura DSP para análisis de vibraciones en máquinas rotativas con características de monitoreo continuo y en línea. [Rangel et al. \(2009\)](#) presentaron una metodología novedosa para detección de barras rotas en motores de inducción usando análisis de vibraciones y corriente; la metodología fue basada en arquitectura FPGA permitiendo un monitoreo continuo y en línea. [Morales et al. \(2009\)](#) desarrollaron una técnica para monitorear la posición, velocidad, aceleración y jerk en una máquina-herramienta. La técnica está basada en un filtro de respuesta finita al impulso con arquitectura abierta. [Contreras et al. \(2010\)](#) desarrollaron un sistema de monitoreo de vibraciones para motores de inducción basado en FPGA satisfaciendo el monitoreo de manera continua y en línea. Con relación al análisis previo, es necesario continuar con investigaciones relacionadas con el desarrollo de monitoreo continuo y en línea para CNC el cual satisfaga los requerimientos de la máquinas-herramienta de nueva generación.

De acuerdo a las características del proceso de manufactura, las vibraciones son una de las principales variables a ser monitoreadas en una máquina-herramienta, pues afectan directamente el acabado final de la pieza, la vida de la herramienta, la condición general de la máquina-herramienta, consumo de corriente, etc. El análisis en dominio del tiempo, FFT y la transformada wavelet discreta (*discrete wavelet transform*, DWT) son técnicas comúnmente usadas para análisis de vibraciones, ya que son computacionalmente eficientes para ser implementadas en línea. Información útil para la optimización en el proceso de manufactura es obtenida a través del análisis en tiempo ([Aliustaoglu et al., 2009](#); [Kalashnikov, 2009](#)). El análisis FFT facilita la detección de fallas en el espacio frecuencia para señales estacionarias y en

---

estado estable (Alonso y Salgado, 2008; Malekian *et al.*, 2009; Bartelmus y Zimroz, 2009). La DWT permite el análisis tiempo-frecuencia para detección de fallas en señales no estacionarias y transitorias (Chen y Liang, 1999; El-Wardany *et al.*, 1996; Dimla y Lister 2000). Pocos trabajos combinan ambas técnicas; por ejemplo, la fusión entre FFT y DWT fue usada para la detección de fallas específicas en máquinas rotativas (Qingbo *et al.*, 2007; Wang *et al.*, 2009; Yan y Gao, 2009); sin embargo, es difícil encontrar un instrumento que individualmente aplique el análisis en tiempo, FFT, DWT y la fusión de ellas. Además, la falta de instrumentos con características como arquitectura abierta, bajo costo, procesamiento paralelo y monitoreo continuo y en línea es notable. Debido a esto, es altamente deseable contar con un instrumento de análisis de vibraciones capaz de cumplir con las características necesarias para máquinas-herramientas de nueva generación.

La contribución de este trabajo de tesis consiste en desarrollar una metodología de análisis de vibraciones basada en las técnicas de análisis en tiempo, FFT, DWT y DWT-FFT. La implementación de un instrumento de monitoreo continuo y en línea se lleva a cabo a través de esta metodología computacionalmente eficiente. Este instrumento proporciona parámetros para la mejora en los procesos de control y de toma de decisiones en las máquinas-herramientas CNC. Otra contribución consiste en el instrumento implementado en FPGA para medir vibraciones de tres canales, el cual cumple con las características requeridas para su integración en máquinas-herramienta de nueva generación. Dicha implementación permite obtener el máximo beneficio de los dispositivos FPGA, tales como arquitectura abierta la cual garantiza su integración con otros módulos, una estructura paralela para un procesamiento rápido y eficiente permitiendo un monitoreo continuo y en línea. Así como reconfigurabilidad para una actualización constante que cumpla con los nuevos requerimientos en la máquinas-herramienta, y bajo costo.

### **2.1.2. Vibraciones en máquinas CNC**

El análisis de las vibraciones en máquinas CNC fue dividido de acuerdo a las técnicas anteriormente presentadas, análisis en el dominio del

---

tiempo, FFT, DWT y combinación FFT-DWT.

## Análisis en el dominio del tiempo

El análisis en el dominio del tiempo es utilizado para medir niveles de vibración, basados en la amplitud. La forma de onda de la señal de vibración puede proporcionar, por si misma, información relevante acerca del proceso analizado. Por otra parte, un análisis estadístico básico como la media ( $\hat{\mu}$ ) y la varianza ( $\sigma^2$ ) de la señal de vibración puede proveer más información, como lo presentaron [Aliustaoglu \*et al.\* \(2009\)](#) y [Kalashnikov \(2009\)](#), donde la media corresponde al nivel DC y la varianza determina la razón de cambio de la señal de vibración. Los parámetros  $\hat{\mu}$  y  $\sigma^2$  pueden ser calculados para el periodo completo o para una región específica como lo indican las ecuaciones [2.1](#) y [2.2](#) respectivamente, donde  $UL$  es el límite superior,  $LL$  es el límite inferior,  $x_i$  son los datos de entrada y  $N = (UL - LL + 1)$  es el número de muestras en la región de interés

$$\hat{\mu} = \frac{1}{N} \sum_{i=LL}^{UL} x_i \quad (2.1)$$

$$\sigma^2(x) = \frac{1}{N} \sum_{i=LL}^{UL} (x_i - \hat{x})^2 \quad (2.2)$$

La figura [2.1](#) muestra gráficamente la manera en que la región de interés es seleccionada para el cálculo de la media y la varianza. El análisis en el dominio del tiempo puede ser aplicado a cualquier señal de vibraciones, sin importar si la señal está en estado estable o es de naturaleza transitoria. A través de este análisis, se obtiene información acerca de la señal de vibraciones como valor pico, amplitud de la señal, media y variabilidad de la señal. Algunas aplicaciones de esta técnica incluyen detección de defectos en elementos rotativos en baleros ([Samanta y Al-Balushi, 2003](#)), detección de daño en cajas de engranes con carga variable ([Bartelmus y Zimroz, 2009](#)), y la optimización de parámetros de maquinado para reducir los niveles de vibración ([Mekid \*et al.\*, 2009](#)).

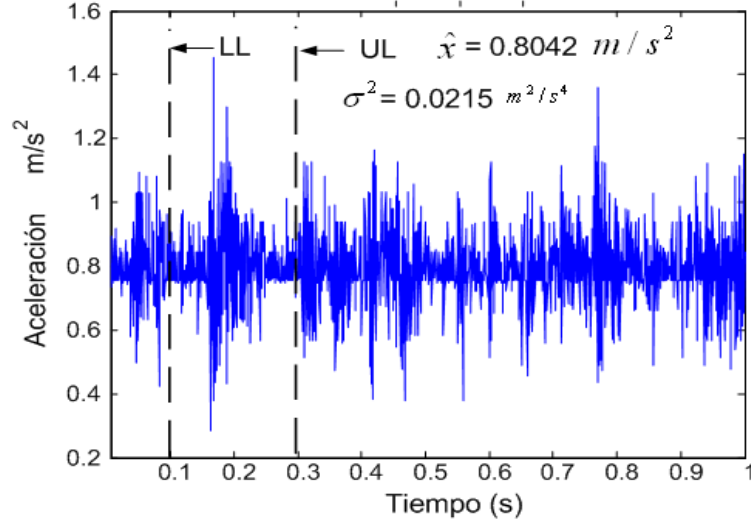


Figura 2.1: Cálculo de la media y la varianza en una región específica de interés en una señal típica de vibraciones.

### Análisis FFT

Dada una secuencia de datos en el dominio del tiempo  $x(n)$  para  $N$  número de datos, su transformada discreta de Fourier (*discrete Fourier transform*, DFT)(Proakis y Manolakis, 2006), donde  $n$  y  $k$  son los índices en tiempo discreto y frecuencia respectivamente, y  $W$  es el Kernel de transformación, está dada por la ecuación 2.3 y 2.4 respectivamente. La FFT es un algoritmo optimizado para el cómputo de la DFT.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk} \quad 0 \leq k \leq n-1 \quad (2.3)$$

$$W_N^{nk} = \exp\left(-j2\pi\frac{nk}{N}\right) \quad (2.4)$$

El análisis FFT es comúnmente aplicado a señales de vibración provenientes de máquinas rotativas cuando éstas operan en estado estable. En máquinas rotativas, este análisis es aplicado para detectar fallas en cajas de engranes, desbalance mecánico y detección de barras rotas en motores de inducción (Rangel *et al.*, 2009; Contreras *et al.*, 2010; Bartelmus y Zimroz, 2009).

## Análisis DWT

Se ha mostrado el amplio uso de la DWT en el procesamiento de señales no estacionarias o transitorias, esto gracias a que preserva las características del dominio del tiempo (Peng y Chu, 2004). La DWT es calculada usando un banco de filtros pasa-bajas y pasa-altas como se muestra en la figura 2.2, la cual es conocida como el algoritmo de Mallat, donde  $f_s$  es la frecuencia de muestreo (Mallat, 1989).

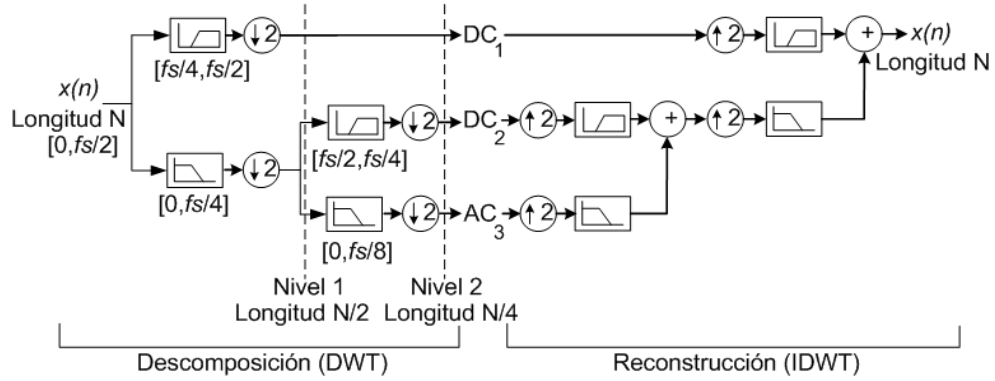


Figura 2.2: Algoritmo de Mallat.

La figura 2.2 tiene dos secciones, de descomposición y de reconstrucción. La sección de descomposición procesa la señal original a través de filtros pasa-bajas y pasa-altas para producir el componente de baja frecuencia conocido como aproximación y el componente de alta frecuencia conocido como detalle. El algoritmo aplica sucesivamente este proceso a la componente de aproximación. Cada nivel de descomposición divide la longitud de los datos a la mitad de los datos del nivel previo. De acuerdo a las propiedades del banco de filtros de la DWT, la banda de frecuencia para la aproximación  $AC_L$  y para el detalle  $DC_L$  están dados por las ecuaciones 2.5 y 2.6 respectivamente, donde  $L$  es el nivel de descomposición deseado. Por otra parte, la sección de reconstrucción toma la información obtenida de uno o más niveles de descomposición y regresa la señal a su representación en el dominio del tiempo.

$$AC_L = \left[ 0, \frac{f_s}{2^{L+1}} \right] \quad (2.5)$$

Nivel (L)	Ancho de banda de aproximación (Hz)	Ancho de banda de detalle (Hz)
1	$AC_1[0, 375]$	$DC_1[375, 750]$
2	$AC_2[0, 187,5]$	$DC_1[187,5, 375]$
3	$AC_3[0, 93,75]$	$DC_1[93,75, 187,5]$
4	$AC_4[0, 46,87]$	$DC_1[46,87, 93,75]$
5	$AC_5[0, 23,43]$	$DC_1[23,43, 46,87]$
6	$AC_6[0, 11,71]$	$DC_1[11,71, 23,43]$
7	$AC_7[0, 5,859]$	$DC_1[5,859, 11,71]$

Tabla 2.1: Bandas de frecuencia correspondientes al nivel de descomposición DWT para una frecuencia de muestreo de  $f_s = 1500Hz$

$$DC_L = \left[ \frac{f_s}{2^{L+1}}, \frac{f_s}{2^L} \right] \quad (2.6)$$

La tabla 2.1 muestra los anchos de banda para la descomposición DWT correspondientes a una frecuencia de muestreo de 1500 Hz de acuerdo a las ecuaciones 2.5 y 2.6.

El análisis DWT es otra herramienta propuesta en el presente trabajo de tesis, particularmente enfocada pero no limitada al análisis de señales transitorias y no estacionarias. Esta técnica ha sido aplicada satisfactoriamente para detección de ruptura en la herramienta de corte en máquinas-herramienta (Chen y Liang, 1999; El-Wardany *et al.*, 1996; Dimla y Lister, 2000), detección de barras rotas en motores de inducción, desbalance mecánico y daño en caja de engranes (Peng y Chu, 2004; Rafiee Y Tse, 2009; Antonino *et al.*, 2009; Rodriguez *et al.*, 2008).

### Combinación de análisis DWT-FFT

La principal motivación de combinar los análisis DWT y FFT es tomar ventaja de las principales características de ambos análisis. Por ejemplo, la DWT separa una banda de frecuencia específica y la FFT puede estimar de manera precisa la localización de las frecuencias características de esta banda en particular. Así, se combina la DWT y la FFT, realizando un acercamiento en el espectro de frecuencias de la señal en el ancho de banda correspon-

diente al nivel de descomposición de la DWT, sin incrementar la resolución en frecuencia de la FFT. De lo contrario, requeriría una cantidad mayor de datos o una frecuencia de muestreo mayor, con la consecuencia de requerir una mayor cantidad de recursos de implementación en el FPGA y un tiempo de procesamiento más alto. Esta técnica combinada ha sido pocas veces utilizada en detección de daño en rodamientos y cajas de engranes (Qingbo *et al.*, 2007; Wang *et al.*, 2009), pero puede ser aplicada en otros casos. La figura 2.3 muestra un ejemplo de la aplicación de la técnica combinada de DWT-FFT. La figura 2.3a muestra la señal de vibraciones de un motor de inducción en el dominio del tiempo. Aplicando la FFT a esta señal se obtiene el espectro en frecuencia de la figura 2.3b, donde es posible identificar la frecuencia fundamental y algunos de sus armónicos. Después, se selecciona la banda de frecuencias alrededor de la fundamental y se aplica la DWT a la señal en el dominio del tiempo para obtener la descomposición y reconstrucción en el nivel 3 mostrado en la figura 2.3c. En seguida se obtiene la FFT de esta reconstrucción figura 2.3d, donde es posible identificar un componente sub-armónico relacionado con desbalance mecánico, el cual no es posible identificar cuando se aplica solo la FFT (figura 2.3b). Esta técnica de combinación DWT-FFT mejora la detectabilidad de frecuencias características que no son fáciles de detectar usando las técnicas de manera individual.

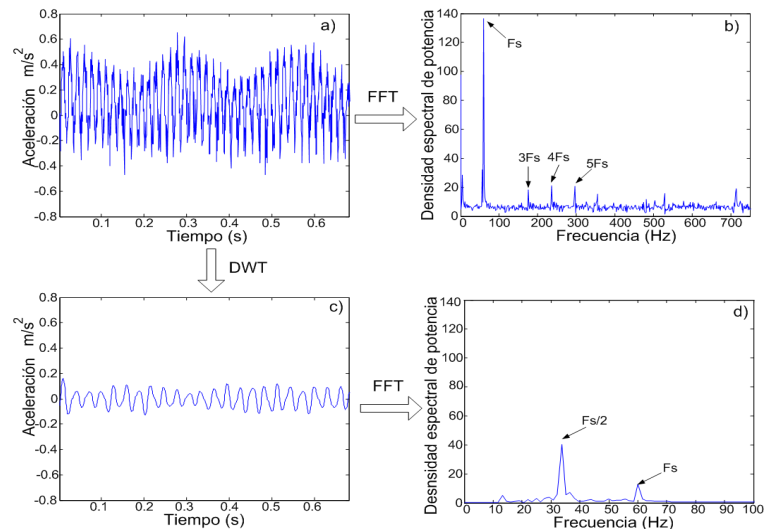


Figura 2.3: DWT con FFT. (a) Señal de vibración en el dominio del tiempo. (b) Espectro de la señal original. (c) Descomposición y reconstrucción DWT nivel 3. (d) Espectro obtenido de la señal procesada por la wavelet.



---

## 2.2. Monitoreo del jerk en máquinas CNC

Hoy en día el monitoreo del jerk en máquinas CNC ha cobrado gran interés. El jerk es definido como la primera derivada de la aceleración y proporciona información relacionada con los cambios repentinos en los niveles de vibración en una máquina. Hay varios trabajos con el objetivo de generar trayectorias y perfiles de movimiento con jerk limitado para máquinas CNC y robots. Por citar algunos, [Osornio \*et al.\* \(2009\)](#) presentaron la implementación de un perfil de aceleración polinomial de alto grado para reducir el nivel pico de jerk en servomotores. [Erkorkmaz y Altintas \(2001\)](#) desarrollaron la generación de trayectorias limitadas en jerk y la interpolación spline de quinto grado para máquinas CNC de alta velocidad. [Dong \*et al.\* \(2007\)](#) mostraron la optimización de la velocidad de avance con jerk restringido para generar trayectorias de tiempo mínimo para robótica. Además, hay propuestas enfocadas a mejorar los procesos de manufactura en CNC mediante el monitoreo de la dinámica del sistema (posición, velocidad, aceleración y jerk en servomotores de los ejes) y limitando los niveles de vibración para incrementar la vida útil de la herramienta y reducir los costos en general. Las características deseadas que las máquinas-herramienta CNC de nueva generación deben incluir, fueron revisadas por [Mekid \*et al.\* \(2009\)](#) y [Lorenzer \*et al.\* \(2007\)](#). Se presentó el modelado y evaluación de máquinas reconfigurables en las cuales el monitoreo del jerk es de gran relevancia. Estos trabajos muestran la importancia que tiene el medir el jerk (entre otros parámetros de dinámica) en el sentido de mejorar los procesos de producción.

### 2.2.1. Estado del arte

Hay pocas propuestas para el desarrollo de un sensor que mida directamente el jerk, como lo reportan [Nobuhiko \*et al.\* \(2005\)](#) y [Fujiyoshi \*et al.\* \(2002\)](#), y existe también una falta de sensores comerciales disponibles para medición de jerk. Para disminuir esta falta de sensores de jerk han sido propuestas dos metodologías: sin sensores especializados y en base a acelerómetros. La propuesta sin sensores lee la información de la posición de un encoder óptico, generalmente fijado a todos los servomotores de cada

---

eje de la máquina CNC como parte del lazo de control, y después se deriva el dato sucesivamente para obtener una estimación de la velocidad, la aceleración y el jerk. Esta metodología presenta varias desventajas, como lo demostraron [Chang y Chang \(2008\)](#), porque las derivadas son calculadas usando diferencias finitas que corrompen la información. Mediante el uso de wavelets, [De Santiago et al. \(2008\)](#), y filtros de respuesta al impulso, [Morales et al. \(2009\)](#), mostraron que es posible derivar eficientemente la señal de jerk de un encoder óptico. Sin embargo, la información provista por dichas investigaciones está limitada en dinámica de los servomotores de cada eje de control y la metodología no provee información acerca de las vibraciones inducidas debido al proceso de corte. Por otra parte, el monitoreo del jerk basado en acelerómetros toma en cuenta la dinámica de los ejes así como las vibraciones inducidas, pero el proceso de derivación para estimar el jerk de la aceleración conduce a una baja relación de ruido de la señal cuantizada (*signal-to-quantization noise ratio*, SQNR) durante la computación de diferencias finitas del jerk ([Fujiyoshi et al., 2002](#); [Hernández, 2005](#)).

Los sensores denominados *smart sensors* que incluyen en sus funcionalidades el procesamiento de señal, comunicación y capacidades de integración han comenzado a ser ampliamente usados en un sinnúmero de aplicaciones. El término *smart sensor* es empleado de acuerdo a la clasificación de funcionalidad dada por [Rivera et al. \(2008\)](#), basado en las definiciones del instituto de ingenieros eléctricos y electrónicos (*institute of electrical and electronics engineers*, IEEE) ([Frank, 2000](#); [Samir, 2006](#)). Algunos ejemplos, entre muchos disponibles, en el desarrollo de smart sensors son: [Hernandez \(2007\)](#), quien presentó una visión general de una técnica óptima para el procesamiento de señales aplicado en mejorar el desempeño de sensores mecánicos en aplicaciones automotrices. [Rivera et al. \(2008\)](#) desarrollaron un algoritmo polinomial progresivo de auto-ajustamiento y respuesta óptima en sensores inteligentes, enfocando su trabajo al procesamiento de señales no lineales mediante una implementación basada en microcontrolador. En otro ejemplo, presentado por [Hernandez \(2001\)](#), la respuesta de varios acelerómetros en un carro bajo prueba de desempeño es mejorada mediante el uso de un filtro Kalman. Estos pocos ejemplos demuestran la importancia del desarrollo de *smart sensors* actualmente.

La novedad presentada en esta tesis es el desarrollo de un *smart*

*sensor* para monitoreo de jerk a partir de un acelerómetro estándar, el cual mejora la SQNR. La propuesta se basa en una técnica de sobre-muestreo que distribuye uniformemente el ruido de cuantización a través del ancho de banda, después se filtra la banda de frecuencia donde se encuentra la información de la señal y finalmente se diezma la cadena de datos para dar una mejor estimación del jerk que el que produce la diferenciación discreta a la razón de Nyquist.

### 2.2.2. Jerk en máquinas CNC

La figura 3.11 muestra el diagrama a bloques del sensor de jerk propuesto. El sistema usa un acelerómetro estándar como sensor primario para medir aceleración. Se aplica acondicionamiento de señal y un filtro anti traslape. Después de esto, la señal es convertida a digital con una tasa sobre muestreada en un convertidor analógico-digital (*analog-to-digital converter*, ADC). La información sobremuestreada y cuantizada es después filtrada y diferenciada para reducir el ruido por cuantización. Finalmente, la señal resultante es diezmada para dar la estimación del jerk.

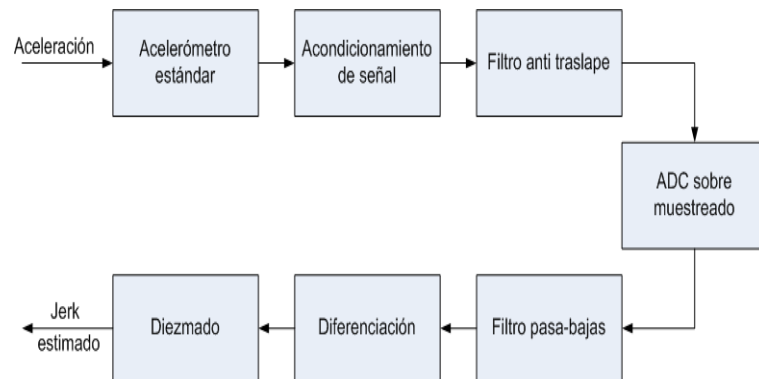


Figura 2.4: Diagrama a bloques del smart sensor para monitoreo del jerk.

### Derivación de la señal cuantizada

Como ha sido demostrado por varios autores (Fujiyoshi *et al.*, 2002; Chang y Chang, 2008; De Santiago *et al.*, 2008, Morales *et al.*, 2009; Hernandez, 2007), la derivación directa de la señal cuantizada genera una estimación

---

pobre de la derivada. Esto es porque la derivación es hecha por diferenciación finita de la señal cuantizada, como muestra la ecuación 2.7, donde la derivada en tiempo discreto  $j(k)$  es la diferencia finita  $\Delta a(k)$  tomada entre dos muestras cuantizadas consecutivas  $a(k)$  y  $a(k - 1)$ .

$$j(k) = \Delta a(k) = a(k) - a(k - 1) \quad (2.7)$$

Siendo  $a(k)$  una señal cuantizada de n-bits que toma valores en el rango  $[-2^{n-1}, 2^{n-1} - 1]$ , la resolución de su diferencia finita es inversamente proporcional a la razón de cambio de  $a(k)$ . Esto significa que la resolución de  $j(k)$  continua siendo la misma para un cambio rápido de  $a(k)$ , pero la resolución se decrementa para un cambio lento de  $a(k)$ . Para mostrar este efecto considérese la figura 2.5. La figura 2.5a muestra un perfil de aceleración cuadrático típico  $a(k)$  con segmentos de cambio rápido, medio y lento. Por otra parte, la figura 2.5b muestra las derivadas teóricas y por diferencias finitas  $j(k)$ .

De la figura 2.5b se puede ver que las derivadas teórica y por diferencias finitas son esencialmente las mismas para el perfil de aceleración con cambio rápido. Para el perfil de aceleración con cambio medio, la derivada de diferencias finitas se asemeja a la derivada teórica, pero el ruido por cuantización comienza a ser significativo. Sin embargo, cuando el perfil de aceleración tiene una razón de cambio lenta, la derivada de diferencias finitas se encuentra altamente afectada con ruido de cuantización, cuando es comparada contra la derivada teórica. Entonces, si la diferencia finita es usada como estimación para la derivada, es necesario mejorar la relación señal cuantizada a ruido del proceso.

## Relación señal cuantizada a ruido

La SQNR, en  $dB$ , para una señal cuantizada de banda limitada de n-bits con un ancho de banda  $BW$  y una frecuencia de muestreo  $f_s$  está dada por la ecuación 2.8.

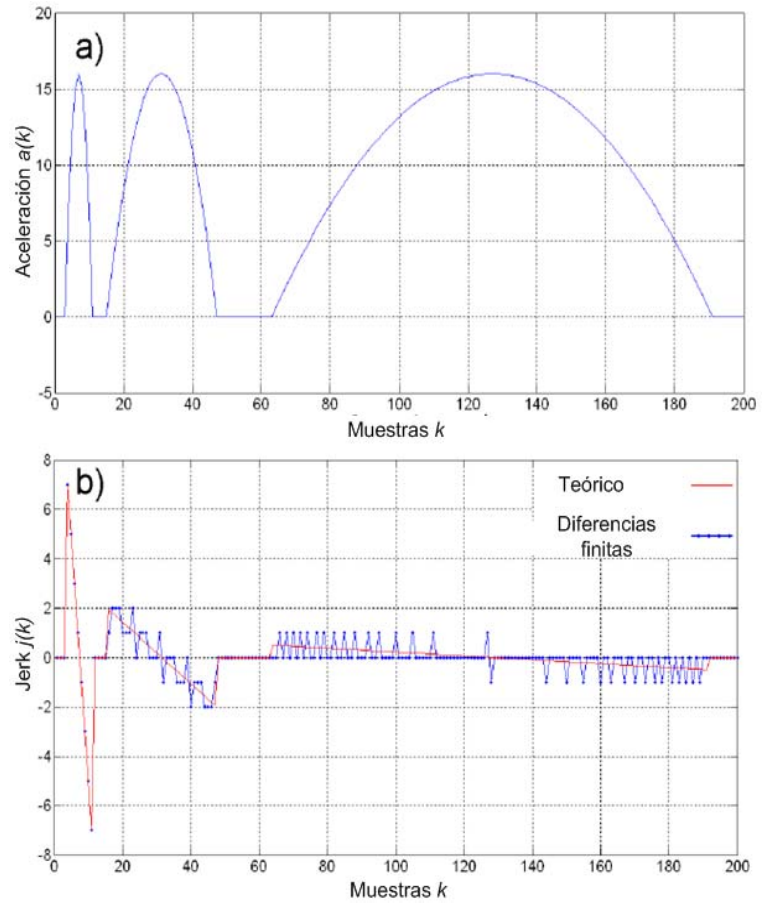


Figura 2.5: (a) Perfil de aceleración cuadrático en trazos. (b) Derivadas teóricas y por diferencias finitas

$$SQNR_{dB} = 20 \log_{10} 2^n \frac{f_s}{2BW} \quad (2.8)$$

Esta ecuación sugiere que la SQNR puede ser mejorada de dos maneras distintas: incrementando la resolución  $n$ , o incrementando la frecuencia de muestreo  $f_s$  con un filtrado posterior. Esta mejora puede ser apreciada en la figura 2.6. La figura 2.6a muestra el espectro de la señal sin ruido para una banda limitada, la figura 2.6b muestra el efecto del ruido de cuantización sobre una señal muestreada a la frecuencia Nyquist con una resolución de  $n$ -bits (rango de muestreo mínimo absoluto)  $f_s = 2BW$ , la figura 2.6c muestra la mejora cuando la resolución se incrementa y se mantiene el muestreo de Nyquist y la figura 2.6d muestra la mejora cuando se mantiene la resolución  $n$  con un sobre muestreo de  $v$ -veces.

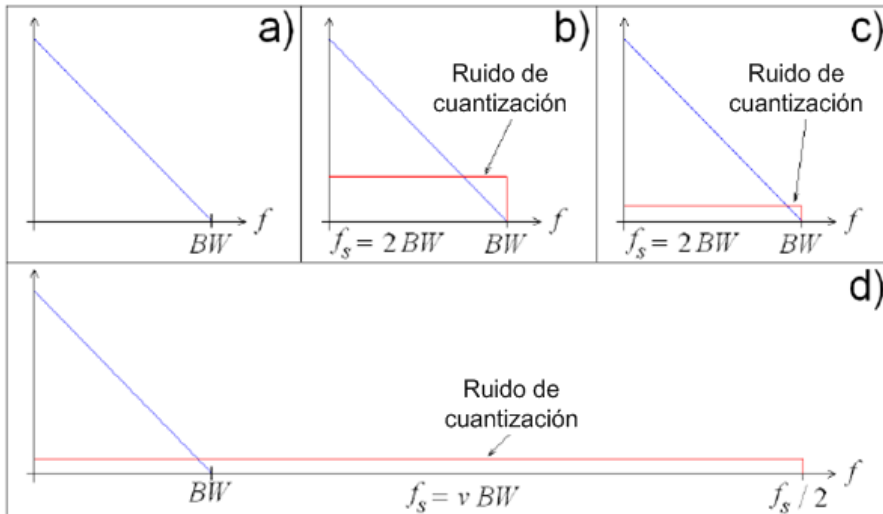


Figura 2.6: Espectro de la señal. (a) Sin ruido. (b) Nyquist con resolución de  $n$ -bits. (c) Incremento en la resolución  $n$  a la razón de Nyquist. (d) Sobre-muestreo  $v$ -veces con  $n$ -bits de resolución

El incrementar la resolución del sistema para mejorar la SQNR no es posible en ciertas aplicaciones porque el costo podría incrementarse más allá de lo permitido. Por otra parte, para aplicaciones de baja frecuencia como lo es el monitoreo de jerk en máquinas CNC (De Santiago *et al.*, 2008 y Morales *et al.*, 2009), donde los rangos de muestreo son del orden de pocos  $kHz$ , se puede mantener la resolución cuando la mejora se da mediante el sobre muestreo. Lo anterior es posible considerando que hay abundantes circuitos ADC comerciales de bajo costo que fácilmente manejan rangos de

---

muestreo del orden de  $100\text{ kHz}$ . Con el fin de tomar ventaja de la SQNR por sobre muestreo, es necesario un procesamiento de señales posterior, pero este puede ser logrado con un FPGA de bajo costo (Osornio *et al.*, 2009).

### **SQNR mejorado por sobremuestreo**

Para tomar ventaja del SQNR mejorado por sobremuestreo, es necesario filtrar con un pasa-bajas (*low-pass filter*, LPF) la señal para recuperar la información significativa mientras el ruido de cuantización que ha sido distribuido a lo largo de la banda de frecuencias de sobremuestreo es suprimido. Las características de transferencia del LPF determinan el nivel de supresión del ruido excesivo; y dado que un filtro ideal es irrealizable en la práctica, sigue habiendo cierta cantidad de ruido de cuantización haciendo SQNR menor que el valor establecido en la Ecuación 2.8. La figura 2.7 muestra el efecto de un LPF real actuando en una señal sobremuestreada. La figura 2.7a contiene la señal original sobremuestreada, la figura 2.7b presenta las características de transferencia del LPF real y la figura 2.7c muestra la señal filtrada.

Una vez que la señal sobremuestreada es filtrada, la derivación por diferencias finitas puede ser aplicada con un diezmado posterior que da la estimación de la derivada con SQNR mejorado.

## **2.3. Desarrollo de controladores digitales en FPGA**

Hoy en día, la tecnología electrónica involucra un cambio constante, los FPGA han sido una parte importante de este cambio. Varias industrias han hecho modificaciones para usar esta tecnología en sus aplicaciones. La necesidad de ingenieros con alto grado de conocimiento en desarrollo de núcleos y soluciones embebidas está en crecimiento. El control automático se encuentra presente en la mayoría de las aplicaciones industriales y de ingeniería avanzada. Además, su relevancia en sistemas espaciales, misiles guía-

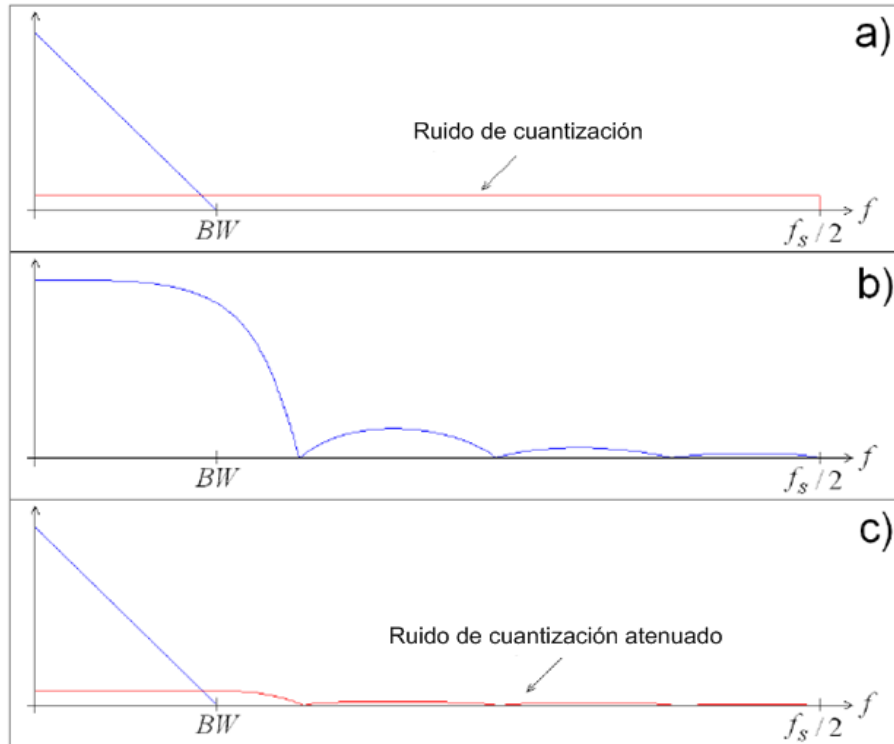


Figura 2.7: Mejora de SQNR con LPF. (a) Señal original sobremuestreada. (b) Características de transferencia del LPF real. (c) Señal filtrada.

dos, robótica y campos similares se ha convertido en parte esencial de los procesos industriales modernos de manufactura. Debido a los avances teóricos y prácticos en control automático, la mayoría de los ingenieros y científicos deben contar con un alto entrenamiento en este campo. Por lo tanto, es importante tener un excelente plan curricular, en el cual los conocimientos teóricos deben ser aplicados e implementados para resolver problemas comúnmente encontrados en la industria. Ahora, respecto a la práctica del control automático, la implementación física de los controladores es un tema relevante que debe ser tratado en los cursos de ingeniería, y en cursos relacionados en temas de automatización, control, electromecánica, manufactura y robótica.

### 2.3.1. Estado del arte

Uno de los algoritmos de control más utilizados en sistemas de control lineal y no lineal es el control proporcional-integral-derivativo (PID). El



---

control PID es usado en más de 90 % de los sistemas de control debido a que proporciona simplicidad, funcionalidad y facilidad de uso (Li *et al.* (2006)). La razón principal de su versatilidad es su estructura relativamente simple en la práctica, la cual puede ser fácilmente entendida, además del hecho de que reduce el número de parámetros para ser sintonizado. También la estructura PID puede ser adaptada para la ley de control de tres tiempos mediante la modificación de algunos parámetros. Hay varios trabajos relacionados a controladores PID. Algunos de estos trabajos proponen metodologías o técnicas para ser enseñados en un curso de control en tiempo discreto. Existen diversos paquetes de software comerciales como Matlab, Mathematica, Maple y Vissim que permiten la simulación de sistemas de control. Estos paquetes de software pueden ser usados tanto en la industria como en la educación. Sin embargo, requieren hardware adicional para implementar sistemas en tiempo real. Otras herramientas como LabVIEW, LabWindows y DSpace satisfacen la simulación y la implementación en tiempo real. Sin embargo, el software comercial es caro y en la mayoría de los casos, no permite la implementación de código abierto, limitando el conocimiento de qué es lo que realmente está haciendo. Aunque hay herramientas educativas comerciales disponibles para sistemas de control, los profesores que enseñan sistemas de control automático en sus cursos siempre buscan herramientas educativas de fácil manejo, baratas y simples (Altas y Aydar, 2008). Aparte de la preparación de los estudiantes en software comerciales es importante el conocimiento de herramientas de núcleo abierto.

Hay varios trabajos enfocados a herramientas de simulación para control, por citar algunos, Nouridine (2010) desarrolló una interfaz gráfica usando Matlab-Simulink, en el cual el usuario puede modificar parámetros del control PID, referencia de trayectoria, simular velocidad o posición, etc. La principal aportación de este trabajo es la reducción de esfuerzo para realizar la simulación. Sin embargo, el trabajo no presenta la implementación en hardware del controlador. Tan y Goh (2002) desarrollaron un sistema de simulación de control basado en una hoja de cálculo que es utilizada antes de los experimentos y ejercicios de laboratorio permitiendo sintonizar el controlador PID. Este desarrollo permite a los estudiantes entender de una mejor manera aspectos como la función y sintonía del controlador PID sin la necesidad de programar futuras clases o ejercicios de laboratorio. La principal

---

desventaja son las pequeñas pantallas para su despliegado y el espacio limitado en memoria que típicamente tienen los dispositivos móviles. [Teixeira et al. \(2007\)](#) presentaron un método directo y su implementación en Matlab para determinar el rango de estabilidad para sistemas de control con controladores proporcionales (P). El programa y el método presentados reducen el tiempo de cálculo del rango de estabilidad; este trabajo es excelente para cursos de control en ingeniería. Otros trabajos presentan técnicas novedosas para diseño y sintonía, por ejemplo, [Dinca et al. \(2009\)](#) presentaron una aplicación del mundo real para el control de temperatura en micro reactores, usando Matlab para el diseño y simulación del controlador PID seleccionado. [Basilio y Matos \(2002\)](#) propusieron nuevos métodos de sintonía para controladores proporcionales-integrativos (PI) y PID los cuales solo necesitaban parámetros obtenidos de la respuesta al escalón de la planta; la implementación en hardware no fue presentada. Otros trabajos presentan soluciones basadas en Web, por ejemplo, [Colak et al. \(2010\)](#) desarrollaron un laboratorio de aprendizaje avanzado (NeTRed-LAB) para un motor DC, con este laboratorio permitiría a los estudiantes operar experimentos del mundo real a través de Internet. [Albino et al. \(2006\)](#) desarrollaron una herramienta de control libre para Internet; la herramienta cubría las operaciones básicas y avanzadas permitiendo trabajar con sistemas continuos y de tiempo discreto. La interfaz de usuario es amigable y multiplataforma. Sin embargo, la herramienta solo permite la simulación del sistema de control. Generalmente, los aspectos negativos de la educación en línea son la falta de trabajo cara a cara en el laboratorio, la falta de interacción con los compañeros y la insuficiencia de práctica. Por otra parte, algunos trabajos presentan implementaciones de varios controladores basados en PC o en controladores de interfaz de periféricos (peripheral interface controller, PIC). [Kelly y Moreno \(2001\)](#) describieron dos estructuras básicas PID para regular posición y controlar motores DC. [Altas y Aydar \(2008\)](#) desarrollaron un simulador en tiempo real de controladores virtual, donde el usuario puede modificar parámetros de control y obtener la respuesta gráfica, el simulador controlar un motor DC pequeño. [Ayasun y Karbeyaz \(2007\)](#) propusieron una interfaz gráfica del usuario desarrollada en Matlab-Simulink para controlar la velocidad de un motor DC. La simulación permite enseñar estado estable y análisis dinámico de motores DC, el controlador usado fue un PI. [Khairurrijal \(2010\)](#) propuso un sistema de control de temperatura hecho en casa basado en un

---

PIC para aprender control automático; sin embargo, la complejidad del controlador PID dificulta su implementación en los sistemas basados en PIC. La importancia de los sistemas embebidos y el uso de los FPGA se encuentran claramente demostrados. Moallem (2004) explica en su trabajo que hay muchos cursos ofreciendo teoría de control, procesamiento de señales, y diseño en software. No obstante, pocos cursos se enfocan en integrar todos estos aspectos para el diseño de sistemas embebidos, por lo cual hay una creciente demanda en la industria de ingenieros con un alto grado de conocimiento en diseño de software e integración de sistemas embebidos para control. En su trabajo, Wang (2010) presentó la importancia de enseñar los fundamentos de electrónica digital hasta llegar a la implementación FPGA la cual ayuda a los estudiantes a obtener una mejor comprensión. En consecuencia, es necesario un curso completo de control el cual incluya arquitecturas P, I, PI, PD, PID, sistemas embebidos y el uso de FPGA en controladores automáticos.

En este trabajo de tesis se presenta una aplicación basada en Matlab y FPGA de código abierto para controladores de tres tiempos. La contribución del trabajo es el desarrollo de un controlador de tres tiempos con tecnología FPGA. El controlador es implementado durante un curso de control automático permitiendo a los estudiantes desarrollar una aplicación en tiempo real tecnológicamente independiente y con un alto nivel de integración. El trabajo describe la arquitectura de un controlador de tres tiempos y una práctica del mundo real; la simulación y co-simulación entre Matlab y Active-HDL también son presentadas.

### **2.3.2. Teoría de control**

Con el objetivo de diseñar un controlador eficiente durante un curso de control digital, existen algunos pasos que se siguen comúnmente (Ogata, 2010; Aguado y Martinez, 2003; Astrom y Eykhoff, 1971). Estos pasos pueden ser revisados en diversos libros de texto y en términos generales, son identificación, selección de la ley de control, sintonización e implementación del control digital.

---

## Identificación

En análisis y diseño de sistemas de control, es necesario tener como comparación el desempeño de varios sistemas de control. Sin embargo, en algunas ocasiones, esto no siempre ocurre. Por esta razón hay algunas técnicas para identificación como identificación analítica, identificación paramétrica (mínimos cuadrados) e identificación experimental (Ogata, 2010; Aguado y Martínez, 2003; Astrom y Eykhoff, 1971). En ingeniería, el método de mínimos cuadrados (*least-square*, LS) es usado para identificar un proceso (Morales *et al.*, 2010). El método LS trata de tomar el mínimo error entre la función de transferencia estimada en la salida y la salida medida. El método LS consiste en encontrar los coeficientes apropiados para el orden pre-establecido que mejor se ajuste al sistema analizado.

