



# Universidad de Guanajuato

---

---

Campus Irapuato-Salamanca  
División de Ingenierías

“Aplicación de muestreo en espacio en FPGA  
para detección de fallas en motores de  
inducción”

## TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA  
Instrumentación y Sistemas Digitales

Presenta:

Ing. Tomás Alberto García Calva

Directores:

Dr. René de Jesús Romero Troncoso  
Universidad de Guanajuato

Dr. Daniel Moríñigo Sotelo  
Universidad de Valladolid

Salamanca, Gto.

Febrero, 2017.

# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Introducción	1
1.2 Detección de fallas en motores	5
1.2.1 Detección de fallas en estado estacionario	5
1.2.2 Detección de fallas en transitorio de arranque	6
1.2.3 Muestreo en espacio	7
1.3 Objetivos	8
1.4 Planteamiento general	8
1.5 Motivaciones y Aportación	9
<b>2. Fundamento Teórico</b>	<b>10</b>
2.1 Falla de barra rota en un motor de inducción alimentado por inversor.	10
2.2 Re-muestreo uniforme.	13
2.2.1 Reducción en la tasa de muestreo.	13
2.2.2 Diezmado.	17
2.2.3 Incremento en la tasa de muestreo.	18
2.2.4 Interpolación	21
2.2.5 Re-muestreo por un factor racional L/M	22
2.3 Muestreo en espacio	23
2.3.1. Efecto del muestreo en espacio en el dominio del tiempo.	24
2.3.2. Efecto del muestro en espacio en el dominio tiempo-frecuencia.	25
<b>3. Arquitectura Digital</b>	<b>28</b>
3.1 Especificaciones de diseño	28
3.2 Arquitectura Digital	28
3.3 Filtrado	31
3.4 Factor de muestreo	33
3.5 Muestreo en espacio	35
3.6 Módulo Interpolador	37
<b>4. Validación Experimental</b>	<b>39</b>
4.1 Banco de pruebas	39
4.2 Metodología de las pruebas	40
4.2.1 Casos de estudio bajo análisis	41
4.3 Muestreo en espacio	42
4.3.1.- Análisis en el dominio del tiempo	42
4.3.2.- Análisis en el dominio espacio - frecuencia	43
4.4 Casos de estudio	45
4.4.1.- Detección de barra de rotor rota	45

4.4.2.- Comparativa de métodos de estimación espectral	47
4.4.3.- Detección de barra rota a frecuencias de operación bajas	49
4.4.4.- Detección de barra rota a niveles de carga mecánica baja	50
4.4.5.- Detección de barra rota con diferente grado de severidad	51
4.5 Tiempo de computo	53
<b>5. Conclusiones</b>	<b>54</b>
<b>6. Productos de la investigación</b>	<b>55</b>
<b>7. Referencias</b>	<b>66</b>

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Monitoreo y diagnóstico

El monitoreo y diagnóstico de máquinas eléctricas rotatorias ha recibido gran interés en investigación durante los últimos años, debido principalmente a que su aplicación reduce costos de mantenimiento y prevé paros inesperados en procesos industriales. Un buen monitoreo de máquinas eléctricas conduce a una programación oportuna de mantenimiento preventivo; esto evita futuros paros innecesarios en el proceso de producción y, en ocasiones, consecuencias devastadoras en las máquinas rotatorias, debido a una falla no detectada a tiempo.

Los motores de inducción son las máquinas eléctricas rotatorias más utilizadas en la industria por diferentes razones: su construcción robusta, fácil mantenimiento y su bajo costo de operación. Se considera que más del 90 % de los motores utilizados alrededor del mundo, son motores de inducción. El impacto de la energía consumida por éstos es de vital importancia, ya que se estima que los motores de inducción consumen cerca del 75% del consumo total de energía en las plantas industriales. El consumo residencial también es significativo, ya que cerca del 20% del consumo en viviendas se debe a estas máquinas [1].

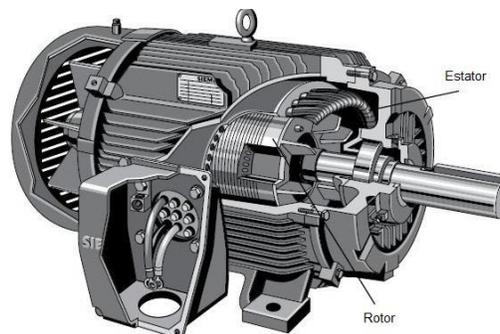


Fig.1.1.1. Motor de inducción corte interior [2].

Los motores de inducción comúnmente son conectados directamente a la línea de alimentación. En estas condiciones, la velocidad de rotación del motor no puede ser controlada y se mantiene constante, independientemente de las necesidades reales de la carga conectada a él. Este es el caso, por ejemplo, de bombas y ventiladores que representan más del 50 % de las aplicaciones residenciales e industriales de este tipo de motores. Sin embargo, el funcionamiento a velocidad constante de motores implica un alto

---

consumo de energía y un elevado costo de operación debido a las características de construcción propias de un motor de inducción. Por tanto, estas condiciones de operación se consideran muy ineficientes.

Cuando el motor es alimentado por un variador de frecuencia o también llamado inversor, la velocidad puede ser regulada y adaptada a los requerimientos de la carga que está conectada; esto resulta en importantes ahorros de energía. Por ejemplo, un motor de inducción operando al 50% de su velocidad nominal reduce su consumo en un 75 % [3]. Así, una disminución en la velocidad de operación se refleja directamente en una reducción en el consumo de energía y en consecuencia en ahorro de costos.

Recientemente la industria ha adoptado políticas drásticas encaminadas al ahorro y uso eficiente de la energía. Con esto, el número de motores de inducción alimentados por inversores de frecuencia ha crecido significativamente en los últimos años. En algunos sectores como en la industria del transporte o en procesos de manufactura el uso de inversores para alimentar el motor es incluso obligatorio ya que la flexibilidad de la velocidad es una necesidad.

Dentro del campo del monitoreo y diagnóstico de máquinas rotatorias, la técnica del análisis de la corriente de estator MCSA (del inglés *Motor Current Signature Analysis*) es un estándar para la academia y la industria [4]. Esta técnica presenta varias ventajas frente a otros métodos; bajo costo para la adquisición de las mediciones de corriente, puesto que la corriente se puede medir con una pinza amperimétrica; éste es un procedimiento no invasivo, ya que no es necesario el desarme mecánico de la máquina; así como también puede emplearse para diagnosticar fallos en línea incluso en tiempo real, por lo que no requiere realizar paradas de mantenimiento innecesarias, teniendo así grandes ventajas económicas.