El modelo de la ecuación diferencial 2.9 puede describir el comportamiento dinámico de las señales muestreadas de entrada  $u(k)$  y salida  $y(k)$ . Aplicando la transformada  $Z$  a la ecuación 2.9, se obtiene la función de transferencia discreta mostrada en la ecuación 2.10.

$$y(k) = \sum_{i=1}^n a_i y(k-i) + \sum_{i=0}^n b_i u(k-i) \quad (2.9)$$

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 - a_1 z^{-1} - \dots - a_n z^{-n}} \quad (2.10)$$

La solución de LS es dada por la ecuación 2.11 como explicaron Aguado y Martínez (2003), donde 2.12 representa la matriz de entrada-salida

$$\hat{P} = (\Lambda \cdot \Lambda^T)^{-1} \Lambda \cdot y^T = [b_0 a_1 b_1 \dots a_n b_n]^T \quad (2.11)$$

---


$$\Lambda^T(k) = [u^T(k)y^T(k-1)u^T(k-1)y^T(k-2)u^T(k-2)\cdots y^T(k-n)u^T(k-n)] \quad (2.12)$$

Donde:

$\hat{P}$  : Coeficientes estimados

$u(k)$  : Vector de entrada salida  $k = 0, 1, \dots, N$

$y(k)$  : Vector de salida del sistema  $k = 0, 1, \dots, N$

$a_i$  : Coeficientes del denominador  $i = 1, 2, \dots, n$

$b_i$  : Coeficientes del numerador  $j = 0, 1, \dots, n$

$n$  : orden de aproximación

$N$  : longitud de la muestra

$\Lambda$  : matriz de entrada-salida

## Selección de la ley de control

La ley de control de tres tiempos está constituida por acciones proporcionales, integrales, derivativas y por su combinación como proporcional-integral, proporcional-derivativa y proporcional-integral-derivativa. La selección de la ley de control depende de la planta y de los requerimientos en el desempeño del sistema. Un controlador P responde a la ecuación 2.13, donde  $U(s)$  es la salida del controlador,  $E(s)$  es la señal de error y  $K_p$  la ganancia proporcional.

$$U(s) = K_p E(s) \quad (2.13)$$

En un control integral, el valor de la salida del controlador  $U(s)$  cambia en razón proporcional con la señal de error  $E(s)$  como la ecuación 2.14, donde  $K_i$  es la constante ajustable.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (2.14)$$

---

El controlador PI es descrito por la ecuación 2.15, donde  $U(s)$  es la salida del controlador,  $E(s)$  es la señal de error,  $K_p$  es la ganancia proporcional y  $T_i$  es conocido como la integral de tiempo.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.15)$$

La acción de control de un PD se define en la ecuación 2.16, donde  $U(s)$  es la salida del controlador,  $E(s)$  es la señal de error,  $K_p$  es la ganancia proporcional y  $T_d$  es conocido como la derivada de tiempo.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p(1 + T_d s) \quad (2.16)$$

El controlador PID es la combinación de las últimas ecuaciones, de esta manera satisface la función de transferencia dada por la ecuación 2.17

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.17)$$

## Sintonía

El proceso de sintonía es fundamental en el diseño de controladores. Cuando el modelo matemático es conocido o puede ser obtenido; es posible aplicar varias técnicas de diseño para obtener los parámetros del controlador que satisfagan las especificaciones en lazo cerrado para el estado transitorio y estable. Sin embargo, en la mayoría de los casos, esto no es posible debido a las complicaciones de la planta. Hay varias reglas de sintonía para controladores PID como Ziegler-Nichols, respuesta en frecuencia y el lugar geométrico de las raíces, entre otros (Basilio y Matos, 2002; Ogata, 2010; Ziegler y Nichols, 1942).

La técnica de Ziegler-Nichols es una de las más conocidas, esta técnica busca obtener un sobrepaso máximo del 25% (primer método). La respuesta de la planta a un escalón unitario se obtiene de manera experimental. La respuesta

Controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{T}{L}$	$\infty$	0
PI	$0.9 \left(\frac{T}{L}\right)$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \left(\frac{T}{L}\right)$	$2L$	$0.5L$

Tabla 2.2: Regla de sintonía primer método

Controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0,5K_{cr}$	$\infty$	0
PI	$0,45K_{cr}$	$\frac{P_{cr}}{1,2}$	0
PID	$0,6K_{cr}$	$0,5P_{cr}$	$0,125P_{cr}$

Tabla 2.3: Regla de sintonía segundo método

de la curva debe tener forma de S para usar esta técnica. La figura 2.8 muestra la curva de la respuesta al escalón unitario con un sobrepaso máximo de 25%. La curva muestra dos parámetros: el tiempo de retardo  $L$  y la constante de tiempo  $T$ . La tabla 2.2 muestra la regla de sintonía para este método.

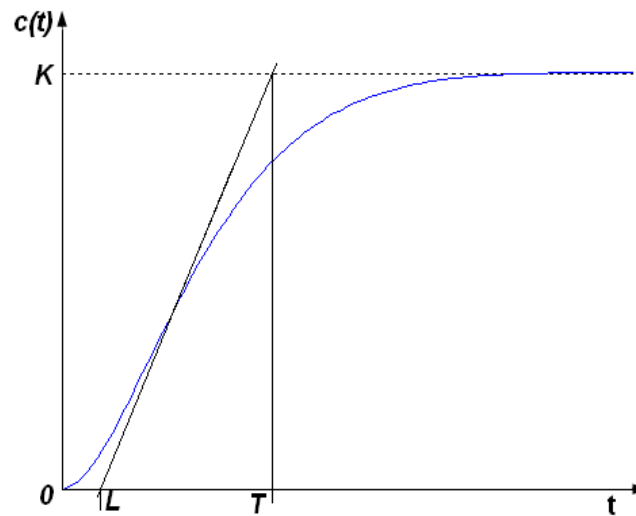


Figura 2.8: Curva de respuesta al escalón unitario.

En el segundo método,  $T_i = \infty$  y  $T_d = 0$  son establecidos.  $K_p$  es incrementado de 0 hasta  $K_{cr}$  (valor crítico) usando solo una acción de control proporcional. La salida debe mostrar oscilaciones sostenidas como muestra la figura 2.9.  $K_{cr}$  y  $P_{cr}$  (periodo crítico) son obtenidos de manera experimental. La tabla 2.3 muestra la regla de sintonía para el segundo método.

El método del lugar geométrico de las raíces (*root locus*, RL), es un método gráfico que representa el comportamiento de las raíces en la función de

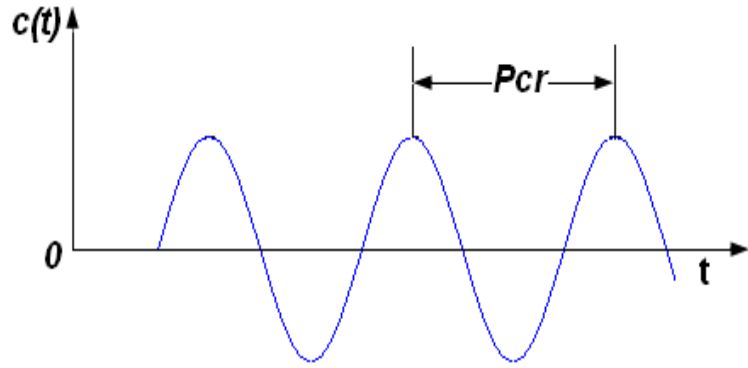


Figura 2.9: Oscilaciones sostenidas para un periodo  $P_{cr}$ .

transferencia de lazo cerrado en el plano complejo con la variación de un parámetro determinado del sistema. El método es aplicado a sistemas de transferencia en lazo abierto pero la estabilidad obtenida es en lazo cerrado. El procedimiento de diseño y sintonía usando RL es como sigue:

1. Obtener el lugar geométrico de las raíces de la planta y el controlador. Una opción es usar la instrucción de Matlab `rlocus`.
2. Seleccionar el controlador a ser aplicado, basado en el punto anterior y en los requerimientos de diseño del controlador.
3. Localizar los polos y los ceros, basado en los puntos anteriores que mejor satisfagan la ley de control y los requisitos de diseño.
4. Trazar el lugar geométrico de las raíces de la planta y el controlador para obtener la estabilidad, respuesta y parámetros generales de diseño (error, sobrepaso, tiempo de respuesta, estabilidad, etc.)
5. Seleccionar o fijar el valor de  $k$  y, basado en esto, sintonizar el resto de los parámetros del controlador.

El método de respuesta en frecuencia surge de dos importantes aspectos de la respuesta del sistema: el grado de estabilidad y la velocidad de respuesta. Asumiendo que el objetivo de diseño se puede expresar en función de la frecuencia de cruce  $\omega_c$  y el margen de fase  $\theta_m$ , como se muestra en las ecuaciones 2.18 y 2.19.



---

$$|L(j\omega)| = 1 \quad (2.18)$$

$$\theta_m = 180^\circ + \arg[L(j\omega)] \quad (2.19)$$

Donde  $L(j\omega)$  es la función de transferencia en lazo abierto del sistema, [Osornio \*et al.\* \(2008\)](#).

### Transformada Bilineal

Una vez teniendo el controlador deseado, el cambio de analógico a digital requiere una transformación; en este caso, la opción seleccionada es la transformada bilineal. Entonces, esta transformada es usada para mapear el control analógico diseñado en un controlador digital que cumple con las especificaciones deseadas. La transformada bilineal es un mapeo entre las variables complejas  $s$  y  $z$  y está dado por la ecuación 2.20, [Oppenheim \(1998\)](#).

$$s = \frac{2}{T} \left( \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (2.20)$$

La tabla 3 muestra las ecuaciones discretas para las diferentes leyes de control y sus respectivos coeficientes discretos obtenidos a través de la transformada bilineal.

Ley de control	Ecuaciones discretas	Coefficientes discretos
P	$G(z) = a_0$	$a_0 = K_p$
I	$G(z) = \frac{a_0(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})}$	$a_0 = K_i$
PI	$G(z) = \frac{a_0+a_1z^{-1}}{2+2z^{-1}}$	$a_0 = 2K_p + K_i$ $a_i = K_i - 2K_p$
PD	$G(z) = \frac{a_0+a_1z^{-1}}{1+z^{-1}}$	$a_0 = K_p + 2K_d$ $a_1 = K_p - 2K_d$
PID	$G(z) = \frac{a_0+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}}{1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}}$	$a_0 = K_p + K_i + K_d$ $a_1 = -(K_p + 2K_d)$ $a_2 = K_d$ $b_1 = 1$ $b_2 = 0$

Tabla 2.4: Ecuaciones discretas para las diferentes leyes de control y sus respectivos coeficientes

# Capítulo 3

## Metodología

La metodología del presente trabajo de tesis se encuentra dividida en tres secciones de acuerdo a los objetivos planteados. Las secciones son las siguientes: analizador de vibraciones, sensor de jerk y control de tres tiempos basado en FPGA.

### 3.1. Analizador de vibraciones

El analizador de vibraciones desarrollado durante el trabajo de tesis cumple con los requerimientos de procesamiento continuo en línea en tiempo real a un bajo costo. El sistema tiene tres bloques principales: 1) dos sensores de vibraciones de 3 ejes; 2) unidad de procesamiento de señales basada en FPGA y 3) almacenamiento, despliegado y comunicación con un controlador CNC de arquitectura abierta.

---

### 3.1.1. Implementación de la unidad de procesamiento de señales basada en FPGA

La implementación de la unidad de procesamiento de señales en FPGA se muestra en la figura 3.1. La metodología de análisis es completamente implementada en un solo FPGA, y el usuario puede seleccionar el proceso a ser ejecutado. Para mantener bajo el costo general del sistema y cumplir con los requisitos de un rápido procesamiento, todos los núcleos implementados (FFT, DWT, interfaces, etc.) fueron desarrollados bajo un lenguaje de descripción de hardware. Ningún núcleo comercial disponible fue usado. Es importante remarcar que los núcleos de procesamiento disponibles comercialmente son desarrollados para FPGA de mediano y alto costo. Los núcleos desarrollados se muestran en la figura 3.1. La interfaz USB (Morales, 2010) es la responsable de comunicar de manera opcional el instrumento con una PC para fines de almacenamiento de los datos y un futuro procesamiento. El controlador del sistema de adquisición de datos (*data-acquisition system*, DAS) comunica la unidad de procesamiento con el sistema de instrumentación para adquirir la señal de los tres ejes de vibración de los dos sensores. El procesador wavelet realiza la descomposición y reconstrucción a un nivel de análisis seleccionado; esta tarea se ejecuta en 389.23 *us* para un rango de 1024 muestras. El procesador FFT ejecuta el procesamiento en 308 *us* para un conjunto de 1024 muestras. Los procesadores de la media y la varianza realizan sus cálculos en menos de 1 *us* para el rango seleccionado. Gracias a las características del FPGA, cada uno de los procesos fue realizado para cada sensor de manera paralela. El controlador VGA genera las gráficas del resultado de los procesos (dominio del tiempo, FFT y DWT) y los envía al monitor VGA para su despliegado. La unidad de manejo de memoria sincroniza la entrada y la salida de los datos de todos los procesos internos. La unidad reconfigurable permite al instrumento integrar reglas específicas en hardware y realizar monitoreo en tiempo real y/o tomar decisiones mediante la activación de banderas. El objetivo es comunicar los resultados del procesamiento a otros núcleos interconectados al sistema y relacionados con las acciones de control. La interfaz para el controlador CNC de arquitectura abierta es la responsable de avisar al controlador CNC cualquier toma de decisión relacionada con el procesamiento. La tarjeta FPGA utilizada es una

Xilinx XC3S1000 la cual trabaja a una frecuencia de 50 MHz.

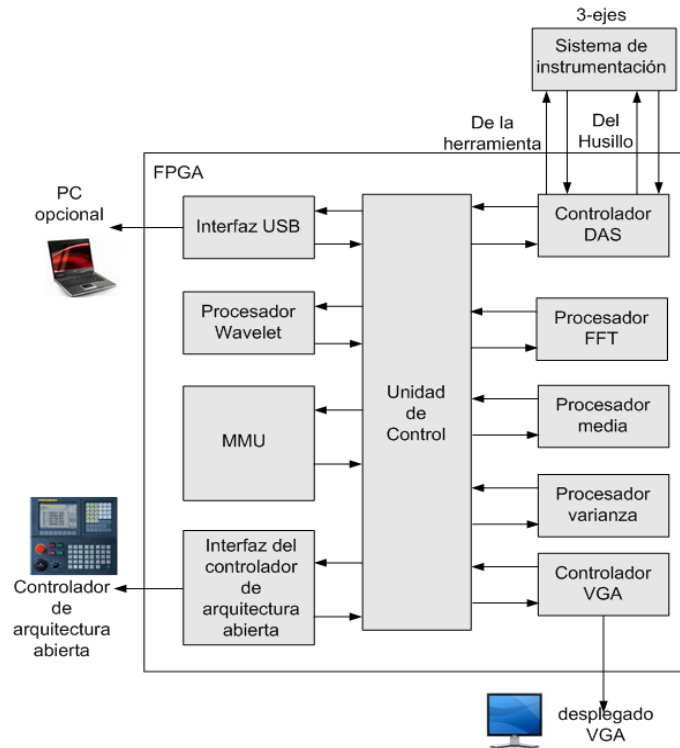


Figura 3.1: Diagrama a bloques de la unidad de procesamiento de señales en FPGA

El procesamiento en paralelo de los 3 ejes significa que el cómputo de la región seleccionada es realizado al mismo tiempo por tres unidades en hardware separadas, lo cual implica que el instrumento es capaz de proporcionar el resultado del procesamiento en menos de 1 ms para los tres ejes (tiempo de procesamiento actual = 698.23  $\mu$ s). El usuario puede seleccionar entre usar los dos sistemas de instrumentación o solo uno. Ha sido reportado en varias ocasiones que una unidad de procesamiento en hardware tiene un desempeño de por lo menos dos o tres órdenes de magnitud comparado con una unidad basada en PC (Contreras *et al.*, 2010; Rodriguez *et al.*, 2008; Osornio *et al.*, 2009), lo cual es el caso del presente desarrollo.

### 3.1.2. Sistema de instrumentación

El sistema de instrumentación utilizado en esta investigación está basado en dos acelerómetros triaxiales tipo MEMS LIS3L02AS4 de STMicroelectronics

(STMicroelectronics, 2005), y la estructura usada para ambos se muestra en la figura 3.2. El rango del acelerómetro es seleccionable por el usuario entre  $\pm 2 g$  o  $\pm 6 g$  ( $1 g = 9.81 m/s^2$ ), con una resolución de  $5 \times 10^{-4}$  para un ancho de banda de  $100 - Hz$  y un ancho de banda de  $1,5 kHz$  para todos los ejes. El acelerómetro es colocado en una tarjeta de circuito impreso, junto con un acondicionador de señal, un filtro anti traslape recomendado por el fabricante y el convertidor analógico-digital (*analog-to-digital converter*, ADC). El ADC es el ADC7841 de cuatro canales a 12 bits de Texas Instrument, con una frecuencia de muestreo máxima de  $200 kHz$  para cada canal. Finalmente, un transmisor RS-232 realiza la interfaz del sistema de instrumentación con la unidad de procesamiento en el FPGA. La frecuencia de muestreo para el experimento es fijada en  $1,5 kHz$ .

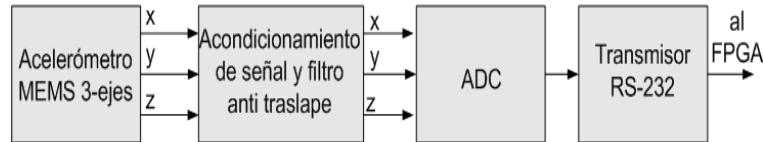


Figura 3.2: Sistema de instrumentación.

### 3.1.3. Sistema completo

El sistema completo puede ser visto en la figura 3.3 con el sistema de instrumentación, DAS, unidad de procesamiento FPGA, monitor VGA y la conexión USB opcional a la PC. El sistema es capaz de analizar los tres ejes de vibración; el monitor VGA despliega 6 gráficas simultáneamente, donde las gráficas desplegadas dependen de la región de análisis. El postprocesamiento y el almacenamiento masivo de los datos están presentes a través de la comunicación opcional a la PC. La figura 3.4 muestra tres ejemplos de cómo las gráficas son desplegadas. La figura 3.4a muestra la señal en el dominio del tiempo, la figura 3.4b muestra el espectro de la señal procesada mediante la FFT y la figura 3.4c muestra la señal procesada por la wavelet en el nivel 1. La tabla 3.1 muestra las especificaciones del analizador de vibraciones desarrollado.

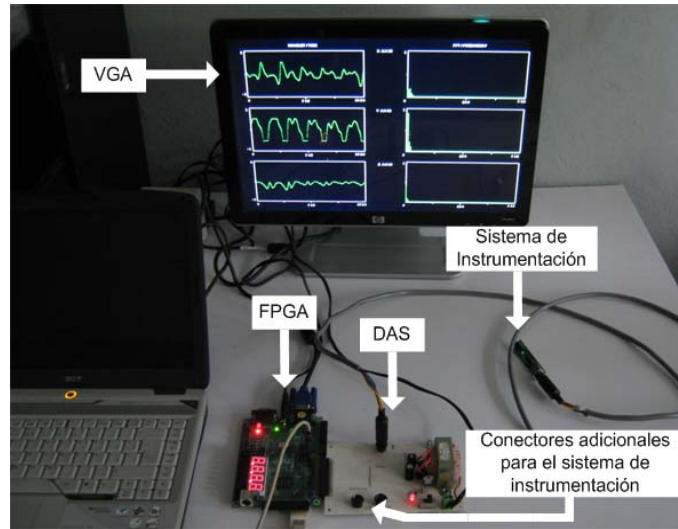


Figura 3.3: Sistema completo del analizador de vibraciones.

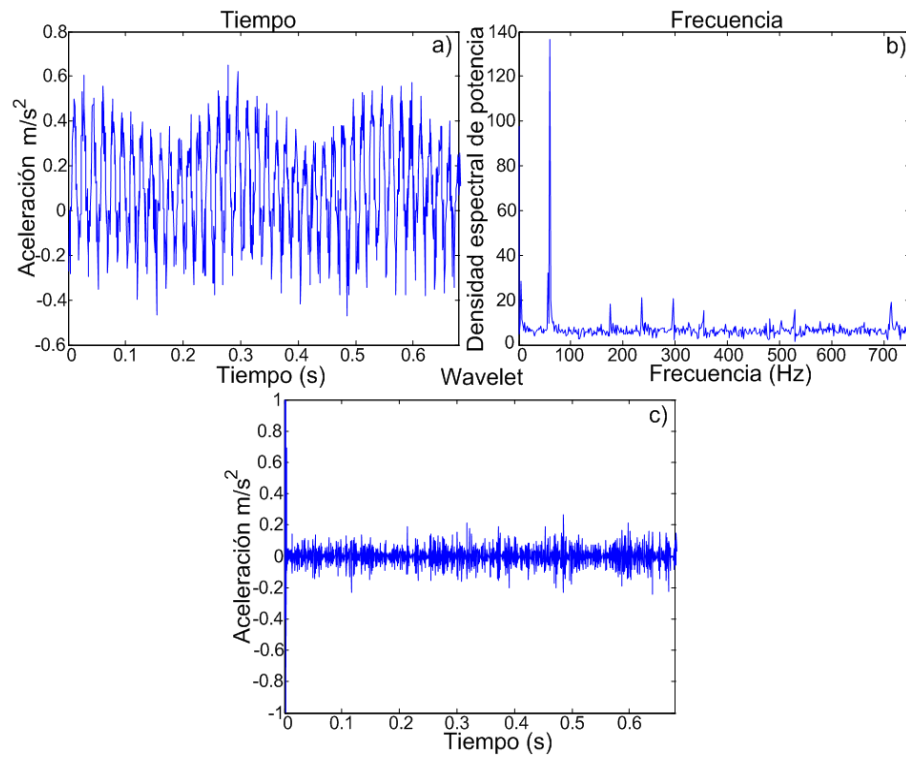


Figura 3.4: Despliegado VGA. (a) Señal en el dominio del tiempo. (b) Espectro FFT. (c) Señal procesado al nivel 1 wavelet.

---

Rango de frecuencia	0 – 750Hz
Resolución en frecuencia	1,46Hz
Amplitud de señal	-6 a 6 g
Resolución ADC	12 bits
Frecuencia de muestreo ADC	1.5 ksp/s
Frecuencia de reloj del sistema	50 Mhz

Tabla 3.1: Especificaciones del analizador de espectros

## 3.2. Sensor de Jerk

Para demostrar la eficiencia de la metodología propuesta para la medición del jerk basado en un acelerómetro, se presenta un caso de estudio. Este caso de estudio consiste en procesar un perfil de aceleración típico para derivar el jerk a diferentes rangos de sobremuestreo.

### 3.2.1. Procesamiento de la señal

El procesamiento digital de la señal está compuesto de tres fases: filtrado, diferenciación y diezmado. Para este experimento se propone un filtro con respuesta finita al impulso (*finite-impulse response*, FIR) LPF, con ventana Hamming y de orden 32 (Proakis y Manolakis, 2006). La frecuencia de corte se fija en el ancho de banda  $BW$  de la señal original, dando este filtro 6 dB de atenuación en la frecuencia de corte. Otros tipos de filtros pueden ser utilizados considerando las características de atenuación en la banda de sobre muestreo. La figura 3.5 muestra la respuesta en frecuencia del FIR LPF (magnitud  $dB$ ), para el caso de 4 veces sobremuestreada la señal a una frecuencia de muestreo de  $f_s = 6000Hz$ . Este filtro tiene una atenuación de  $50dB$  en la banda de supresión.

Una vez muestreada la señal sobremuestreada, el siguiente paso es obtener la derivada en diferencias finitas como se presenta en la ecuación 3.1, siendo  $a(k)$  la señal de aceleración sobremuestreada,  $j(k)$  el jerk estimado y  $v$  el rango de sobremuestreo.

$$j(k) = a(k) - a(k - v) \tag{3.1}$$



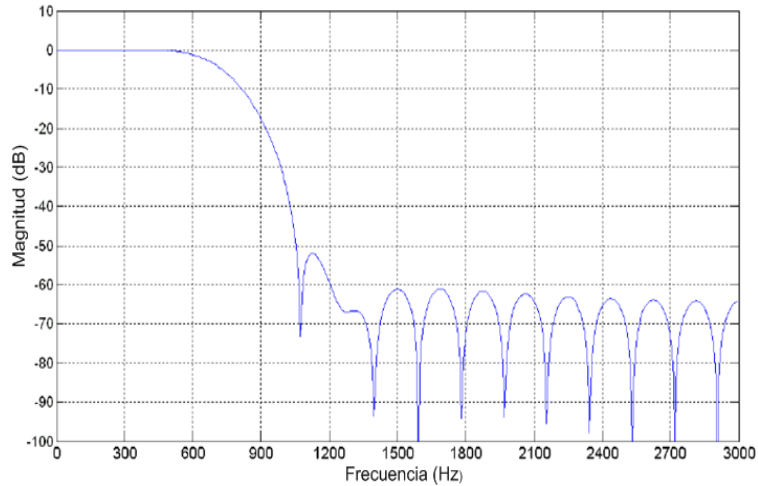


Figura 3.5: Respuesta en frecuencia del FIR LPF a 4 veces el sobre muestreo.

El diezmado es hecho directamente tomando una muestra cada  $v$  muestras de la estimación de diferencias finitas, es decir, dando una muestra a la salida por cada  $v$  muestras de la entrada y descartando las otras, Proakis y Manolakis (2006).

### 3.2.2. Caso de estudio

Como se demostró en el capítulo anterior, los efectos de las diferencias finitas para estimar la derivada de una señal son más severos cuando la señal tiene una razón de cambio lenta. Es por esto que para probar la metodología propuesta se utiliza un perfil de aceleración cuadrático con cambios lentos, como se muestra en la figura 3.6. Este perfil fue generado con una forma de onda cuadrática positiva con 12 bits de resolución y extendido en 4096 muestras. Las diferencias finitas de este perfil tienen un máximo absoluto cuantizado esperado de 2, cuando estas diferencias son calculadas directamente, dando una resolución efectiva para la estimación de alrededor de 2 bits, la cual es altamente corrupta con ruido de cuantización. La metodología es aplicada para demostrar su eficiencia mediante el mejoramiento de la resolución efectiva de estimación.

La figura 3.7 muestra los resultados obtenidos para la estimación del jerk del perfil de aceleración. El jerk teórico es mostrado en la figura 3.7a. La figura

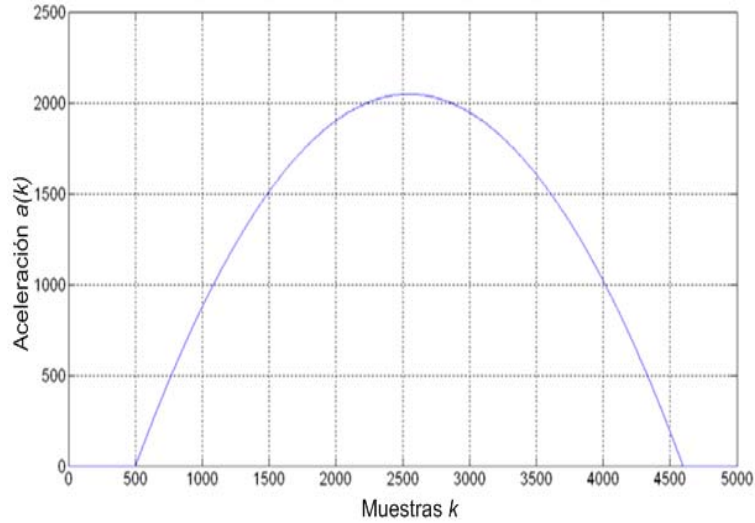


Figura 3.6: Perfil típico de aceleración cuadrático con cambios lentos.

3.7b muestra el jerk estimado por las diferencias finitas a la razón de muestreo de Nyquist. Las figuras 3.7c-f contienen el jerk estimado con la metodología propuesta para 8, 16 y 32 veces el sobremuestreo respectivamente. Como se esperaba, la diferenciación directa para la estimación del jerk contiene una señal altamente corrupta que toma valores de cuantización en el rango entero:  $[-2, 2]$ . La estimación del jerk mediante la metodología propuesta mejora notablemente la resolución para cada resultado, incluso para 4 veces el valor del sobremuestreo.

El error de cuantización, calculado mediante la substracción del jerk estimado de la forma de onda teórica, es mostrado en la figura 3.8. El ruido de cuantización en la estimación del jerk con la razón de muestreo de Nyquist (figura 3.8a) es notable. El ruido de cuantización presenta una reducción significativa con la metodología propuesta para un sobremuestreo de 4 veces en adelante. El ruido de cuantización es reducido conforme se incrementa la razón de sobremuestreo, a un cierto nivel, donde valores de sobre muestreo mayores no mejoran la SQNR. Por ejemplo, el SQNR es mejorado en sobremuestreos de 4 a 16 veces, pero la mejora no es evidente para sobremuestreos de 32 veces.

Por otra parte, los espectros de estos errores de cuantización son mostrados en la figura 3.9. De esta figura se puede decir que la componente espectral del error de cuantización a la razón de muestreo de Nyquist es más alta que

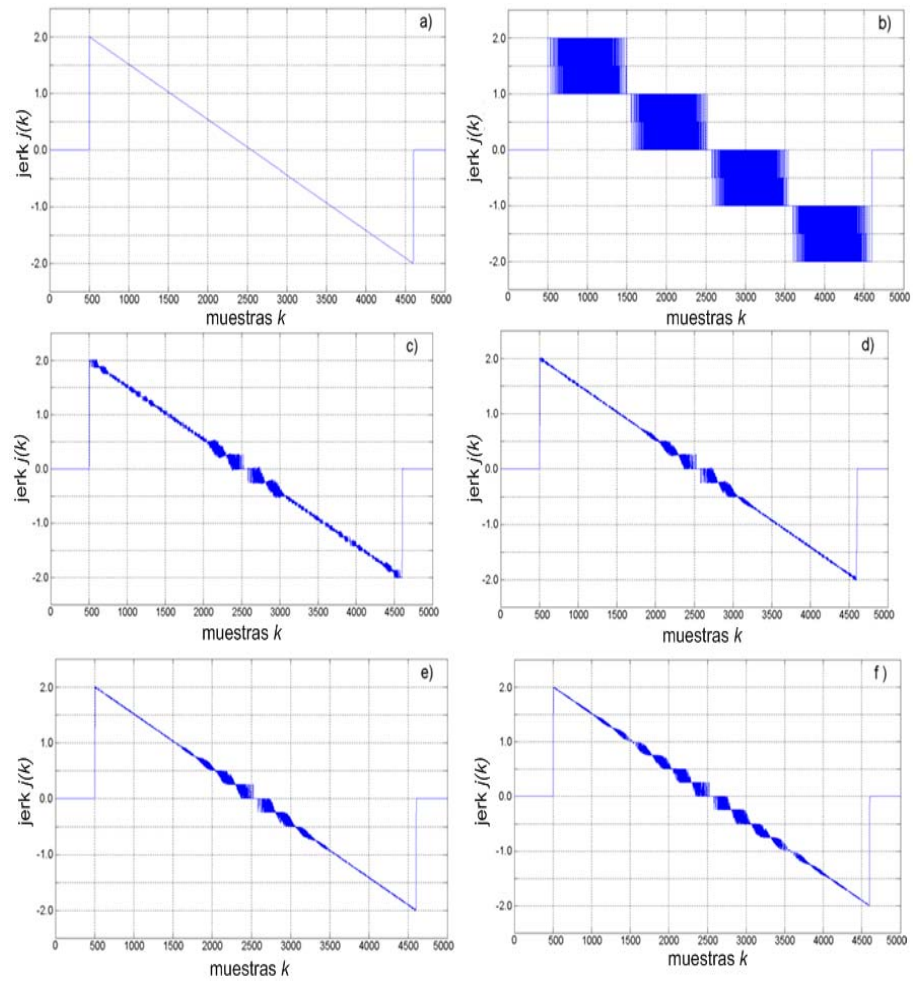


Figura 3.7: Estimación del jerk. (a) Teórico. (b) Razón de Nyquist. (c) 4 veces sobre muestreo. (d) 8 veces sobre muestreo. (e) 16 veces sobre muestreo. (f) 32 veces sobre muestreo.

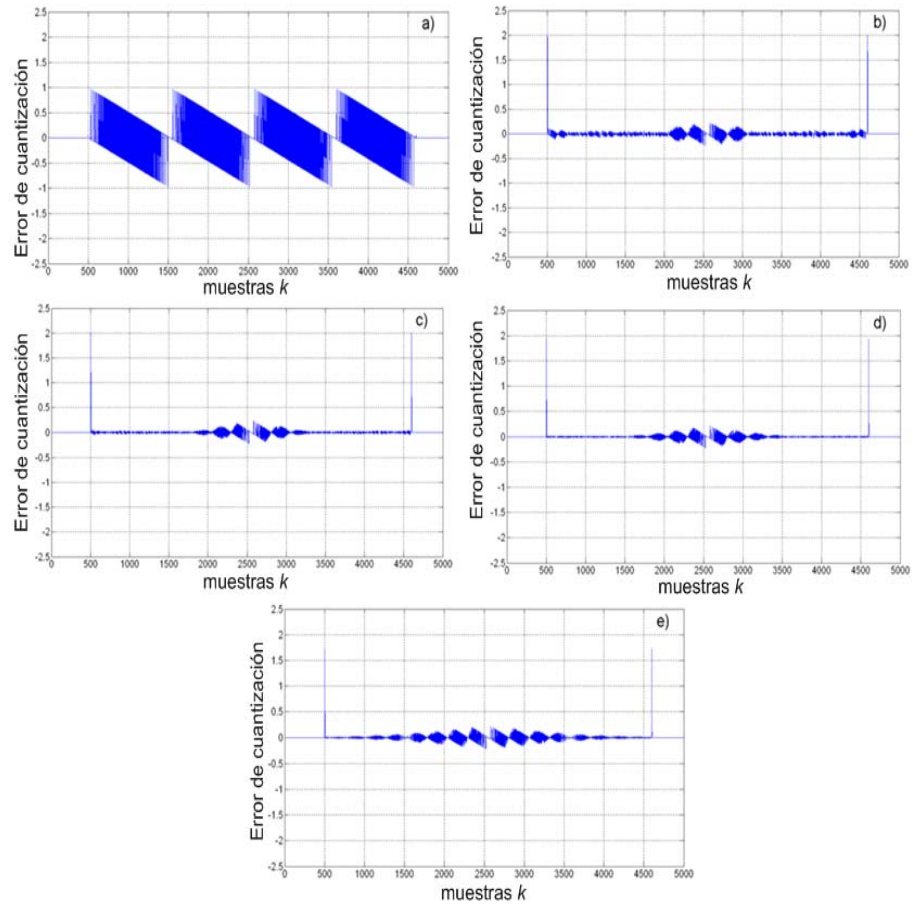


Figura 3.8: Error de cuantización para la estimación del jerk. (a) Razón de Nyquist. (b) 4 veces sobremuestreo. (c) 8 veces sobremuestreo. (d) 16 veces sobremuestreo. (e) 32 veces sobremuestreo.

---

la componente espectral del sobremuestreo propuesto. Entonces, de nueva cuenta, la mejora se presenta hasta un cierto nivel. La tabla 3.2 resume la mejora de la SQNR, en  $dB$ , para diferentes razones de sobremuestreo usado en este caso de estudio.

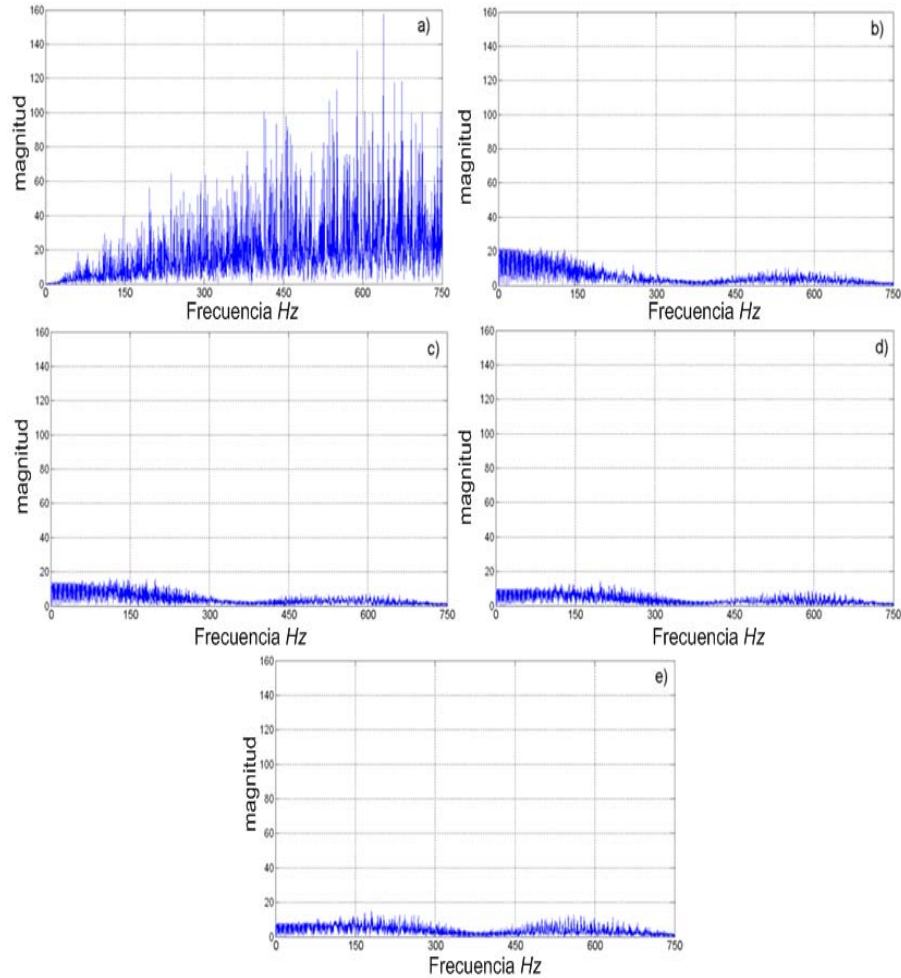


Figura 3.9: Espectro del error de cuantización para la estimación del jerk. (a) Razón de Nyquist. (b) 4 veces sobremuestreo. (c) 8 veces sobremuestreo. (d) 16 veces sobremuestreo. (e) 32 veces sobremuestreo.

### 3.2.3. Sistema de instrumentación

La metodología propuesta para la estimación del jerk puede ser aplicada con cualquier acelerómetro. En este caso se utilizará el acelerómetro LIS3L02AS4 descrito en la sección anterior. La figura 3.10 muestra las vistas superior e inferior del sistema de instrumentación.

razón de sobremuestreo ( $v$ )	4	8	16	32
mejora de la SQNR ( $dB$ )	23.12	27.47	30.22	30.01

Tabla 3.2: Mejora de la SQNR a diferentes razones de sobremuestreo

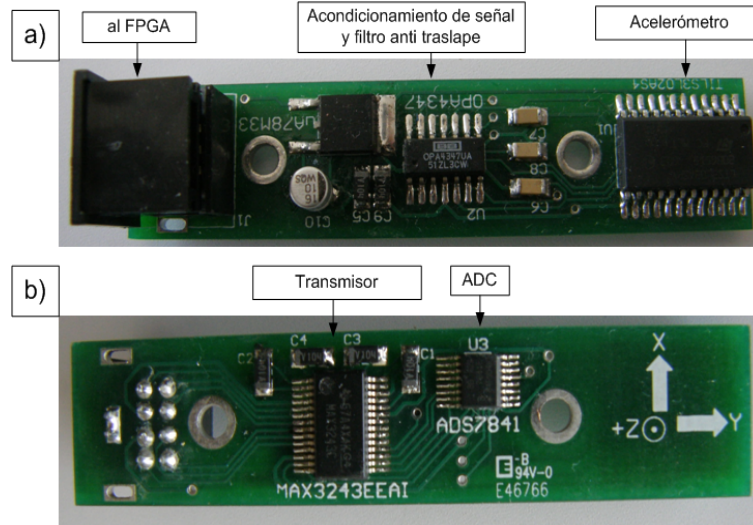


Figura 3.10: Sistema de instrumentación. (a) vista superior. (b) vista inferior.

### 3.2.4. Unidad de procesamiento de señal

La unidad de procesamiento de señal es implementada en un FPGA Xilinx Spartan-3 de 200,000 compuertas, el diagrama a bloques de la implementación se muestra en la figura 3.11. La implementación tiene 6 etapas: controlador ADC, sobremuestreo, LPF, diferencias finitas, diezmado e interfaz. El controlador ADC maneja la adquisición de los datos, la adquisición a una razón de sobremuestreo de 32 veces y pasa los datos a la siguiente etapa. La etapa de sobremuestreo toma los datos de aceleración entrantes a una razón de Nyquist y sobre muestreo de 4, 8, 16 y 32 veces. El FIR LPF de orden 32 es implementado en la etapa de filtrado. La etapa de diferencias finitas computa la estimación de la derivada de acuerdo a la ecuación 3.1. La etapa de diezmado reduce las muestras de la señal sobremuestreada con dos algoritmos: diezmado directo y promedio de diezmado. El algoritmo de diezmado directo toma un dato por cada  $v$  datos y descarta los demás. El algoritmo de promedio de diezmado computa el promedio de  $v$  datos consecutivos y da un resultado para cada  $v$  puntos. La etapa de interfaz manda los resultados a la PC de la aceleración, el jerk estimado a la razón de Nyquist y el jerk estimado con la técnica de sobre muestreo para un futuro análisis.

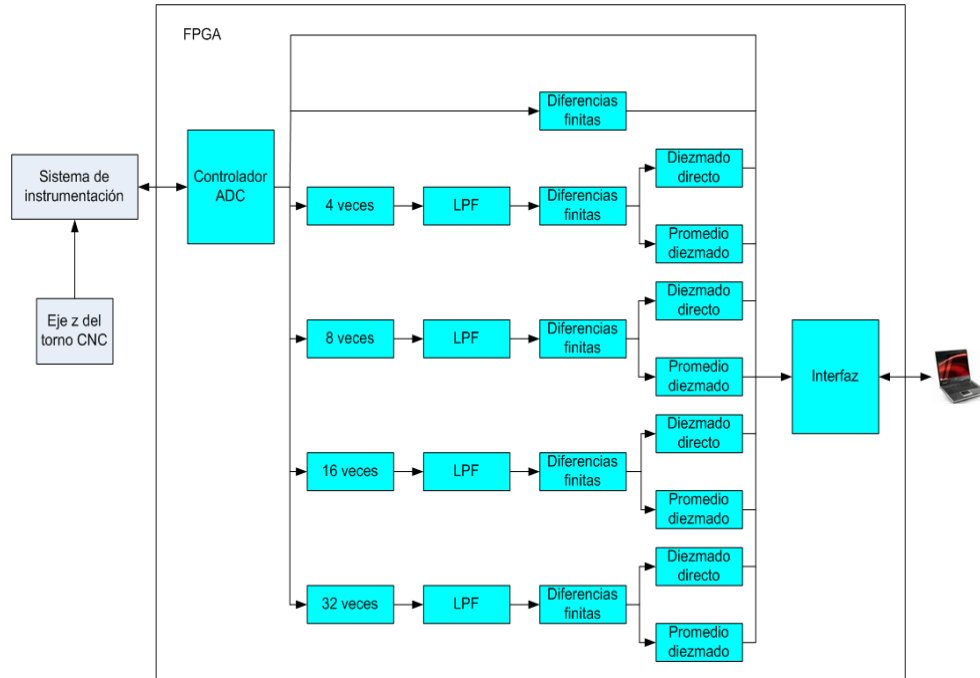


Figura 3.11: Diagrama a bloques de la unidad de procesamiento basada en FPGA

### 3.3. Controlador de tres tiempos basado en FPGA

Una vez que hayan sido cubiertos los temas presentados en la fundamentación teórica en el diseño de controladores digitales, el siguiente paso es su implementación. Para esto fue desarrollada una herramienta de interfaz gráfica en Matlab. El diagrama a bloques de la estructura de un controlador de tres tiempos y su simulación a través de Matlab y Active-HDL se presentan en esta sección.

#### 3.3.1. Herramienta de Matlab

La identificación y sintonía es hecha en Matlab y la implementación en FPGA. Para esta tarea se desarrolló una interfaz gráfica del usuario (*graphical user interface*, GUI) en Matlab, la cual permite seleccionar la ley de control y sus respectivos coeficientes para ser implementados en hardware. La GUI

Ley de control	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$
P	$K_p$	$-K_p$	0	1	0
I	$K_i$	0	0	1	0
PI	$K_p + K_i$	$-K_p$	0	1	0
PD	$K_p + K_d$	$-(K_p + 2K_d)$	$K_d$	1	0
PID	$K_p + K_d + K_i$	$-(K_p + 2K_d)$	$K_d$	1	0

Tabla 3.3: Controlador PID adaptado a ley de control de tres tiempos.

automáticamente genera el código VHDL de los coeficientes del controlador. La GUI se muestra en la figura 3.12, en la GUI los estudiantes seleccionan cuales coeficientes de ley de control generar; también, capturan los valores de los coeficientes previamente obtenidos por la simulación en Matlab. Con el botón "generate" se obtiene el código VHDL para ser integrado con los otros módulos.

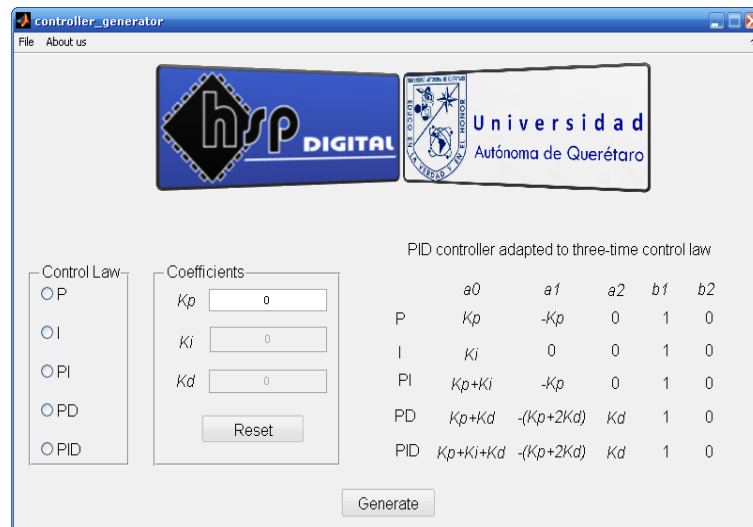


Figura 3.12: Generador de código VHDL de los coeficientes del controlador.

La estructura VHDL está basada en un controlador PID, este controlador puede ser adaptado a una ley de control de tres tiempos como lo muestra la tabla 3.3.

### 3.3.2. Implementación FPGA

La implementación FPGA se basa en la arquitectura de un filtro de respuesta infinita al impulso (*infinite-impulse response*, IIR) como lo demuestra



Romero (2007). Esto puede ser visto con una comparación entre la ecuación discreta del PID de la tabla 3.3 y la ecuación 3.2; ambas son ecuaciones de segundo orden y satisfacen un filtro IIR y a un controlador PID. El controlador de tres tiempos visto como caja negra se muestra en la figura 3.13.

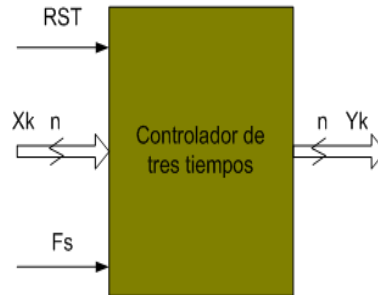


Figura 3.13: Controlador de tres tiempos visto como caja negra.

La caja negra muestra las señales requeridas para manejar el controlador, RST es el reset general (1 bit),  $f_s$  es la frecuencia de muestreo (1 bit),  $Xk$  es la entrada al controlador (16 bits) y  $Yk$  es la salida del controlador (16 bits). Esta caja negra representa un núcleo utilizado dentro del FPGA. El controlador de tres tiempos está descrito por la ecuación 3.2.

$$y(k) = \sum_{i=0}^n a_i x(k-i) - \sum_{i=1}^n b_i y(k-i) \quad (3.2)$$

donde  $y(k)$  es la salida del controlador de tres tiempos ( $Yk$  en la arquitectura del filtro),  $x(k)$  es la entrada del controlador ( $Xk$  en la arquitectura del filtro),  $b_i$  y  $a_i$  son los coeficientes del controlador y  $n$  es el orden.

La figura 3.14 muestra la arquitectura interna del controlador de tres tiempos. Dependiendo de la configuración seleccionada, los valores de los coeficientes son modificados. La herramienta de Matlab previamente mencionada genera estos coeficientes. Los otros módulos requeridos, como muestra la figura 3.14, son registros, multiplexores, un multiplicador y una máquina de estados (*finite-state machine*, FSM) para el control del proceso. Todos estos módulos pueden ser desarrollados por los estudiantes. A, B,  $Yk_i$  y AB son señales internas.

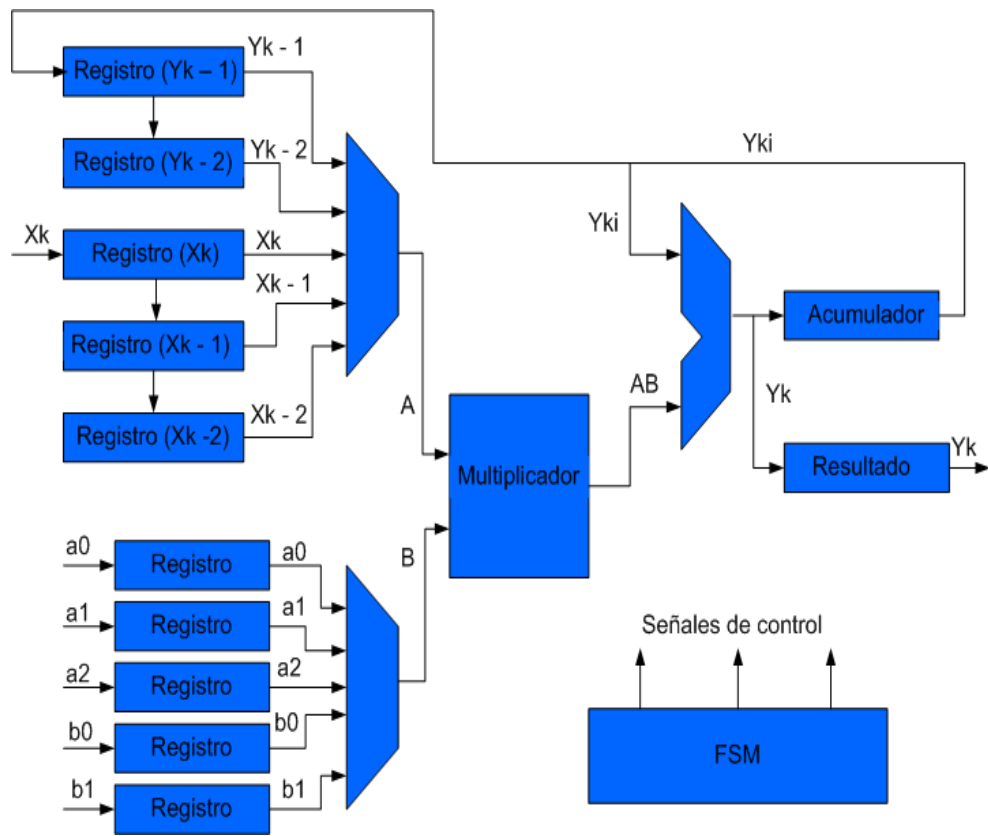


Figura 3.14: Arquitectura interna del controlador de tres tiempos.

### 3.3.3. Co-simulación entre Matlab Simulink y Active-HDL

El software Active-HDL 6.2 (Aldec, 2006), permite la creación de bloques en Simulink; un bloque Simulink del controlador de tres tiempos es creado a través de esta herramienta. Una vez teniendo el bloque Simulink, es posible usar todas las herramientas disponibles en Simulink. La figura 3.15 muestra la prueba del controlador de tres tiempos, el reset es simulado con un escalón corto, la frecuencia de muestreo es generada con un generador de pulsos y la entrada toma el valor de un escalón. Una ganancia y una planta de prueba son usadas en la salida del controlador. Todas las señales son desplegadas en un osciloscopio. Simulink automáticamente genera la simulación en Active-HDL con el uso de la librería Active-HDL cosim, esta simulación se muestra en la figura 3.16, donde  $X_k$  es la entrada del controlador (entrada escalón menos el calor de la salida retroalimentado) y  $Y_k$  es la salida.

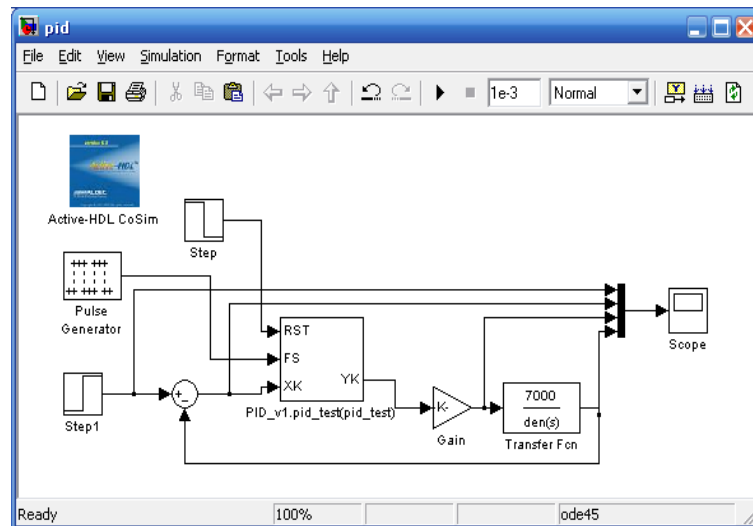


Figura 3.15: Diagrama a bloques de Simulink.

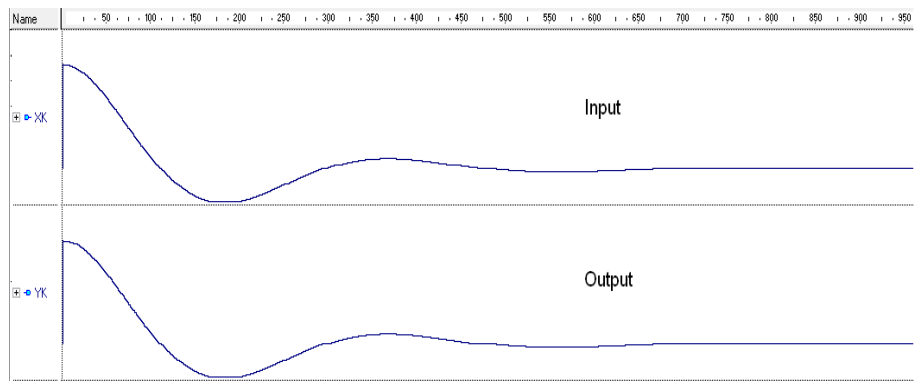


Figura 3.16: Simulación generada a través de Matlab-Simulink y Active-HDL

# Capítulo 4

## Resultados

Los resultados del presente trabajo de tesis se encuentran divididos en tres secciones: analizador de vibraciones, sensor de jerk y control de tres tiempos basado en FPGA.

### 4.1. Analizador de vibraciones

Esta sección presenta cuatro casos de estudio basados en un torno CNC reconvertido para validar cada una de las técnicas propuestas. Para la técnica en el dominio del tiempo, se propone el análisis de un maquinado, el análisis FFT es aplicado al husillo para determinar desbalance, la técnica DWT se aplica al motor del husillo para determinar si cuenta con barras rotas y la combinación de DWT y FFT es aplicada al mismo motor del husillo para determinar frecuencias naturales.

#### 4.1.1. Puesta del experimento

El banco de pruebas se realiza en un torno CNC reconvertido, en el cual se realiza un maquinado sobre aluminio. El sistema de instrumentación es mon-

tado cerca de la herramienta de corte como lo recomienda Altintas (2000). La figura 4.1a muestra el torno CNC reconvertido, la figura 4.1b muestra el sistema de instrumentación montado cerca de la herramienta de corte. La figura 4.1c muestra el segundo sistema de instrumentación montado en el motor de inducción del husillo. Éste cuenta con las siguientes características: alimentación a 220V a 60 Hz, potencia de 5,5 kW y corriente nominal de 6.36 A. Diferentes condiciones pueden ser establecidas en el motor de inducción del husillo, tales como: buen estado, motor con barras rotas y desbalance mecánico.

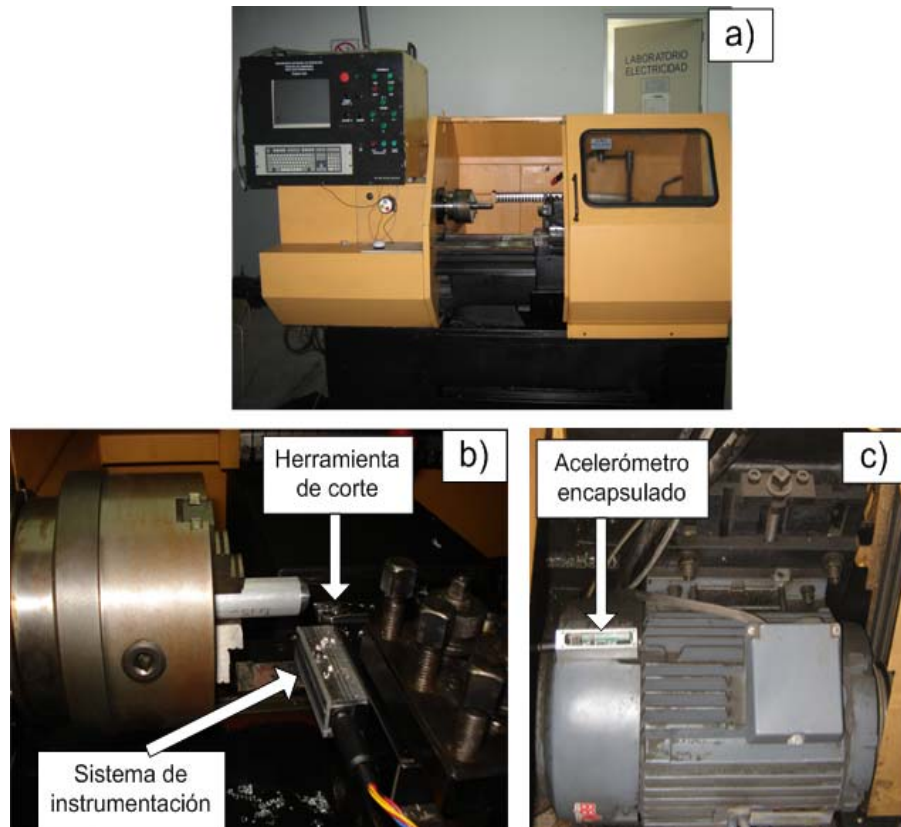


Figura 4.1: Banco de pruebas torno CNC. (a) Torno CNC reconvertido. (b) Sistema de instrumentación cercano a la herramienta de corte. (c) Acelerómetro sobre el motor de inducción del husillo.

#### 4.1.2. Resultados del análisis en el dominio del tiempo

Uno de los principales objetivos en la industria manufacturera es el acabado final de las piezas, el cual está directamente afectado por las vibraciones

---

generadas durante el proceso de maquinado. Las vibraciones generadas dependen en gran parte del perfil de posición de la herramienta de corte, el cual es ejecutado por el controlador CNC y puede ser trapezoidal (Osornio, 2007) o polinomial (Altintas, 2002). Una forma trocoidal es maquinada en el torno CNC con un perfil de movimiento trapezoidal, obteniendo la vibración en el dominio del tiempo mostrada en la figura 4.2a. La figura 4.2b muestra la señal de vibración en el dominio del tiempo generada con un perfil de movimiento polinomial. Con la asistencia del analizador de vibraciones desarrollado, se calculan la media y la varianza para ambos perfiles de movimiento, dando el perfil trapezoidal los siguientes valores,  $\hat{\mu} = 0,8029$  y  $\sigma^2 = 0,217$ , y el perfil polinomial  $\hat{\mu} = 0,801$  y  $\sigma^2 = 0,1399$ , ambos resultados calculados en el eje de torsión. De los valores obtenidos mediante el analizador de vibraciones, se puede concluir que el perfil polinomial reduce las vibraciones en un nivel de alrededor de 35 %.

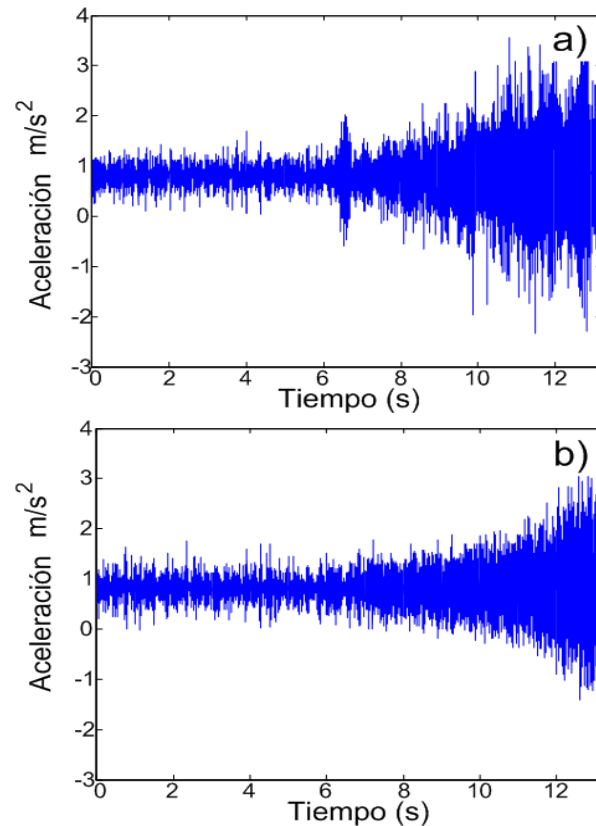


Figura 4.2: Vibraciones generadas durante el maquinado en el torno CNC. (a) perfil de movimiento trapezoidal. (b) Perfil de movimiento polinomial.

### 4.1.3. Resultados del análisis FFT

El desbalance mecánico en un motor de inducción es un problema que puede ser detectado mediante el análisis FFT en estado estable de la señal de vibración; este efecto se refleja en el incremento significativo de la frecuencia fundamental en el espectro de la señal (Contreras *et al.*, 2010). Para este caso de estudio, se implementó un módulo reconfigurable mostrado en la figura 3.1. El objetivo fue proveer banderas de control que monitorean la frecuencia principal del espectro de frecuencias dando una señal de alarma cuando sobrepase un valor preestablecido, indicando un desbalance severo en el motor. Por la seriedad de esta falla, este experimento se realizó en un banco de pruebas independiente mostrado en la figura 4.3, con un motor de 1 HP marca WEG 00136AP3E48T.

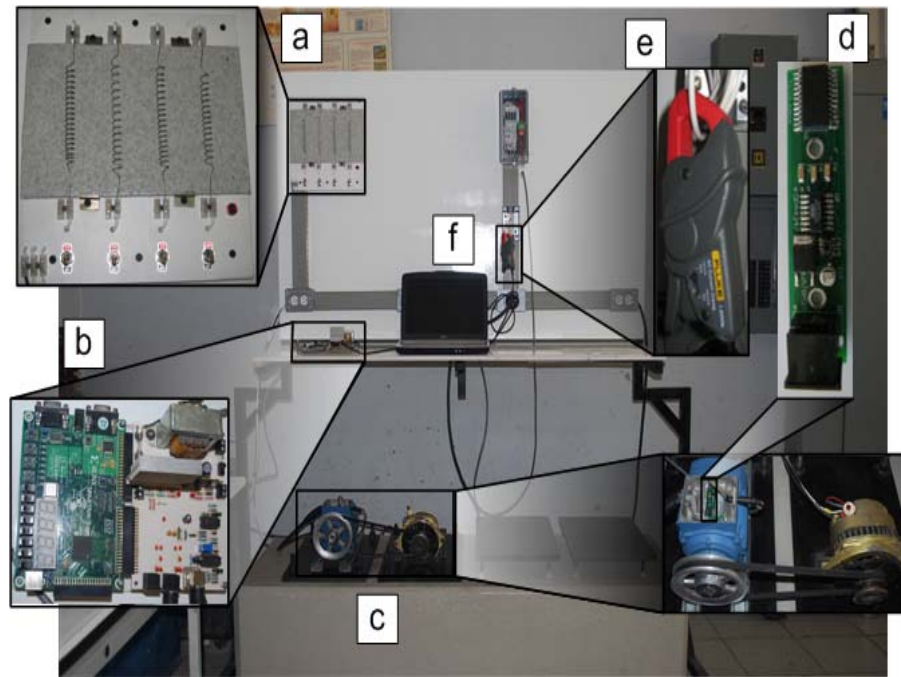


Figura 4.3: Banco de pruebas motor de inducción. (a) Cargas eléctricas. (b) DAS y FPGA. (c) Motor de inducción y alternador. (d) Sensor de vibraciones. (e) Sensor de corriente. (f) PC.

La figura 4.4a muestra la señal en el dominio del tiempo del motor balanceado y la figura 4.4c su respectivo espectro donde la frecuencia fundamental de vibración es fácilmente identificada. La figura 4.4b muestra la señal en tiempo del motor con un ligero desbalance mecánico y la figura 4.4d su es-



pectro correspondiente, en el cual la frecuencia fundamental de vibración ha incrementado notablemente su amplitud debido al efecto del desbalance mecánico.

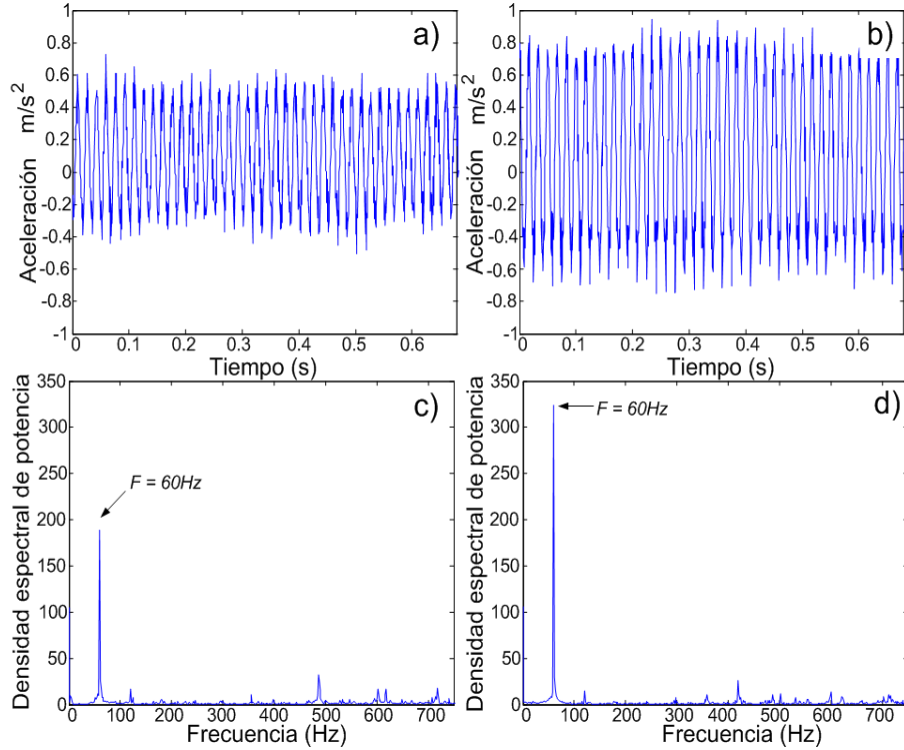


Figura 4.4: Análisis FFT. (a) Señal de motor balanceado en dominio del tiempo. (b) Señal del motor desbalanceado en el dominio del tiempo. (c) Espectro de la señal del motor balanceado. (d) Espectro de la señal del motor desbalanceado.

#### 4.1.4. Resultados del análisis DWT

Otra falla común en los motores de inducción es la presencia de barras rotas, las cuales pueden ser detectadas a través del análisis DWT durante el transitorio de arranque (Rodríguez *et al.*, 2008). Este experimento fue hecho con el banco de pruebas de la figura 4.3 para un motor en buen estado y uno con dos barras rotas. La figura 4.5a muestra la señal de vibraciones en el dominio del tiempo del motor sano, y la figura 4.5b muestra la señal de vibraciones en el dominio del tiempo del motor con dos barras rotas. El análisis con descomposición y reconstrucción DWT en el nivel 5 se muestra en la figura 4.5c para el motor en buen estado y en la figura 4.5d para el motor con dos

---

barras rotas. La señal procesada mediante la wavelet para el motor con dos barras rotas claramente incrementa su amplitud comparada con la señal en buen estado, indicando la presencia de barras rotas.

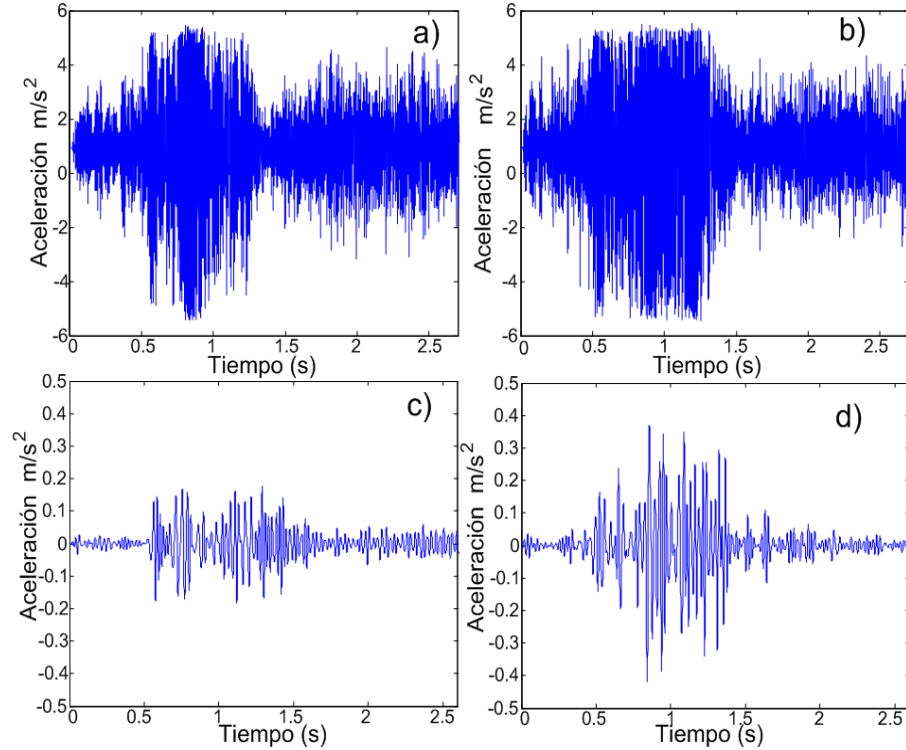


Figura 4.5: Análisis DWT. (a) Señal en dominio del tiempo del motor en buen estado. (b) Señal en dominio del tiempo del motor con dos barras rotas. (c) Reconstrucción DWT en el nivel 5 de la señal del motor en buen estado. (d) Reconstrucción DWT en el nivel 5 de la señal del motor con dos barras rotas.

#### 4.1.5. Resultado del análisis combinado DWT-FFT

La técnica de análisis de la combinación entre la DWT y la FFT se llevó a cabo en el banco de pruebas de la figura 4.6 para identificar las frecuencias naturales del sistema. Estas frecuencias son menores a 60  $Hz$  y se analizan durante el transitorio de paro. La figura 4.6 describe gráficamente la metodología de análisis. Primero la señal del transitorio de paro en el dominio del tiempo se presenta en la figura 4.6a. Después, un análisis espectral sucesivo FFT es aplicado para determinar la región de baja frecuencia como muestra la figura 4.6b, donde hay resonancia en la señal de vibración. Para este experimento, la región de interés cae debajo de 50  $Hz$ , entonces el nivel

recomendado de descomposición para la DWT es  $AC_4$  con una banda activa de frecuencias de 0 a 46.87 Hz (ver tabla 2.1). Una vez establecido el nivel de descomposición, la señal en el dominio del tiempo es procesada por la DWT para obtener la reconstrucción como muestra la figura 4.6c. Este resultado wavelet contiene la evolución en tiempo de las frecuencias naturales del sistema. Para localizar estas frecuencias la FFT es aplicada obteniendo el espectro de la figura 4.6d. Del espectro de la señal procesada mediante la wavelet, es fácil de ver que el sistema tiene tres frecuencias naturales marcadas,  $Fn1$ ,  $Fn2$ , y  $Fn3$ . Es importante remarcar que las frecuencias naturales identificadas mediante la combinación DWT-FFT no son fáciles de identificar cuando se utiliza el análisis FFT independientemente.

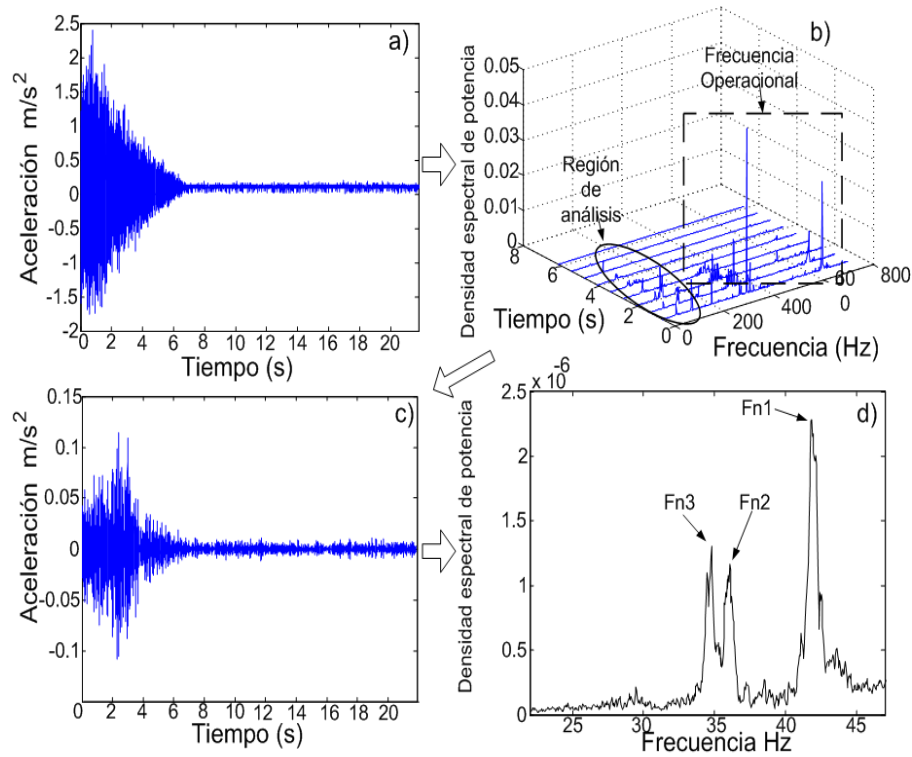


Figura 4.6: Combinación del análisis DWT con FFT. (a) Señal del transitorio de paro en el dominio del tiempo. (b) Espectros sucesivos de la señal de vibraciones. (c) Descomposición y reconstrucción en el nivel 4 de la DWT. (d) Espectro de la señal preprocesada por la wavelet.

---

### 4.1.6. Discusión

El primer caso de estudio muestra la relevancia del análisis en el dominio del tiempo de las vibraciones. Mediante el cálculo de la media y la varianza en el rango de interés, el sistema es capaz de generar una medida de los niveles de vibración y consecuentemente mejorar los procesos de maquinado mediante la selección de perfiles de movimiento que disminuyan los niveles de vibración en máquinas CNC. El segundo caso de estudio valida el análisis de las vibraciones mediante la FFT con la detección de desbalance mecánico en el motor de inducción. El tercer caso de estudio hace uso de la DWT durante el transitorio de arranque para detectar barras rotas en el motor de inducción. Los análisis FFT y DWT no están limitados a los casos presentados en esta sección, y debido a la versatilidad del instrumento, estos análisis pueden ser aplicados para detectar otro tipo de fallas. El cuarto caso de estudio demuestra la eficiencia de la fusión DWT-FFT para detectar frecuencias naturales durante el transitorio de paro, las cuales no son evidentes aplicando las técnicas de manera individual.

## 4.2. Sensor de Jerk

Esta sección presenta la aplicación de la metodología propuesta para estimar el jerk en un eje de un torno CNC. La dinámica del eje es controlada mediante un controlador para generar un perfil de aceleración conocido y, después, comparar los resultados teóricos con los resultados experimentales.

### 4.2.1. Máquina CNC

El sistema de instrumentación con el acelerómetro es encapsulado en aluminio y montado cerca de la herramienta de corte en un torno CNC reconvertido. La figura 4.7a muestra el torno reconvertido, la figura 4.7b muestra el sistema de instrumentación encapsulado en aluminio, montado cerca de la herramienta de corte y la figura 4.7c muestra la unidad de procesamiento de señales basada en FPGA.

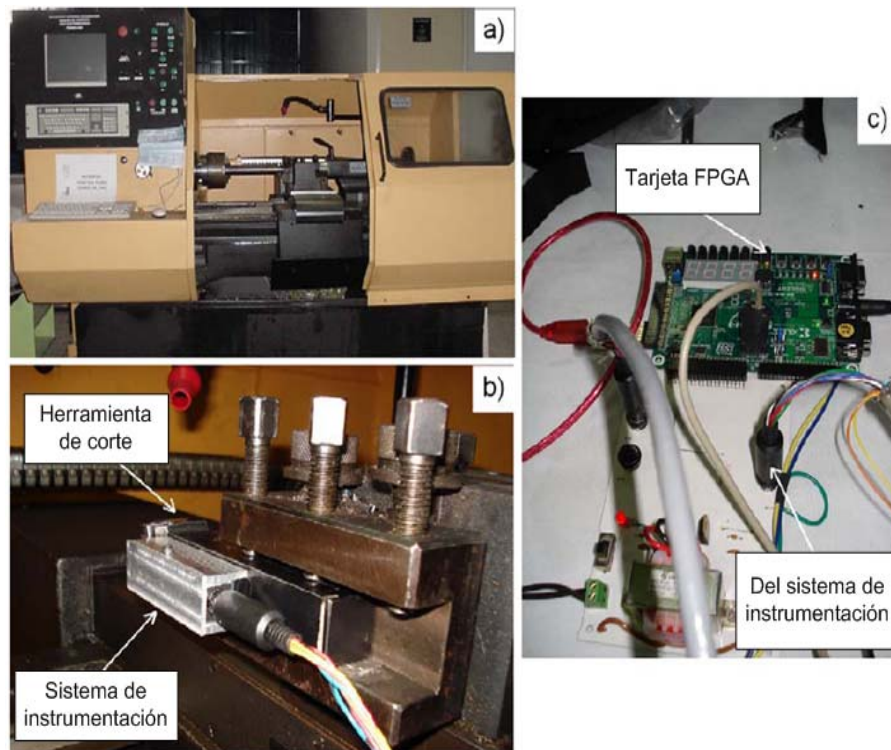


Figura 4.7: Puesta del experimento. (a) Torno CNC reconvertido. (b) Sistema de instrumentación. (c) Unidad de procesamiento de señales basado en FPGA.

## 4.2.2. Perfil de aceleración

El perfil de aceleración/desaceleración para el experimento es un perfil cuadrático que produce un desplazamiento de 0.5 m en el eje Z del torno en un periodo de 2s, representando un movimiento típico en el posicionamiento de los ejes en una máquina CNC. Este perfil produce un pico absoluto de aceleración de  $0.355 \text{ m/s}^2$ . A una frecuencia de muestreo para la razón de Nyquist de  $f_s = 1500 \text{ Hz}$ , el perfil de movimiento contiene 3000 muestras. La figura 4.8a muestra el perfil de aceleración bicuadrático teórico. La aceleración medida a la razón de Nyquist se presenta en la figura 4.8b donde se puede ver que es ligeramente distorsionado con ruido del proceso de corte. El jerk teórico se encuentra en la figura 4.8c y el jerk estimado por diferencias finitas a la razón de Nyquist se presenta en la figura 4.8d. De las figuras 4.8c y 4.8d es fácilmente visible que el jerk estimado a la razón de Nyquist es altamente corrupto, como era de esperarse.

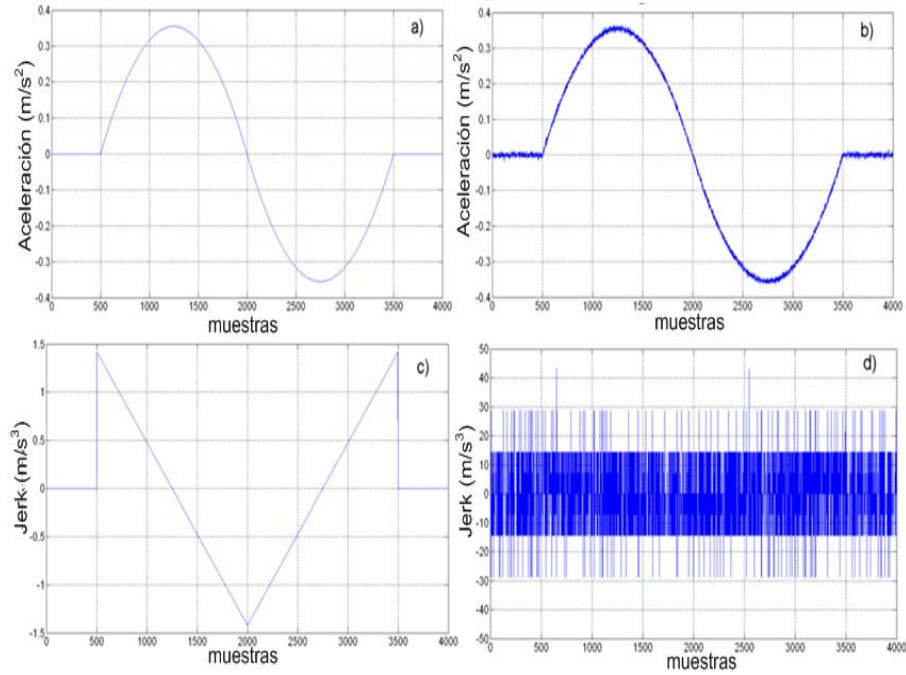


Figura 4.8: Perfiles. (a) perfil de aceleración bicuadrático teórico. (b) aceleración medida. (c) Perfil de jerk teórico. (d) Estimación del jerk a la razón de Nyquist por diferencias finitas.

Razón de sobremuestreo ( $v$ )	4	8	16	32
SQNR ( $dB$ ) diezmado directo	33.83	44.09	49.26	50.53
SQNR ( $dB$ ) promedio de diezmado	38.71	45.49	51.90	55.91

Tabla 4.1: Mejora de la SQNR a diferentes razones de sobremuestreo

### 4.2.3. Resultados

El jerk estimado del experimento mediante la metodología de sobremuestreo se muestra en la figura 4.9 a diferentes tasas de sobremuestreo, usando directamente el algoritmo de diezmado. La figura 4.10 presenta el espectro del error correspondiente a estos resultados junto con el espectro a la razón de Nyquist. Por otra parte, la figura 4.11 contiene el jerk estimado para diferentes razones de sobremuestreo con el algoritmo de promedio de diezmado. Sus correspondientes espectros de error son mostrados en la figura 4.12.

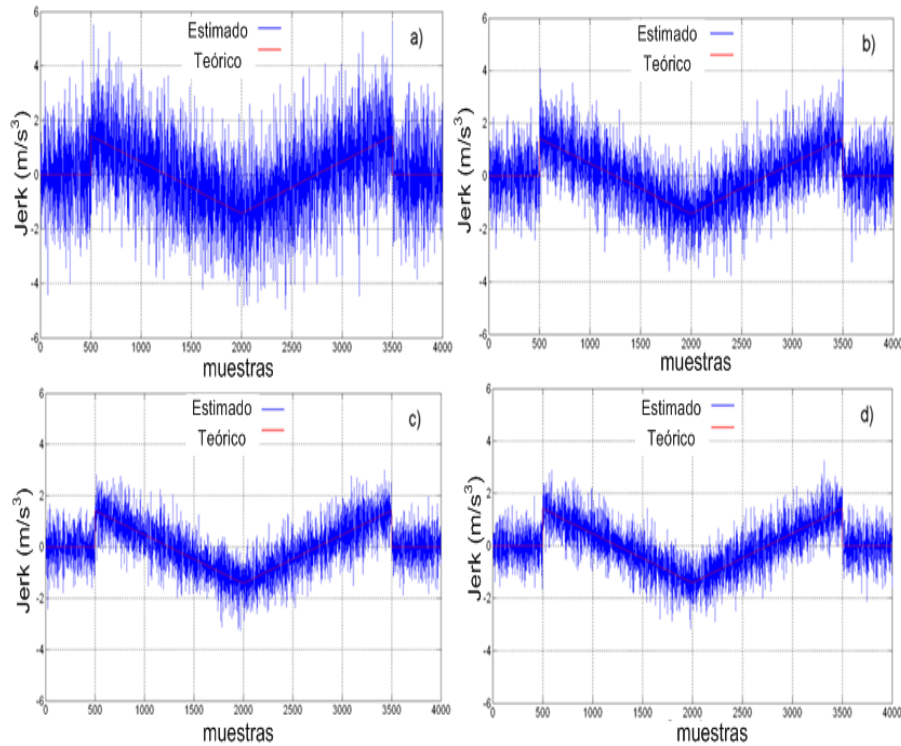


Figura 4.9: Jerk estimado con sobremuestreo y diezmado directo. (a) 4 veces. (b) 8 veces. (c) 16 veces. (d) 32 veces.

La tabla 4.1 resume la mejora de la SQNR, en dB, para diferentes razones de sobremuestreo.

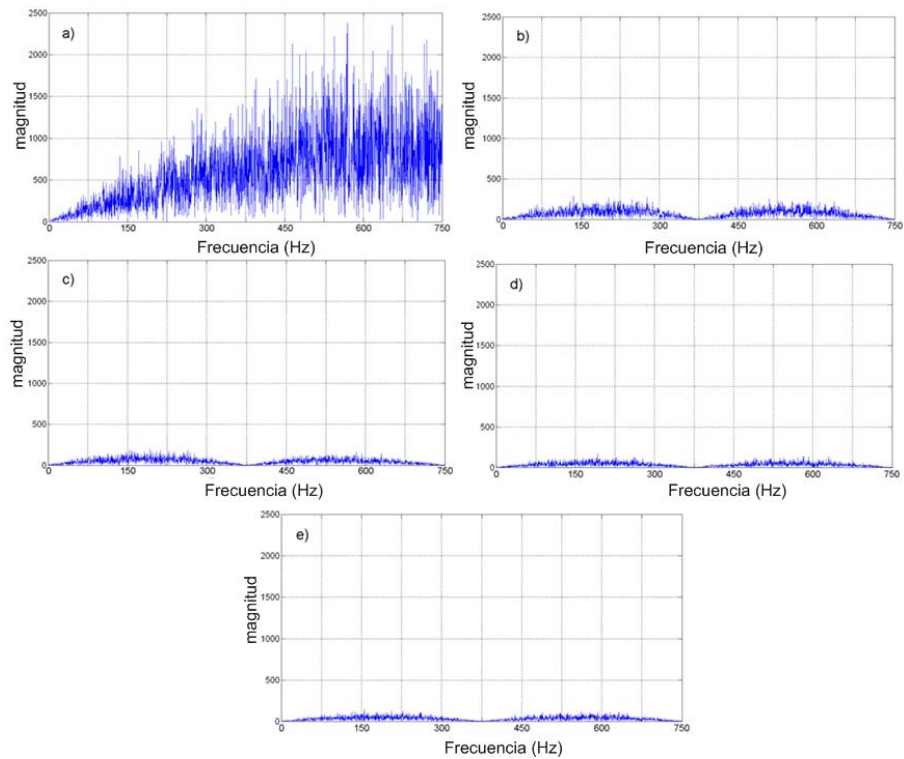


Figura 4.10: Espectro de error del diezmado directo del Jerk. (a) Razón de Nyquist. (b) 4 veces sobremuestreo. (c) 8 veces sobremuestreo. (d) 16 veces sobremuestreo. (e) 32 veces sobremuestreo.