El MCSA se basa en realizar un análisis de la corriente que es consumida por la máquina eléctrica y, a partir de ahí, diagnosticar el estado de la máquina [5]. Es muy difícil o casi imposible obtener información a simple vista de una señal de corriente sin procesar. Además, la señal obtenida directamente de un instrumento midiendo un proceso físico siempre contiene alguna cantidad de ruido. El procesamiento digital de señales es un conjunto de técnicas que mediante diversos algoritmos computacionales analizan y transforman la señal original, para obtener una representación significativa de la información contenida, al mismo tiempo que intenta suprimir o disminuir los efectos del ruido.

Una señal adquirida mediante un método de monitoreo necesita ser analizada mediante una técnica de análisis de señales para poder obtener las características relacionadas con algún tipo de fallo mecánico o eléctrico. Las técnicas de análisis de señales utilizadas actualmente en la detección de fallas en motores pueden clasificarse en tres categorías: dominio del tiempo, dominio de la frecuencia y en el dominio tiempo-frecuencia. La elección del tipo de análisis depende particularmente de la naturaleza de la señal y de la información que se quiere obtener de ella.

El análisis en el dominio del tiempo contempla características de la forma de onda que

describe la señal. El análisis de las funciones matemáticas o señales físicas se hace con respecto al tiempo. Las funciones estadísticas se utilizan comúnmente para realizar un análisis en el dominio del tiempo. En el monitoreo y diagnóstico de máquinas rotatorias, con el fin de extraer características relacionadas con algún fallo, investigaciones han propuesto cálculos de medidas estadísticas, tales como: el promedio, desviación estándar, curtosis, factor de cresta, histograma, envolvente, etc. En la Figura 1.1.2 se muestra una onda senoide con 60 Hz., de frecuencia graficada en el dominio del tiempo respecto a su amplitud.

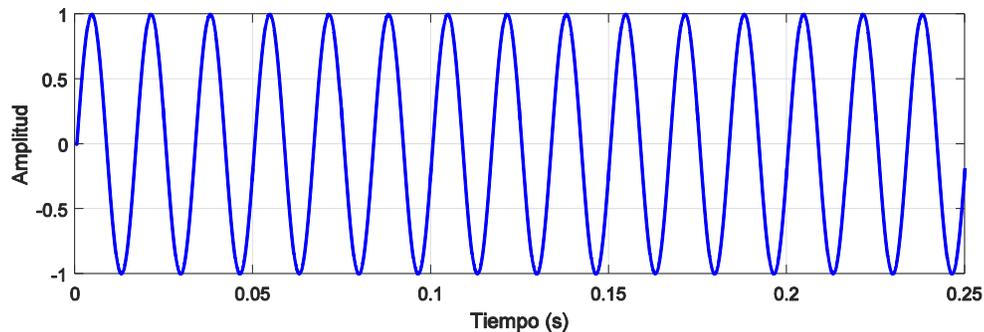


Fig.1.1.2. Señal sinusoidal de 60 Hz., en el dominio del tiempo.

Por otro lado, mediante un análisis en el dominio de la frecuencia, la señal original es procesada y transformada usando diferentes técnicas de estimación espectral incluyendo métodos paramétricos, no-paramétricos y de alta resolución [5]. La mayoría de los métodos utilizados en frecuencia se basan en la transformada de Fourier y los valores resultantes son generalmente presentados como amplitudes, potencias, intensidades o fases. El cálculo del espectro es el método más conocido para detectar la presencia de armónicos vinculados a fallas mecánicas. Este tipo de análisis mejora significativamente la detección de fallas en comparación con el análisis en tiempo, ya que es posible identificar oscilaciones en la corriente que se exhiben en el análisis espectral. Así, aunque una componente de frecuencia no produzca grandes cambios en la señal en tiempo, esta se refleja claramente en un análisis en frecuencia. El análisis clásico de Fourier permite una descomposición de la señal analizada en componentes individuales de frecuencia y establece una relación entre las intensidades de cada una, este análisis proporciona información acerca de las oscilaciones periódicas que contiene la señal original.

La Figura 1.1.3 exhibe la señal senoide de 60 Hz., en el dominio de la frecuencia. La señal original es transformada, mediante un procesamiento realizado por medio del algoritmo (FFT) el cual implementa una transformada de Fourier en el dominio discreto.

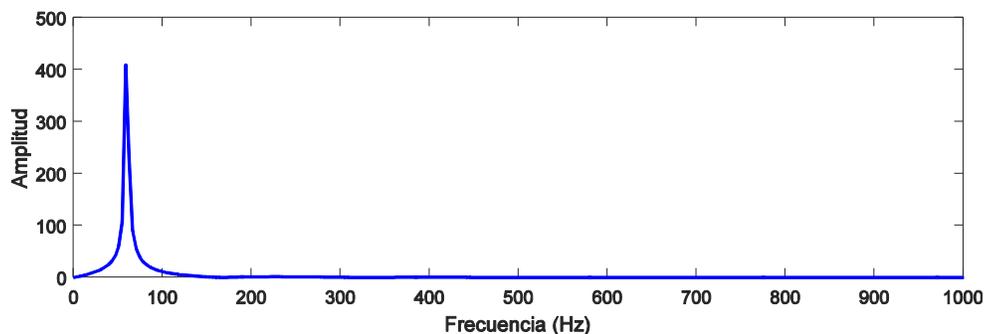


Fig.1.1.3. Señal sinusoidal de 60 Hz., en el dominio de la frecuencia.

El principal inconveniente del análisis en frecuencia es que este método puede ser aplicado sólo a señales estacionarias. En el campo del monitoreo y diagnóstico este tipo de señales son producidas sólo por máquinas rotatorias que están operando estrictamente en un régimen permanente.

Un tipo de procesamiento novedoso son las técnicas de análisis en tiempo-frecuencia; éstas proporcionan información tanto en frecuencia como en tiempo. Este análisis es un método adecuado para el análisis de señales no estacionarias. Mediante éste análisis, la energía de la señal se mapea en un espacio de 3 dimensiones, tiempo, frecuencia y amplitud; brindando una perspectiva mejorada de las características temporales y espectrales de la señal. En un caso ideal, la transformada tiempo-frecuencia debe proveer información directa acerca de las componentes de frecuencia que ocurren en cualquier instante dado.

En el monitoreo y diagnóstico de máquinas rotatorias, el análisis en tiempo-frecuencia es muy útil, puesto que permite visualizar la evolución temporal de frecuencias que se presentan cuando existe alguna falla interna en el motor de inducción, lo que permite extraer patrones muy particulares de cada falla, evitando diagnósticos erróneos en comparación con un análisis en el dominio de la frecuencia [6].