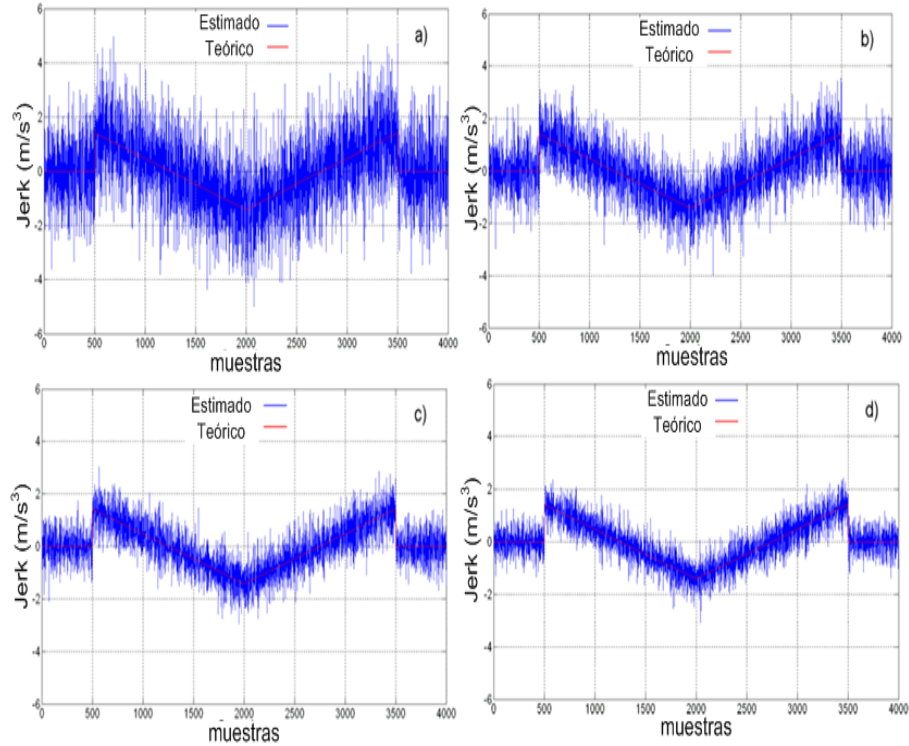


Figura 4.11: Jerk estimado con sobremuestreo y promedio de diezmado. (a) 4 veces. (b) 8 veces. (c) 16 veces. (d) 32 veces.

#### 4.2.4. Discusión

Los resultados de las figuras 4.9 a 4.12 muestran que la metodología para estimar la derivada da mejores resultados que las diferencias finitas a la razón de Nyquist. El perfil de jerk estimado con sobremuestreo es muy parecido al perfil de jerk teórico. La presencia de ruido es inevitable en mediciones reales y este afecta los resultados; sin embargo, es posible obtener una buena estimación del perfil de jerk mediante sobremuestreo, donde no es posible obtenerse mediante diferencias finitas a la razón de Nyquist (figura 4.8d comparada con figuras 4.9 y 4.11). El algoritmo de diezmado también juega un papel importante en la calidad de la estimación como es deducido de los datos de la SQNR de la tabla 4.1. Ahí el diezmado por promedio es ligeramente mejor que el diezmado directo; esto puede ser apreciado comparando la figura 4.9 con 4.11 y la figura 4.10 con 4.12. La técnica desarrollada se enfoca en la mejora de la SQNR. El ruido resultante en la estimación del jerk en las figuras 4.9 y 4.11 es debido al proceso de corte. La reducción de ruido debido al proceso de corte está más allá de los objetivos de esta investigación; sin

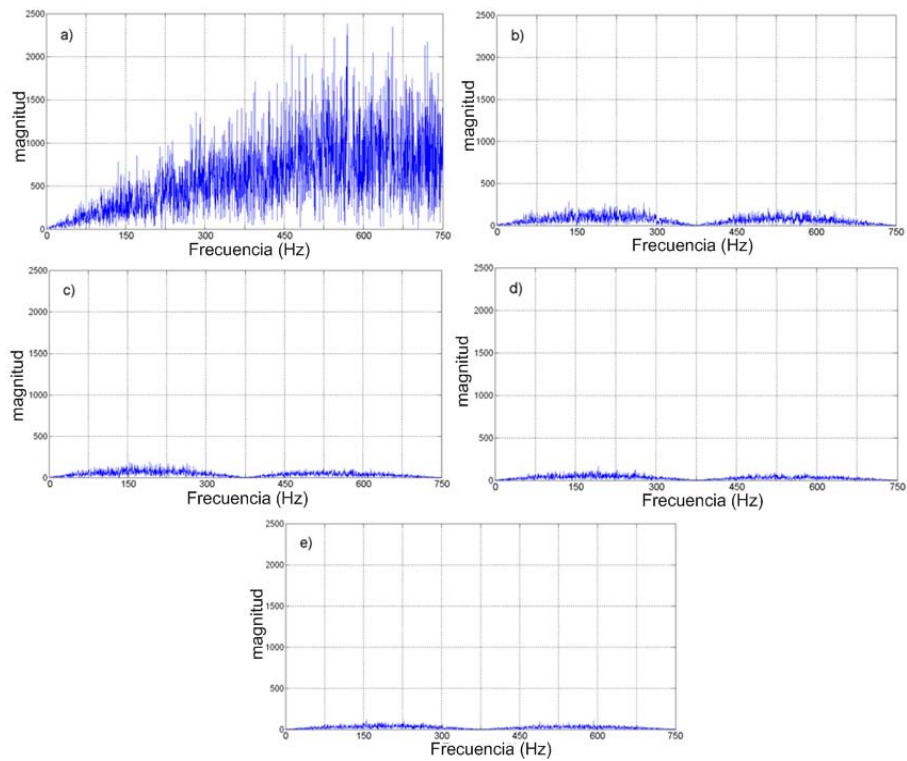


Figura 4.12: Espectro de error del promedio de diezmado de jerk. (a) Razón de Nyquist. (b) 4 veces sobremuestreo. (c) 8 veces sobremuestreo. (d) 16 veces sobremuestreo. (e) 32 veces sobremuestreo

---

embargo, las técnicas de reducción de ruido como las presentadas por (De Santiago *et al.*, 2008 y Morales *et al.*, 2009) pueden ser utilizadas en un futuro para mejorar la estimación de jerk.

### 4.3. Control de tres tiempos basado en FPGA

El controlador fue probado en dos tarjetas de desarrollo FPGA, Xilinx Spartan-3 (Xilinx, 2010) y Altera Cyclone III DE2-70-3 (Altera, 2010) para demostrar la arquitectura abierta en la implementación y la portabilidad que presenta el sistema. El banco de pruebas se presenta en la figura 4.13, en la cual se presentan el servomotor, el FPGA, el amplificador, el sistema de adquisición de datos y la comunicación USB. El servomotor es un MAXON DC 2266.85-73216-2000 con un encoder acoplado de 4000 cuentas por revolución y un servoamplificador MOD 403.

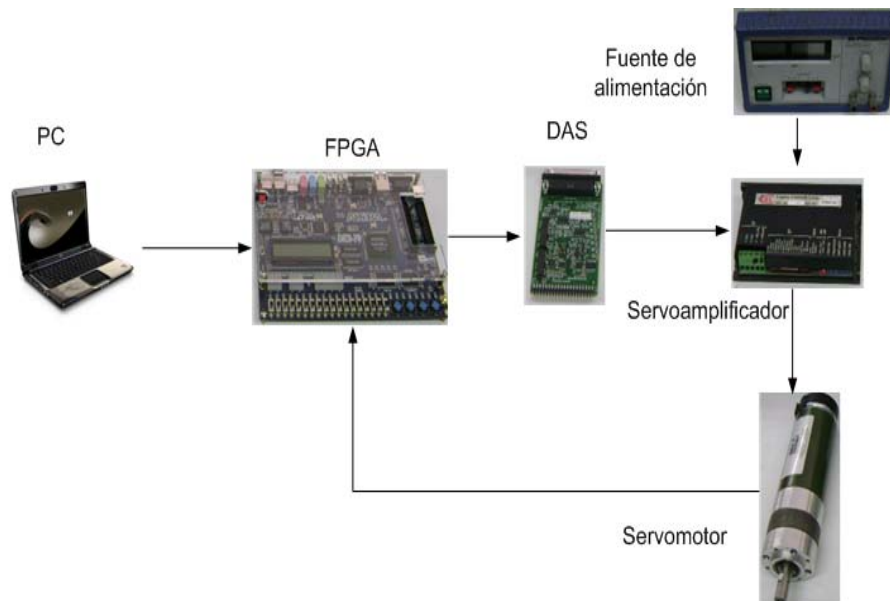


Figura 4.13: Banco de pruebas para el controlador

El servomotor fue identificado con el método LS y sintonizado usando el método de respuesta en frecuencia con parámetros de  $45^\circ$  y una respuesta en tiempo de  $1\text{ ms}$ . La prueba consistió en enviar la referencia del perfil

de movimiento usando la comunicación USB al FPGA. El FPGA decodifica la señal a  $Xk$ . Esta señal es sumada a la señal del encoder, la cual es la retroalimentación del sistema. Un diagrama general de proceso se muestra en la figura 4.14. El DAS utilizado contiene los convertidores ADS7841 y DAC7565 de Texas instrument.

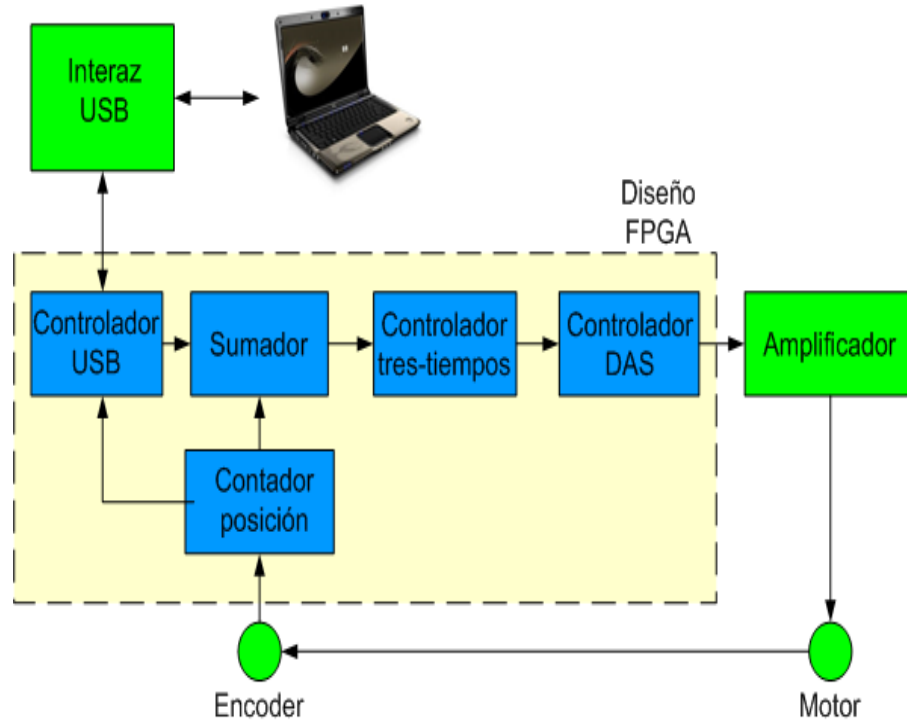


Figura 4.14: Diagrama general del proceso.

La figura 4.15a muestra el perfil de movimiento generado por la PC y la señal de encoder. El movimiento corresponde a 3.75 rev. En esta figura no es posible distinguir ambas señales; entonces, un zoom es presentado para mostrar la similitud que tienen la señal de referencia y la salida en posición del servomotor. La figura 4.15b muestra el error en posición del servomotor, correspondiente a menos de 50 cuentas.

### 4.3.1. Discusión

El desarrollo de un curso completo de control automático que combina teoría y práctica, motiva a los estudiantes logrando de esta manera comprender

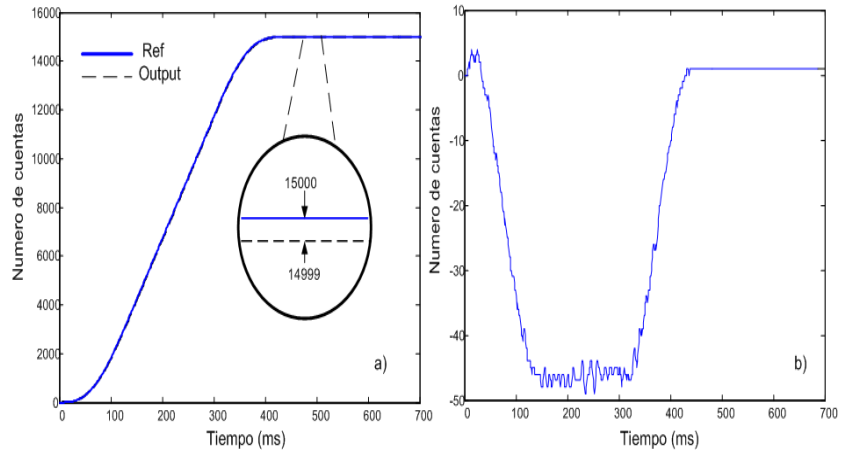


Figura 4.15: (a) Perfil de movimiento. (b) Error entre la Referencia y la salida.

mejor la teoría y mejorar sus calificaciones. El conocimiento en desarrollo de sistemas embebidos abre un amplio panorama de aplicaciones, especialmente en aquellas donde se requiera implementaciones de propiedad intelectual. Además, el uso de tecnología de punta como son los FPGA facilita el desarrollo de implementaciones en un solo encapsulado permitiendo procesamientos de manera paralela y en línea. El controlador desarrollado en este curso satisface las principales características de diseño industrial como implementación en paralelo, de bajo costo y en línea. Además, cuenta con un núcleo de arquitectura abierta facilitando de esta manera su integración con otros módulos.

# Capítulo 5

## Conclusiones

Las conclusiones del presente trabajo de tesis se encuentran divididas en 5 secciones: analizador de vibraciones, sensor de jerk, control de tres tiempos basado en FPGA, productos obtenidos y conclusiones personales.

### 5.1. Analizador de vibraciones

En este trabajo se presentó la metodología de la fusión de técnicas para desarrollar un instrumento de análisis de vibraciones de monitoreo continuo para ser incluido en máquinas-herramienta CNC de nueva generación. El análisis incluye dominio del tiempo, FFT, DWT y la combinación de DWT con FFT, contrario a trabajos previos que reportan el uso de técnicas independientes o enfocan el procesamiento en determinar características concretas de la señal en análisis. La metodología propuesta ha sido probada en cuatro aplicaciones que claramente reflejan las ventajas de fusionar las técnicas. El análisis en el dominio del tiempo ayuda en la mejora de los procesos de manufactura mediante la selección de perfiles de movimiento óptimo que reduzcan las vibraciones en las máquinas CNC. Los análisis FFT y la DWT son técnicas eficientes que han demostrado su eficiencia en el análisis de vibraciones. Por otra parte, la combinación de los análisis DWT y FFT, el cual es la principal contribución de este trabajo, mejora las técnicas de análisis

---

estándar de otros instrumentos. También proporciona al usuario una metodología poderosa para localizar frecuencias envolventes en el tiempo, las cuales son frecuencias naturales en sistemas mecánicos. Además, la implementación FPGA de la metodología propuesta con núcleos de procesamiento de señales de propiedad intelectual en paralelo, la cual optimiza los recursos y satisface el procesamiento en tiempo real en línea y continuo, ayuda a mantener el bajo costo en general en el desarrollo del instrumento. Finalmente, el instrumento desarrollado puede ser utilizado en máquinas-herramienta CNC de nueva generación, estableciendo comunicación con otros módulos como el sistema de control.

## 5.2. Sensor de Jerk

En este trabajo de tesis se presentó el desarrollo de un smart sensor novedoso para estimar el jerk mediante la técnica de sobremuestreo de la aceleración la cual mejora la SQNR en aplicaciones CNC. El sensor primario es un acelerómetro estándar y la estimación del jerk es hecha a través de la técnica de procesamiento de señal sobremuestreada. La mejora de la SQNR es llevada a cabo mediante el sobremuestreo de la señal de vibraciones, después se le aplica un filtro pasa-bajas, diferencias finitas y diezmado. Las simulaciones y experimentos fueron hechos para probar la eficiencia de la metodología. Las simulaciones muestran que la SQNR mejora alrededor de 23 dB cuando se aplica la metodología propuesta y se compara con la aplicación de diferencias finitas a la razón de Nyquist. Experimentos sobre un perfil de aceleración-desaceleración típico en una máquina CNC muestran que las diferencias finitas a la razón de Nyquist estándar. Como lo reporta la literatura, para estimar el jerk de la aceleración, no son apropiadas para este propósito debido a que el perfil de jerk resultante está altamente corrupto por el ruido de medición y de cuantización. Por otra parte, la técnica desarrollada, muestra su eficiencia en la estimación de jerk el cual es altamente parecido al calculado teóricamente, bajo condiciones reales de operación en una máquina CNC. Otra contribución de este trabajo es la implementación basada en FPGA de la unidad de procesamiento en hardware para un smart sensor de jerk de bajo costo y procesamiento en tiempo real. Esta implementación también

---

muestra que el FPGA es una solución adecuada para el desarrollo de sensores inteligentes con procesamiento de señales embebido. La técnica desarrollada puede ser aplicada para derivar el jerk de un acelerómetro estándar, de una manera eficiente, y también para estimar la derivada de otro tipo de sensores. Futuras investigaciones pueden ser realizadas en reducir el ruido de medición en la estimación del jerk y también en montar FPGA de bajos consumo de potencia en PCBs de un smart sensor para obtener un procesamiento de señales en hardware en la misma tarjeta.

### **5.3. Controlador de tres tiempos basado en FPGA**

En este trabajo de tesis se presentó un controlador de tres tiempos de arquitectura abierta basado en FPGA-Matlab para aplicaciones de enseñanza de control automático. La fundamentación teórica es una revisión de los cursos previos de control. El desarrollo de este proyecto permite a los estudiantes interactuar con aplicaciones del mundo real; ayudando en la motivación y en la mejora de calificaciones de los estudiantes. La combinación de teoría y práctica es importante como lo menciona (Stefanovic); por lo tanto, el propósito del curso es implementar las bases teóricas de manera práctica. El llevar a cabo el control de un servomotor exige estudiantes con alto nivel de conocimiento, lo cual se ve reflejado en el desarrollo del proyecto final. La implementación del núcleo abierto y la portabilidad del sistema fueron demostradas mediante las pruebas hechas en diferentes plataformas FPGA. La enseñanza del control automático con FPGA parcialmente satisface la creciente demanda de ingenieros con conocimiento en soluciones embebidas.

### **5.4. Productos obtenidos**

Con el desarrollo del presente trabajo de tesis se obtuvieron los siguientes productos:



---

**Tres artículos publicados en revista internacional indizada.**

Título : FPGA-Based Vibration Analyzer for Continuous CNC Machinery Monitoring With Fused FFT-DWT Signal Processing.

Journal : IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 59, no. 12, 2010.

Título : Novel Oversampling Technique for Improving Signal-to-Quantization Noise Ratio on Accelerometer-Based Smart Jerk Sensors in CNC Applications.

Journal : Sensors, VOL. 9, 2009.

Título : FPGA-Matlab-Based Open Core for Three-Time Controllers in Automatic Control Applications.

Journal : Computer Applications in Engineering Educations, 2011.

**Un artículo aceptado para publicación en revista internacional.**

Título : Open core hardware description practices for DSP masters degree course.

Journal : International Journal of Engineerin Education.

**Un artículo en revisión en revista internacional indizada.**

Título : An Open-access Educational Tool for Teaching Motion Dynamics in Multi-axis Servomotor Control.

Journal : IEEE Transactions on Education.

---

### **La dirección de una tesis de licenciatura.**

Título : IPcore FFT basada en FPGA.

### **El registro de dos patentes.**

Título : Método y dispositivo para controlar servomotores basado en FPGA.

Título : Método y dispositivo basado en FPGA para detectar fallas en servomotores.

### **El registro de dos derechos de autor.**

Título : Módulo de la transformada rápida de Fourier para aplicación en lógica programable.

Título : Módulo de la transformada Wavelet para aplicación en lógica programable.

## **5.5. Conclusiones personales y trabajo futuro**

El desarrollo de este trabajo de tesis me permitió conocer una parte de la vida profesional de un investigador y me ayudó a comprender la responsabilidad y el compromiso que se deben tener para lograr los objetivos propuestos. El trabajar con dispositivos de punta tecnológica como los FPGA abre un camino de posibilidades en cuanto a aplicaciones se refiere. Por lo cual es necesario continuar con el estudio de nuevas áreas en las cuales se pueda integrar esta tecnología.

Como parte del trabajo futuro considero interesante realizar monitoreo para detección de fallas en dos motores simultáneamente. Otro punto de investigación puede ir enfocado a la fusión de la metodología propuesta para el sensor

---

de jerk con la metodología de la estimación mediante el encoder. Sin lugar a dudas el monitoreo y análisis de vibraciones es otra línea de investigación que se puede continuar explotando.

# Bibliografía

- Aguado Behar A. y Martinez Iranza M., 2003. Identificación y control adaptivo. Prentice Hall; Madrid, ISBN: 84-205-3570-2.
- Alaniz, Lumbreras P. D., 2003. Tesis de grado Maestría. Instrumentación y control de una máquina-herramienta de dos ejes. Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Albino Mendez J., Lorenzo C., Acosta L., Torres S., y Gonzalez E., 2006. A web-based tool for control engineering teaching. *Comput. Appl. Eng. Educ.*, vol. 14, pp. 178-187.
- Aldec Active-HDL 6.2, [www.aldec.com](http://www.aldec.com)
- Aliustaoglu C., Ertunc H. M. y Ocak H., 2009. Tool wear condition monitoring using a sensor fusion model based on fuzzy inference system. *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 2, pp. 539-546.
- Alonso F.J. y Salgado D.R., 2008. Analysis of the structure of vibration signals for tool wear detection. *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 22., no. 3, pp. 735-748.
- Altas I. H. y Aydar H., 2008. A real-time computer-controlled simulator: For control systems. *Comput. Appl. Eng. Educ.*, vol. 16, pp. 115-126.
- Altintas Y., 2000. *Manufacturing Automation: Metal cutting mechanics, machine tool vibration, and CNC design.* Cambridge University Press.
- Altera, [www.altera.com](http://www.altera.com)
- Antonino Daviu J., Jover-Rodriguez P., Riera-Guasp M., Pineda-Sanchez M. y Arkkio A., 2009. Detection of combined faults in induction machines with stator parallel branches through the DWT of the startup current. *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 7, pp. 2336-2351.
- Astrom K. J. y Eykhoff P., 1971. System identification: A survey. Second IFAC symposium on identification and process parameter identification. Praga.

- 
- Ayasun S. y Karbeyaz G. L., 2007. DC motor speed control methods using Matlab/Simulink and their integration into undergraduate electric machinery courses. *Comput. Appl. Eng. Edu.*, vol. 15, pp. 347-354.
- Bartelmus W. y Zimroz R., 2009. Vibration condition monitoring of planetary gearbox under varying external load. *Meach. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 1, pp. 246-257.
- Basilio J. C. y Matos S. R., 2002. Design of PI and PID controllers with transient performance specification. *IEEE Trans. Educ.*, vol. 45, pp. 364-370.
- Betta G., Liguori C., Paolillo A. y Pietrosanto A., 2002. A DSP-based FFT-analyzer for the fault diagnosis of rotating machine based on vibration analysis. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, no. 6, pp. 1316-1322.
- Bilski P. y Winiecki W., 2007. A low-cost real-time virtual spectrum analyzer. *IEEE Trans. Instrum Meas.*, vol. 56, no. 6, pp. 2169-2174.
- Chang W. D., Chang D. M., 2008. Design of a higher-order digital differentiator using a particle swarm optimization approach. *Mech. Syst. Signal Pr.*, vol. 22, pp.233-247.
- Chen J. C. y Liang W., 1999. Tool breakage detection system using an accelerometer sensor. *J. Intell. Manuf.*, vol. 10, no. 2, pp. 187-197.
- Colak I., Demirbas S., Sagaroglu S. y Irmak E., 2010. A novel web-based laboratory for DC motor experiments. *Comput. Appl. Eng. Educ.*, DOI: 10.1002/cae.20298.
- Colín Robles, J.A., 2006. Descripción de los bloques funcionales de un controlador digital PID. Tesis de grado maestría, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Contreras Medina L. M., Romero Troncoso R. J., Cabal Yopez E., Rangel Magdaleno J. J. y Millan Almaraz J. R., 2010. FPGA-based multiple-channel vibration analyzer for industrial applications in induction motor failure detection. *IEEE TRans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 1, pp. 63-72.
- De Santiago Perez J. J., Osornio Rios R. A., Romero Troncoso R. J., Herrera Ruiz G. y Delgado Rosas M., 2008. DSP algorithm for the extraction of dynamics parameters in CNC machine tool servomechanisms from an optical incremental encoder. *Int. J. Mach. Tool. Manuf.*, vol. 48., pp. 1318-1334-
- De Santiago Perez, J. Jesús. 2010. Algoritmos para la interpolación de trayectorias con optimización en la dinamica de movimiento en los servomotores. Tesis de grado Doctorado, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.

- 
- Desforges X. y Archimède B., 2009. Multi-agent framework based on smart sensors/actuators for machine tools control and monitoring. *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 19, no. 6, pp. 641-655.
- Dimla D. E. y Lister P. M., 2000. On-line metal cutting tool condition monitoring I : Force and vibration analyses. *Int. J. Mach. Tool Manuf.*, vol. 40, no. 5, pp. 739-768.
- Dinca M. P., Gheorghe M. y Galvin P., 2009. Design of a PID controller for a PCR micro reactor. *IEEE Trans. Educ.*, vol. 52, pp. 116-125.
- Dong J., Ferreira M- P. y Stori J. A., 2007. Feed-rate optimization with jerk constraints for generating minimum-time trajectories. *Int. J. Mach. Tool Manuf.*, vol. 47, pp. 1941-1955.
- Ebersbach S. y Peng Z., 2008. Expert system development for vibration analysis in machine condition monitoring. *Expert. Syst. Appl.*, vol. 34, no. 1, pp. 291-299.
- El-Wardany T. I., Gaoand D. y Elbestawi M., 1996. Tool condition monitoring in drilling using vibration signature analysis. *Int. J. Mach. Tool Manuf.*, vol. 36, no. 6, pp. 687-711.
- Enríquez González, E. 2006. Sistema de control de temperatura aplicado a maquinaria de inyección de plástico. Tesis de grado maestría, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Erkorkmaz K., Altintas Y., 2001. High speed CNC system design. Part I: jerk limited trajectory generation and quintic spline interpolation. *Int. J. Mach. Tool. Manuf.*, vol 41. pp. 1323-1345.
- Franco Gasca, L.A., 2007. Desarrollo de un sistema de monitoreo para máquinas-herramienta basado en FPGAS. Tesis de grado Doctorado, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Frank R., 2000. In *Understanding Smart Sensors*. Artech House: Norwood, MA, USA.
- Fujiyoshi M., Nonomura Y., Arai F. y Fukuda T., 2002. A new micro jerk sensor with viscous coupling. *IEEE international symposium on micromechatronics and human science*. NAGoya Japan, pp. 219-222.
- García Moreno, A. 2008. Algoritmos de control digital aplicados al sistema hidráulico de una máquina inyectora de plástico. Tesis de grado maestría, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Gómez Meléndez, D.J. 2005. Control fuzzy-PID aplicado a un sistema de riego localizado para invernadero. Tesis de grado maestría, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.

- 
- Guzel B. U. y Lazoglu I., 2004. Increasing productivity in sculpture surface machining via off-line piecewise variable feedrate scheduling based on the force system model. *Int. J. Mach. Tool. Manuf.*, vol. 44, no. 1. pp. 21-28.
- Hernández Miranda D. I., 2005. Métodos de identificación y control adaptable aplicados a una tarjeta controladora de movimiento. Tesis de grado Maestría, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Hernández Vargas, M. 2006. Diseño para implementación en hardware de un control PID. Tesis de grado maestría, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Hernandez W., 2001. Improving the responses of several accelerometers used in a car under performance test by using Kalman filtering. *Sensors*. vol. 1, pp. 38-52.
- Hernandez W., 2007. A survey on optimal signal processing techniques applied to improve the performance of mechanical sensors in automotive applications. *Sensors*, vol. 7, pp. 84-102.
- Jeong H. K., Won Y. S. y Dong-Woo C., 2003. Off-line feed rate scheduling using virtual CNC based on an evaluation of cutting performance. *Comput.-Aided Design*, vol. 35, no. 4, pp. 383-393.
- Kalashnikov A. N., 2009. Waveform measurement using synchronous digital averaging: Design principles of accurate instruments. *Measurement*, vol. 42, no. 1, pp. 18-27.
- Kelly R. y Moreno R., 2001. Learning PID structures in an introductory course of automatic control. *IEEE Trans. Educ.*, vol. 44, pp. 373-376.
- Khairurrijal K., Abdullah M. y Budiman M., 2010. Home-made PIC 16F877 microcontroller-based temperature control system for learning automatic control. *Comput. Appl. Eng. Educ.*, DOI: 10.1002/cae.20283.
- King R. I. 1985. *Handbook of High Speed Machining Technology*. Chapman and Hall.
- Lee, T. H., Tan, K. K., Lim, S. Y., y Dou, H. F. 1999. Iterative learning control of permanent magnet linear motor with relay automatic tuning. *Mechatronics*, vol. 10, pp. 169-190.
- Li Y., Ang H. y Chong G. C. Y., 2006. Patents, software and hardware for PID control. *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 26, pp. 42-54.
- Lorenzer Th., Weikert S., Bossoni S., y Wegener K., 2007. Modeling and evaluation tool for supporting decisions on the design of reconfigurable machine tools. *J. Manuf. Syst.*, vol. 26, pp. 167-177.

- 
- Malekian M., Park S. S. y Jun M. B., 2009. Tool wear monitoring of micro-milling operations. *J. Mater. Process. TEchnol.*, vol. 209, no. 10, pp. 4903-4914.
- Mallat S. G., 1989. A theory for multiresolution signal decomposition: The wavelet representation. *IEEE Trans. Pattern. Anal. Mach. Intell.*, vol. 11, no. 7. pp. 674-693.
- Matlab 6.5, 2002. Version 6.5.0.180913a release 13. [www.mathworks.com](http://www.mathworks.com)
- Mekid S., Pruschek P. y Hernandez J., 2009. Beyond intelligent manufacturing: A new generation for flexible intelligent NC machines. *Mech. Mach. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 46-476.
- Moallen M., 2004. A laboratory testbed for embedded computer control. *IEEE Trans. Educ.*, vol. 47, pp. 340-347.
- Morales Velázquez L. 2010. Diseño de plataforma hardware-software para el desarrollo de aplicaciones industriales basadas en FPGA. Tesis de grado Doctorado, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Morales Velázquez L., Romero Troncoso R. J., Osornio Rios R. A. y Cabal Yopez E., 2009. Sensorless jerk monitoring using an adaptive antisymmetric high-order FIR filter. *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 7, pp. 2383-2394.
- Morales Velázquez L., Romero Troncoso R. J., Osornio Rios R. A., Herrera Ruiz G. y De Santiago Perez J. J., 2010. Special purpose processor for parameter identification of CNC second order servo systems on a low-cost FPGA platform. *Mechatronics*, vo. 20, pp. 265-272.
- Moreno F., 2003. Diseño y construcción de un controlador en computadora personal para un robot paralelo de seis grados de libertad. Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Neugebauer R., Denkena B. y Wegener K., 2007. Mechatronic systems for machine tools. *CIRP ANN.-Manuf. Technol.*, vol. 56, no. 2, pp. 657-686.
- Nobuhiko H., Makoto A., Michihiko T., y Takeshi O., 2005. A study of piezoelectric jerk sensor (development of new sensor and treatment of jerk information). *Nihon Kikai Gakkai Nenji Taikai Koen Ronbunshu*, vol. 4, pp. 247-248.
- Nourdine A., 2010. A Matlab/Simulink-based interactive module for servo systems learning. *IEEE Trans. Educ.*, vol. 53, pp. 265-271.
- Ogata K., 2010. *Modern control engineering*, Prentice Hall, NJ.
- Oppenheim A. V., Schafer R. W. y Buck J. R., 1998. *Discrete-time signal processing*, 2nd edition. Prentice Hall, NJ.



- 
- Osornio Ríos R. A., 2004. Diseño y construcción de una tarjeta controladora de 3 ejes. Tesis de grado Maestría, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Osornio Ríos R.A., 2007. Diseño de sistema de control para CNC de alta velocidad. Tesis de grado Doctorado, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Osornio Rios R. A., Romero Troncoso R. J., Herrera Ruiz G. y Castaneda Miranda R., 2007. Computationally efficient parametric analysis of discrete-time polynomial based acceleration-deceleration profile generation for industrial robotics ad CNC machinery. *Mechatronics*, vol. 17, no. 9, pp. 511-523.
- Osornio Rios R. A., Romero Troncoso R. J., Herrera Ruiz G., Cataneda Miranda R., 2009, FPGA implementation of higher degree polynomial acceleration profiles for peak jerk reduction in servomotors. *Robot. Com-Int. Manuf.*, vol. 25. pp. 379-392.
- Osornio Rios R. A., Romero Troncoso R. J., Herrera Ruiz G. y Castaneda Miranda R., 2008. The application of reconfigurable logic to high speed CNC milling machines controllers. *Control Eng. Pract.*, vol. 16, pp. 674-684.
- Peng Z. K. y Chu F. L., 2004. Application of the wavelet transform in machine condition monitoring and fault diagnostic: A review with bibliography. *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 18, no. 2, pp. 199-221.
- Proakis J. G. y Manolakis D. K., 2006. *Digital Signal Principles and Applications*, 4th ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- Qingbo H., Feng Z. y Kong F., 2007. Detection of signal transients using independent component analysis and its application in gearbox condition monitoring. *Meach. Syst. Signal Process.*, vol. 21, no. 5, pp. 2956-2071.
- Rafiee J. y Tse P. W., 2009. Use of autocorrelation of wavelet coefficients for fault diagnosis. *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 5, pp. 1554-1572.
- Rangel Magdalena J. J., Romero Troncoso R. J., Osornio Rios R. A. y Cabal Yopez E., 2009. Novel methodology for online half-broken-bar detection on induction motors. *IEEE TRans. Instrument. Meas.*, vol. 58, no. 5. pp. 1690-1698.
- Rivera J., Herrera G., Chacon M., Acosta P. y Carrillo M., 2008. Improved prograssive polynomial algorithm for self-adjustment and optimal response in intelligenr sensors. *Sensors*, vol. 8, pp. 7410-7427.

- 
- Rivera Guillen J. R., 2010. Algoritmos óptimos en FPGA para controlar la dinámica de movimiento en maquinaria CNC. Tesis de grado Doctorado, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Rodriguez Donate C., Romero Troncoso R. J., Garcia Perez A. y Razo Montes D. A., 2008. FPGA based embedded system for induction motor failure monitoring at the start-up transient vibrations with wavelets. in Proc. IEEE Int. SIES, Montpellier, France, pp. 208-214.
- Romero Troncoso R. de J., 2004. Procesamiento de señales para la detección de ruptura de herramientas en sistemas de manufactura por control numérico computarizado. Tesis de grado Doctorado, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Romero Troncoso R. J., 2007. Electrónica digital y lógica programable. Universidad de Guanajuato, ISBN: 968-864-449-8.
- Ronquillo Lomeli, G. 2002. Control digital de servomotor sin escobillas de corriente directa. Tesis de grado maestría. Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Samanta B. y Al-Balushi R., 2003. Artificial neural network based fault diagnostics rolling element bearings using time-domain features. Mech. Syst. Signal Process., vol. 17, no. 2, pp. 317-328.
- Samir M., 2006. Futher structural intelligence for sensors cluster technology in manufacturing. Sensors, vol. 6, pp. 557-577.
- Santos Cruz, R., 2008. Diseño e implementación de un celda teclado industrial aplicado a una máquina de inyección de plástico. Tesis de grado maestría. Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Stefanovi M., Matijevic M., Cvijetkovic V. y Simic V., 2010. Web-based laboratory for engineering education. Comput. Appl. Eng. Educ., vol. 18, pp. 526-536.
- Stefanovi M., Cvijetkovic V., Matijevic M. y Simic V., 2010. A Labview-based remote laboratory experiments for control engineering education. Comput. Appl. Eng. Educ., DOI: 10.1002/cae.20334.
- STMicroelectronics Data Sheet, 2005. LIS3L02AS4, STMicroelectronics Co., Geneva, Switzerland.
- Tan K. K. y Goh H. L., 2002. Development of a mobile spreadsheet-based PID control simulation system. IEEE Trans. Educ., vol 49, pp. 199-207.
- Teixeira M. C. M., Assuncao E. y Covacic M. R., 2007. Proporcional controllers: Direct method for stability analysis and Matlab implementation. IEEE Trans. Educ., vol. 50, pp. 74-78.

- 
- Texas Instrument ADS7841,2005. Texas Instrument Inc., Dallas, TX, USA.
- Texas Instrument DAC7565,2005. Texas Instrument Inc., Dallas, TX, USA.
- Trejo Hernández, M. 2006. Módulo de maquinado y monitoreo, aplicando control de difusión en un proceso de torneado. Tesis de grado maestría, Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.
- Wang C., Gao R. X. y Yan R., 2009. Unified time-scale-frequency nalysis for machine defect signature extraction: Theoretical framework. *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 1, pp. 226-235.
- Wang G., 2010. Bridging the gap between textbook and real applications: A teaching methodology in digital electronics education. *Comput. Appl. Eng. Educ.*, DOI: 10.1002/cae.20308.
- Xilinx, [www.xilinx.com](http://www.xilinx.com)
- Yan R. y Gao R. X., 2009. Energy-based feature extraction for defect diagnosis in rotary machines. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 9, pp. 3130-3139.
- Ziegler J. G. y Nichols N. B., 1942. Optimal settings for automatic controllers. *Trans. ASME*, vol. 64, pp. 759-768.

# Artículos publicados en revista internacional

# FPGA-Based Vibration Analyzer for Continuous CNC Machinery Monitoring With Fused FFT-DWT Signal Processing

Jose de Jesus Rangel-Magdaleno, *Student Member, IEEE*, Rene de Jesus Romero-Troncoso, *Member, IEEE*, Roque Alfredo Osornio-Rios, Eduardo Cabal-Yepez, *Member, IEEE*, and Aurelio Dominguez-Gonzalez

**Abstract**—The industry of machine tools keeps a constant progress that responds to the most demanding market requirements, such as production-time decreasing and zero-defect manufacturing. As part of this progress, sensors and monitoring instruments have been integrated on machine tools, improving computer numerical control (CNC) and monitoring during the manufacturing process. The vibrations are one of the most significant variables to be monitored on machine tools since they directly affect the end piece finishing, tool life expectancy, general machine-tool condition, current consumption, etc. Time domain, fast Fourier transform (FFT), and discrete wavelet transform (DWT) are techniques often used for vibration analysis, because they are computationally efficient for online implementation; unfortunately, it is difficult to find an instrument for vibration analysis that allows individually applying the time, FFT, and DWT techniques, and their fusion. Moreover, the lack of instruments with characteristics such as open architecture, low cost, parallel processing, and continuous online monitoring is remarkable. The contribution of this work consists of developing a vibration-analysis instrument based on the time, FFT, DWT, and DWT-FFT fusion techniques. The instrument is implemented into a low-cost field-programmable gate array with proprietary hardware signal-processing cores in parallel for achieving real-time and continuous online analysis. Experimentation is done to show the proposed methodology efficiency and the developed-instrument versatility, focusing on industrial control applications for CNC machine tools.

**Index Terms**—Continuous monitoring, field-programmable gate arrays (FPGAs), industrial control, machine tools, vibration analysis.

## I. INTRODUCTION

**T**HE INDUSTRY of machine tools keeps a constant evolution that responds to the most demanding market re-

quirements, such as production-time decreasing and zero-defect manufacturing. As part of this evolution, flexible machine tools have been developed to satisfy the production in large quantities; within this evolution, the first important change was produced with computer numerical control (CNC), which allowed a reprogrammable machine tool to manufacture different pieces [1]. However, due to the requirements in production processes and because the quality standards demand a constant change in control systems, the original CNC concept is limited since it has a closed architecture that restricts the instrumentation of external variables as part of the control process. Along the CNC development, general-purpose external-monitoring instruments were adapted to machine tools, even though they were not originally developed for this purpose. This practice turned out to be unfeasible due to the fact that general-purpose instruments do not provide continuous monitoring (it is not possible to fix them in the machine tool and keep them working for a long time) and online monitoring (during the machining process). Due to recently developed mechatronic systems, sensors and monitoring instruments have been integrated on machine tools, improving their control and monitoring during the manufacturing process. The applications of sensors on machine tools range from calibration up to multiple-variable monitoring, such as vibrations, machining time, end finishing, motor current, and dynamics motion. Nowadays, the tendency is focused on the development of new-generation machine tools described in [2] as intelligent and reconfigurable manufacturing systems that combine several factors in a dynamic way, such as human knowledge and machine intelligence obtained through information processing. Along the new tendency on machine-tool development, sensors and measurement instruments have been evolving from offline spectral analyzers up to real-time processors and virtual instruments. Real time in this context is referred when the computed parameter or the data processing of the instrument performs the calculation in a lower time than that required for the next module for further processing or decision-making tasks; for instance, in a typical industrial controller, the processing parameters are required every time the control loop is updated, and if preprocessing modules are able to provide these parameters in a shorter time than the control-loop update rate, then it is considered real-time processing. Modern approaches in control systems are directed to open architecture implementation, enabling the integration of control systems, sensors, and continuous online measurement instruments to contribute in the new-generation machine-tool development [3].

Manuscript received October 31, 2009; revised December 23, 2009; accepted February 4, 2010. Date of publication May 3, 2010; date of current version November 10, 2010. This work was supported in part by CONACYT scholarship 207650, by PROMEP 103.5/08/5382, by FOMIX-QRO-2008-C02-102123, by SEP-CONACYT 84723, and by PROINNOVA-CONACYT 112051 projects. The Associate Editor coordinating the review process for this paper was Alessandro Ferrero.

J. D. J. Rangel-Magdaleno and R. A. Osornio-Rios are with the Autonomous University of Querétaro, 76807 San Juan del Rio, Mexico (e-mail: jjrangel@hspdigital.org; raosornio@hspdigital.org).

R. D. J. Romero-Troncoso is with the University of Guanajuato, Guanajuato, Mexico, and also with the Autonomous University of Querétaro, 76807 San Juan del Rio, Mexico (e-mail: troncoso@hspdigital.org).

E. Cabal-Yepez is with the Faculty of Mechanical, Electrical, and Electronics Engineering, Universidad de Guanajuato, 36700 Salamanca, Mexico (e-mail: ecabal@hspdigital.org).

A. Dominguez-Gonzalez is with the Autonomous University of Querétaro, 76807 San Juan del Rio, Mexico (e-mail: adominguez@hspdigital.org).

Digital Object Identifier 10.1109/TIM.2010.2047130

Due to the relevance of machine-tool monitoring, several works focused on fault detection have been developed, and some of them accomplish their task in a continuous and online way. Others require a highly trained expert technician. In consequence, it is not easy to integrate them into the machine tool trying to satisfy some of the new-generation concepts. The characteristics that any system must fulfill for facilitating its integration into the machine tools are continuous online monitoring, parallel processing, open architecture, low cost, and reconfigurability, among others. Recent works about monitoring and fault detection can be classified into three categories: 1) offline methodologies; 2) automatic methodologies; and 3) works with a high degree of adaptability on machine tools. As part of offline analysis works, Guzel and Lazouglu presented a mathematical prediction model for a cutting-force system in balling and milling sculpture surfaces [4]. Jeong *et al.* developed an analytical model for offline feed rate scheduling that allows regulating the applied cutting force. Moreover, it is possible to compare the end-finishing error before and after to apply offline feed rate scheduling [5]. Other works are adapted for being integrated into machine tools because of their automatic methodology; however, they require some adaptations (e.g., open architecture platform and hardware development). Regarding this subject, Alonso and Salgado studied the application of singular spectral analysis for tool monitoring based on a PC [6]. Bilski and Winiecki developed a LabVIEW-based virtual spectral analyzer [7]. Ebersbach and Peng developed an expert system for machine monitoring through vibration analysis based on Microsoft Visual Basic [8]. In the third group are the works that satisfy some of the desirable characteristics for being integrated into the machine tools, such as continuous online monitoring. For instance, Malekian *et al.* monitored the tool during a micromilling process using multiple sensors and a digital signal processing (DSP)-based neuronal-network architecture. In this paper, they propose that the tool condition monitoring can be sent to the control system or to the user for making decisions [9]. Betta *et al.* developed a fast Fourier transform (FFT) analyzer based on a DSP architecture for vibration analysis in rotating machines with continuous-online-monitoring characteristics [10]. Rangel-Magdaleno *et al.* showed a novel methodology for broken-bar detection on induction motors using vibration and current analysis; the methodology was based on a field-programmable gate array (FPGA) architecture allowing continuous online monitoring [11]. Morales-Velazquez *et al.* developed a technique for monitoring the position, velocity, acceleration, and jerk on a machine tool. The technique is based on a finite-impulse response filter with open architecture [12]. Contreras-Medina *et al.* developed a vibration-monitoring system for induction motors based on an FPGA architecture that provides continuous online monitoring [13]. In accordance with the preceding analysis, it is necessary to continue contributing with the investigations focused on the development of continuous online monitoring for CNC to satisfy the new-generation machine-tool requirements.

According to the characteristics of the manufacturing processes, vibrations are one of the most significant variables to be monitored on machine tools since they directly affect the end piece finishing, tool life expectancy, general machine-tool

condition, current consumption, etc. Time domain, FFT, and discrete wavelet transform (DWT) are techniques often used for vibration analysis, because they are computationally efficient for online implementation. Useful information is obtained through time analysis to optimize manufacturing processes [14], [15]. FFT analysis makes failure detection easy on the frequency space for stationary and steady-state signals [6], [9], [16]. DWT allows time-frequency analysis for failure detection on nonstationary and transient signals [17]–[19]. A few works combine these techniques; for example, a fusion of FFT and DWT was used for specific-failure detection on rotating machines [20]–[22], yet it is difficult to find an instrument for vibration analysis that allows individually applying the time, FFT, and DWT techniques, and their fusion. Moreover, the lack of instruments with characteristics such as open architecture, low cost, parallel processing, and continuous online monitoring is remarkable. Through this, it is highly desirable to count on a vibration-analysis instrument that is capable of accomplishing new-generation machine-tool requirements, aside from being integrated, together with other modules (e.g., control and trajectory generator), into the machine tool. The instrument must also provide an individual time, FFT, and DWT analysis, along with the DWT-FFT fusion analysis, to provide a thorough vibration analysis.

The contribution of this work consists of developing a vibration-analysis methodology based on the time, FFT, DWT, and DWT-FFT techniques. Through this computationally efficient methodology, a continuous-online-monitoring instrument is implemented. This instrument provides the parameters for improving the control and decision-making processes in CNC machine tools. Another contribution consists of a three-channel vibration-measurement instrument implemented into an FPGA, which complies with the required characteristics for its integration on the new generation of CNC machine tools. Such implementation allows making the most of the advantages provided by FPGA devices, such as an open architecture that guarantees its integration with other modules, a parallel structure for a fast and efficient processing that permits continuous online monitoring, reconfigurability for constant updating to comply new requirements in the machine tools, and low cost. CNC lathe tests were made for demonstrating the efficiency of the proposed methodology efficiency.

## II. CNC VIBRATION ANALYSIS

This section presents the theoretical background of the utilized techniques in the proposed methodology for vibration analysis on CNC machine-tool applications. The theoretical background was focused on broken-tool detection, machining-vibration monitoring, and induction-motor fault detection. The acceleration signals utilized in this work were acquired with a triaxial microelectromechanical system (MEMS) accelerometer from STMicroelectronics [23], with an operating range of  $\pm 6 \text{ g}$  ( $1 \text{ g} = 9.81 \text{ m/s}^2$ ).

### A. Time-Domain Analysis

Time-domain analysis is utilized in measuring the vibration levels, based on the amplitude. The vibration-signal waveform

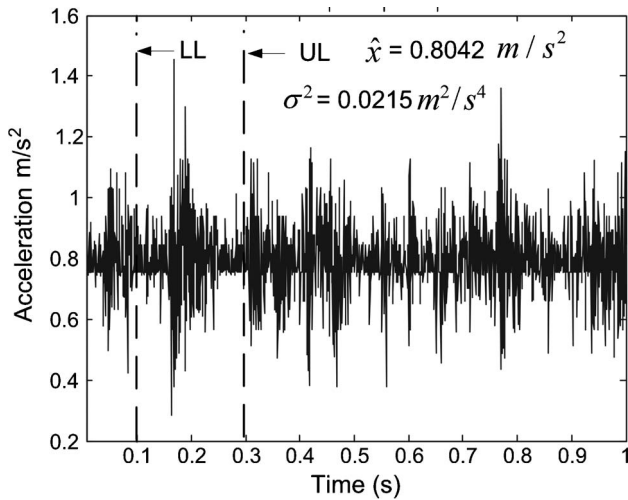


Fig. 1. Calculation of mean and variance in a specific region of interest for a typical vibration signal.

can give, by itself, relevant information regarding the analyzed process. On the other hand, basic statistic analysis such as the mean ( $\hat{x}$ ) and the variance ( $\sigma^2$ ) of the vibration signal can provide further information, as shown in [14] and [15], where the mean gives the dc level and the variance determines the rate of change of the vibration signal.  $\hat{x}$  and  $\sigma^2$  parameters can be calculated for the whole period or for a specific region of interest, as indicated in

$$\hat{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=LL}^{UL} x_i \quad (1)$$

$$\sigma^2(x) = \frac{1}{N} \sum_{i=LL}^{UL} (x_i - \hat{x})^2 \quad (2)$$

respectively, where  $UL$  is the upper limit,  $LL$  is the lower limit,  $x_i$  is the input data, and  $N = (UL - LL + 1)$  is the number of samples in the region of interest. Fig. 1 graphically shows the way that the region of interest is selected for calculating the mean and variance.

Time-domain analysis can be applied to any vibration signal, regardless if the signal is steady state or transient in nature. Through this analysis, it is possible to obtain information about the vibration signal, such as peak vibration, signal amplitude, mean, and signal variability [14], [15]. Some applications of this technique include the detection of defective rolling elements in bearings [24], the detection of damaged gearboxes at variable loads [16], and the optimization of machining parameters to reduce vibration levels [2].

### B. FFT Analysis

Given a time-domain data sequence  $x(n)$  for an  $N$ -point data set, its discrete Fourier transform (DFT) [25], where  $n$  and  $k$  are the discrete-time and frequency indexes, respectively, and the transformation kernel  $W$  are given by

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3)$$

$$W_N^{nk} = \exp\left(-j2\pi \frac{nk}{N}\right) \quad (4)$$

respectively. The FFT is the optimized implementation algorithm for the DFT computation.

The FFT analysis is commonly applied to vibration signals from rotating machinery when operating during the steady state. On rotating machinery, this analysis is applied to detect failures on gearboxes, mechanical unbalance, and broken-rotor bars in induction motors [11], [13], [16].

### C. DWT Analysis

It has widely been shown the usefulness of DWT for the signal processing of nonstationary or transient signals, because it preserves the time-domain characteristics [26]. The DWT is computed using a set of discrete-time low- and high-pass filters, as shown in Fig. 2, which is known as the algorithm of Mallat, where  $fs$  is the sampling frequency [27]. Fig. 2 has two sections, i.e., decomposition and reconstruction. The decomposition section processes the original signal through a low- and a high-pass filter to produce the low-frequency component known as the approximation and the high-frequency component known as the detail. The algorithm successively applies this processing to the approximation component. Each decomposition level decimates the original data length to half of the data in the previous level. According to the DWT filter bank properties, the frequency band for an approximation  $AC_L$  and a detail  $DC_L$  is given by

$$AC_L = \left[0, \frac{fs}{2^{L+1}}\right] \quad (5)$$

$$DC_L = \left[\frac{fs}{2^{L+1}}, \frac{fs}{2^L}\right] \quad (6)$$

respectively, where  $L$  is the desired decomposition level. On the other hand, the reconstruction section takes the information obtained from one or more decomposition levels and returns the signal representation to the time domain. Table I shows the corresponding DWT decomposition bandwidths for a sampling frequency  $fs = 1500$  Hz according to (5) and (6). For instance, in a wavelet decomposition level  $L = 3$  with a sampling rate of  $fs = 1500$  Hz, according to (5), the active bandwidth for the approximation coefficients  $AC'_3$  is  $[0, 1500/2^{3+1}] = [0, 93.75]$  Hz, and the active bandwidth for the detail coefficients  $DC_3$  is  $[1500/2^{3+1}, 1500/2^3] = [93.75, 187.5]$  Hz, according to (6).

DWT analysis is another tool provided by the system, particularly focused but not limited to transient and nonstationary signal analysis. This technique has successfully been applied for detecting cutting-tool breakage on machine tools [17]–[19] and broken bars in induction motors, mechanical unbalance, and damaged gearboxes [26], [28]–[30].

### D. Combined DWT With FFT Analysis

The principle behind the combination of DWT with FFT analyses is to take advantage of the characteristics of both analyses. For instance, the DWT isolates a specific frequency band of interest, and the FFT can estimate the precise location of the characteristic frequencies within this band; combining this way the DWT and the FFT permits to perform a zoom at

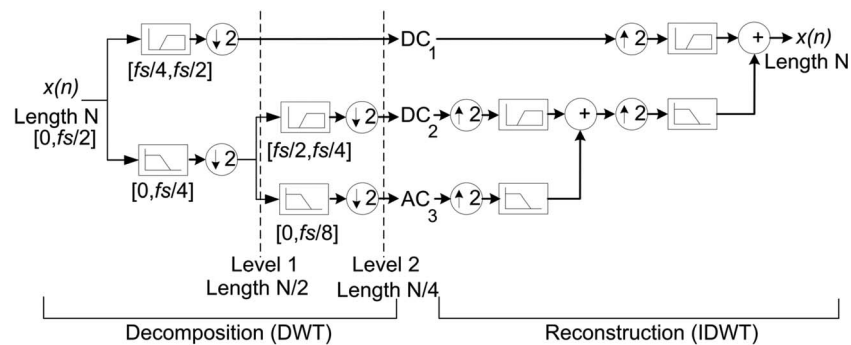


Fig. 2. Mallat algorithm.

TABLE I  
DWT DECOMPOSITION LEVEL FREQUENCY BANDS FOR A  
SAMPLING FREQUENCY  $f_s = 1500$  Hz

Level (L)	Approximation Bandwidth (Hz)	Detail Bandwidth (Hz)
1	$AC_1 [0, 375]$	$DC_1 [375, 750]$
2	$AC_2 [0, 187.5]$	$DC_2 [187.5, 375]$
3	$AC_3 [0, 93.75]$	$DC_3 [93.75, 187.5]$
4	$AC_4 [0, 46.87]$	$DC_4 [46.87, 93.75]$
5	$AC_5 [0, 23.43]$	$DC_5 [23.43, 46.87]$
6	$AC_6 [0, 11.71]$	$DC_6 [11.71, 23.43]$
7	$AC_7 [0, 5.859]$	$DC_7 [5.859, 11.71]$

the frequency spectrum of the signal in the active bandwidth of the DWT decomposition level, without increasing the FFT frequency resolution, which would require higher data length or sampling rate, with the consequent requirement of greater resources at the FPGA implementation and higher processing time. This combined technique has seldom been utilized in detecting damaged bearings and gearboxes [20], [21], but it can be applied to other analyses. Fig. 3 shows an example of the application of the combined DWT-FFT analysis. Fig. 3(a) shows the time-domain vibration signal from an induction motor. By applying the FFT to this signal, the spectrum in Fig. 3(b) is obtained, where it is possible to identify the fundamental frequency and some harmonics. Then, the frequency band around the fundamental frequency is selected for, and the DWT is applied to the time-domain signal to obtain level-3 decomposition and reconstruction shown in Fig. 3(c). Next, the FFT of this reconstruction is obtained in Fig. 3(d), where it is possible to identify a subharmonic component related to mechanical unbalance, which was not identified when applying the FFT only in Fig. 3(b). This combined DWT-FFT technique enhances the detectability of characteristic frequencies that are not easily detected with isolated techniques.

### E. Summary

Each of the different analyses has its own advantages and disadvantages, depending on the characteristics of the signal under

analysis and the specific fault to be determined. Time-domain analysis shows advantages for detecting vibration levels and their variability, FFT analysis gives good results for locating characteristic frequencies and their harmonics on stationary signals, DWT analysis provides relevant information on transient or nonstationary signals, and the fused DWT with FFT analysis takes advantage of the characteristics of both of them. Having in mind all these advantages, it is highly desirable to have an instrument that is able to perform different analyses, according to the application to obtain a reliable vibration-analysis tool.

## III. VIBRATION ANALYZER

The developed vibration analyzer complies with the requirements of real-time continuous online processing at low cost. The system has three main blocks: 1) instrumentation system with two three-axis vibration sensors; 2) FPGA-based signal processing unit; and 3) storage, display, and open-architecture CNC controller communication.

### A. FPGA-Based Signal Processing Unit Implementation

The FPGA-based implementation of the signal processing unit is shown in Fig. 4. The analysis methodology is fully implemented in a single FPGA, and the user can select the desired process to be performed. To keep the overall cost of the system low and to comply with the processing speed requirements, all the processing cores (FFT, DWT, interface, etc.) were fully developed by the authors under hardware description language, and no commercially available processing cores were used. It is worth noticing that commercially available processing cores are developed for targeting medium- to high-cost FPGA. The developed cores are shown in Fig. 4. The USB interface is responsible for communicating the instrument with an optional PC for storage and further processing purposes. The data-acquisition system (DAS) driver interfaces the processing unit with the instrumentation system to acquire the three-axis vibration signal from the two sensors. The wavelet processor performs the decomposition and reconstruction of the selected level of analysis; this task is performed in  $389.23 \mu\text{s}$  for a data set of 1024 samples. The FFT processor performs its task in  $308.0 \mu\text{s}$  for a data set of 1024 samples. The mean and variability processors perform the processing task in less than  $1.0 \mu\text{s}$  for the selected range. Due to the FPGA capabilities, each of the selected processes is done for the three vibration



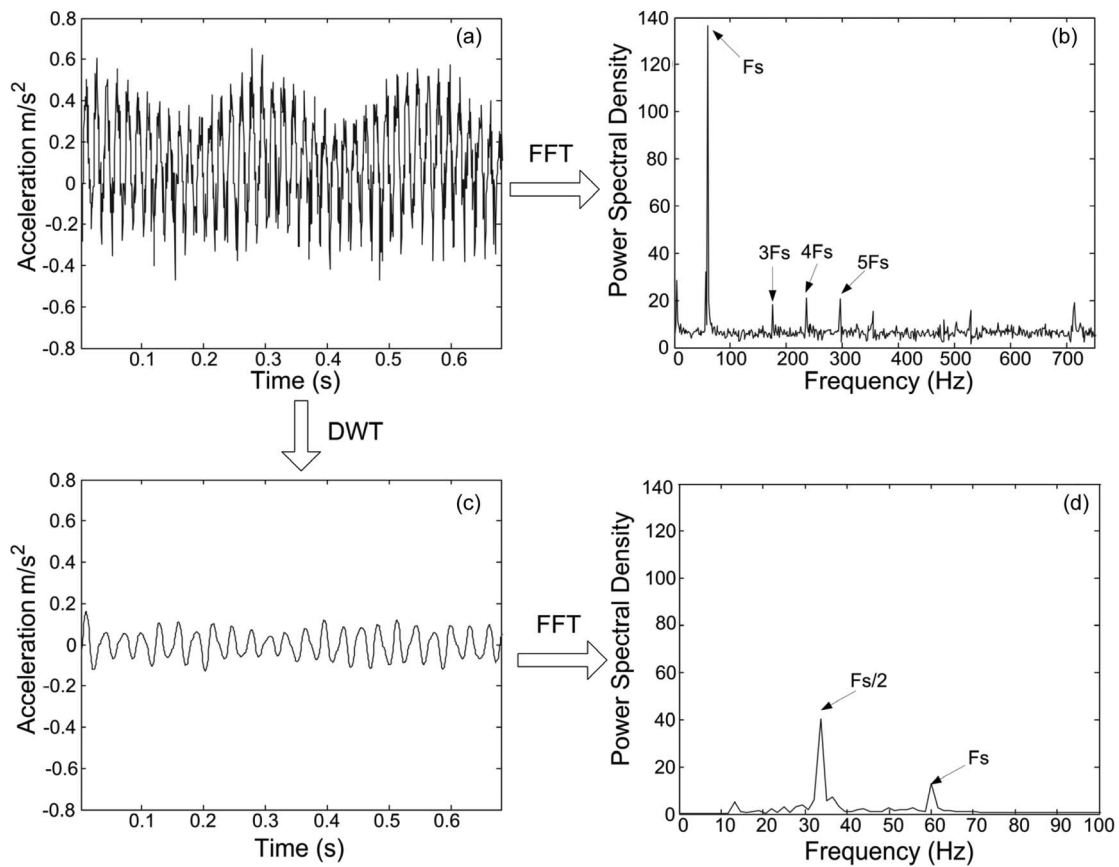


Fig. 3. DWT with FFT analysis. (a) Time-domain vibration signal. (b) Original signal spectrum. (c) DWT decomposition and reconstruction level 3. (d) Enhanced spectrum of the wavelet-processed signal.

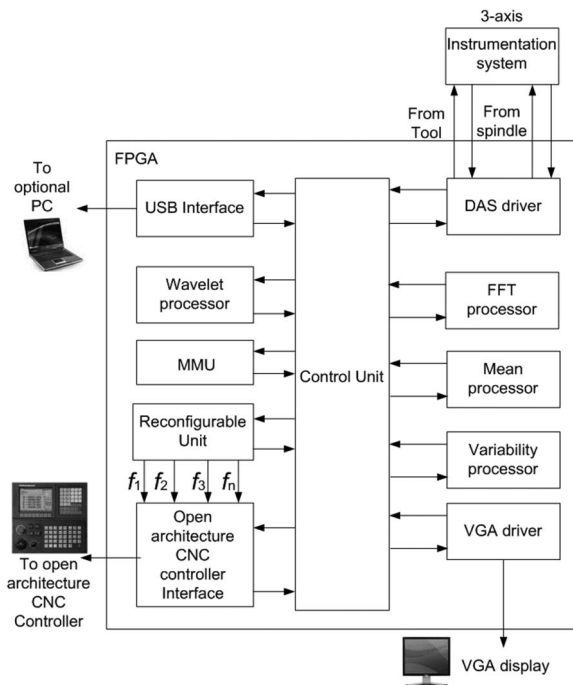


Fig. 4. Block diagram of the FPGA-based signal processing unit.

axes in parallel. The VGA driver generates the plots of the processing results (time-domain, FFT, and DWT) and sends them to a VGA screen for display purposes only. The memory-

management unit synchronizes input and output data for all the internal processes. The reconfigurable unit permits the instrument to integrate specific rules in hardware to perform real-time monitoring and/or detection tasks through the activation of one or several flags to communicate the processing results with other interconnected cores in the system to take control actions. The open-architecture CNC controller interface is responsible for communicating the instrument with the open-architecture CNC controller to make decisions (see Fig. 4). The target FPGA is an XC3S1000 FPGA from Xilinx working at an operating clock frequency of 50 MHz.

Parallel processing in three axes means that the computation of the selected analysis is performed by three separated units in hardware at the same time, which implies that the instrument is able to give a processing result in less than 1 ms for the three axes (actual processing time = 698.23  $\mu$ s). The user can select either using the two instrumentation systems or selecting just one for the processing. FPGA-based hardware processing units have repeatedly been reported to outperform PC-based processing units by two or three orders of magnitude [13], [30], [31], which is the case for the present development.

### B. Instrumentation System

The instrumentation system utilized for this research is based on two three-axis MEMS accelerometer LIS3LO2AS4 from STMicroelectronics [23], and the structure used for both is shown in Fig. 5. The accelerometer range is user selectable to

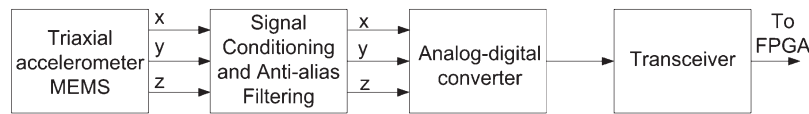


Fig. 5. Instrumentation system.

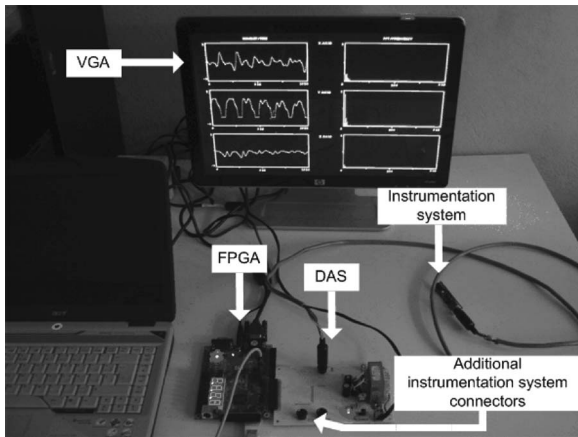


Fig. 6. Overall vibration analyzer system.

$\pm 2$  g or  $\pm 6$  g ( $1 \text{ g} = 9.81 \text{ m/s}^2$ ), a  $5 \times 10^{-4}$  g resolution over a 100-Hz bandwidth, and a bandwidth of 1.5 kHz for all axes. The accelerometer is placed in a printed circuit board, along with signal conditioning, antialias filtering as recommended by the manufacturer, and the analog-to-digital converter (ADC). The ADC is a four-channel 12-bit ADS7841 from Texas Instruments, with a maximum sampling frequency of 200 kHz for each channel. Finally, an RS-232 transceiver completes the interface of the instrumentation system with the FPGA-based signal-processing unit. The sampling rate for this experiment implementation is set to 1.5 kHz.

### C. Overall System

The overall system can be seen in Fig. 6 with the instrumentation system, DAS, FPGA-based processing unit, VGA display, and optional PC connected via USB. The system is able to analyze three vibration axes; the VGA display is able to simultaneously show six plots, where the displayed plots depend on the selected analysis. Postprocessing and storage capabilities are available to the vibration analyzer with an optional PC. Fig. 7 shows three examples of how the plots are displayed. Fig. 7(a) shows a time-domain signal, Fig. 7(b) shows the spectrum of an FFT-processed signal, and Fig. 7(c) shows a wavelet-processed signal at level 1. Table II shows the developed vibration analyzer specifications.

## IV. EXPERIMENTATION AND RESULTS

This section presents four cases of study to validate each of the developed techniques based on a test bench for a retrofitted-to-CNC lathe. For the time-domain technique, an analysis over a machining is proposed, the FFT analysis is applied to the spindle induction motor with mechanical unbalance, the DWT analysis is utilized in a spindle induction motor with broken

bars, and the combined DWT with FFT analysis is applied to the spindle induction motor to identify the natural frequencies.

### A. Experimental Setup

The test bench is a retrofitted-to-CNC lathe, in which a machining over aluminum is performed. The instrumentation system is mounted near the cutting tool, as recommended [32]. Fig. 8(a) shows the retrofitted-to-CNC lathe, Fig. 8(b) shows the instrumentation system mounted near the cutting tool, and Fig. 8(c) shows the second instrumentation system mounted on the spindle induction motor, which has the following characteristics: supply of 220 V at 60 Hz, power of 5.5 kW, and 6.36 A of nominal current. Different conditions can be established in the spindle induction motor such as the following: 1) healthy motor; 2) motor with broken bars; and 3) mechanically unbalanced coupling.

### B. Time-Domain Analysis Results

One of the major issues in manufacturing industry is piece finishing, which is directly affected by the generated vibrations during the machining process. The generated vibrations greatly depend on the positioning profile of the cutting tool, which was performed by the CNC controller, which can be trapezoidal [32] or polynomial [31]. Utilizing the retrofitted-to-CNC lathe from Fig. 8, a trochoidal shape is machined for a standard trapezoidal motion profile, obtaining the time-domain vibration signal shown in Fig. 9(a). Fig. 9(b) shows the time-domain vibration signal obtained with a polynomial motion profile. With the aid of the developed vibration analyzer, the mean and variance are calculated for both motion profiles, giving the trapezoidal profile the values  $\hat{x} = 0.8029 \text{ m/s}^2$  and  $\sigma^2 = 0.217 \text{ m}^2/\text{s}^4$  and the polynomial profile  $\hat{x} = 0.801 \text{ m/s}^2$  and  $\sigma^2 = 0.1399 \text{ m}^2/\text{s}^4$ , with both results calculated at the torsional axis. From the values obtained by the proposed vibration analyzer, it can be concluded that the polynomial motion profile reduces vibration levels by about 35%.

### C. FFT Analysis Results

Mechanical unbalance in induction motors and their coupling is a problem that can be detected with FFT analysis to the steady-state vibration signal; this defect is reflected on the signal spectrum with a significant increase in the fundamental frequency [13]. For this case of study, a reconfigurable module was implemented as shown in Fig. 4 to provide a control flag that monitors the main-frequency spectral component to give an alarm signal when it overpasses a certain preestablished level, indicating severe mechanical unbalance in the motor. This experiment was performed in the test bench of Fig. 8.

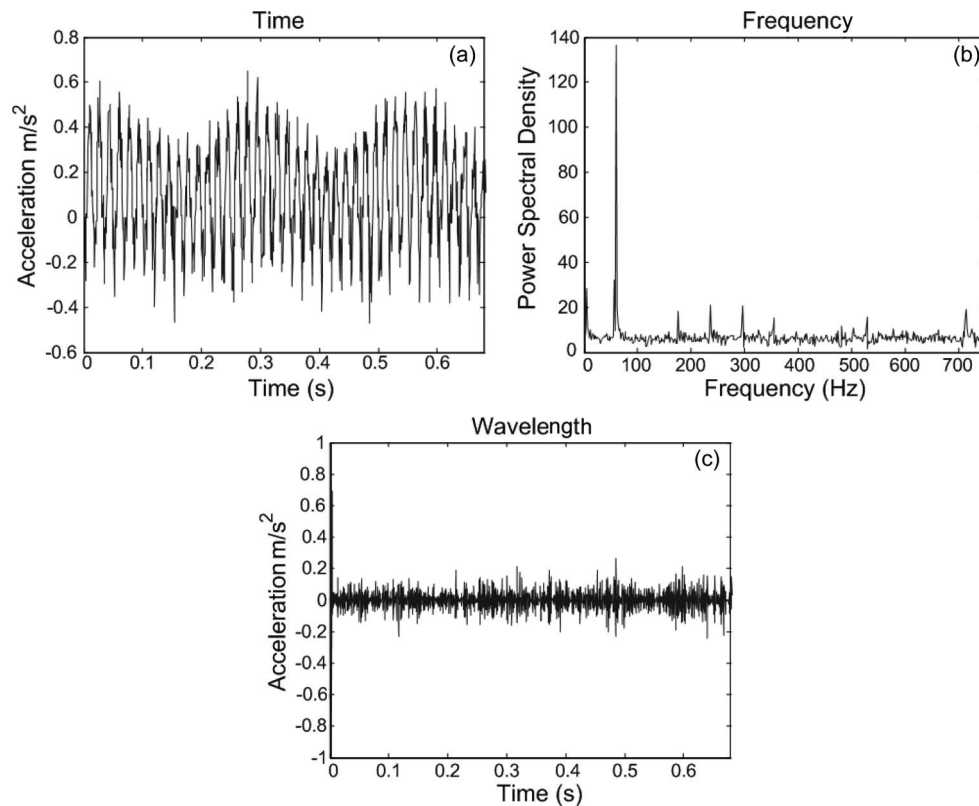


Fig. 7. Typical VGA display. (a) Time-domain signal. (b) FFT-processed spectrum. (c) Wavelet processed signal at level 1.

TABLE II  
SPECTRUM ANALYZER SPECIFICATIONS

Frequency Range	0-750 Hz
Frequency Resolution	1.46 Hz
Signal Amplitude	-6 to 6 g
ADC Resolution	12 bits
ADC Sampling Rate	1.5 ksp/s
System Clock Frequency	50 MHz

Fig. 10(a) shows the time-domain signal for a balanced motor, and Fig. 10(c) shows its corresponding spectrum where the fundamental vibration frequency is easily located. Fig. 10(b) shows the time-domain signal for a motor with light mechanical unbalance, and Fig. 10(d) shows its corresponding spectrum, where the fundamental vibration frequency has greatly increased its amplitude, due to the mechanical unbalance.

#### D. DWT Analysis Results

Another common failure in induction motors is the presence of broken rotor bars, which can be better detected through DWT analysis during the startup transient [30]. This experiment was done with the test bench of Fig. 8 for a healthy motor and a motor with two broken rotor bars. Fig. 11(a) shows the time-domain vibration signal for a healthy motor, and Fig. 11(b) shows the time-domain vibration signal for the motor with

two broken bars. The DWT analysis with decomposition and reconstruction level 5 is shown in Fig. 11(c) for the healthy motor and in Fig. 11(d) for the motor with two broken bars. The wavelet reconstructed signal for the motor with broken bars has clearly increased its amplitude when compared against the healthy motor, indicating the presence of the failure.

#### E. Combined DWT With FFT Analysis Results

The combined DWT with FFT analysis technique is assessed in the test bench shown in Fig. 8 to identify the natural frequencies of the system, which are lower than the operating frequency of 60 Hz, during the shutting-down transient. Following the described analysis methodology, the signal of the shutting-down transient is acquired in the time domain to obtain Fig. 12(a). Then, successive FFT analyses obtain the spectra set shown in Fig. 12(b) to determine the low-frequency region, where there is resonance on the vibrating signal. For this experiment, the region of interest lies below 50 Hz, and the recommended decomposition level for the DWT is  $AC_4$  with an active frequency band from 0 to 46.87 Hz (Table I). Once the decomposition level has been established, the time-domain signal is wavelet processed to obtain the decomposition and reconstruction shown in Fig. 12(c). This resulting wavelet contains the time evolution of the natural frequencies of the system, and to locate these frequencies, the FFT is applied to obtain the spectrum in Fig. 12(d). From the spectrum of the wavelet-processed signal, it is easy to see that the system has three natural frequencies marked  $F_{n1}$ ,  $F_{n2}$ , and  $F_{n3}$ . It must be noticed that the natural frequencies identified by

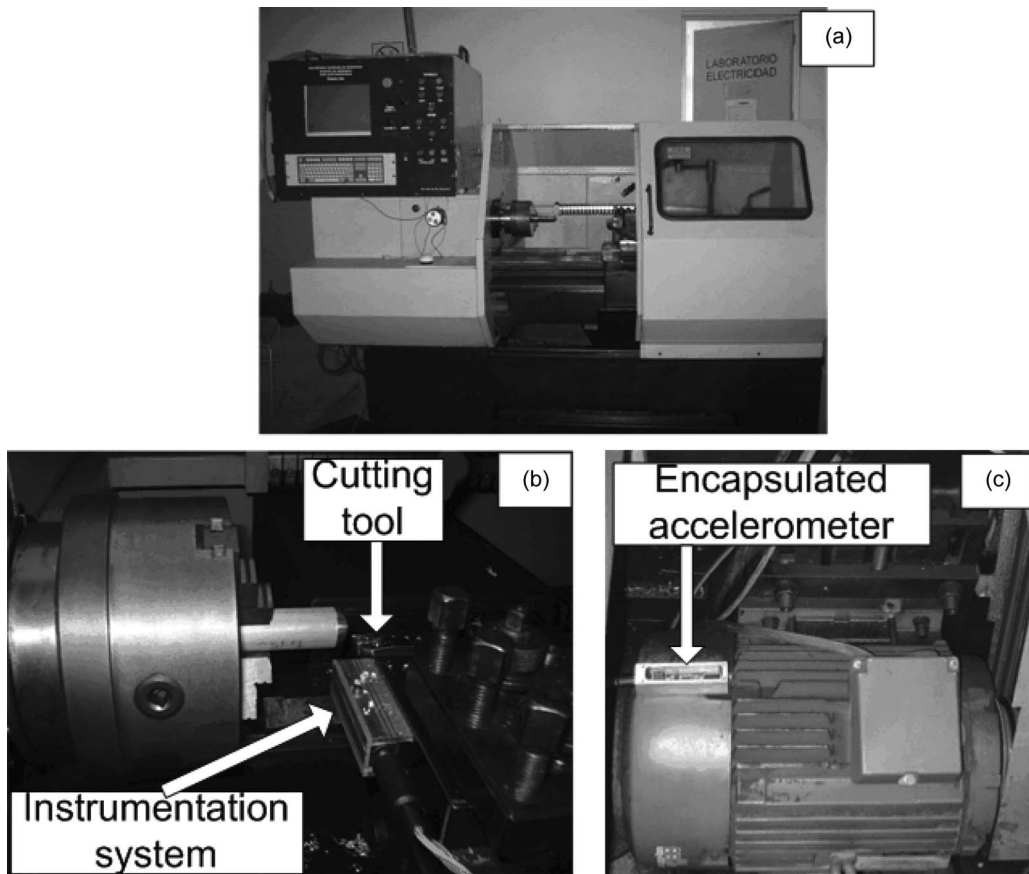


Fig. 8. CNC test bench. (a) Retrofitted-to-CNC lathe. (b) Instrumentation system location near tool. (c) Encapsulated accelerometer on spindle induction motor.

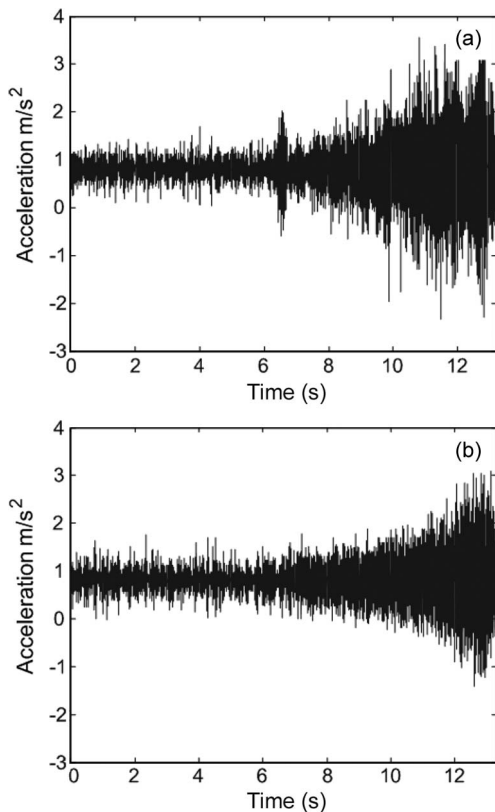


Fig. 9. Machining vibrations in a retrofitted-to-CNC lathe. (a) Trapezoidal motion profile. (b) Polynomial motion profile.

the combined analysis are not easily identified when the FFT analysis is utilized by its own.

#### F. Discussion

The first case of study shows the relevance of the vibration time-domain analysis. By calculating the mean and variance for a range of interest, the system is able to give a measure of the vibration levels and consequently to improve the machining processes by choosing the motion profile in CNC machines that decreases vibration levels. The second case of study validates the FFT-based vibration analysis by detecting mechanical unbalance in spindle induction motors. The third case of study makes use of the DWT during the startup transient for detecting broken rotor bars in spindle induction motors. FFT and DWT analyses are not limited to the cases presented in this section, and due to the instrument versatility, these analyses can be applied for detecting other failures or extracting certain mechanism properties as in the fourth case of study. The fourth case of study demonstrates the usefulness of the fused DWT with FFT analysis for locating the natural frequencies in a mechanical system during the shutting-down transient, which are not evident by applying only one of these techniques. Comparing the performance of the developed general instrument with multiple implemented techniques with that of other instruments with a single technique, it is evident that the proposed methodology offers the same effectiveness than previously reported works while extending its processing capabilities in a single instrument for a low-cost system.

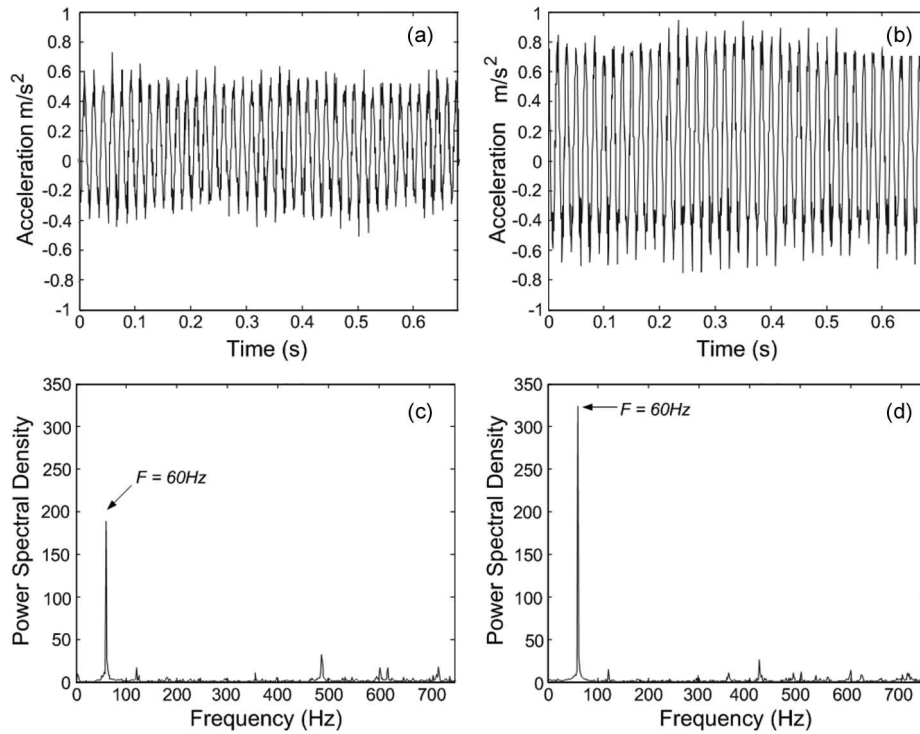


Fig. 10. FFT analysis. (a) Time-domain balanced motor signal. (b) Time-domain motor signal with mechanical unbalance. (c) Corresponding spectrum for the balanced motor. (d) Corresponding spectrum for the unbalanced motor.

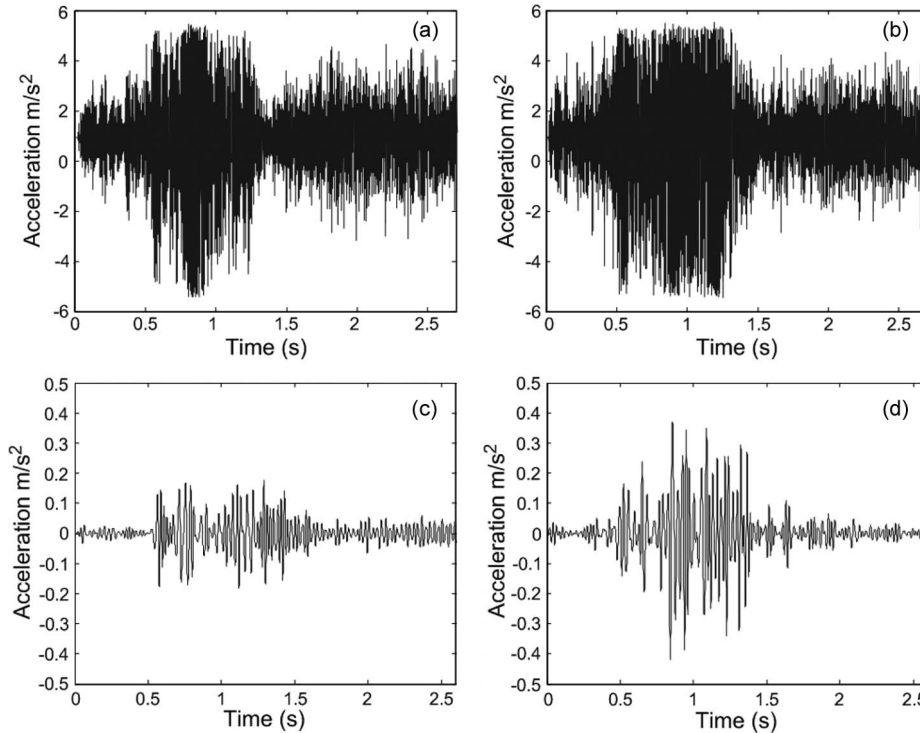


Fig. 11. DWT analysis. (a) Time-domain signal for a healthy motor. (b) Time-domain signal for a motor with two broken bars. (c) DWT reconstruction level 5 for a healthy motor. (d) DWT reconstruction level 5 for a motor with two broken bars.

## V. CONCLUSION

This work has presented a methodology of fused techniques to develop a continuous-monitoring instrument for vibration analysis for being included in the new generation of CNC machine tools. The fused analysis comprises the time-domain,

FFT, DWT, and the combined DWT with FFT techniques, contrary to other reported works that base the analysis on a single technique or focus the processing to determine a special feature of the signal. The fused methodology has been tested in four applications that clearly highlight the advantages of the

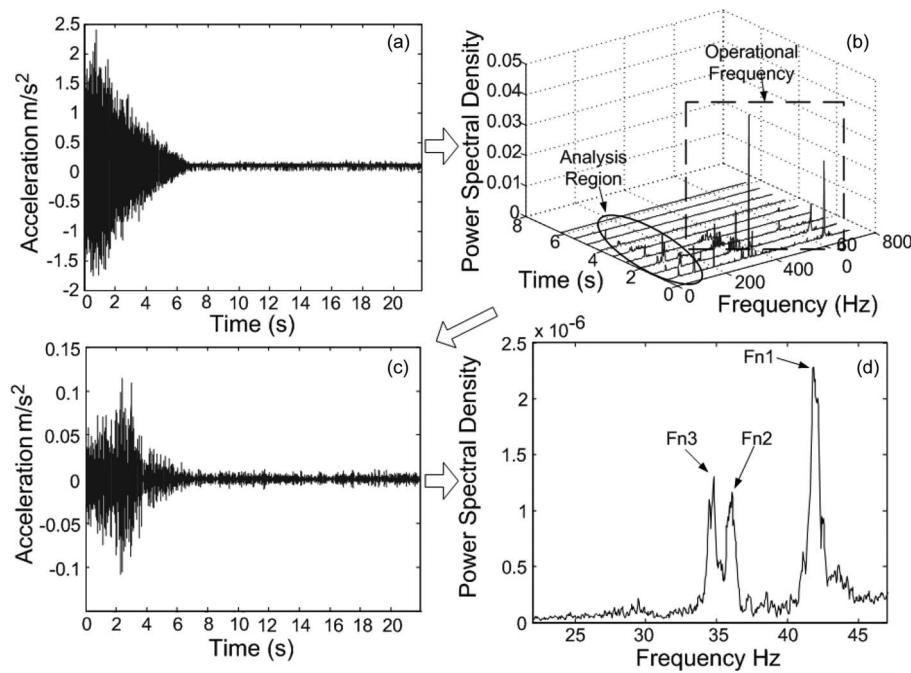


Fig. 12. Combined DWT with FFT analysis. (a) Time-domain signal at the stop transient. (b) Successive spectra of the vibration signal. (c) Decomposition and reconstruction level 4 DWT. (d) Spectrum of the wavelet-processed signal.

methodology fusion. Time-domain analysis helps in improving manufacturing processes by determining the optimum motion profile that reduces vibration on CNC machinery. The FFT and DWT analyses are useful techniques that have proven their efficiency on vibration analysis by themselves; these techniques are implemented in the developed instrument. On the other hand, the combined DWT with FFT analysis, which is a major development on this research, extends the standard analysis techniques of other instruments by providing the user with a powerful methodology for locating time-evolving frequencies, such as natural frequencies in mechanical systems. In addition, the FPGA implementation of the proposed methodology with proprietary hardware signal-processing cores in parallel, which optimizes resources and satisfies processing time for a continuous online and real-time analysis that outperforms PC-based instruments in two orders of magnitude, helps to keep the overall cost of the developed instrument low. Finally, the developed instrument can be utilized in new-generation CNC machine tools, establishing communication with other modules such as the control system.