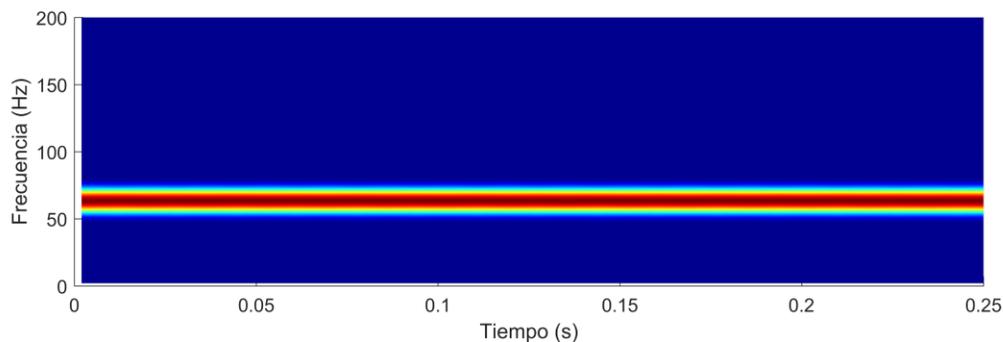


Fig.1.1.4. Señal sinusoidal de 60 Hz., en el dominio tiempo-frecuencia.

## 1.2 Detección de fallas en motores

El 90% de los fallos en máquinas de inducción ocurren a raíz de funcionamiento anormal de componentes internos. Los principales fallos mecánicos en un motor de inducción son: rodamientos dañados, barra de rotor rota, excentricidades y desbalance en el eje de carga. De todas las fallas que puede presentar un motor, la presencia de barra rota es una de las más difíciles de detectar. El motor de inducción que desarrolla este tipo de falla puede no mostrar ningún síntoma, sin embargo, la falla puede propagarse a barras contiguas conduciendo a un repentino colapso de la máquina, produciendo una interrupción en la línea de producción.

El desarrollo de una avería mecánica en los motores de inducción produce variaciones en el campo magnético del rotor, lo que se traduce en la aparición de armónicos magnéticos. Estos, a su vez, inducen fuerzas magneto motrices que finalmente dan lugar a la aparición de armónicos en la corriente de alimentación del motor.

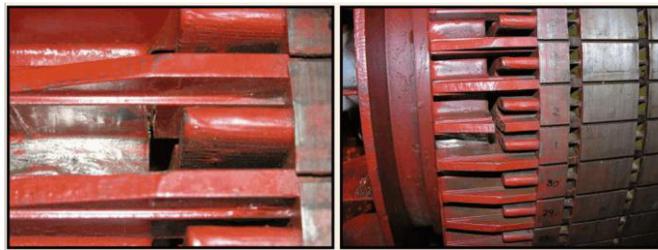


Fig.1.2.1. Barra rota en el rotor de un motor de inducción industrial de alta potencia.

La técnica para la detección de barra de rotor rota mediante MCSA se realiza detectando la aparición de estos armónicos de corriente llamados, LSH y RSH (del inglés *left-side harmonic* y *right-side harmonic* respectivamente). Estos armónicos de corriente aparecen muy cercanos a la componente fundamental de la fuente de alimentación, por lo que su precisa detección implica un desafío que aumenta cuando el motor de inducción es alimentado por inversor de voltaje. La Figura 1.2.1 muestra el rotor de un motor de inducción de alta potencia con una barra de rotor rota.

### 1.2.1 Detección de fallas en estado estacionario

Algunos trabajos han sido propuestos para detectar fallas mecánicas dentro de un motor de inducción cuando éste es alimentado por un inversor y se encuentra operando en estado estacionario o velocidad constante. En [7] Se presenta un método para la detección de barra rota en motores de inducción, basado en el análisis multi-resolución Wavelet de la corriente de estator. La transformada Wavelet continua es utilizada para la extracción de las frecuencias específicas que indican la presencia del fallo. En [8] se desarrolló un sistema experto para detectar fallas relacionadas al rotor. Éste sistema experto funciona mediante técnicas estadísticas robustas en combinación con la transformada de Fourier convencional, posteriormente obtiene el espectro de la corriente de estator del motor. Finalmente, la transformada Wavelet se utiliza para detectar picos en el espectro y evaluarlos en amplitud.

---

Hurbert Razik presenta en [9] una metodología basada en el análisis del módulo del espectro de la corriente de línea, a fin de obtener un diagnóstico, un algoritmo genético es utilizado en complemento con un algoritmo de lógica difusa para indicar la severidad de la falla. En [10] se presenta una combinación del análisis en tiempo y análisis en frecuencia, donde posteriormente se aplica un discriminante lineal para clasificar el tipo de falla.

Aunque existen varios trabajos que detectan satisfactoriamente fallas en motores de inducción en estado estacionario, la tasa de falsos positivos en la detección es bastante alta, esto se debe a que otros fenómenos (eléctricos o mecánicos) que no están relacionados con un fallo, también introducen componentes de frecuencia similares en las bandas de frecuencia donde se presentan las componentes relacionadas al fallo, lo que provoca un diagnóstico erróneo.

### **1.2.2 Detección de fallas en transitorio de arranque**

Los inconvenientes de la detección de fallas en estado estacionario han alentado investigación para desarrollar técnicas capaces de superar estas desventajas. Además, la mayoría de los motores de inducción raramente trabajan bajo un estricto régimen estacionario. Por estas razones, en años recientes muchos autores han puesto atención en el desarrollo de técnicas de monitoreo y diagnóstico basadas en el análisis durante su operación transitoria, principalmente transitorio de arranque [11].

El análisis de la corriente de arranque presenta ciertas ventajas frente al análisis convencional en estado estacionario, por ejemplo: los patrones de fallo en el plano tiempo-frecuencia son más confiables que un solo pico en el dominio de la frecuencia, al mismo tiempo diferentes fallas producen patrones distintos en el dominio tiempo-frecuencia. En el análisis de un motor de inducción durante operación transitoria todos sus componentes poseen frecuencia cambiante cuando se utiliza un variador de frecuencia para alimentarlo. Esto obliga a recurrir a complejas herramientas de análisis de la señal en tiempo-frecuencia [12].

A pesar de la mayor complejidad, el estudio de los transitorios de arranque de un motor de inducción posee características que lo pueden hacer ventajoso frente a otras alternativas. Esto debido a que durante este periodo grandes corrientes fluyen en el motor, incluso sin carga conectada. Durante el transitorio de arranque, el motor se encuentra bajo severas condiciones de estrés mecánico y eléctrico, en estas condiciones los fallos de la máquina pueden ser detectados en una etapa mucho más temprana de su desarrollo. Además, los componentes de frecuencia en la corriente tienen una separación mayor durante el arranque, lo que facilita su detección.

Algunas técnicas han sido propuestas para el diagnóstico de fallas en el régimen de transitorio de arranque, por ejemplo, en [13] la transformada fraccional de Fourier es utilizada para ajustar el plano tiempo-frecuencia y obtener una mejor perspectiva del patrón de falla. En [14] se propone la transformada en tiempo corto de Fourier SFTF (del inglés *Short-Time Fourier*) en combinación con un análisis Wavelet para lograr detectar presencia de barra de rotor rota con buenos resultados. En [15] una nueva transformada adaptiva

utiliza una función llamada el átomo tiempo-frecuencia, esto permite una precisa observación de la evolución de los componentes de fallo durante el transitorio de arranque. Sin embargo, la mayoría de los trabajos en este campo requieren un conocimiento previo de la velocidad y de la evolución de los componentes relacionados con el fallo para poder realizar un diagnóstico.

### 1.2.3 Muestreo en espacio

El muestreo no uniforme es una técnica prometedora de procesamiento digital de señales que recientemente se ha utilizado para la detección de fallas en maquinaria eléctrica rotatoria. El muestreo en espacio es un muestreo no uniforme que logra convertir señales no estacionarias en valores constantes de frecuencia, lo cual facilita la detección de componentes relacionadas con falla, conduciendo a un efectivo diagnóstico.

Este tipo de muestreo se ha planteado como solución a las características no estacionarias de las señales de corriente provenientes de turbinas de viento [16-18]. Por otro lado, en [19] se propone el muestreo no uniforme para la extracción de información en el dominio espacial como ayuda para seguir la deterioración de cajas de velocidades en vehículos eléctricos. En [20] un sistema inspector de calidad para un turbo cargador es propuesto, en el cual el muestreo no uniforme es utilizado para analizar las señales de vibraciones no estacionarias generadas por el turbo cargador funcionando con velocidad variable.

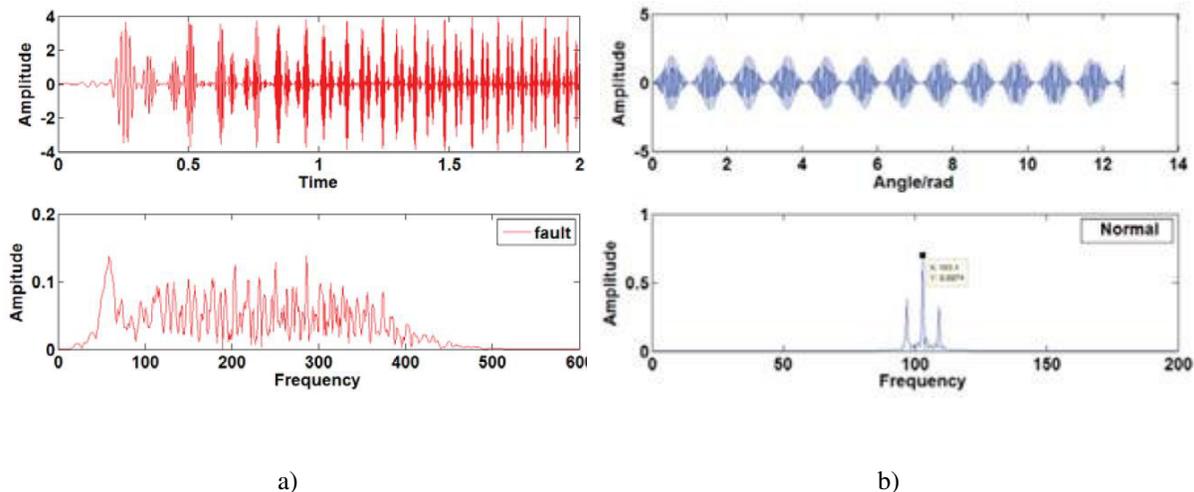


Fig.1.2.2. a) Señal no estacionaria muestreada uniformemente en tiempo (arriba) y su representación en el dominio de la frecuencia (abajo)., b) Señal no estacionaria muestreada uniformemente en espacio (arriba) y su representación en el dominio de la frecuencia (abajo). Tomada de [21].

Estos estudios demuestran que las metodologías basadas en un muestreo en espacio son apropiadas para el análisis de señales no estacionarias. A pesar de los buenos resultados obtenidos en los artículos citados, la implementación de estos métodos requiere de gran espacio de memoria, y de sensores de posición adicionales para obtener la información de velocidad angular, para poder realizar un muestreo no uniforme sincronizado. Por

consiguiente, un método de procesamiento de la señal computacionalmente eficiente y que carezca de la necesidad de sensores adicionales es deseable para una precisa detección de fallas en un motor de inducción.

### 1.3 Objetivos

- Desarrollar un algoritmo de muestreo en espacio, capaz de procesar las señales de corriente de alimentación de un motor de inducción en tiempo real, sin la necesidad de un sensor externo que proporcione información de la velocidad.
- Implementar el algoritmo desarrollado en hardware con tecnología FPGA (*del inglés Field Programmable Gate Array*) aprovechando el paradigma de programación en paralelo y la reconfiguración del algoritmo para la utilización del sistema en un rango diferente de frecuencias, además que brinde la capacidad de procesamiento en tiempo real e independencia de una PC, a bajo costo [22].
- Aplicar el algoritmo desarrollado a pruebas experimentales con el fin de detectar barra de rotor rota en motores de inducción alimentados por inversor de voltaje en transitorios de arranque.

### 1.4 Planteamiento general

Para llevar a cabo la validación de la técnica se necesitan pruebas de operación en estado transitorio de un motor de inducción. En la figura 1.7 se muestra un esquema de la técnica de muestreo en espacio propuesta.

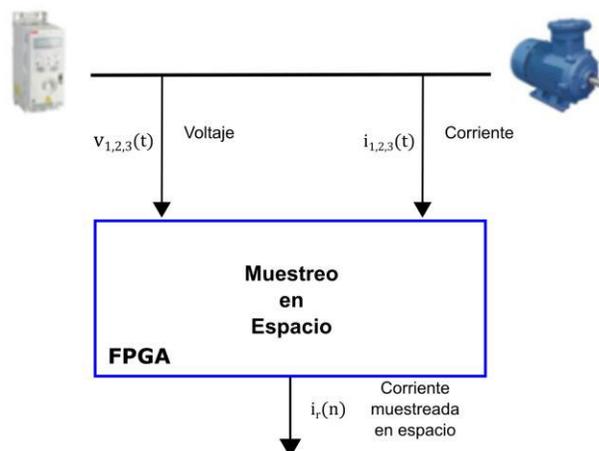


Fig. 1.4.1. Esquemático del muestreo en espacio aplicado a la corriente de estator.

## **1.5 Motivaciones y Aportación**

Considerando la importancia de un muestreo en espacio que ha permitido mejorar las técnicas actuales de diagnóstico. Ésta implementación pretende la disminución de costo de un sistema de monitoreo debido al precio de un sensor empotrado.

La aportación del trabajo es presentar una técnica novedosa para realizar un muestreo en espacio por medio de procesamiento digital de señales. Dicha técnica deberá combinar la información proveniente de señales de un motor de inducción y ser capaz de diagnosticar confiablemente la condición de barras de rotor en un motor de inducción. Además, se plantea el desarrollo de una unidad de propósito específico para el procesamiento de señales en hardware implementada dentro de un chip de bajo costo como lo es la tecnología FPGA.