## REFERENCES

- [1] R. Neugebauer, B. Denkena, and K. Wegener, "Mechatronic systems for machine tools," *CIRP Ann.-Manuf. Technol.*, vol. 56, no. 2, pp. 657–686, 2007.
- [2] S. Medik, P. Pruschek, and J. Hernandez, "Beyond intelligent manufacturing: A new generation for flexible intelligent NC machines," *Mech. Mach. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 466–476, Feb. 2009.
- [3] X. Desforges and B. Archimède, "Multi-agent framework based on smart sensors/actuators for machine tools control and monitoring," *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 19, no. 6, pp. 641–655, Sep. 2006.
- [4] B. U. Guzel and I. Lazoglu, "Increasing productivity in sculpture surface machining via off-line piecewise variable feedrate scheduling based on the force system model," *Int. J. Mach. Tool. Manuf.*, vol. 44, no. 1, pp. 21–28, Jan. 2004.
- [5] H. K. Jeong, Y. S. Won, and C. Dong-Woo, "Off-line feed rate scheduling using virtual CNC based on an evaluation of cutting performance," *Comput.-Aided Design*, vol. 35, no. 4, pp. 383–393, Apr. 2003.
- [6] F. J. Alonso and D. R. Salgado, "Analysis of the structure of vibration signals for tool wear detection," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 22, no. 3, pp. 735–748, Apr. 2008.
- [7] P. Bilski and W. Winiecki, "A low-cost real-time virtual spectrum analyzer," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, no. 6, pp. 2169–2174, Dec. 2007.
- [8] S. Ebersbach and Z. Peng, "Expert system development for vibration analysis in machine condition monitoring," *Expert. Syst. Appl.*, vol. 34, no. 1, pp. 291–299, Jan. 2008.
- [9] M. Malekian, S. S. Park, and M. B. Jun, "Tool wear monitoring of micro-milling operations," *J. Mater. Process. Technol.*, vol. 209, no. 10, pp. 4903–4914, Jun. 2009.
- [10] G. Betta, C. Liguori, A. Paolillo, and A. Pietrosanto, "A DPS-based FFT-analyzer for the fault diagnosis of rotating machine based on vibration analysis," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, no. 6, pp. 1316–1322, Dec. 2002.
- [11] J. J. Rangel-Magdaleno, R. J. Romero-Troncoso, R. A. Osornio-Rios, E. Cabal-Yepez, and L. M. Contreras-Medina, "Novel methodology for online half-broken-bar detection on induction motors," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 5, pp. 1690–1698, May 2009.
- [12] L. Morales-Velazquez, R. J. Romero-Troncoso, R. A. Osornio-Rios, and E. Cabal-Yepez, "Sensorless jerk monitoring using an adaptive antisymmetric high-order FIR filter," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 7, pp. 2383–2394, Oct. 2009.
- [13] L. M. Contreras-Medina, R. J. Romero-Troncoso, E. Cabal-Yepez, J. J. Rangel-Magdaleno, and J. R. Millan-Almaraz, "FPGA-based multiple-channel vibration analyzer for industrial applications in induction motor failure detection," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 1, pp. 63–72, Jan. 2010.
- [14] C. Aliustaglu, H. M. Ertunc, and H. Ocak, "Tool wear condition monitoring using a sensor fusion model based on fuzzy inference system," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 2, pp. 539–546, Feb. 2009.
- [15] A. N. Kalashnikov, "Waveform measurement using synchronous digital averaging: Design principles of accurate instruments," *Measurement*, vol. 42, no. 1, pp. 18–27, Jan. 2009.
- [16] W. Bartelmus and R. Zimroz, "Vibration condition monitoring of planetary gearbox under varying external load," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 1, pp. 246–257, Jan. 2009.
- [17] J. C. Chen and W. Liang, "Tool breakage detection system using an accelerometer sensor," *J. Intell. Manuf.*, vol. 10, no. 2, pp. 187–197, Apr. 1999.

- [18] T. I. El-Wardany, D. Gaoand, and M. Elbestawi, "Tool condition monitoring in drilling using vibration signature analysis," *Int. J. Mach. Tool. Manuf.*, vol. 36, no. 6, pp. 687–711, Jun. 1996.
- [19] D. E. Dimla and P. M. Lister, "On-line metal cutting tool condition monitoring. I: Force and vibration analyses," *Int. J. Mach. Tool. Manuf.*, vol. 40, no. 5, pp. 739–768, Apr. 2000.
- [20] H. Qingbo, Z. Feng, and F. Kong, "Detection of signal transients using independent component analysis and its application in gearbox condition monitoring," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 21, no. 5, pp. 2056–2071, Jul. 2007.
- [21] C. Wang, R. X. Gao, and R. Yan, "Unified time-scale-frequency analysis for machine defect signature extraction: Theoretical framework," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 1, pp. 226–235, Jan. 2009.
- [22] R. Yan and R. X. Gao, "Energy-based feature extraction for defect diagnosis in rotary machines," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 9, pp. 3130–3139, Sep. 2009.
- [23] *STMICROELECTRONICS Data Sheet LIS3L02AS4*, STMICROELECTRONICS Co., Geneva, Switzerland, 2005.
- [24] B. Samanta and K. R. Al-Balushi, "Artificial neural network based fault diagnostics rolling element bearings using time-domain features," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 17, no. 2, pp. 317–328, Mar. 2003.
- [25] J. G. Proakis and D. K. Manolakis, *Digital Signal Processing, Principles and Applications*, 4th ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 2006.
- [26] Z. K. Peng and F. L. Chu, "Application of the wavelet transform in machine condition monitoring and fault diagnostics: A review with bibliography," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 18, no. 2, pp. 199–221, Mar. 2004.
- [27] S. G. Mallat, "A theory for multiresolution signal decomposition: The wavelet representation," *IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell.*, vol. 11, no. 7, pp. 674–693, Jul. 1989.
- [28] J. Rafiee and P. W. Tse, "Use of autocorrelation of wavelet coefficients for fault diagnosis," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 5, pp. 1554–1572, Jul. 2009.
- [29] J. Antonino-Daviu, P. Jover-Rodriguez, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sanchez, and A. Arkkio, "Detection of combined faults in induction machines with stator parallel branches through the DWT of the startup current," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 23, no. 7, pp. 2336–2351, Oct. 2009.
- [30] C. Rodriguez-Donate, R. J. Romero-Troncoso, A. Garcia-Perez, and D. A. Razo-Montes, "FPGA based embedded system for induction motor failure monitoring at the start-up transient vibrations with wavelets," in *Proc. IEEE Int. SIES*, Montpellier, France, 2008, pp. 208–214.
- [31] R. A. Osornio-Rios, R. J. Romero-Troncoso, G. Herrera-Ruiz, and R. Castañeda-Miranda, "Computationally efficient parametric analysis of discrete-time polynomial based acceleration-deceleration profile generation for industrial robotics and CNC machinery," *Mechatronics*, vol. 17, no. 9, pp. 511–523, Nov. 2007.
- [32] Y. Altintas, *Manufacturing Automation: Metal Cutting Mechanics, Machine Tool Vibration, and CNC Design*. Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, 2000.



**Jose de Jesus Rangel-Magdaleno** (S'08) received the B.E. degree in electronics engineering (*cum laude*) and the M.E. degree (*summa cum laude*) in electrical engineering on hardware signal processing applications from the Faculty of Mechanical, Electrical, and Electronics Engineering (FIMEE), University of Guanajuato, Guanajuato, Mexico, in 2006 and 2008, respectively. He is currently working toward the Ph.D. degree with the Autonomous University of Querétaro, San Juan del Rio, Mexico.

His research interests include mechatronics, instrumentation, and digital systems applied to solutions for industrial problems.



**Rene de Jesus Romero-Troncoso** (M'08) received the B.E. and M.E. degrees in electronics from the University of Guanajuato, Guanajuato, Mexico, and the Ph.D. degree in mechatronics from the Autonomous University of Querétaro, San Juan del Rio, Mexico.

He is a National Researcher with CONACYT. He is currently a Head Professor with the University of Guanajuato and an Invited Researcher with the Autonomous University of Querétaro. He has been an Adviser of more than 150 theses, an author of two books on digital systems (in Spanish), and a coauthor of more than 40 technical papers in international journals and conferences. His research interests include hardware signal processing and mechatronics.

Dr. Romero-Troncoso was the recipient of the "2004 ADIAT National Award on Innovation" for his works in applied mechatronics and the "2005 IEEE ReConFig'05" award for his works in digital systems.



**Roque Alfredo Osornio-Rios** received the B.E. degree from Instituto Tecnológico de Querétaro, Querétaro, Mexico, and the M.E. and Ph.D. degrees from the Autonomous University of Querétaro, San Juan del Rio, Mexico.

He is a National Researcher with CONACYT. He is currently a Head Professor with the Autonomous University of Querétaro. He has been an Adviser of more than 20 theses and a coauthor of more than 23 technical papers in international journals and conferences. His research interests include hardware

signal processing and mechatronics.

Dr. Osornio-Rios was the recipient of the "2004 ADIAT National Award on Innovation" for his works in applied mechatronics.



**Eduardo Cabal-Yepez** (M'09) received the B.Eng. and M.Eng. degrees from the Universidad de Guanajuato, Salamanca, Mexico, and the D.Phil. degree from the University of Sussex, Falmer, U.K.

He is currently a Full-Time Professor with the Faculty of Mechanical, Electrical, and Electronics Engineering, Universidad de Guanajuato, doing research work at the HSPdigital group, which is focused on hardware signal processing on field-programmable gate array for applications in mechatronics.



**Aurelio Dominguez-Gonzalez** born in Mexico in 1968. He received the B.Sc. degree in electromechanical engineering from the Autonomous University of Querétaro, San Juan del Rio, Mexico, in 1993, the M.Sc. degree in mechanical engineering from the Institute Technologic of Queretaro, Queretaro, in 1997, and the Ph.D. degree in mechanical engineering from Concordia University, Montreal, QC, Canada, in 2005.

Since then, he has been a Full-Time Professor with the Engineering Faculty, Autonomous University of Querétaro. His research interests include optimization, automation of industrial equipment, finite-element models, and image processing.

Article

## Novel Oversampling Technique for Improving Signal-to-Quantization Noise Ratio on Accelerometer-Based Smart Jerk Sensors in CNC Applications

Jose J. Rangel-Magdaleno <sup>1</sup>, Rene J. Romero-Troncoso <sup>1,2,\*</sup>, Roque A. Osornio-Rios <sup>1</sup> and Eduardo Cabal-Yepez <sup>2</sup>

<sup>1</sup> Facultad de Ingeniería, Campus San Juan del Río, Universidad Autónoma de Querétaro / Río Moctezuma 249, Col. San Cayetano, 76807 San Juan del Río, Querétaro, Mexico; E-Mails: jjrangel@hspdigital.org (J.J.R.-M.); raosornio@hspdigital.org (R.A.O.-R.);

<sup>2</sup> HSPdigital Research Group, División de Ingenierías, Campus Irapuato-Salamanca, Universidad de Guanajuato / Carr. Salamanca-Valle km 3.5+1.8, Comunidad de Palo Blanco, 36700 Salamanca, Guanajuato, Mexico; E-Mail: ecabal@hspdigital.org (E.C.-Y.)

\* Author to whom correspondence should be addressed; E-Mail: troncoso@hspdigital.org (R.J.R.-T.); Tel.: +52-464-647-9940; Fax: +52-464-647-9940

Received: 8 May 2009; in revised form: 14 May 2009 / Accepted: 19 May 2009 /

Published: 19 May 2009

---

**Abstract:** Jerk monitoring, defined as the first derivative of acceleration, has become a major issue in computerized numeric controlled (CNC) machines. Several works highlight the necessity of measuring jerk in a reliable way for improving production processes. Nowadays, the computation of jerk is done by finite differences of the acceleration signal, computed at the Nyquist rate, which leads to low signal-to-quantization noise ratio (SQNR) during the estimation. The novelty of this work is the development of a smart sensor for jerk monitoring from a standard accelerometer, which has improved SQNR. The proposal is based on oversampling techniques that give a better estimation of jerk than that produced by a Nyquist-rate differentiator. Simulations and experimental results are presented to show the overall methodology performance.

**Keywords:** jerk; acceleration; smart sensors; SQNR; oversampling

---



## 1. Introduction

Nowadays, jerk monitoring has become a major issue in computerized numeric controlled (CNC) machines. Jerk is defined as the first derivative of acceleration and it provides information related to sudden changes in vibration levels of machinery. There are several works aimed to generate jerk limited trajectories and motion profiles for CNC machines and robotics. For instance, Osornio-Rios *et al.* [1] presented the implementation of higher degree polynomial acceleration profiles for peak jerk reduction in servomotors, Erkorkmaz and Altintas [2] developed a jerk limited trajectory generation and quintic spline interpolation for high-speed CNC machines and Dong *et al.* [3] showed a feed-rate optimization with jerk constraints for generating minimum-time trajectories for robotics. Moreover, there are a number of proposals focused on improving the CNC machining processes by monitoring system dynamics (involving position, speed, acceleration and jerk on servomotor actuated axes) and limiting vibration levels to increase tool life and reduce overall costs. The desired characteristics that next generation CNC machines should include are reviewed by Mekid *et al.* [4], and Lorenzer *et al.* [5] presented the modeling and evaluation of reconfigurable machines where jerk monitoring is of major relevance. These works highlight the necessity of measuring jerk (among other dynamic related variables) in a reliable way for improving production processes.

There are very few proposals for the development of a sensor that directly measures jerk like those reported by Nobuhiko *et al.* [6] and Fujiyoshi *et al.* [7], and there is also a lack of commercially available jerk sensors. In order to palliate this lack of jerk sensors two methodologies have been proposed: the sensorless and the accelerometer-based approaches. The sensorless approach reads the position information from an optical encoder, generally attached to all servomotors in the axis control loop of the CNC machine, and then successively derivates the data to obtain an estimation of speed, acceleration, and jerk. This methodology has several disadvantages, as demonstrated by Chang and Chang [8], because derivatives are calculated using finite differences that corrupt information. By using wavelets, de Santiago-Perez *et al.* [9], and finite impulse response filters, Morales-Velazquez *et al.* [10], showed that it is possible to efficiently derivate the jerk signal from the optical encoder; nevertheless, the information provided by these researches is limited to the dynamics on the servomotor controlled axis and the methodology does not provide information on the induced vibrations due to the cutting process. On the other hand, accelerometer-based jerk monitoring takes into account the axis dynamics as well as the induced vibrations, but the derivation process to estimate the jerk from the acceleration leads to low signal-to-quantization noise ratio (SQNR) during the finite-difference computation of jerk [7,11].

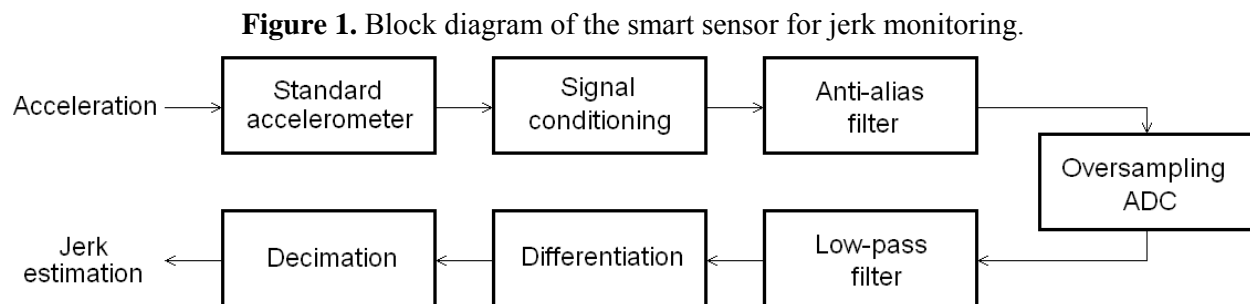
Smart sensors that include in their functionalities signal processing, communication, and integration capabilities have become widely used in countless applications. The term “smart sensor” is employed according to the functionality classification given in Rivera *et al.* [12], from the definitions of the Institute of Electrical and Electronics Engineers [13-14]. A few examples, among many available, on the development of smart sensors are: Hernández [11], presented a survey on optimal signal processing techniques applied to improve the performance of mechanical sensors in automotive applications, focusing on the signal processing capabilities of smart sensors; Rivera *et al.* [12] developed a progressive polynomial algorithm for self-adjustment and optimal response in intelligent sensors, focusing their work on non-linear signal processing and present a microcontroller-based

implementation; in another example described by Hernández [15], the response of several accelerometers in a car under performance tests is improved by using Kalman filtering, focusing the work in signal processing. These few samples highlight the relevance of smart-sensor development in recent times.

The novelty of this work is the development of a smart sensor for jerk monitoring from a standard accelerometer, which has improved SQNR. The proposal is based on oversampling techniques that uniformly distribute the quantization noise throughout the extended bandwidth, then filter the frequency-band where the signal information is contained, and further decimate (undersample) the data stream to give a better estimation of jerk than that produced by a Nyquist-rate discrete differentiator. Simulations and experimental results are presented to show the overall methodology performance.

## 2. Theoretical Framework

Figure 1 shows the block diagram of the proposed smart sensor for jerk monitoring. The system uses a standard accelerometer as primary sensor to measure acceleration. Signal conditioning and anti-alias filtering is then applied. Afterwards, the signal is converted to digital at an oversampling rate in the analog-to-digital converter (ADC). The quantized oversampled information is then filtered and differentiated to reduce the quantization noise. Finally, the resulting signal is decimated to give the estimation of jerk.



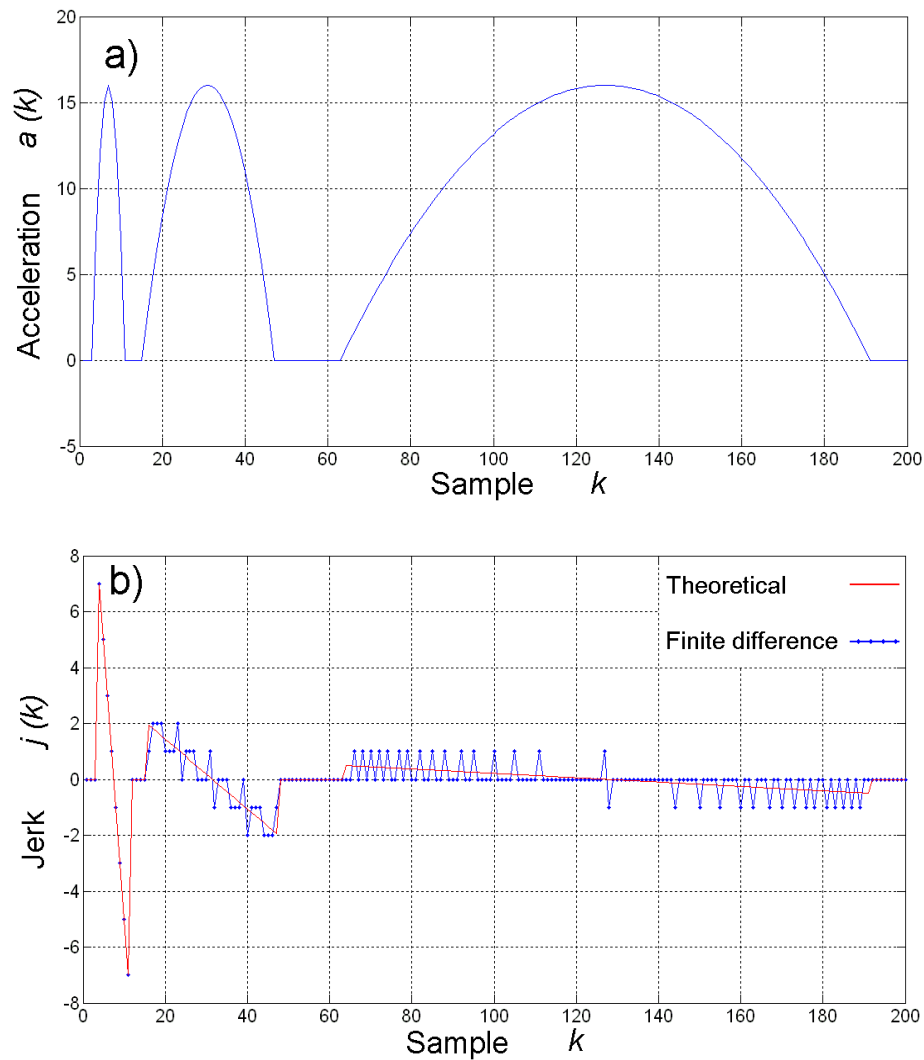
### 2.1. Derivative of a Quantized Signal

As it has been shown by several authors [7-11], the direct derivation of a quantized signal gives a poor estimation of the derivative. This is because the derivation is done by finite differentiation of the quantized signal, as stated in Equation (1), where the discrete-time derivative  $j(k)$  is the finite difference  $\Delta a(k)$  taken between two consecutive quantized samples  $a(k)$  and  $a(k-1)$ :

$$j(k) = \Delta a(k) = a(k) - a(k-1) \quad (1)$$

Being  $a(k)$  an  $n$ -bit quantized signal that takes values in the range:  $[-2^{n-1}, 2^{n-1}-1]$ , the resolution of its finite difference is inversely dependent on the change rate of  $a(k)$ . This means that the resolution of  $j(k)$  remains the same for a quick-changing  $a(k)$ , but the resolution is decreased for a slow-changing  $a(k)$ . To illustrate this effect consider Figure 2. Figure 2a shows a typical quadratic acceleration profile  $a(k)$  with quick-, medium-, and slow-changing piecewise segments. On the other hand, Figure 2b shows the theoretical and the finite-difference derivatives  $j(k)$ .

**Figure 2.** (a) Piecewise quadratic acceleration profile. (b) Theoretical and finite-difference derivatives.



From Figure 2b, it can be seen that theoretical and finite-difference derivatives are essentially the same for a quick-changing acceleration profile. For a medium-changing acceleration profile, the finite-difference derivative resembles the theoretical derivative, but quantization noise starts to be significant. However, when the acceleration profile has a low-changing rate, the finite-difference derivative is highly corrupted with quantization noise, when compared against the theoretical derivative. Then, if finite difference is used as estimation for the derivative, it is necessary to improve the signal-to-quantization noise ratio of the process.

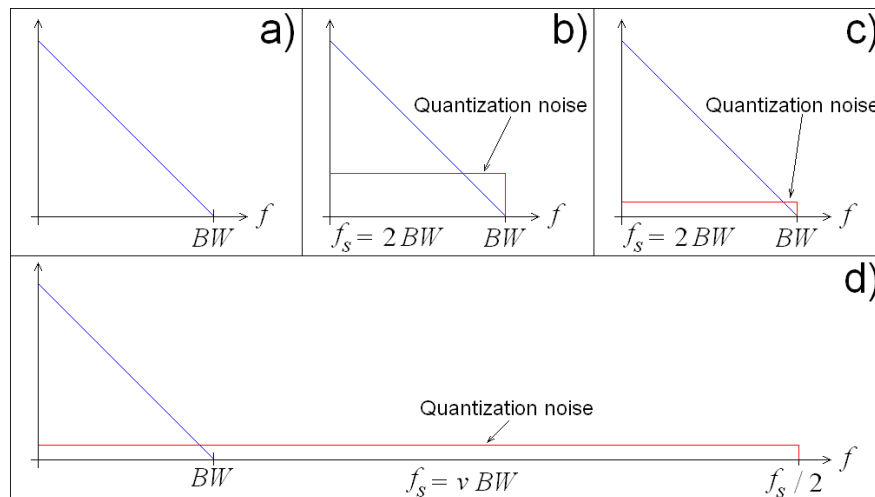
## 2.2. Signal-to-Quantization Noise Ratio

SQNR, in  $dB$ , for an  $n$ -bit quantized band-limited signal with bandwidth  $BW$  at a sampling rate  $f_s$  is given by Equation (2):

$$SQNR_{dB} = 20 \log_{10} 2^n \frac{f_s}{2BW} \quad (2)$$

This equation suggests that SQNR can be improved in two ways: by increasing resolution  $n$ , or by increasing sampling rate  $f_s$  with further filtering. This improvement can be appreciated in Figure 3. Figure 3a shows the noiseless spectrum of a band-limited signal, Figure 3b shows the effect of the quantization noise over the  $n$ -bit resolution signal sampled at the Nyquist rate (absolute minimal sampling rate)  $f_s = 2BW$ , Figure 3c shows the improvement when resolution is increased while maintaining the Nyquist sampling rate, and Figure 3d shows the improvement when maintaining resolution  $n$  with  $v$ -times oversampling.

**Figure 3.** Signal spectra. (a) Noiseless. (b)  $n$ -bit resolution at Nyquist rate. (c) Increased resolution at Nyquist rate. (d)  $v$ -times oversampled with  $n$ -bit resolution.



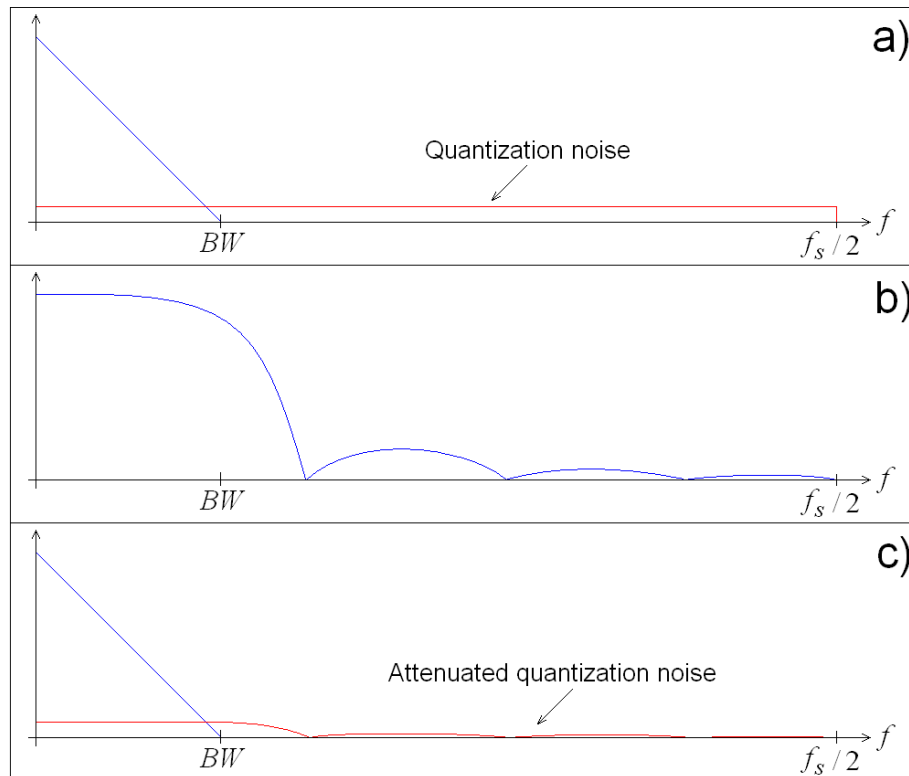
To increase the system resolution for improving SQNR is not always possible in certain applications because the cost could increase beyond the economical restrictions. On the other hand, for low-frequency applications such as jerk monitoring in CNC machines [9,10] where sampling rates are in the order of few  $kHz$ , the resolution can be maintained while the improvement is given by oversampling; this is possible considering that there are plenty of low-cost, commercially-available, sampling ADC circuits that easily handle sampling rates in the order of 100  $kHz$ . In order to take advantage of the SQNR by oversampling, further digital signal processing is necessary, but this can be achieved with low-cost field programmable gate arrays (FPGA) [1].

### 2.3. SQNR Improvement by Oversampling

To take advantage on the SQNR improvement by oversampling, it is necessary to low-pass filter (LPF) the signal in order to recover the significant information while suppressing the quantization noise that has been distributed along the oversampled frequency band. The transfer characteristic of the LPF determine the suppression level to the excess of quantized noise; and because the ideal filter is unrealizable in practice, certain amount of quantization noise remains, making SQNR lower than the

stated value in Equation (2). Figure 4 shows the effect of real LPF acting on the oversampled signal. Figure 4a contains the original oversampled signal, Figure 4b presents the transfer characteristic of a real LPF, and Figure 4c shows the filtered signal.

**Figure 4.** SQNR improvement with LPF. (a) Original oversampled signal. (b) Transfer characteristic of a real LPF. (c) Filtered signal.



Once the oversampled signal is filtered, the derivation by finite differences can be applied for further decimation to give the estimation of the derivative with improved SQNR.

### 3. Simulation Results

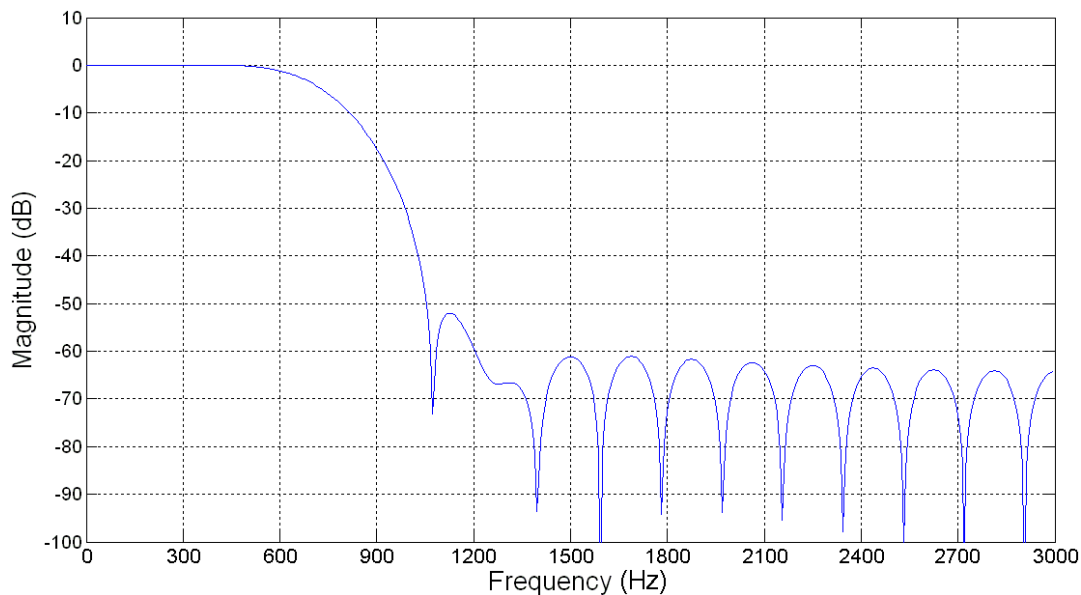
In order to test the efficiency of the developed methodology, the simulation of a case study is presented. This study consists in processing a typical acceleration profile to derivate jerk at different oversampling rates.

#### 3.1. Signal Processing

The digital processing of the signal consists of three stages: filtering, differentiation, and decimation. For this experiment, a 32<sup>nd</sup> order, Hamming window, finite-impulse response (FIR) LPF [16] is proposed. The cut-off frequency is set at the original signal bandwidth  $BW$ , giving this filter 6 dB of attenuation at the cut-off frequency. Other filtering schemes can be utilized at this stage, having in mind the rejection characteristics on the oversampled band. Figure 5 shows the frequency

response of the FIR LPF magnitude, for the 4-times oversampling case at a sampling frequency  $f_s = 6,000 \text{ Hz}$ . This filter has an excess of 50 dB attenuation at the suppression band.

**Figure 5.** Frequency response of the FIR LPF at 4-times oversampling.



Once the oversampled signal is filtered, the next step is to obtain the derivative by finite differences as stated in Equation (3), being  $a(k)$  the oversampled acceleration signal,  $j(k)$  the estimated jerk, and  $v$  the oversampling rate:

$$j(k) = a(k) - a(k - v) \quad (3)$$

The decimation is done by directly undersampling the estimation from the finite difference stage, giving one sample at the output for each set of  $v$  consecutive samples at the input and discarding the others [16].

### 3.2. Study Case

As it was demonstrated in Section 2.1, the finite-difference effects for estimating the derivative of a signal are more severe when the signal has a slow-changing rate; therefore, a slow-changing quadratic acceleration profile is utilized for testing the proposed methodology, as shown in Figure 6. This profile was generated with a positive-only quadratic waveform at 12-bit resolution and spread along 4,096 samples. Finite differences of this profile has an expected absolute quantized maximum of 2, when these differences are calculated directly, giving an effective resolution of around 2 bits for the estimation, which is highly corrupted with quantization noise. The methodology is applied to demonstrate its efficiency by improving the effective resolution of the estimation.

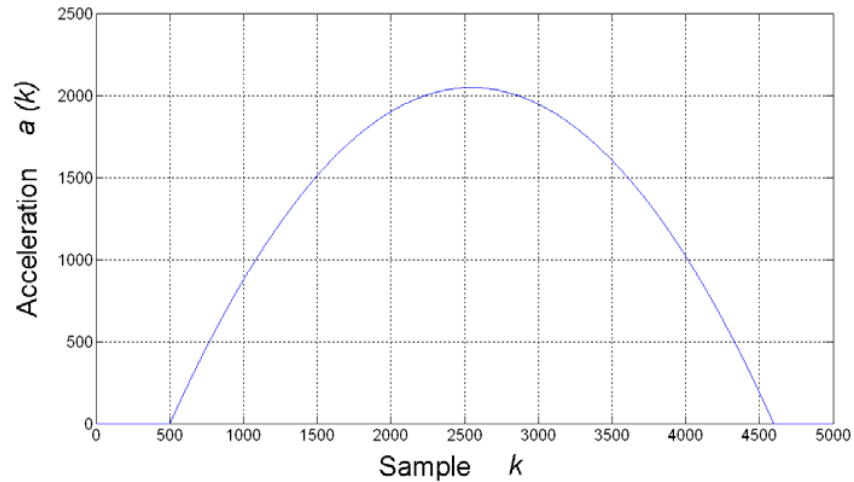
**Figure 6.** Typical slow-changing quadratic acceleration profile.

Figure 7 shows the obtained results for jerk estimation from the acceleration profile. The theoretical jerk is shown in Figure 7a. Figure 7b shows the jerk as estimated by finite differentiation at the Nyquist sampling rate. Figures 7c-f contains the estimated jerk with the proposed methodology for 4-, 8-, 16-, and 32-times oversampling, respectively. As expected, direct finite differentiation for jerk estimation gives a highly corrupted signal that takes quantized integer values in the range:  $[-2, 2]$ . Jerk estimation with the proposed methodology greatly improves resolution on results, even for the 4-times oversampling rate.

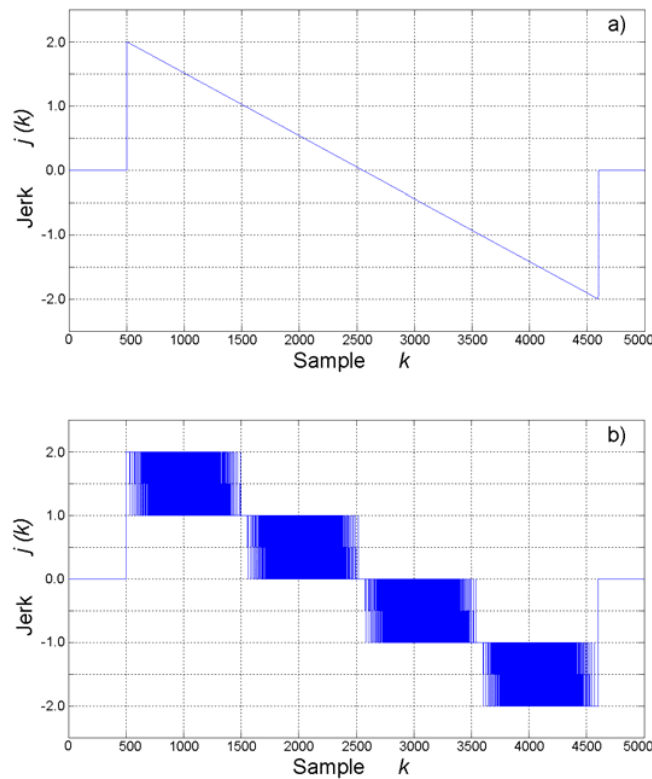
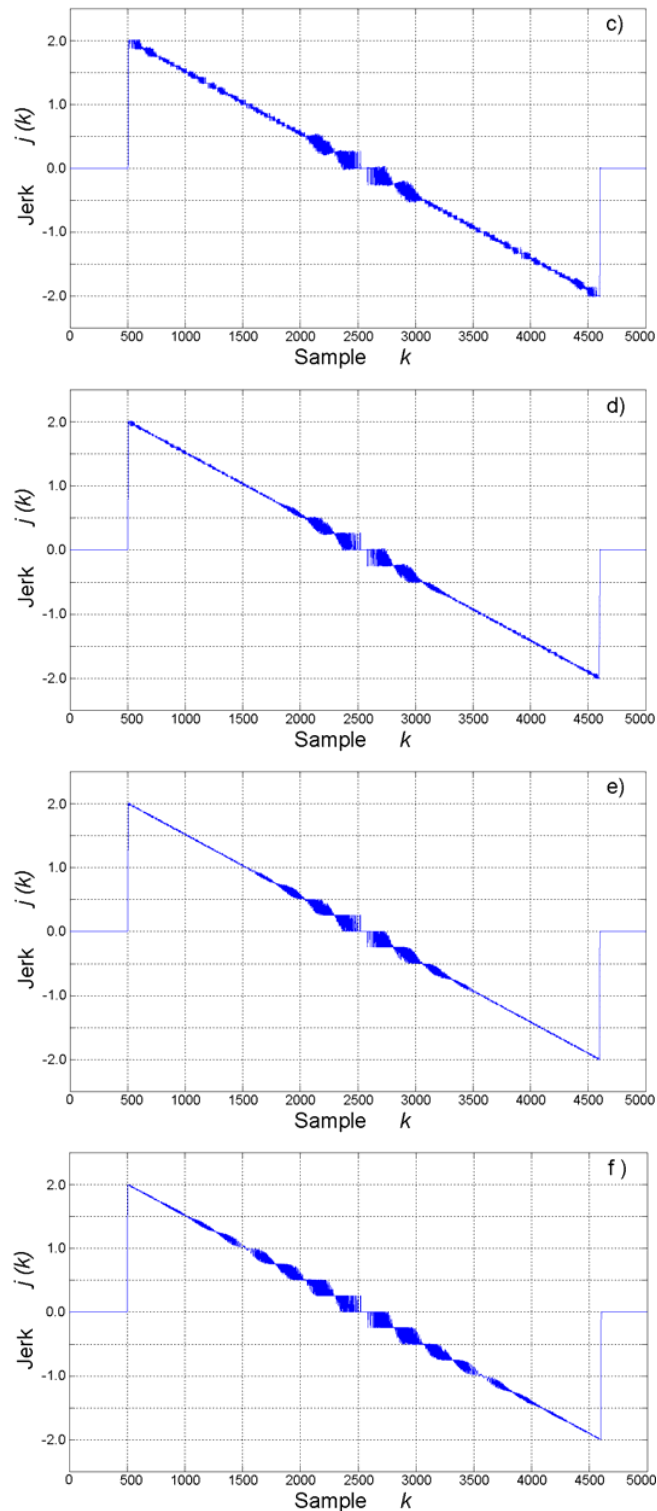
**Figure 7.** Jerk estimation. (a) Theoretical. (b) Nyquist rate. (c) 4-times oversampling. (d) 8-times oversampling. (e) 16-times oversampling. (f) 32-times oversampling.

Figure 7. Cont.



The quantization error, calculated by subtracting the estimated jerk from the theoretical waveform, is shown in Figure 8. The quantization noise in the jerk estimation at Nyquist sampling rate (Figure 8a) is noticeable. Quantization noise presents significant reduction with the proposed methodology from 4-times oversampling and up. Quantization noise is further reduced at higher oversampling rates, up to



a certain level, where the oversampling no longer improves the SQNR. For instance, SQNR is improved from 4-times up to 16-times oversampling, but the improvement is no longer evident at 32-times oversampling.

**Figure 8.** Quantization error of jerk estimation. (a) Nyquist rate. (b) 4-times oversampling. (c) 8-times oversampling. (d) 16-times oversampling. (e) 32-times oversampling.

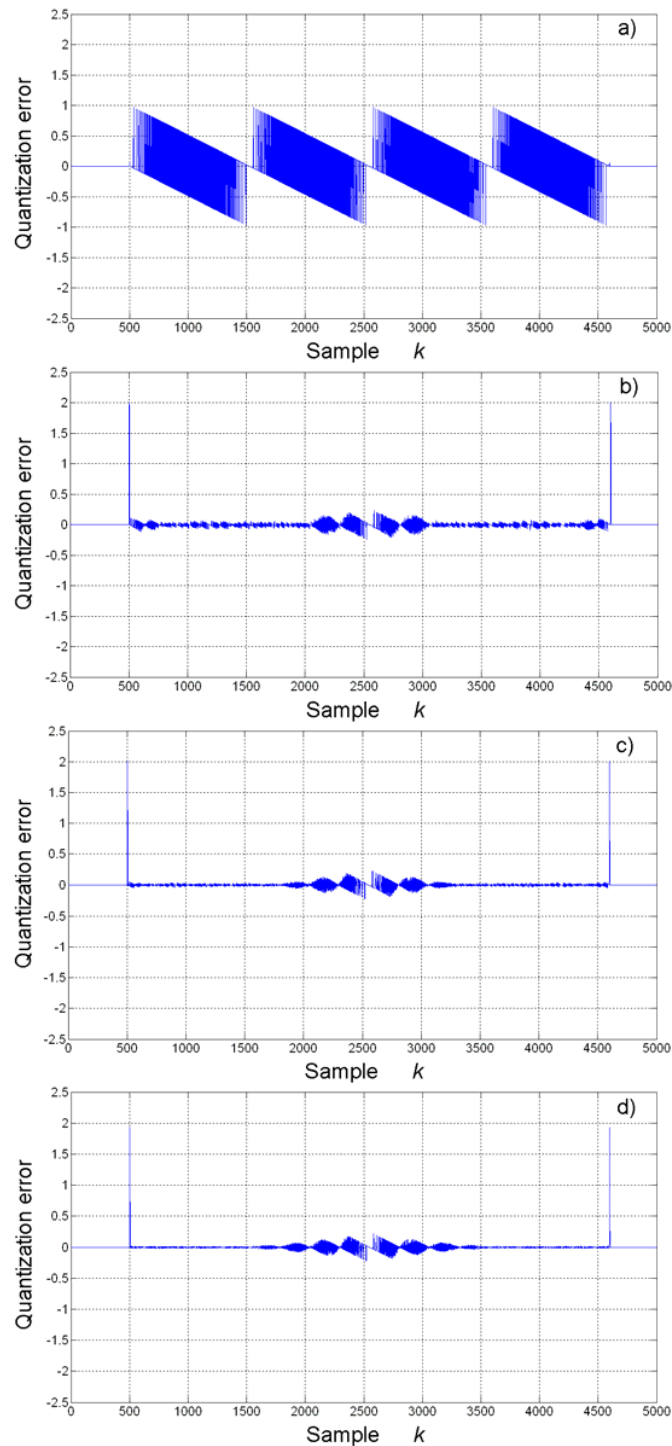
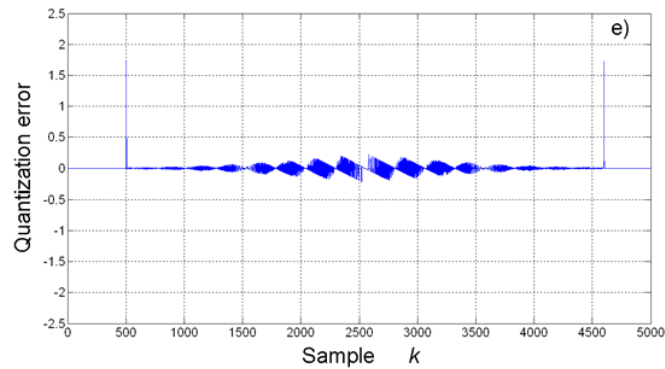


Figure 8. Cont.