# Capítulo 2

## Fundamento Teórico

### 2.1 Falla de Barra de Rotor Rota en un Motor de Inducción Alimentado por Inversor

De todas las fallas que puede desarrollar un motor de inducción, la presencia de barra rota es una de las más difíciles de detectar. Este tipo de falla no muestra síntomas tempranos de su desarrollo y cuando se produce puede provocar ruptura en barras adyacentes conduciendo a un colapso de la máquina rotatoria [23].

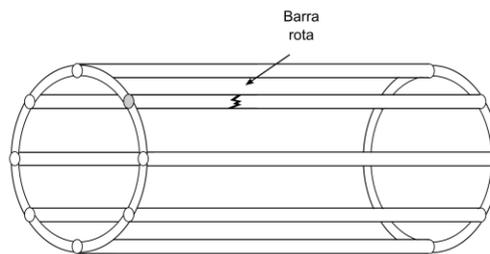


Fig. 2.1.1. Barra de rotor rota en un motor de inducción.

La falla de barra de rotor rota se ilustra esquemáticamente en la Figura 2.1.1. Éste tipo de ruptura se reporta con una frecuencia de 15 del 100 por ciento de todas las fallas que se presentan en motores eléctricos de la industria. Antiguamente, la construcción de jaula de ardilla solo se utilizaba en pequeños motores eléctricos. Hoy en día, esta construcción se utiliza en un gran número de motores de inducción, incluso en máquinas del rango de miles de kilowatts. La mayoría de las jaulas de ardilla y de los aros conectores en los motores de inducción son fabricados con aleaciones de cobre y aluminio [24]. Los rotores con esta construcción, aunque son robustos y confiables, pueden sufrir de ruptura en una o varias de sus barras. Estas deben de detectarse oportunamente, ya que de lo contrario pueden causar choque de los componentes internos y conducir a un colapso de la máquina.

Una particularidad de los motores de inducción es una diferencia relativa que existe entre la velocidad de sincronismo y la velocidad de rotación del rotor, a esta se le llama slip  $s$ .

Existen muchas razones por las cuales puede producirse una ruptura de barra. Éstas pueden ser causadas por estrés térmico, magnético, mecánico o incluso residuos libres dentro de la máquina. Una barra de rotor rota se refleja en una asimetría en la geometría de

construcción que causa un desbalance en las corrientes de línea, pulsaciones en el torque y una caída en el torque eficaz. La asimetría en el flujo magnético provoca la existencia de frecuencias laterales a la frecuencia de alimentación [25] en las corrientes de línea. En [26] se reporta que la falla de barra de rotor puede ser detectada por medio de un análisis en el dominio de la frecuencia. En condiciones de operación regular, con un devanado de estator alimentado por una frecuencia  $f$  induce corrientes en las barras de rotor a una frecuencia  $sf$  [27].

Cuando una asimetría se presenta en la construcción del rotor, inicialmente, una fuerza electromotriz es inducida a una frecuencia  $(1-2s)f$  la cual causa rizado en la velocidad de rotación y en el torque. Consecuentemente, el rizado en el torque y la velocidad se ven reflejados en oscilaciones en las corrientes de línea. La detección de barra de rotor rota se realiza mediante la observación de los armónicos laterales que se crean en la corriente de alimentación del estator en:

$$f_{BRB} = f \left[ k \left( \frac{1-s}{p} \right) \pm s \right] \quad (2.1.1)$$

Donde  $s$  es el slip unitario,  $p$  es el número de par de polos del motor,  $k$  el número de armónico entero 1,2,3,5... y  $f$  es la frecuencia del voltaje con que se alimenta el motor de inducción. El slip está dado por:

$$s = \frac{f - f_r}{f} \quad (2.1.2)$$

donde  $f_r$  es la frecuencia angular del rotor.

El voltaje de alimentación de un variador de frecuencia se puede modelar como:

$$v(t) = V \sin(\omega(t) * t) \quad (2.1.3)$$

Las principales componentes en la corriente de estator de un motor alimentado por inversor que presenta barra de rotor están modeladas por:

$$i(t) = I_f \sin(\omega_f(t) * t + \alpha_f) + I_l \sin(\omega_l(t) * t + \alpha_l) + I_r \sin(\omega_r(t) * t + \alpha_r) \quad (2.1.4)$$

donde  $V_f, I_f, \alpha, \alpha_l, \alpha_r$  son la amplitud del voltaje fundamental, la amplitud de la corriente fundamental, la fase de la señal fundamental, la fase de la componente armónica de fallo izquierda y la fase de la componente armónica de fallo derecha, respectivamente.

La Figura 2.1.2 muestra las señales teóricas de voltaje y de corriente en el dominio del tiempo para un motor de inducción alimentado por un inversor de voltaje. El inversor de voltaje alimenta al motor con una rampa lineal de frecuencia desde 0 hasta 60 Hz en 5 segundos.

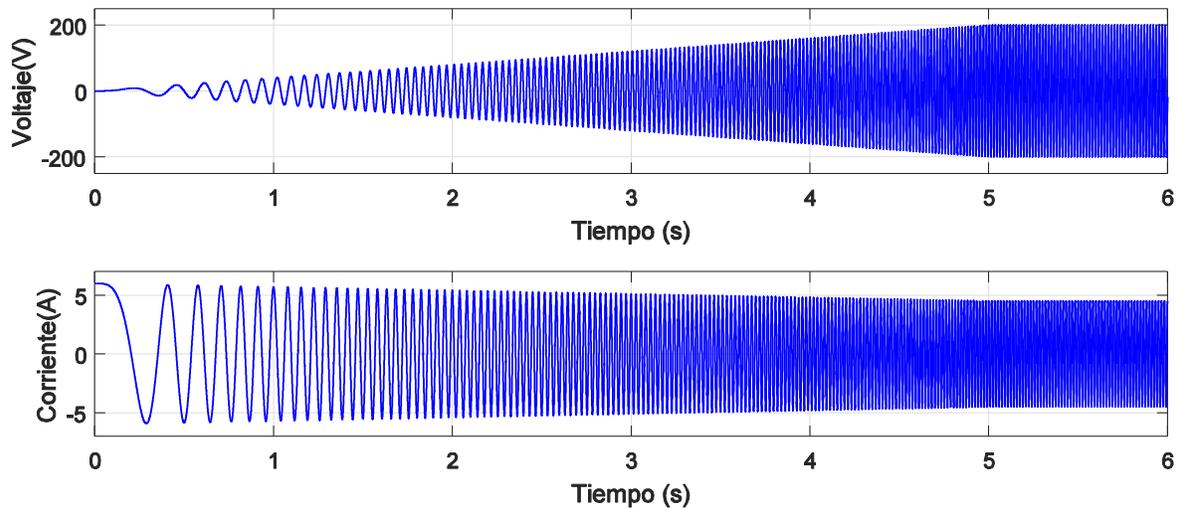


Fig. 2.1.2. Señales de alimentación teóricas de un motor de inducción alimentadas por un variador de frecuencia.