On the other hand, the spectra of these quantization errors are shown in Figure 9. From this figure, it can be said that the spectral contents of quantization error at the Nyquist sampling rate is higher than the spectral contents with the oversampling approach. Then again, this improvement is present up to a certain level. Table 1 summarizes the SQNR improvement, in  $dB$ , for different oversampling rates in this case of study.

**Figure 9.** Spectra of quantization error for jerk estimation. (a) Nyquist rate. (b) 4-times oversampling. (c) 8-times oversampling. (d) 16-times oversampling. (e) 32-times oversampling.

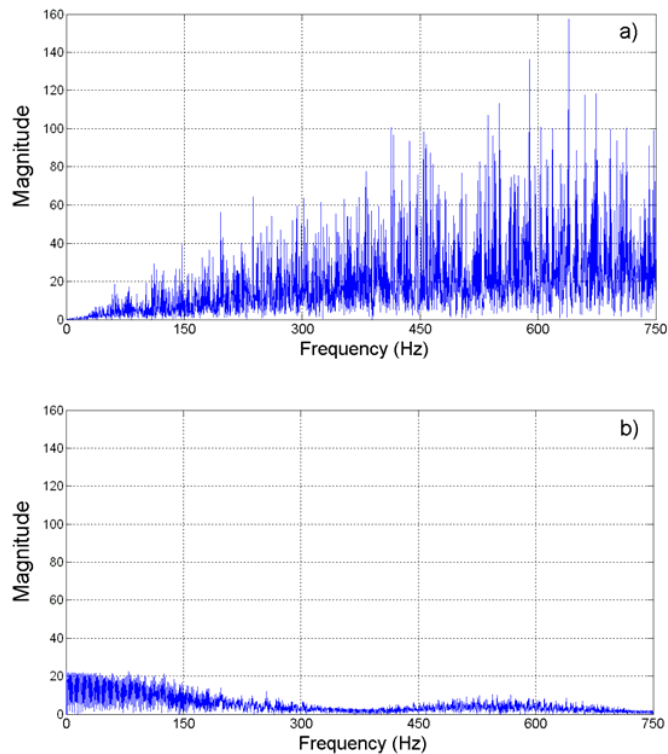


Figure 9. Cont.

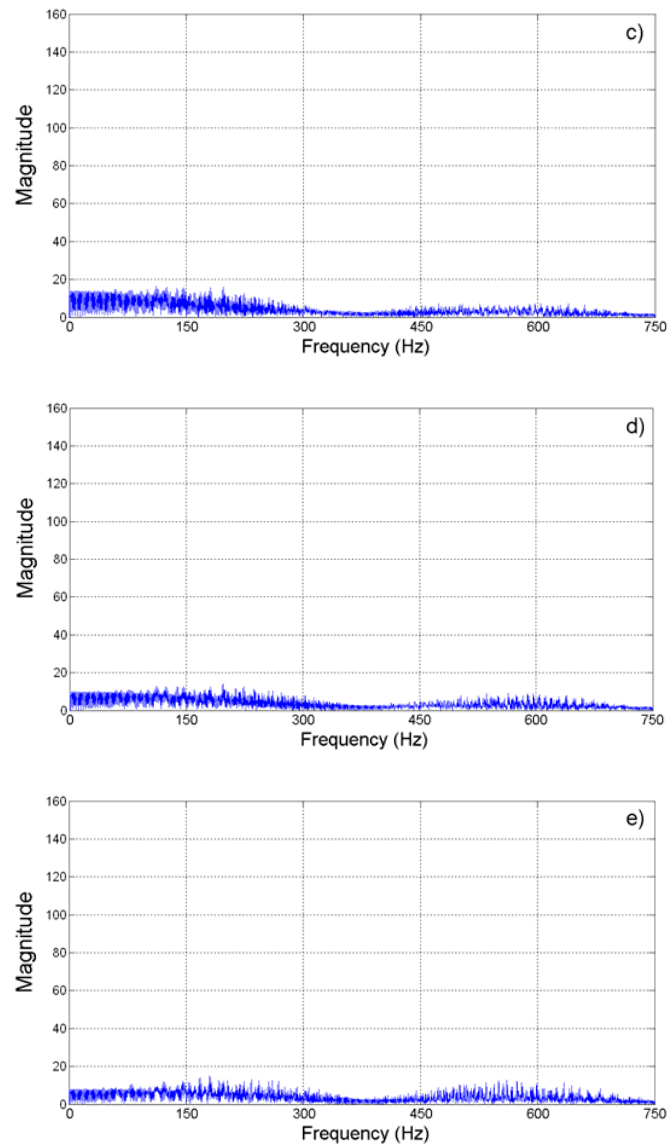


Table 1. SQNR improvement at different oversampling rates.

Oversampling rate ( $\nu$ )	4	8	16	32
SQNR improvement (dB)	23.12	27.47	30.22	30.01

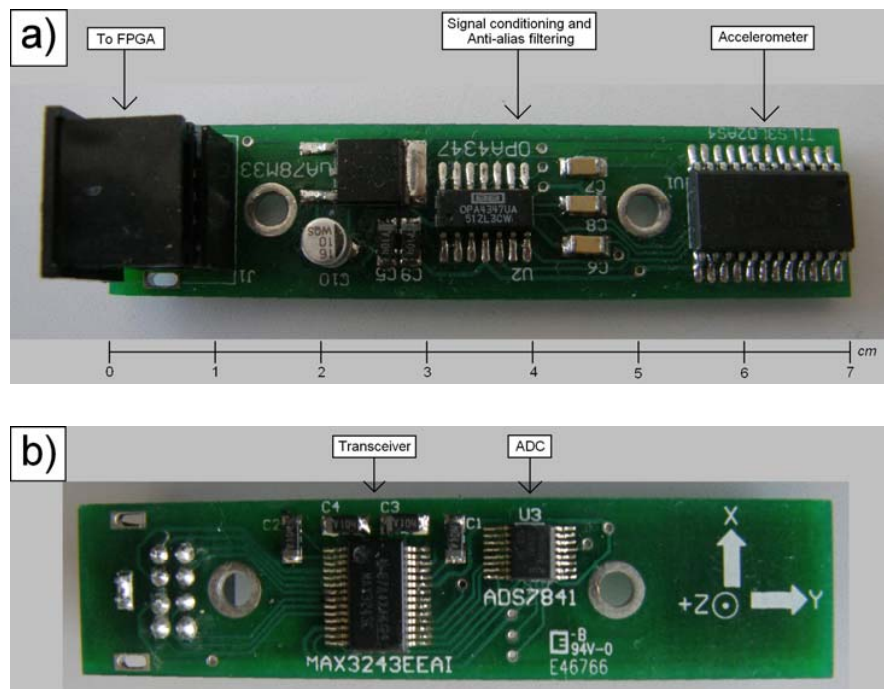
#### 4. Experimental Results

This section presents the application of the proposed methodology to estimate jerk in a single axis of a CNC machine. The axis dynamics are controlled by a digital controller such as [1], to give a known acceleration profile and then experimental results are compared against the theoretical profile.

#### 4.1. Instrumentation System

The proposed methodology for jerk estimation can be applied to any accelerometer. In our case a 3-axis LIS3L02AS4 accelerometer from STMicroelectronics [17] was used. The accelerometer has a user-selectable full scale of  $\pm 2g/\pm 6g$  ( $g = 9.81 \text{ m/s}^2$ ); a  $5 \times 10^{-4}g$  resolution over a  $100 \text{ Hz}$  bandwidth; and a bandwidth of  $1.5 \text{ kHz}$  for all axes. The accelerometer is mounted in a PCB with the signal conditioning and anti-alias filtering, as recommended by the manufacturer. This PCB also contains a 4-channel, 12-bit sampling ADC from Texas Instruments ADS7841 [18], with a  $200 \text{ kHz}$  maximum sampling rate for each channel. The communication between the instrumentation system and the FPGA signal processing unit is done with a MAX3243 transceiver. Figure 10 shows the top and bottom views of the instrumentation system PCB.

**Figure 10.** Instrumentation system PCB. (a) Top view. (b) Bottom view.



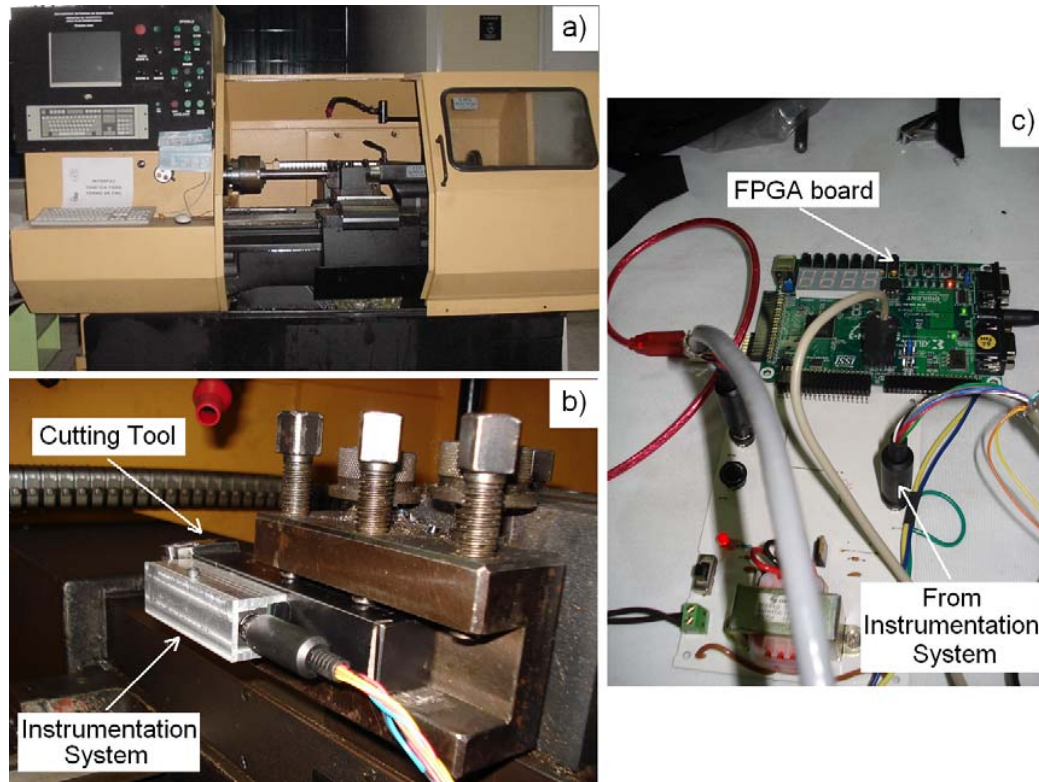
The operating parameters of the instrumentation system for the experiment are set as follows: acceleration range of  $\pm 2g$  ( $\pm 19.62 \text{ m/s}^2$ ); 12-bit resolution at the ADC;  $0.66 \text{ V/g}$  sensitivity; one acceleration axis monitoring; anti-alias filter tuned to give a signal bandwidth  $BW = 750 \text{ Hz}$ ; Nyquist sampling rate  $f_s = 1500 \text{ Hz}$ ; and 4-, 8-, 16-, and 32-times oversampling rates.

#### 4.2. CNC Machine

The instrumentation system with the accelerometer is encased in aluminum and mounted near the cutting tool of a retrofitted to CNC lathe. It is recommended to locate the accelerometer as close as possible to the cutting tool to properly sense chatter during the cutting process [19]. Figure 11a shows

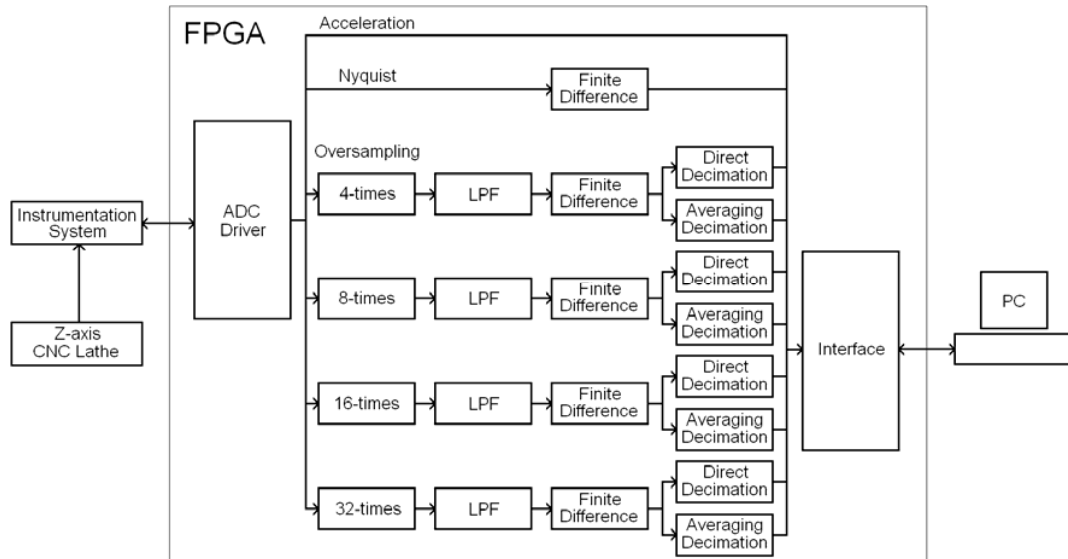
the retrofitted CNC lathe, Figure 11b shows the encased instrumentation system, mounted near the cutting tool, and Figure 11c shows the FPGA-based signal processing unit.

**Figure 11.** Experiment setup. (a) Retrofitted CNC lathe. (b) Instrumentation system mounting. (c) FPGA-based signal processing unit.



#### 4.3. Signal Processing Unit

The signal processing unit is implemented into a 200,000-gate Xilinx Spartan-3 FPGA and the block diagram of the implementation can be found in Figure 12. The implementation has six stages: ADC driver, oversampling, LPF, finite difference, decimation, and interface. The ADC driver stage handles the data acquisition and conversion at the 32-times oversampling rate and passes the information to the following stage. The oversampling stage takes the incoming acceleration data at the following rates: Nyquist, 4-, 8-, 16-, and 32-times oversampling. The 32<sup>nd</sup> order FIR LPF, as defined in Section 3.1, are implemented in the filtering stage. The finite-difference stage computes the derivative estimation according to Equation (3). The decimation stage decimates the oversampled signals with two algorithms: direct decimation, and averaging decimation. The direct decimation algorithm takes a single datum from each incoming set of  $v$  data points and discards the others. The averaging decimation algorithm computes the average of  $v$  consecutive data points and gives a single result for every  $v$  points. The interface stage sends results from acceleration, Nyquist-rate jerk estimation and oversampling rate estimations to a PC for storage and further analysis.

**Figure 12.** Block diagram of the FPGA-based signal processing unit.

#### 4.4. Acceleration Profile

The acceleration/deceleration profile for experimentation is a biquadratic profile to produce a displacement of  $0.5\text{ m}$  at the lathe Z-axis in a period of  $2\text{ s}$ , representing a typical movement for axis positioning in CNC machines. This profile produces an absolute peak acceleration of  $0.355\text{ m/s}^2$ . At a Nyquist sampling rate of  $f_s = 1,500\text{ Hz}$ , the profile contains 3,000 samples for the movement. Figure 13a shows the theoretical biquadratic acceleration profile. The measured acceleration at the Nyquist rate is shown in Figure 13b where it can be seen that it is slightly embedded with noise from the cutting process. The theoretical jerk can be found in Figure 13c, whereas the estimated jerk by finite differences at the Nyquist rate is shown in Figure 13d. From Figures 13c and 13d it is easily seen that the Nyquist-rate jerk estimation is highly corrupted, as expected.

**Figure 13.** Profiles (a) Theoretical biquadratic acceleration profile. (b) Measured acceleration. (c) Theoretical jerk profile. (d) Jerk estimation at Nyquist sampling rate by finite differences.

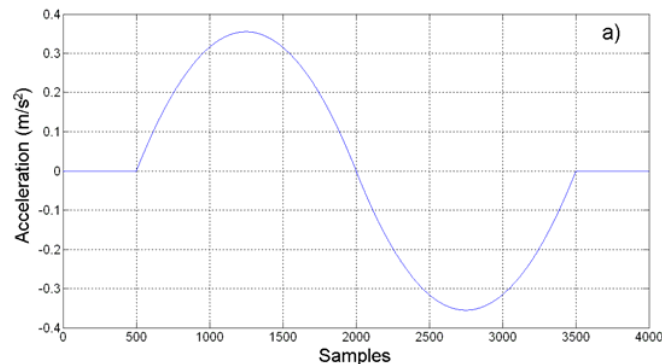
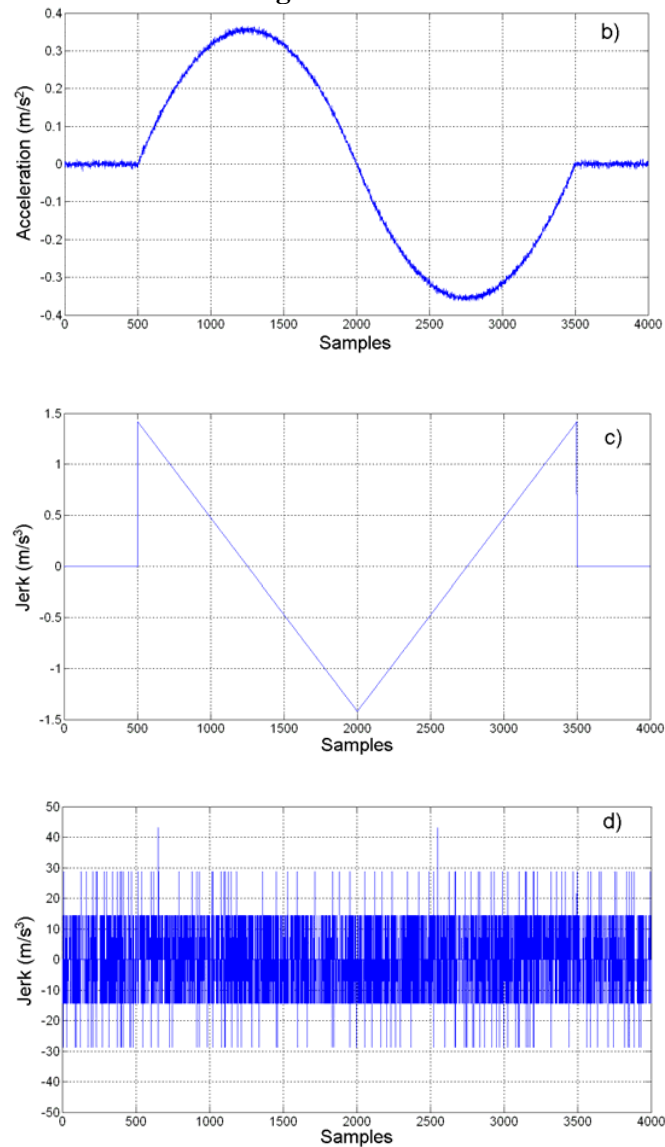


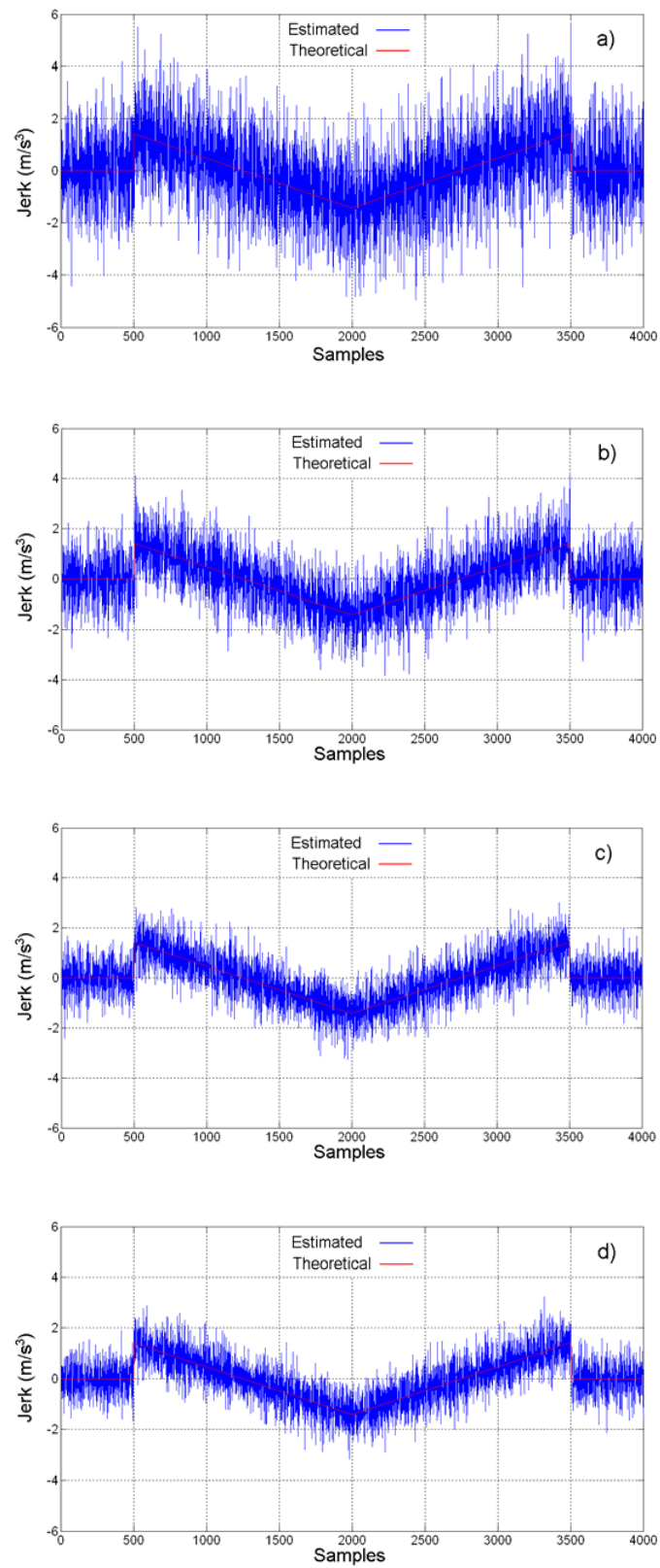
Figure 13. Cont.



#### 4.5. Results

Jerk estimation with the oversampling methodology for the experiment is shown in Figure 14 at different oversampling rates, using the direct decimation algorithm. The corresponding error spectra of these results, along with the spectrum of the Nyquist-rate estimation, are shown in Figure 15. On the other hand, Figure 16 contains the jerk estimation at different oversampling rates with the averaging decimation algorithm, and their corresponding error spectra are shown in Figure 17.

**Figure 14.** Jerk estimation with oversampling and direct decimation. (a) 4-times. (b) 8-times. (c) 16-times. (d) 32-times.





**Figure 15.** Direct decimation jerk error spectra. (a) Nyquist rate. (b) 4-times oversampling. (c) 8-times oversampling. (d) 16-times oversampling. (e) 32-times oversampling.

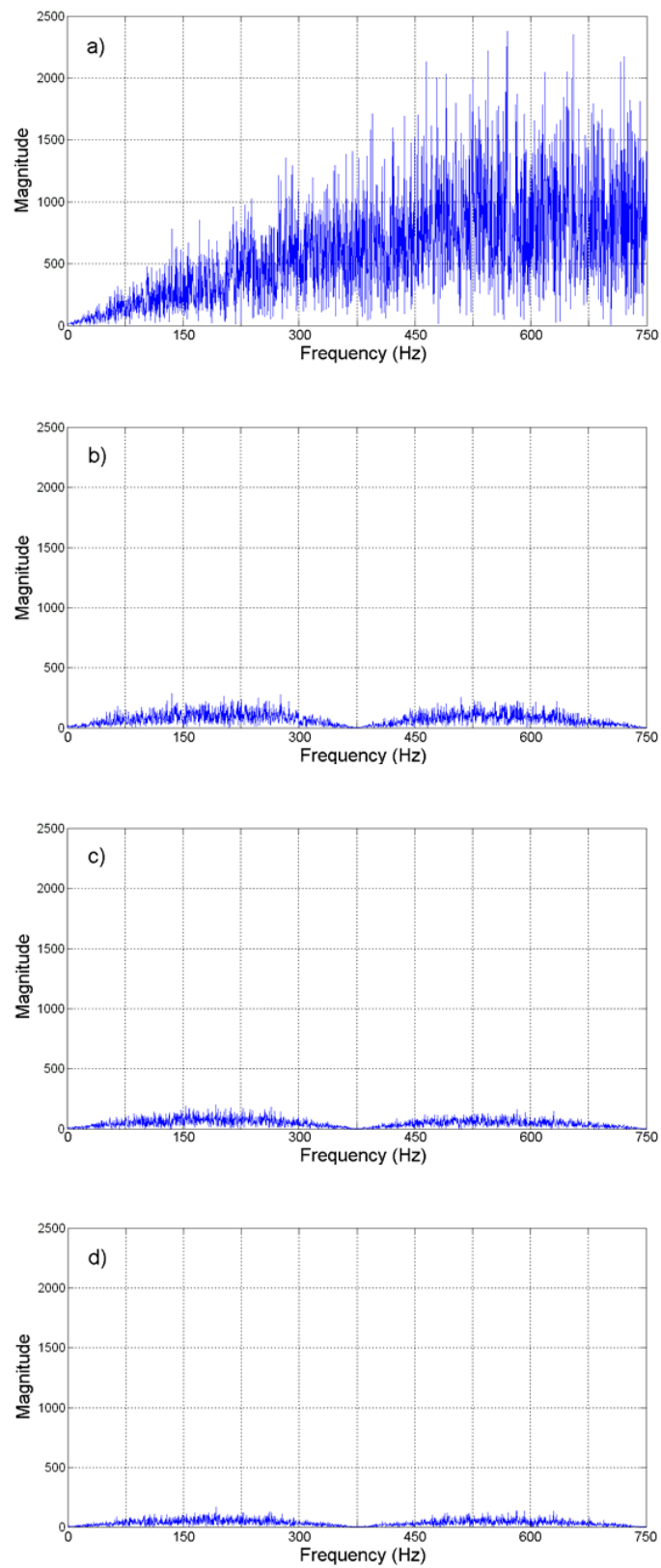


Figure 15. Cont.

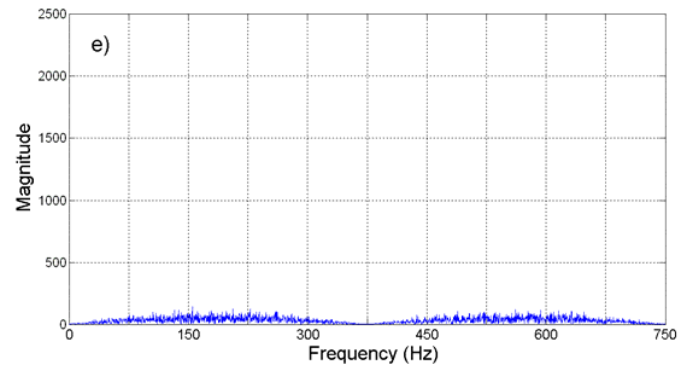


Figure 16. Jerk estimation with oversampling and averaging decimation. (a) 4-times. (b) 8-times. (c) 16-times. (d) 32-times.

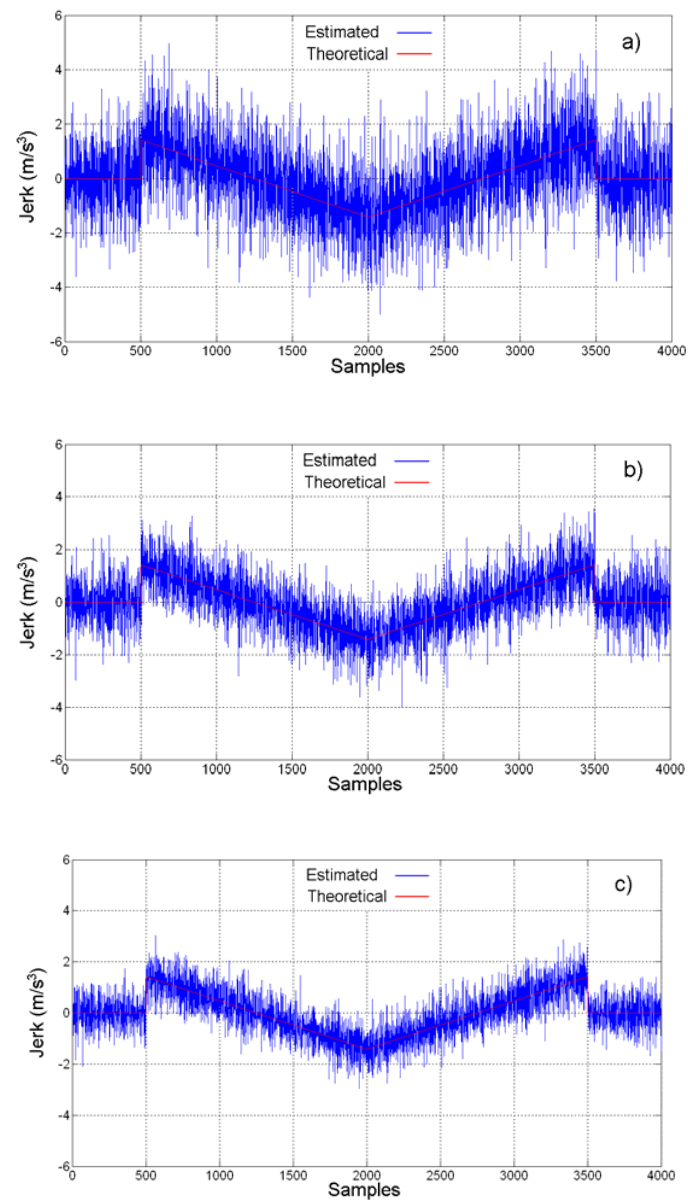
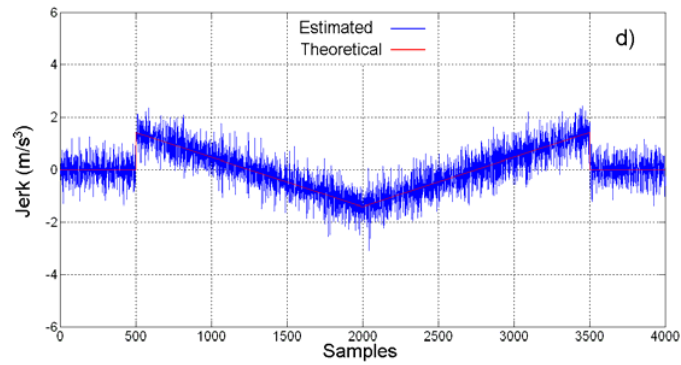


Figure 16. Cont.



**Figure 17.** Averaging decimation jerk error spectra. (a) Nyquist rate. (b) 4-times oversampling. (c) 8-times oversampling. (d) 16-times oversampling. (e) 32-times oversampling.

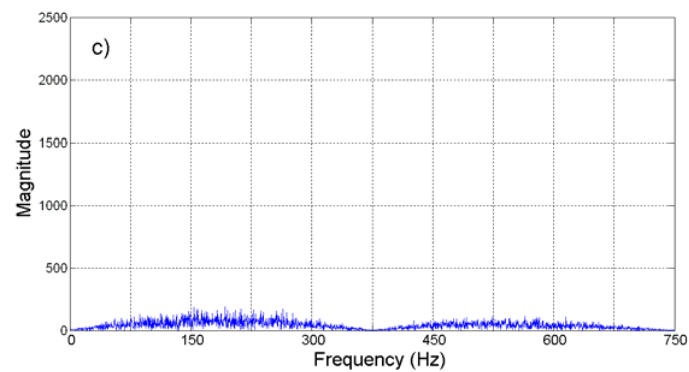
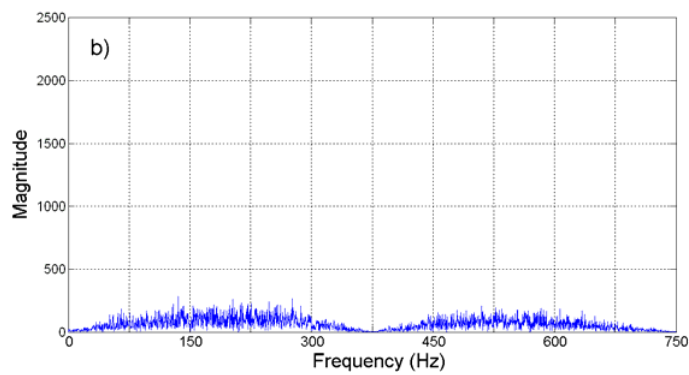
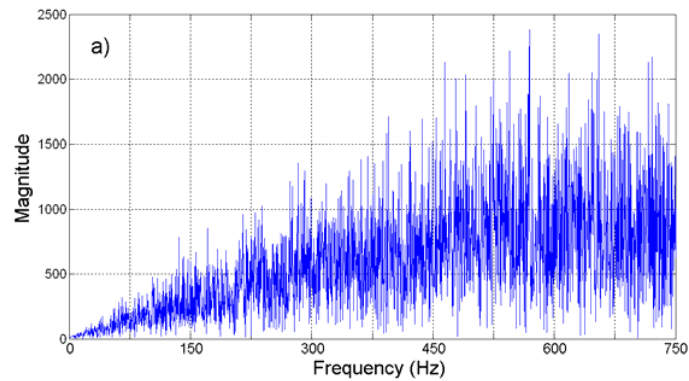


Figure 17. Cont.

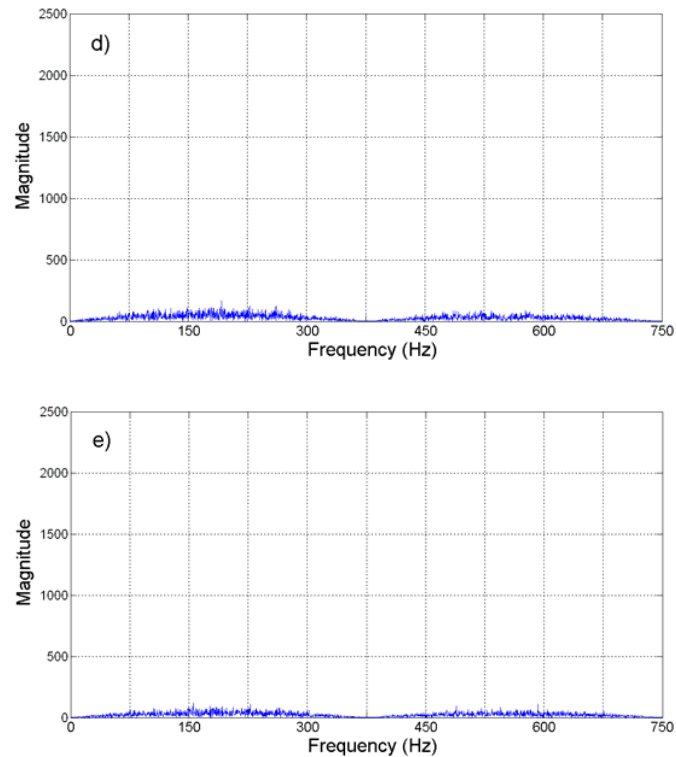


Table 2 summarizes the SQNR improvement, in *dB*, for different oversampling rates in this experiment.

**Table 2.** SQNR improvement at different oversampling rates.

Oversampling rate ( $\nu$ )	4	8	16	32
<b>SQNR (<i>dB</i>) Direct decimation</b>	33.83	44.09	49.26	50.53
<b>SQNR (<i>dB</i>) Averaging decimation</b>	38.71	45.89	51.90	55.91

#### 4.6. Discussion

Results in Figures 14 to 17 show that the oversampling methodology for derivative estimation gives better results than finite differences at Nyquist rate. The estimated jerk profile with oversampling greatly resembles the theoretical jerk profile. The presence of noise is unavoidable at real measurements and it affects results; yet, it is possible to obtain a good estimation of the jerk profile by oversampling, whereas it is not possible with the Nyquist-rate finite differences (Figure 13d compared with Figures 14 and 16). The decimation algorithm also plays a role in the quality of the estimation as is deduced from the SQNR data in Table 2, where decimation by averaging is slightly better than the direct decimation; this can be appreciated when comparing Figures 14 with 16 and Figures 15 with 17. The developed technique focuses on the SQNR improvement. The noise on the resulting jerk estimation in Figures 14 and 16 is due to the cutting process. The reduction of the noise due to the

cutting process is beyond the scope of this research; yet, noise-reduction techniques such as [9, 10] can be utilized to further improve the jerk estimation.

## 5. Conclusions

The development of a novel smart sensor for jerk estimation from acceleration with an oversampling technique for improving SQNR in CNC applications is presented. The primary sensor is a standard accelerometer and the jerk estimation is done through oversampling signal processing techniques. SQNR improvement is achieved by oversampling the acceleration signal, then successively applying low-pass filtering, finite differences, and decimation. Simulations and experimentation is done to test the methodology efficiency. Simulations show that SQNR improvement is over 23 dB when applying the proposed methodology and compared against the Nyquist-rate finite differences. Experimentation over a typical acceleration/deceleration profile in CNC machines shows that the standard Nyquist-rate finite differences, as reported by literature [6-10], for estimating jerk from acceleration are not suitable for this purpose because the resulting jerk profile is highly corrupted by quantization and measuring noise. On the other hand, the developed technique shows its efficiency in producing a recognizable jerk estimation that greatly resembles with theoretical jerk, under real CNC machine operation.

Another contribution of this work is the FPGA-based implementation of the signal processing unit in hardware for low-cost and real-time processing at the smart jerk sensor. This implementation also shows that FPGA are a suitable solution for embedded signal processing in developing smart sensors. The developed technique can be applied for derivation of jerk from a standard accelerometer, in an efficient way, and also to estimate the derivative from other kinds of sensors. Further research can be done to reduce measuring noise in jerk estimation and also to mount a low-power FPGA on the smart sensor PCB for on-board hardware signal processing.

## Acknowledgements

This project was partially supported by CONACyT scholarship 201402, PROMEP 103.5/08/5382, FOMIX-QRO-2008-C02-102123, and SEP-CONACyT 84723 projects.

## References and Notes

1. Osornio-Rios, R.A.; Romero-Troncoso, R.J.; Herrera-Ruiz, G.; Castañeda-Miranda, R. FPGA implementation of higher degree polynomial acceleration profiles for peak jerk reduction in servomotors. *Robot. Com-Int. Manuf.* **2009**, *25*, 379-392.
2. Erkorkmaz, K.; Altintas, Y. High speed CNC system design. Part I: jerk limited trajectory generation and quintic spline interpolation. *Int. J. Mach. Tool. Manuf.* **2001**, *41*, 1323-1345.
3. Dong, J.; Ferreira, M.P.; Stori, J.A. Feed-rate optimization with jerk constraints for generating minimum-time trajectories. *Int. J. Mach. Tool. Manuf.* **2007**, *47*, 1941-1955.
4. Mekid, S.; Pruscsek, P.; Hernandez, J. Beyond intelligent manufacturing: A new generation of flexible intelligent NC machines. *Mech. Mach. Theory* **2009**, *44*, 466-476.

5. Lorenzer, Th.; Weikert, S.; Bossoni, S.; Wegener, K. Modeling and evaluation tool for supporting decisions on the design of reconfigurable machine tools. *J. Manuf. Syst.* **2007**, *26*, 167-177.
6. Nobuhiko, H.; Makoto, A.; Michihiko, T.; Takeshi, O. A study of piezoelectric jerk sensor (development of new sensor and treatment of jerk information). *Nihon Kikai Gakkai Nenji Taikai Koen Ronbunshu* **2005**, *4*, 247-248.
7. Fujiyoshi, M.; Nonomura, Y.; Arai, F.; Fukuda, T. A new micro jerk sensor with viscous coupling. In *IEEE International Symposium on Micromechatronics and Human Science*. Nagoya, Japan, Oct. 20-23, 2002; 219-222.
8. Chang, W.D.; Chang, D.M. Design of a higher-order digital differentiator using a particle swarm optimization approach. *Mech. Syst. Signal Pr.* **2008**, *22*, 233-247.
9. De Santiago-Perez, J.J.; Osornio-Rios, R.A.; Romero-Troncoso, R.J.; Herrera-Ruiz, G.; Delgado-Rosas, M. DSP algorithm for the extraction of dynamics parameters in CNC machine tool servomechanisms from an optical incremental encoder. *Int. J. Mach. Tool. Manuf.* **2008**, *48*, 1318-1334.
10. Morales-Velazquez, L.; Romero-Troncoso, R.J.; Osornio-Rios, R.A.; Cabal-Yepez, E. Sensorless jerk monitoring using an adaptive antisymmetric high- order FIR filter. *Mech. Syst. Signal Pr.* **2009**, in press, available on-line, doi:10.1016/j.ymsp.2009.02.012.
11. Hernández, W. A survey on optimal signal processing techniques applied to improve the performance of mechanical sensors in automotive applications. *Sensors* **2007**, *7*, 84-102.
12. Rivera, J.; Herrera, G.; Chacon, M.; Acosta, P.; Carrillo, M. Improved progressive polynomial algorithm for self-adjustment and optimal response in intelligent sensors. *Sensors* **2008**, *8*, 7410-7427.
13. Frank, R. In *Understanding Smart Sensors*; Artech House: Norwood, MA, USA, 2000.
14. Samir, M. Further structural intelligence for sensors cluster technology in manufacturing. *Sensors* **2006**, *6*, 557-577.
15. Hernández, W. Improving the responses of several accelerometers used in a car under performance tests by using Kalman filtering. *Sensors* **2001**, *1*, 38-52.
16. Proakis, J.G.; Manolakis, D.K. *Digital signal processing, Principles, Algorithms and Applications*, 4<sup>th</sup> Ed.; Prentice-Hall: Englewood Cliffs, NJ, USA, 2006.
17. *STMicroelectronics Data Sheet LIS3L02ASA4*, STMicroelectronics Co.: Geneva, Switzerland, 2005.
18. *Texas Instruments Data Sheet ADS7841*, Texas Instruments Inc., Dallas, TX, USA, 2005.
19. Altintas, Y. *Manufacturing Automation: Metal Cutting Mechanics, Machine Tool Vibrations, and CNC Design*; Cambridge University Press: Cambridge, UK, 2000; pp. 229-233.

# FPGA-Matlab-Based Open Core for Three-Time Controllers in Automatic Control Applications

JOSE DE JESUS RANGEL-MAGDALENO, JESUS ROONEY RIVERA-GUILLEN,  
RENE DE JESUS ROMERO-TRONCOSO, ROQUE ALFREDO OSORNIO-RIOS

HSPdigital—CA Mecatronica, Facultad de Ingenieria Campus San Juan del Rio, Universidad Autonoma de Queretaro,  
San Juan del Rio, Querétaro 76807, Mexico

Received 11 August 2010; accepted 17 January 2011

**ABSTRACT:** Automatic control is present in most industrial applications and engineering. The automatic control practice with the physical implementation of the controller is a major issue to be covered in undergraduate/graduate engineering course, and those issues dealing with subjects such as automation, control, electromechanics, mechatronics, manufacturing, and robotics which should be included in their curricula. The contribution of this work is the development of an open core of a three-time controller under FPGA technology applied in a standard control course, allowing students to have a real-time control implementation with technological independence and high level of integration. The combination of both, theory and practice is important. Thus, this course's proposal develops the theoretical bases in practical form. The opportunity to control a servomotor demands students with area proficiency, which is reflected in a project development. ©2011 Wiley Periodicals, Inc. *Comput Appl Eng Educ*; View this article online at [wileyonlinelibrary.com](http://wileyonlinelibrary.com); DOI 10.1002/cae.20526

**Keywords:** FPGA; education; control; VHDL; Matlab; open core

## INTRODUCTION

Nowadays, electronics technology involves a constant change; the field programmable gate arrays (FPGA) have been an important part of this change. Several industries have made modifications to use this technology in their applications. The embedded solutions and the necessity of engineers mastering core developing are growing. Automatic control is present in most industrial applications and advanced engineering. Moreover, its relevance in space-vehicle systems, guided missiles, robotics, and similar fields has become an essential part of modern industrial processes and manufacturing. Due to the advances in theory and practice of automatic control, most of the engineers and scientists must be highly trained in this field. Therefore, it is necessary to have an excellent syllabus, in which theoretical knowledge should be applied and implemented to solve common problems found in industry. Now, regarding the automatic control practice, the physical

implementation of controllers is a major issue to be covered in undergraduate/graduate engineering course, and those issues dealing with subjects like automation, control, electromechanics, mechatronics, manufacturing, and robotics which should be included in their curricula.