Muchas metodologías se han presentado para detectar barra de rotor rota en motores de inducción cuando éstos son alimentados directamente a la red trifásica. Sin embargo, cuando estos motores se alimentan por medio de inversores de voltaje, estas técnicas no son capaces de detectar la falla, debido a que el slip que produce el inversor es muy pequeño y por consecuencia, las componentes armónicas relacionadas al fallo se ubican estrechamente cercanas a la frecuencia fundamental de alimentación, lo que dificulta su detección.

Durante un arranque suave controlado por variador de frecuencia, la velocidad angular del rotor cambia gradualmente con ascenso lento, esto implica que el slip en todo momento es de un valor pequeño. El slip, al tener un valor cercano a cero, provoca que la diferencia entre la frecuencia fundamental y las frecuencias de barra rota sea mínima.

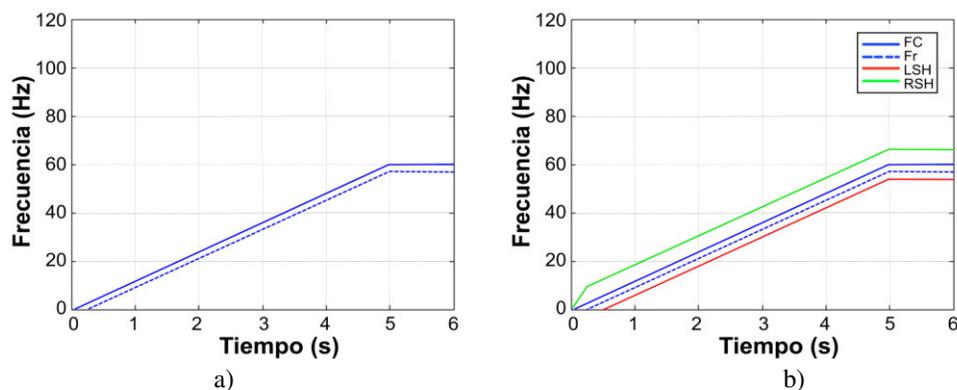


Fig. 2.1.3. Descomposición tiempo-frecuencia de la corriente teórica de un motor de inducción alimentado por inversor: a) Rotor en buen estado y b) Rotor con barra rota.

La Figura 2.1.3 ilustra en el plano tiempo-frecuencia las evoluciones teóricas de las componentes que contiene la corriente de estator de un motor de inducción con barra de rotor rota. El estudio teórico contempla un arranque de 5 segundos de transitorio y 1

segundo de estado estacionario. Se puede apreciar con una línea constante la frecuencia fundamental producto de la frecuencia con que alimenta el inversor, en una línea punteada color azul se muestra la velocidad angular de rotación teórica y normalizada a la que gira el rotor, y por último en color verde y rojo las componentes de frecuencia producidas por la falla mecánica. Estas componentes de frecuencia se encuentran estrechamente cercanas a la componente fundamental, lo que en un análisis tiempo-frecuencia dificulta su detección.

La teoría anteriormente expuesta y modelada se basa en una adquisición de las señales de voltaje y de corriente con una frecuencia de muestreo uniforme, la cual es constante en cualquier tiempo y corresponde a la frecuencia de muestreo del sistema de adquisición de datos con el cual se estén llevando a cabo las mediciones. Este trabajo de tesis contempla realizar la detección de fallas por medio de un procesamiento digital de señales que trabaje con diferentes frecuencias de muestreo. El proceso de convertir una o varias señales de una tasa de muestreo a una tasa de muestreo diferente se denomina re-muestreo. El re-muestreo de una señal digital puede lograrse mediante dos métodos generales. El primero, consiste en pasar la secuencia discreta a través de un conversor digital-analógico, filtrarla si es necesario y después re-muestrear la señal analógica resultante con un nuevo sistema de adquisición de datos que trabaje a la tasa de muestreo deseada. El segundo método consiste en aplicar técnicas de procesamiento digital de señales completamente en el dominio discreto para obtener la señal deseada.

Una ventaja aparente del primer método es que la nueva tasa de muestreo se puede seleccionar arbitrariamente y no necesita tener una relación especial con la tasa de muestreo antigua. Una gran desventaja, sin embargo, es el costo de aplicación y la distorsión de la señal introducida por el nuevo conversor digital-analógico en la reconstrucción de la señal y por los efectos de cuantificación en el conversor analógico-digital. El re-muestreo en el dominio digital evita esta gran desventaja.

Este trabajo de tesis propone un muestreo en espacio que normalice el espacio angular, este procesamiento se realiza mediante un re-muestreo en el dominio digital. Primero se describen los fundamentos matemáticos de un re-muestreo uniforme y posteriormente se exponen la metodología propuesta donde se implementa un muestreo en espacio y sus efectos.

## **2.2 Re-muestreo uniforme**

El uso de múltiples frecuencias de muestreo en un sistema o conversiones de tasa de muestreo de una señal ofrece muchas ventajas tales como: reducción en la complejidad computacional en el procesamiento digital, reducción de la tasa de transmisión en los sistemas de comunicación, reducción en requerimientos de recursos de memoria, entre otras. Sin embargo, esta conversión de la tasa de muestreo es objeto de varios errores tales como el solapamiento espectral y otras distorsiones que son introducidas debido al cambio de número de muestras realizado para representar la señal.

El proceso de re-muestreo uniforme en el dominio digital puede modelarse matemáticamente como una operación de filtrado lineal [28]. La señal de entrada  $x(n)$  se caracteriza mediante la tasa de muestreo  $F_x = 1/T_x$  y la señal de salida  $y(m)$  mediante  $F_y = 1/T_y$ , donde  $T_x$  y  $T_y$  son los intervalos de tiempo del periodo de muestreo correspondientes.



Fig. 2.2.1. Proceso de re-muestreo de una señal digital.

En la Figura 2.2.1 se muestra el diagrama de bloques de un sistema de re-muestreo donde la secuencia  $x(n)$  es transformada en  $y(m)$ , donde se aprecia el cambio de índice de  $n$  a  $m$ , ya que corresponden a diferentes periodos de muestreo al que representan.

Para el análisis matemático del re-muestreo es conveniente trabajar en el dominio del plano complejo, donde la transformada Z de una secuencia en tiempo discreto  $x(n)$  se define como [29]:

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2.2.1)$$

Las operaciones más comúnmente utilizadas por sistemas de re muestreo son la reducción y el incremento en la tasa de muestro, procesos que se analizan a continuación.

### 2.2.1 Reducción en la tasa de muestreo

La reducción en la tasa de muestreo es una operación básica utilizada en los sistemas de re-muestreo. Esta operación toma una secuencia de entrada  $x(n)$  y produce una secuencia de salida  $y_D(m)$ :

$$y_D(m) = x(Mn), \quad (2.2.2)$$

donde  $M$  es un entero y  $m = Mn$ . Solo las muestras discretas de  $x(n)$  que ocurren en un tiempo igual a múltiplos de  $M$  son retenidas por la operación de reducción de la tasa de muestreo.



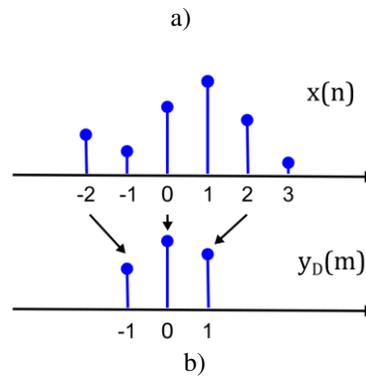


Fig. 2.2.2. a) Operación reducción de tasa de muestreo en un sistema discreto. b) Reducción de tasa de muestreo de una secuencia con un factor  $M=2$ . Las muestras de  $x(n)$  que se señalan, son las que retiene la operación.

Al sistema que reduce la tasa de muestreo también se le conoce como compresor de tasa de muestreo, sub-sampler o simplemente compresor. En general dado que la operación de reducción retiene sólo ciertas muestras y las demás las desprecia, es evidente que existirá pérdida de información y tal vez no sea posible recuperar  $x(n)$  a partir de  $y_D(m)$ .

Para realizar un análisis del efecto de esta operación en el dominio de la frecuencia, podemos asumir que la señal  $x(n)$  con espectro  $X(\omega)$  es reducida en su tasa de muestreo por un factor entero  $M$ . El espectro  $X(\omega)$  se asume que existe dentro del intervalo de la banda de frecuencia  $0 \leq |\omega| \leq \pi$ , o equivalentemente,  $|F| \leq F_x/2$ . La transformada  $Z$  de la secuencia  $y_D(n)$  se escribe como:

$$Y_D(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_D(n)z^{-n} \quad (2.2.3)$$

$$Y_D(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(Mn)z^{-n} \quad (2.2.4)$$

Definiendo una secuencia intermedia:

$$x_1(n) = \begin{cases} x(n), & \text{si es múltiplo de } M \\ 0, & \text{De otra manera.} \end{cases} \quad (2.2.5)$$

si

$$y_D(n) = x(Mn) = x_1(Mn) \quad (2.2.6)$$

por lo tanto,

$$Y_D(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_1(Mn)z^{-n} \quad (2.2.7)$$

$$Y_D(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_1(n)z^{-n/M} \quad (2.2.8)$$

ya que  $x_1(z)$  es cero a menos que sea múltiplo de  $M$ ,

$$Y_D(z) = X_1(z^{1/M}) \quad (2.2.9)$$

para expresar  $x_1(z)$  en términos de  $x(z)$  2.5 se puede escribir como:

$$x_1(n) = C_M(n)x(n) \quad (2.2.10)$$

donde  $C_M(n)$  es la secuencia “combo” definida como

$$C_M(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} W_M^{-kn} \quad (2.2.11)$$

y  $W_M$  es la raíz M-ésima de la unidad definida como:

$$W_M = e^{-j2\pi/M} \quad (2.2.12)$$

Desarrollando

$$X_1(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)W_M^{-kn}z^{-n} \quad (2.2.13)$$

$$Y_D(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(z^{1/M}W^k) \quad (2.2.14)$$

La relación entrada salida de la operación reducción de la tasa de muestreo puede establecerse en términos de la transformada discreta de Fourier introduciendo la sustitución  $Z = e^{j\omega}$  en 2.2.14 obteniendo así:

$$Y_D(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X\left(e^{j\frac{\omega-2\pi k}{M}}\right) \quad (2.2.15)$$

La relación anterior expone los efectos en el espectro en la secuencia original al realizar la operación de reducción en la tasa de muestreo. Evidentemente, el espectro de  $Y_D(e^{j\omega})$  es la suma de M versiones expandidas, desplazadas uniformemente de  $X(e^{j\omega})$  y escaladas por un factor  $1/M$ . La ecuación (2.2.15), demuestra que el efecto de reducir la tasa de muestreo de una señal discreta puede en general provocar solape espectral debido a las réplicas desplazadas del espectro original. Si esto sucede, de la señal resultante de un diezmado no puede recuperarse la señal original. El efecto de este solapamiento espectral es comúnmente llamado aliasing.

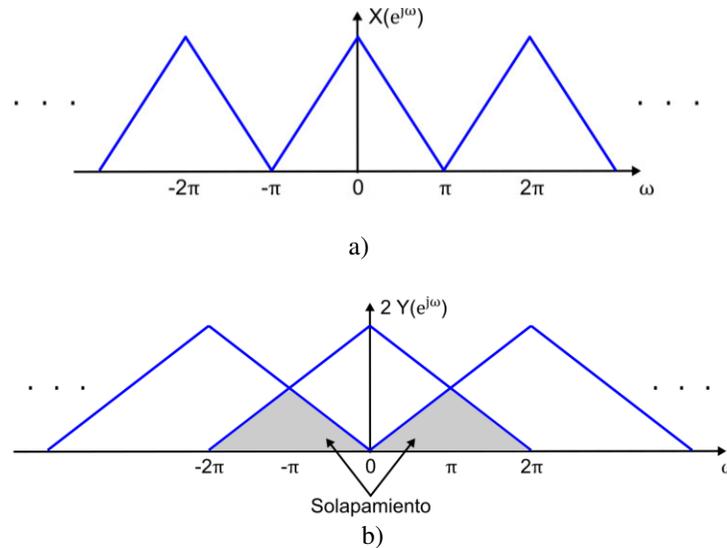


Fig.2.2.3. a) Espectro de la secuencia original  $x(n)$ . b) Espectro de  $y(n)$  con una reducción en la tasa de muestreo con  $M=2$ .

El ejemplo en la Figura 2.2.3 muestra el espectro para una reducción en la tasa de muestreo de  $M=2$  y evidencia el solapamiento espectral que se produce. Para evitar este solapamiento espectral es necesario acotar en frecuencia la secuencia original a una señal de banda limitada a la región  $|\omega| < \pi/M$ .