One of the most useful control algorithms applied in linear and nonlinear control systems is the proportional–integral–derivative (PID) control. PID control is used in more than 90% of practical control systems owing to the fact that it provides simplicity, clear functionality, and ease of use [1]. The main reason for this versatility is its relatively simple structure implemented in practice, which can be easily understood, and the fact of the reduced number of parameters to be tuned. Also, the PID structure can be adapted to the three-time control law by only doing slight modifications. There are several works related to PID controls. Some of these works propose methodologies and techniques to be taught in a standard discrete-time control course. There are several commercial software packages as Matlab, Mathematica, Maple, and Vissim that enable the simulation of control systems. Those software packages can be applied in industry as well as in education. However, they require additional hardware to implement the real-time system. Other tools as LabVIEW, LabWindows, and DSpace satisfy the

---

Correspondence to: R A Osornio-Rios  
([raosornio@hspdigital.org](mailto:raosornio@hspdigital.org)).

© 2011 Wiley Periodicals, Inc.

simulation and the real-time application. Yet, the commercial software is expensive and in most of the cases, it does not permit open-source implementations, with limited knowledge of what exactly the implementation is doing. Although there are educational tools for control systems commercially available, professors teaching automatic control system courses always search for simple, cheaper, user-friendly educational tools [2]. Apart from considering the student preparation in commercial software management, the knowledge of open-core tools is desirable.

There are several works in educational literature that focus on control simulation tools; for instance, Nouridine developed a graphic interface using Matlab–Simulink, in which the user can modify several parameters of PID control, trajectory reference, simulating a velocity or position, etc. The principal feature of his work is the dramatic reduction of the effort needed to specify simulations. However, the article does not present the hardware implementation of the controller [3]. Tan and Goh developed a mobile spreadsheet-based PID control simulation system to be used prior to the experiments and laboratory exercises allowing the preparation on PID tuning. This development allows students to reach higher understanding of the function and tuning aspects of a PID controller without the need to schedule further classes and laboratory exercises. The main disadvantage is the small display units and limited memory space that handheld devices typically have [4]. Teixeira et al. presented a direct method and its implementation in Matlab language to determine the stability range for feedback systems with proportional (P) controllers. The program and the method presented reduce the time for computing the stability range; this article is excellent for undergraduate control courses [5]. Other works present novel techniques for design and tune; for example, Dinca et al. [6] presented a real-world application for polymerase chain reaction microreactor temperature control, using a Matlab for design and simulation of the selected PID control; they proposed the article as a reference or application example. Basilio and Matos [7] proposed new tuning methods for proportional–integral (PI) and PID controllers that need only parameters obtained from the plant step response, the hardware implementation is not presented. Other works present web-based solution, for example, Colak et al. [8] developed an advanced learning laboratory (NeTRed-LAB) for a DC motor that will allow students to operate real-world experiment on Internet. Albino-Mendez et al. developed a free control Web-based tool; the tool covered basic and advanced operations allowing to work with both continuous and discrete-time system. The user interface is friendly and multiplatform. However, the tool just allows the simulation of the control system [9]. Generally, the negative aspects of e-Learning are lack of face to face (direct) contact with the lecturer (or the laboratory equipment), alienation (students perform exercise on their own with no interaction with their colleagues), and insufficient practical work [10]. On the other hand, some works present implementation of several controllers based on personal computer (PC) or peripheral interface controller (PIC) microcontrollers. Kelly and Moreno [11] described two basic PID structures for position regulation of armature-controlled dc motors, which can be learnt in an introductory course of automatic control. Altas and Aydar [2] developed a real-time virtual controlled simulator, where the user can modify the control parameters and obtain a graphical response; the simulator controls a small dc motor velocity. Ayasun and Karbeyaz [12] proposed a graphical

user interface (GUI) developed under Matlab–Simulink for dc motor speed control; their simulator allows to teach steady-state and dynamics analysis of dc motors, the controller used was a PI. Khairurrijal et al. [13] proposed a homemade PIC-based temperature control system for learning automatic control; however, the complexity of PID controller difficult their implementation of PIC-based systems. Besides, the importance of embedded systems in a control course and the use of FPGA in educational course are presented in Refs. 1415. Moallem [14] explains in his work that there are many courses offering control theory, digital signal processing, software design but a few course focus on integrating these subjects for designing embedded systems and there is a growing demand in industry for engineers with the knowledge in software design and system integration for embedded control. In his work, Wang [15] presented the importance to teach the fundamentals of digital electronics to reach the FPGA implementation which helped students to obtain better understanding. Thus, a complete course including P, I, PI, PD, PID architectures, embedded systems and the use of FPGA for teaching automatic control is needed.

In this article, an FPGA-Matlab-based open core for three-time controller in automatic control applications is presented. The contribution of this work is the development of a three-time controller under FPGA technology during a standard control course, allowing students to obtain a real-time control implementation with technological independence and high level of integration. The work describes the three-time architecture and a real-world practice; the simulation and co-simulation between Matlab and Active-HDL are presented, as well.

## THEORETICAL BACKGROUND

In order to design an efficient controller in discrete-time control courses; there are some common steps to follow [16–18]. These steps can be reviewed in several textbooks and in general terms are identification, selection of control law, tuning and digital implementation of controllers.

### Identification

In analysis and design of control systems, it is required to have a comparison based on several control system performances. However, in some occasions, this is not likely to occur. For this reason, there are some techniques for system identification as analytic identification, parametric identification (least squares), and experimental identification [16–18]. In engineering, LS (least square) method is used to identify a process [19]. The LS method tries to get the minimum error between the estimated transfer function output and the measured output. The LS method consists of finding the proper coefficients of pre-established order that better fit the behavior of the analyzed system.

The difference equation model (1) can describe a dynamic behavior of the sampled input  $u(k)$  and output  $y(k)$  signals. Applying the Z transform to (1), then the discrete transfer function (2) can be obtained.

$$y(k) = \sum_{i=1}^n a_i y(k-i) + \sum_{i=0}^n b_i u(k-i) \quad (1)$$

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 - a_1 z^{-1} - \dots - a_n z^{-n}} \quad (2)$$



The LS solution is supplied by (3) as explained by Aguado-Behar and Martinez-Iranzo [17], where (4) represents the input–output matrix.

$$\hat{P} = (\Lambda \cdot \Lambda^T)^{-1} \Lambda \cdot y^T = [b_0 a_1 b_1 \dots a_n b_n]^T \quad (3)$$

$$\Lambda^T(k) = [u^T(k)y^T(k-1)u^T(k-1)y^T(k-2)u^T(k-2) \dots y^T(k-n)u^T(k-n)] \quad (4)$$

where  $\hat{P}$  is the estimated coefficients,  $u(k)$  is the input system vector  $k = 0, 1 \dots N$ ,  $y(k)$  is the output system vector  $k = 0, 1 \dots N$ ,  $a_i$  is the denominator coefficients  $i = 1, 2 \dots n$ ,  $b_j$  is the numerator coefficients  $j = 0, 1 \dots n$ ,  $n$  is the approximation order;  $N$  is the sample length;  $\Lambda$  is the input–output matrix.

### Selection of Control Law

Three-time control law is constituted by proportional (P), integral (I) and derivative (D) actions and by their combinations such as proportional–integral (PI), proportional–derivative (PD) and proportional–integral–derivative (PID). The selection of the control law depends on the plant and the desired requirements of the system performance. A P controller responds to (5), where  $U(s)$  is the controller output,  $E(s)$  is the error signal and  $K_p$  the proportional gain.

$$U(s) = K_p E(s) \quad (5)$$

In an integral control, the output value of the controller  $U(s)$  changes at a rate proportional to the error signal  $E(s)$  as shown in (6), where  $K_i$  is an adjustable constant.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (6)$$

The PI controller is provided by (7), where  $U(s)$  is the controller output,  $E(s)$  is the error signal,  $K_p$  is the proportional gain and  $T_i$  is known as integral time.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (7)$$

The control action of a proportional–derivative controller is defined by (8), where  $U(s)$  is the controller output,  $E(s)$  is the error signal,  $K_p$  is the proportional gain, and  $T_d$  is known as derivative time.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_d s) \quad (8)$$

The PID control is the combination of the latest equations, so its transfer function is given by (9).

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (9)$$

### Tuning

The Tuning process is fundamental in controller design. If the mathematical model is known or can be obtained; it is possible to apply several design techniques in order to obtain the controller parameters that satisfy the transient state and

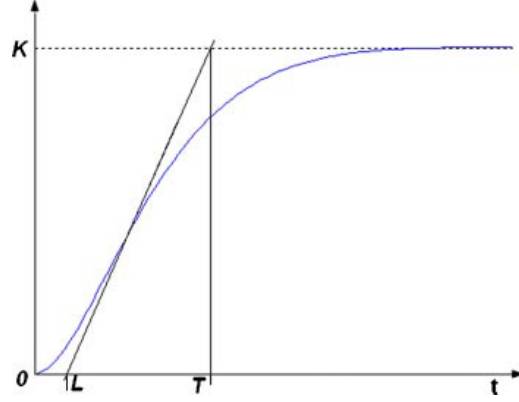


Figure 1 Unit step response curve.

steady state in closed-loop specifications. However, in most of the cases, this is not possible due to complications of the plant. There are several tuning rules for PID tuning as Ziegler–Nichols, frequency response, and root locus (RL) among others [7,16,20].

The Ziegler–Nichols is one of the most widely known techniques; this technique seeks to obtain a 25% maximum overshoot (first method). The plant response for a unit step is obtained experimentally. The curve–response must have an S form to use this technique. Figure 1 shows the unit step response curve with a maximum overshoot of 25%. The curve shows two parameters the delay time  $L$  and the time constant  $T$ . Table 1 shows the tuning rule for the first method.

In the second method,  $T_i = \infty$  and  $T_d = 0$  is established.  $K_p$  is incremented from 0 to  $K_{cr}$  (critical value) using just a proportional control action. The output must show held oscillations as in Figure 2.  $K_{cr}$  and  $P_{cr}$  (critical period) are obtained experimentally. Table 2 shows the tuning rule for the second method.

Table 1 Tuning Rule First Method

Controller	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$T/L$	$\infty$	0
PI	$0.9 (T/L)$	$L/0.3$	0
PID	$1.2 (T/L)$	$2L$	$0.5L$

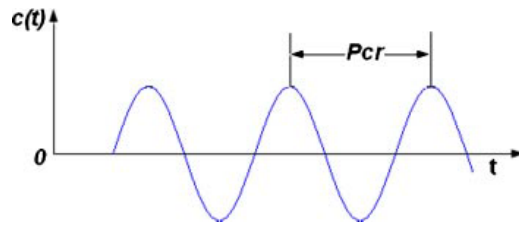


Figure 2 Hold oscillations with a  $P_{cr}$  period.

**Table 2** Tuning Rule Second Method

Controller	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0.5K_{cr}$	$\infty$	0
PI	$0.4K_{cr}$	$P_{cr}/1.2$	0
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.125P_{cr}$

**Table 3** Discrete Equation for Different Control Laws and Their Respective Discrete Coefficients

Control law	Discrete equations	Discrete coefficients
P	$G(z) = a_0$	$a_0 = K_p$
I	$G(z) = \left( \frac{a_0(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})} \right)$	$a_0 = K_i$
PI	$G(z) = \frac{a_0+a_1z^{-1}}{2+2z^{-1}}$	$a_0 = 2K_p + K_i$ $a_1 = K_i - 2K_p$
PD	$G(z) = \frac{a_0+a_1z^{-1}}{1+z^{-1}}$	$a_0 = 2K_p + 2K_d$ $a_1 = K_p - 2K_d$
PID	$G(z) = \frac{a_0+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}}{1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}}$	$a_0 = K_p + K_i + K_d$ $a_1 = -(K_p + 2K_d)$ $a_2 = K_d$ $b_1 = 1$ $b_2 = 0$

The RL is a graphical method representing the closed-loop transfer function root behavior in the complex plane with variation of a certain system parameter. The method is applied to transfer systems in open loop but the obtained stability is in closed loop. The procedure for design and tuning using RL is as follows:

- (1) Obtain the RL of the plant with the controller. One option is to use the rlocus Matlab instruction.

- (2) Choose the controller to be applied, based on the previous point and design control requirements.
- (3) Locate the poles and zeros, based on the previous points, that better satisfy the control law and design requirements.
- (4) Trace the plant and controller RL to obtain stability, response and general design parameters (error, overlap, response time, stability, etc.).
- (5) Select or set the  $k$  value and, based on it, tune the rest of controller parameters.

The frequency response method emerges from two important aspects of the system response: the stability grade and the response speed. Assuming that the design objective can be expressed in function of the crossing frequency  $\omega_c$  and the phase margin  $\theta_m$ , Equations (14) and (15) are accomplished:

$$|L(j\omega) = 1| \tag{14}$$

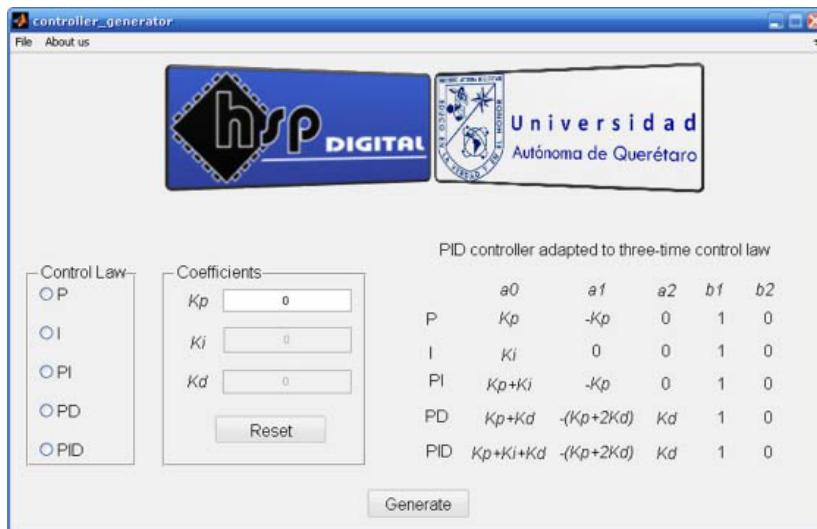
$$\theta_m = 180 + \arg[L(j\omega)] \tag{15}$$

where  $L(j\omega)$  is the open loop transfer function of the system [21].

**Bilinear Transform**

Once having the desired controller; the change from analog to digital requires a transformation; in this case, the selected option is the bilinear transform. Then, this transformation is used to map the designed analog controller into a discrete-time controller that meets the desired specifications. The bilinear transformation is a mapping between the complex variables  $s$  and  $z$  and is given by (16) [22].

$$s = \frac{2}{T} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) \tag{16}$$



**Figure 3** VHDL-code coefficient controller generator. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

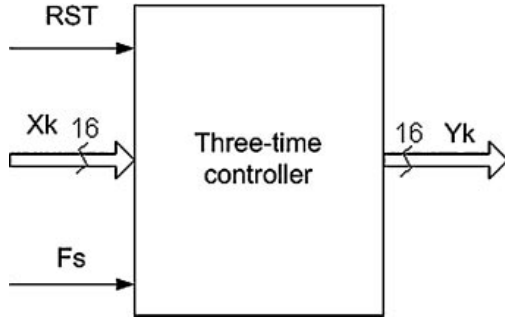
**Table 4** PID Controller Adapted to the Three-Time Control Law

Control law	Coefficients				
	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$b_1$	$b_2$
P	$K_p$	$-K_p$	0	1	0
I	$K_i$	0	0	1	0
PI	$K_p + K_i$	$-K_p$	0	1	0
PD	$K_p + K_d$	$-(K_p + 2K_d)$	$K_d$	1	0
PID	$K_p + K_i + K_i$	$-(K_p + 2K_d)$	$K_d$	1	0

**Matlab TOOL AND FPGA-BASED THREE-TIME CONTROLLER**

Once the steps corresponding to the theoretical course have been established, it follows the development of the discrete-time control in hardware. The identification and tuning is made in Matlab and the implementation is made in an FPGA. For this task, a GUI in Matlab was developed by the authors [23], which allows to choose the control law and its respective coefficients to be implemented in hardware. The GUI automatically generates the controller coefficients in VHDL code. The GUI is shown in Figure 3, in the GUI the students choose which control law coefficients generate, also they fill in the coefficients values obtained previously by the Matlab simulation, with the “generate” button the students obtain the VHDL code to be integrated with the others modules. The Matlab GUI is available in authors website [24].

The VHDL structure is based on a PID controller, this controller can be adapted to the three-time control law as shown in Table 4.

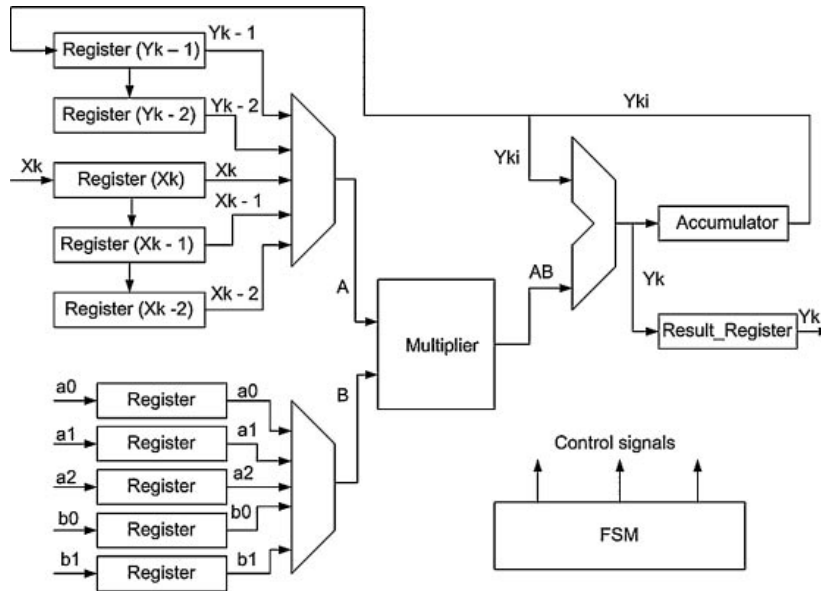


**Figure 4** Three-time controller black box.

**FPGA Implementation**

The FPGA implementation is based on the infinite-impulse response (IIR) filter architecture as shown [25]. This can also be seen with a comparison between Table 3 PID discrete equation and Equation (17); both are a second-order equations and satisfy an IIR filter and a PID controller. The black box of the three-time controller is shown in Figure 4. The black box displays the required signals to manage the controller; RST is the general reset (1 bit),  $F_s$  is the sampling frequency (1 bit),  $X_k$  is the controller input (16 bits), and  $Y_k$  is the controller output (16 bits). This black box represents a core used inside the FPGA, all the signals are digitals. The three-time controller

Table 3 shows the discrete equation for different control laws and their respective discrete coefficients obtained through the bilinear transform.



**Figure 5** Internal architecture of the three-time controller.

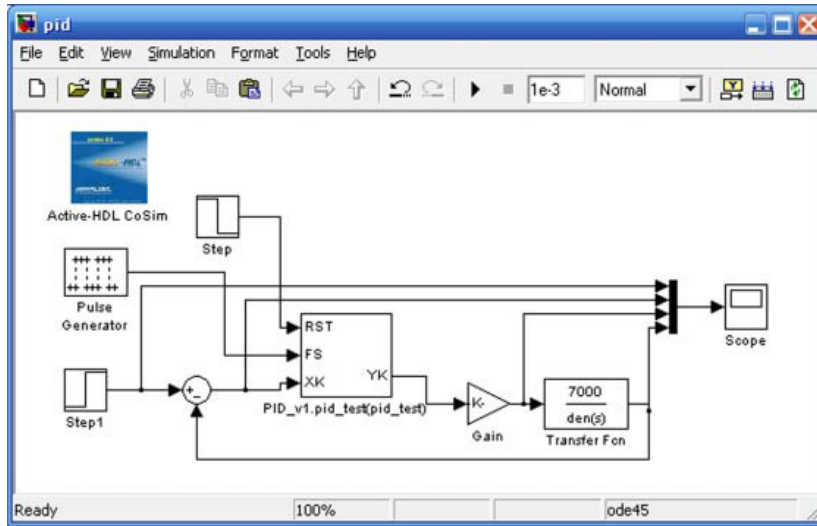


Figure 6 Simulink block diagram. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com.]

is described by (17)

$$y(k) = \sum_{i=0}^n a_i x(k-i) - \sum_{i=1}^n b_i y(k-i) \quad (17)$$

where  $y(k)$  is the three-time output ( $Y_k$  in the filter architecture),  $x(k)$  is the controller input signal ( $X_k$  in the filter architecture),  $b_i$  and  $a_i$  are the controller coefficients and  $n$  is the order.

Figure 5 shows the internal architecture of the three-time controller. Depending on the selected configuration, the coefficients values are modified. The Matlab tool aforementioned allows the generation of these coefficients. The other required modules, as shown in Figure 5, are registers, multiplexors, a multiplier and a finite-state machine (FSM) for the process control. All of these modules must be developed by the students.  $A$ ,  $B$ ,  $Y_{ki}$ , and  $AB$  are internal operation signals.

#### Co-Simulation Between Matlab-Simulink and Active-HDL

The software Active-HDL 6.2 [26] allows the creation of Simulink blocks; a Simulink block of the three-time controller

is created by using this tool. Once having a Simulink block, it is possible to use all the tools available in Simulink. Figure 6 shows a three-time controller test, the reset is stimulated by a short step, the sampling frequency is generated by a pulse generator and the input takes the step value. A gain and a test plant are used in the controller output. All signals are displayed in a scope. Simulink automatically generates the Active-HDL simulation with the use of the Active-HDL cosim library, this simulation is shown in Figure 7, where  $X_k$  is the controller input (step value minus feedback output value) and  $Y_k$  is the output.

#### EXPERIMENTAL SETUP

The controller was tested in several FPGA development platforms as Xilinx Spartan-3 [27], Actel IGLOO [28], and Altera FPGA Cyclone III (DE2-70-3 development kit) [29], in order to show the open core implementation and the portability presented by the system. The experimental setup is shown in Figure 8, in which the servomotor, the FPGA, the amplifier, the

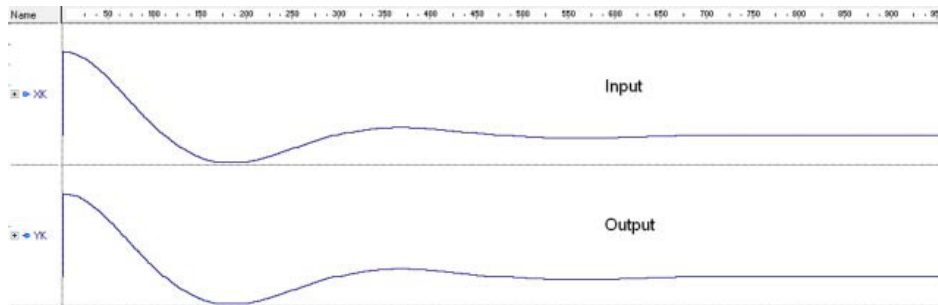


Figure 7 Simulation generated through Matlab-Simulink and Active-HDL.

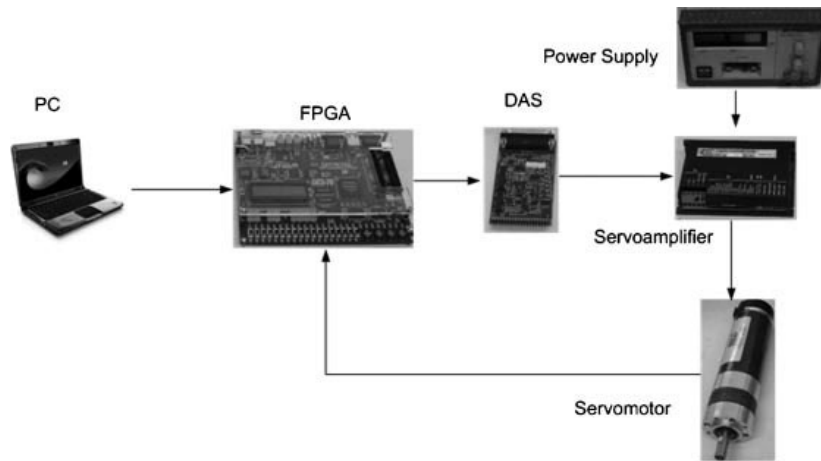


Figure 8 Experimental setup.

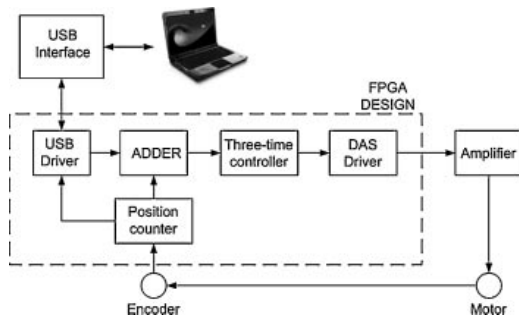


Figure 9 General block diagram.

servomotor was identified with LS method and tuned using frequency response method with  $45^\circ$  and 1 ms response time as parameters. The test consisted on sending a reference motion profile using USB communication to the FPGA. The FPGA decodes the signal to  $X_k$ . This signal is added to the encoder signal, which is the feedback signal system. A general block diagram of the process is shown in Figure 9. The data acquisition system uses an analogue to digital converter ADS7841 [30] and a digital to analogue converter DAC7565 [31] from Texas Instruments Incorporated (Dallas, TX); the driver for these devices can be developed by students or downloaded from authors website [24]. The USB driver can be downloaded from Opencores website [32].

data acquisition system, the USB communication and the power supply are presented. The servomotor is a MAXON DC 2266.85-73216-2000 using a 4000 counts per revolution radial encoder with a Copley control MOD 403 servoamplifier. The

Figure 10a shows the motion profile generated by the PC and the encoder signal. The motion corresponds to 3.75 rev. In this figure it is not possible to distinguish both signals; then, a zoom is presented to show the similarity between reference (Ref) and output servomotor position. Figure 10b shows the position error in the servomotor, corresponding to less than 50 counts.

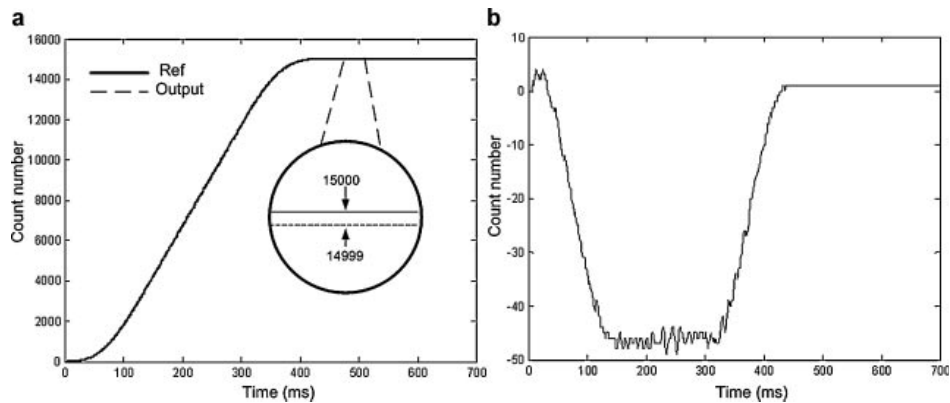


Figure 10 (a) Motion profile (b) error between Ref and output.

**Table 5** Students Feedback

Question	Percentage of agreement
Is the interface easy to use?	88
Does the practice facilitate the student learning?	90
Does the course cover all the automatic control concepts?	85
Does the course link theory and practice successfully?	86
Does the course contribute to your professional formation?	88

## CONCLUSIONS

An FPGA-Matlab-based open core for three-time controller in automatic control application was presented. The presented project was well accepted by students due to the possibility to design, implement, and test the controller. The theoretical background is a review of previous control courses. The development of this project lets the students interact with a real-world application; helping the students motivation and improving their grades. The combination of both, theory and practice is important [33]; thus, this course's proposal develops the theoretical bases in practical form. The opportunity to control a servomotor requires students with a high degree of knowledge, which is reflected in project development. The open core implementation and the portability of the system were showcased through tests over several commercially available FPGA platforms. By the acquired authors experience and by the students' feedback shown in Table 5, it can be said that the students produce better results, increase their industrial solution interest and improve the acquired knowledge. Table 5 shows favorable results about the interface and practices proposed for servomotor control using a PID controller based on FPGA. The teaching of automatic control with FPGA partially satisfies the growing necessity of engineers with embedded solution knowledge.

## ACKNOWLEDGMENTS

This paper was supported by Universidad Autonoma de Queretaro, Facultad de Ingenieria, through the project FIN-2010-15. The authors would like to thank Altera Corporation for the donation of a DEZ-70-3 development kit.

## REFERENCES

- [1] Y. Li, K. H. Ang, and G. C. Y. Chong, Patents, software and hardware for PID control, *IEEE Control Syst Mag* 26 (2006), 42–54.
- [2] I. H. Altas and H. Aydar, A real-time computer-controlled simulator: For control systems, *Comput Appl Eng Educ* 16 (2008), 115–126.
- [3] A. Nourdine, A Matlab/Simulink-based interactive module for servo systems learning, *IEEE Trans Educ* 53 (2010), 265–271.
- [4] K. K. Tan and H. L. Goh, Development of a mobile spreadsheet-based PID control simulation system, *IEEE Trans Educ* 49 (2002), 199–207.
- [5] M. C. M. Teixeira, E. Assunção, and M. R. Covacic, Proportional controllers: Direct method for stability analysis and Matlab implementation, *IEEE Trans Educ* 50 (2007), 74–78.
- [6] M. P. Dinca, M. Gheorghie, and P. Galvin, Design of a PID controller for a PCR micro reactor, *IEEE Trans Educ* 52 (2009), 116–125.
- [7] J. C. Basilio and S. R. Matos, Design of PI and PID controllers with transient performance specification, *IEEE Trans Educ* 45 (2002), 364–370.
- [8] I. Colak, S. Demirbas, S. Sagaroglu, and E. Irmak, A novel web-based laboratory for DC motor experiments, *Comput Appl Eng Educ*, 19 (2011), 125–135.
- [9] J. Albino-Mendez, C. Lorenzo, L. Acosta, S. Torres, and E. Gonzalez, A web-based tool for control engineering teaching, *Comput Appl Eng Educ* 14 (2006), 178–187.
- [10] M. Stefanovi, M. Matijevic, V. Cvijetkovic, and V. Simic, Web-based laboratory for engineering education, *Comput Appl Eng Educ* 18 (2010), 526–536.
- [11] R. Kelly and R. Moreno, Learning PID structures in an introductory course of automatic control, *IEEE Trans Educ* 44 (2001), 373–376.
- [12] S. Ayasun and G. L. Karbeyaz, DC motor speed control methods using Matlab/Simulink and their integration into undergraduate electric machinery courses, *Comput Appl Eng Educ* 15 (2007), 347–354.
- [13] Khairurrijal, M. Abdullah, and M. Budiman, Home-made PIC 16F877 microcontroller-based temperature control system for learning automatic control, *Comput Appl Eng Educ*, 19 (2011), 10–17.
- [14] M. Moallem, A laboratory testbed for embedded computer control, *IEEE Trans Educ* 47 (2004), 340–347.
- [15] G. Wang, Bridging the gap between textbook and real applications: A teaching methodology in digital electronics education, *Comput Appl Eng Educ*, Published online in Wiley Online Library; DOI: 10.1002/cae.20308.
- [16] K. Ogata, *Modern control engineering*, Prentice Hall, NJ, 2010.
- [17] A. Aguado-Behar and M. Martinez-Iranzo, *Identificación y control adaptativo*, Prentice Hall, Madrid, 2003, ISBN: 84-205-3570-2.
- [18] K. J. Aström and P. Eykhoff, *System identification: A survey*, Second IFAC Symposium on Identification and Process Parameter Identification, Praga, 1971.
- [19] L. Morales-Velazquez, R. J. Romero-Troncoso, R. A. Osornio-Rios, G. Herrera-Ruiz, and J. J. de Santiago-Perez, Special purpose processor for parameter identification of CNC second order servo systems on a low-cost FPGA platform, *Mechatronics* 20 (2010), 265–272.
- [20] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, Optimal settings for automatic controllers, *Trans ASME* 64 (1942), 759–768.
- [21] R. A. Osornio-Rios, R. J. Romero-Troncoso, G. Herrera-Ruiz, and R. Castaneda-Miranda, The application of reconfigurable logia to high speed CNC milling machines controllers, *Control Eng Pract* 16 (2008), 674–684.
- [22] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Discrete-time signal processing*, 2nd edition, Prentice Hall, NJ, 1998.
- [23] Matlab 6.5, Version 6.5.0.180913a Release 13, 2002, [www.mathworks.com](http://www.mathworks.com).
- [24] Autors website: <http://www.hspdigital.org>.
- [25] R. J. Romero-Troncoso, *Electronica digital y logica programable*, Universidad de Guanajuato, Mexico, 2007, ISBN: 968-864-449-8.
- [26] Aldec Active-HDL 6.2, [www.aldec.com/](http://www.aldec.com/).
- [27] <http://www.xilinx.com>.
- [28] <http://www.altera.com>.
- [29] <http://www.actel.com>.
- [30] Texas Instrument Data Sheet ADS7841. Texas Instrument Incorporated, Dallas, TX, 2005.
- [31] Texas Instrument Data Sheet DAC7565. Texas Instrument Incorporated, Dallas, TX, 2005.
- [32] Opencores website: <http://opencores.org>.
- [33] M. Stefanovic, V. Cvijetkovic, M. Matijevic, and V. Simic, A Lab-view-based remote laboratory experiments for control engineering education, *Comput Appl Eng Educ*, Published online in Wiley Online Library; DOI: 10.1002/cae.20334.

## BIOGRAPHIES



**Jose de Jesus Rangel-Magdaleno** received the B.E. degree in Electronics Engineering (laude) and the M.E. degree in Electrical Engineering on Hardware Signal Processing Applications from the Faculty of Mechanical, Electrical, and Electronics Engineering (summa cum laude), University of Guanajuato, Guanajuato, Mexico, in 2006 and 2008, respectively. He is currently working toward the Ph.D. degree at the University of Queretaro, Queretaro, Mexico. His research interests include mechatronics, instrumentation, and digital systems applied to solutions for industrial problems.



**Jesus Rooney Rivera-Guillen** received M.Eng. Degree in Electrical Engineering from FIMEE-Guanajuato University in 2007 and the Ph.D. degree in Mechatronics Engineering from the Autonomous University of Queretaro in 2010. He is currently working as professor at the Autonomous University of Queretaro. His research areas are: Mechatronics, Instrumentation, Control, Digital Systems applied to Industrial Problem solutions.



**Rene de Jesus Romero-Troncoso** received the B.E. and M.E. degrees in electronics from the University of Guanajuato, Guanajuato, Mexico, and the Ph.D. degree in mechatronics from the University of Queretaro, Queretaro, Mexico. He is a National Researcher with CONACYT. He is currently a Head Professor with the University of Guanajuato and an Invited Researcher with the University of Queretaro. He has been an Adviser of over 150 theses, an author of two books on digital systems (in Spanish), and a coauthor of over 40 technical papers in international journals and conferences. His fields of interest include hardware signal processing and mechatronics. He received the "2004 ADIAT National Award on Innovation" for his works in applied mechatronics and the "2005 IEEE ReConFig'05" award for his works in digital systems.



**Roque Alfredo Osornio-Rios** received the B.E. from Instituto Tecnológico de Queretaro, M.E. and the Ph.D. degrees from the University of Queretaro, Queretaro, Mexico. He is a National Researcher with CONACYT. He is currently a Head Professor with the University of Queretaro. He has been an Adviser of over 20 theses, and a coauthor of over 23 technical papers in international journals and conferences. His fields of interest include hardware signal processing and mechatronics. He received the "2004 ADIAT National Award on Innovation" for his works in applied mechatronics.

# Registro de patentes





INSTITUTO MEXICANO DE LA PROPIEDAD INDUSTRIAL

Dirección Divisinal de Patentes

OFICINA REGIONAL DEL BAJIO

Solicitud Expediente: MX/a/2010/014282  
 Fecha: 15/DIC/2010 Hora: 13:06  
 Folio: MX/E/2010/080953 579303



*Recibido*

Uso exclusivo Delegaciones y Subdelegaciones de la Secretaría de Economía y Oficinas Regionales del IMPI.

Sello 10106

Folio de entrada 34

15 DIC. 2010

Fecha y hora de recepción

RECIBIDO

- Solicitud de Patente  
 Solicitud de Registro de Modelo de Utilidad
- Solicitud de Registro de Diseño Industrial, especifique cuál:  
 Modelo Industrial  Dibujo Industrial

Antes de llenar la forma lea las consideraciones generales al reverso

I DATOS DEL (DE LOS) SOLICITANTE(S)

El solicitante es el inventor  El solicitante es el causahabiente

1) Nombre (s): a.- JOSE DE JESUS RANGEL MAGDALENO  
 VER HOJA ANEXA

2) Nacionalidad (es): MEXICANO

3) Domicilio; calle, número, colonia y código postal: ALAMO # 51, LOS CIPRESES, 76803

Población, Estado y País: SAN JUAN DEL RIO, QUERETARO, MEXICO

4) Teléfono (clave): 427 274 1244 5) Fax (clave): 427 274 1244

II DATOS DEL (DE LOS) INVENTOR(ES)

6) Nombre (s): a.- JOSE DE JESUS RANGEL MAGDALENO  
 VER HOJA ANEXA

7) Nacionalidad (es): MEXICANO

8) Domicilio; calle, número, colonia y código postal: ALAMO # 51, LOS CIPRESES, 76803

Población, Estado y País: SAN JUAN DEL RIO, QUERETARO, MEXICO

9) Teléfono (clave): 427 274 1244 10) Fax (clave): 427 274 1244

III DATOS DEL (DE LOS) APODERADO(S)

11) Nombre (s): 12) R G P:

13) Domicilio; calle, número, colonia y código postal:

Población, Estado y País: 14) Teléfono (clave): 15) Fax (clave):

16) Personas Autorizadas para oír y recibir notificaciones:

17) Denominación o Título de la Invención: METODO Y DISPOSITIVO PARA CONTROLAR SERVOMOTORES BASADO EN FPGA

18) Fecha de divulgación previa

19) Clasificación Internacional uso exclusivo del IMPI

20) Divisinal de la solicitud 21) Fecha de presentación

22) Prioridad Reclamada: País Fecha de presentación No. de serie

Lista de verificación (uso interno)			
No. Hojas		No. Hojas	
<input type="checkbox"/>	Comprobante de pago de la tarifa	<input type="checkbox"/>	Documento de cesión de derechos
<input type="checkbox"/>	Descripción y reivindicación (es) de la invención	<input type="checkbox"/>	Constancia de depósito de material biológico
<input type="checkbox"/>	Dibujo (s) en su caso	<input type="checkbox"/>	Documento (s) comprobatorio(s) de divulgación previa
<input type="checkbox"/>	Resumen de la descripción de la invención	<input type="checkbox"/>	Documento (s) de prioridad
<input type="checkbox"/>	Documento que acredita la personalidad del apoderado	<input type="checkbox"/>	Traducción
			TOTAL DE HOJAS

Observaciones:

Bajo protesta de decir verdad, manifiesto que los datos asentados en esta solicitud son ciertos.

JOSE DE JESUS RANGEL MAGDALENO SANTIAGO DE QUERETARO, QUERETARO 15 DIC 2010  
 Nombre y firma del solicitante o su apoderado Lugar y fecha



OFICINA REGIONAL DEL BAJIO

Solicitud Expediente: MX/a/2010/014290  
Fecha: 16/DIC/2010 Hora: 09:36  
Folio: MX/E/2010/081008 769037



Uso exclusivo Delegaciones y Subdelegaciones de la Secretaría de Economía y Oficinas Regionales del IMPI.  
Sello 10 JUN 16 Dic 2010 Trada IN 9:36  
RECIBIDO  
Fecha y hora de recepción

- Solicitud de Patente  
 Solicitud de Registro de Modelo de Utilidad  
 Solicitud de Registro de Diseño Industrial, especifique cuál:  
 Modelo Industrial  Dibujo Industrial

Antes de llenar la forma lea las consideraciones generales al reverso

**I DATOS DEL (DE LOS) SOLICITANTE(S)**

El solicitante es el inventor  El solicitante es el causahabiente

1) Nombre (s): a) JESUS ROONEY RIVERA GUILLEN  
VER HOJA ANEXA

2) Nacionalidad (es): MEXICANO

3) Domicilio; calle, número, colonia y código postal: AV. 14 #1804, LOMAS DE CASA BLANCA, 76080

Población, Estado y País: QUERETARO, QUERETARO, MEXICO

4) Teléfono (clave): 427 274 1244 5) Fax (clave): 427 274 1244

**II DATOS DEL (DE LOS) INVENTOR(ES)**

6) Nombre (s): a) JESUS ROONEY RIVERA GUILLEN  
VER HOJA ANEXA

7) Nacionalidad (es): MEXICANO

8) Domicilio; calle, número, colonia y código postal: AV. 14 #1804, LOMAS DE CASA BLANCA, 76080

Población, Estado y País: QUERETARO, QUERETARO, MEXICO

9) Teléfono (clave): 427 274 1244 10) Fax (clave): 427 274 1244

**III DATOS DEL (DE LOS) APODERADO(S)**

11) Nombre (s): 12) R G P:

13) Domicilio; calle, número, colonia y código postal:

Población, Estado y País: 14) Teléfono (clave): 15) Fax (clave):

16) Personas Autorizadas para oír y recibir notificaciones:

17) Denominación o Título de la Invención: METODO Y DISPOSITIVO BASADO EN FPGA PARA DETECTAR FALLAS EN MOTORES

18) Fecha de divulgación previa  
Día Mes Año

19) Clasificación Internacional uso exclusivo del IMPI

20) Divisional de la solicitud  
Número Figura jurídica

21) Fecha de presentación  
Día Mes Año

22) Prioridad Reclamada: País Fecha de presentación Día Mes Año No. de serie

**Lista de verificación (uso interno)**

No. Hojas	No. Hojas
<input type="checkbox"/>	Comprobante de pago de la tarifa
<input type="checkbox"/>	Descripción y reivindicación (es) de la invención
<input type="checkbox"/>	Dibujo (s) en su caso
<input type="checkbox"/>	Resumen de la descripción de la invención
<input type="checkbox"/>	Documento que acredita la personalidad del apoderado
<input type="checkbox"/>	Documento de cesión de derechos
<input type="checkbox"/>	Constancia de depósito de material biológico
<input type="checkbox"/>	Documento (s) comprobatorio(s) de divulgación previa
<input type="checkbox"/>	Documento (s) de prioridad
<input type="checkbox"/>	Traducción
<input type="checkbox"/>	TOTAL DE HOJAS

Observaciones:

Bajo protesta de decir verdad, manifiesto que los datos asentados en esta solicitud son ciertos.

JESUS ROONEY RIVERA GUILLEN SANTIAGO DE QUERETARO, QUERETARO 16 DIC 2010  
Nombre y firma del solicitante o su apoderado Lugar y fecha