## 2.2.2 Diezmado

Sabemos ahora que, si reducimos la tasa de muestreo simplemente seleccionando uno de cada  $M$  valores de  $x(n)$ , la señal resultante será una versión con alias de  $x(n)$ , con una frecuencia de Nyquist de  $F_s = F_s/M$ . Para evitar el solapamiento, primero debemos reducir el ancho de banda de  $x(n)$  a  $B = F_s/2M$  y después reducir la tasa de muestreo en  $M$  y así evitar frecuencias réplicas [30]. En la Figura 2.2.4 se ilustra el proceso de diezmado. La secuencia de entrada se pasa a través de un filtro pasa-bajas caracterizado por la respuesta al impulso  $h(n)$  y una respuesta en frecuencia  $H_D(\omega)$ , que idealmente satisface la condición

$$H_D(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \pi/M \\ 0, & \text{de otra manera.} \end{cases} \quad (2.2.16)$$

Así, el filtro elimina el espectro de  $X(\omega)$  en el rango de  $\pi/M \leq \omega \leq \pi$ . Por supuesto, esto implica que sólo las componentes de frecuencia de  $x(n)$  en el rango de  $|\omega| \leq \pi/M$  son interesantes para el procesamiento subsecuente de la señal.

La salida del filtro es una secuencia  $v(n)$  que después se reduce en la tasa de muestreo por el factor  $M$  para producir  $y_D(m)$  y así,

$$y_D(m) = v(mM) \quad (2.2.18)$$

$$y_D(m) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(mM - k) \quad (2.2.19)$$

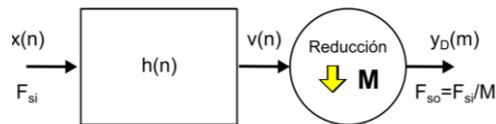


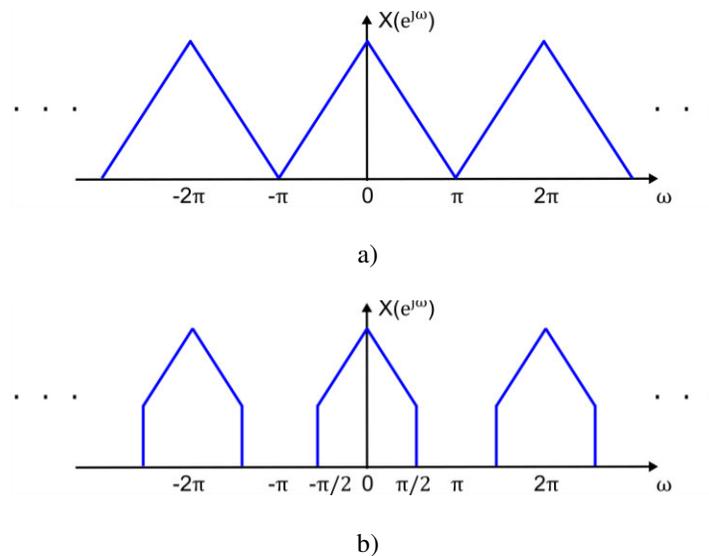
Fig.2.2.4. Diezmado por un factor M.

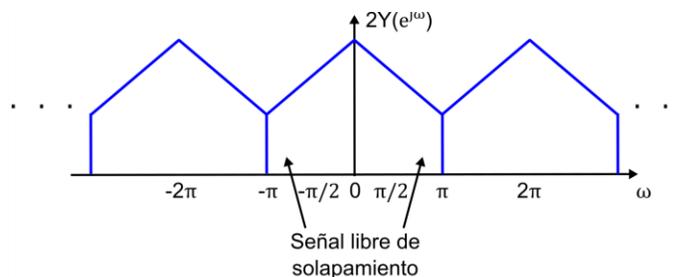
Aunque la operación de filtrado en  $x(n)$  es lineal e invariante en el tiempo, la operación de sub-muestreo en combinación con el filtrado resulta en un sistema variante en el tiempo. Las características en el dominio de la frecuencia de la secuencia de salida  $y_D(m)$  se pueden obtener relacionando el espectro de  $y(m)$  con el espectro de la secuencia de entrada  $x(n)$ . Con un filtro  $H_D(\omega)$  diseñado apropiadamente, se elimina el aliasing y, consecuentemente, todos excepto el primer término en 2.15 desaparecen. Por lo tanto,

$$Y_D(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} H_D\left(\frac{e^{j\omega}}{M}\right) X\left(\frac{e^{j\omega}}{M}\right) \quad (2.2.20)$$

$$Y_D(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} X\left(\frac{e^{j\omega}}{M}\right) \quad (2.2.21)$$

para  $0 \leq |\omega| \leq \pi$ .





c)

Fig.2.2.5. a) Espectro de la secuencia original  $x(n)$ . b) Espectro de  $y(n)$  filtrada para evitar solapamiento. c) Espectro de  $y(n)$  diezmada libre de solapamiento.

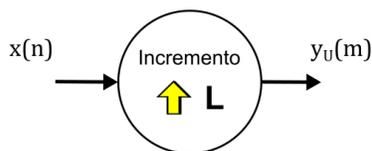
La Figura 2.2.5 ilustra las etapas del proceso de diezmado, 2.2.5 (a) espectro de la señal original, 2.2.5 (b) espectro de la señal original limitada en banda en  $\pi/2$  y finalmente se expone el resultado de reducir la tasa de muestreo de la señal filtrada, la cual es una versión expandida del espectro de entrada.

### 2.2.3 Incremento en la tasa de muestro

El incremento en la tasa de muestreo en el dominio digital toma una secuencia de datos de entrada  $x(n)$  e introduce nuevas muestras entre sucesivos valores de la señal, produciendo una secuencia de salida:

$$y(n) = \begin{cases} x\left(\frac{n}{L}\right), & \text{si } n \text{ es múltiplo entero de } L \\ 0, & \text{de otra manera.} \end{cases} \quad (2.2.22)$$

donde  $L$  es también un entero. Es evidente que el incremento de muestras no causa pérdida de información y es posible recuperar completamente la señal de entrada  $x(n)$  a partir de  $y_I(m)$ .



a)

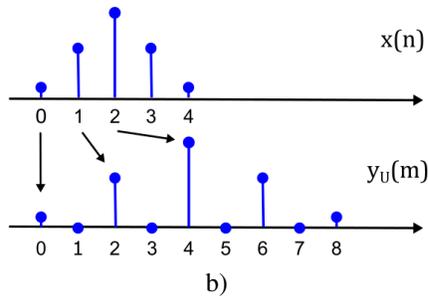


Fig.2.2.6. a) Operación incremento en tasa de muestreo. b) Incremento en tasa de muestreo de una secuencia con factor  $L=2$ .

Otro nombre con el que se conoce al incremento de la tasa de muestreo es up-sampler, expansor de tasa de muestreo o expansor, simplemente. El proceso de expansión es comúnmente utilizado para realizar interpolación, sin embargo, un filtro es requerido para completar el proceso, posteriormente se expondrá cómo las muestras introducidas por la expansión son calculadas para completar la interpolación. Para deducir el efecto de la operación de incrementar la tasa de muestreo se estudia el análisis en el dominio de la frecuencia.

$$Y_I(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_I(n)z^{-n} \quad (2.2.23)$$

$$Y_I(z) = \sum_{n=\text{mul. of } L}^{\infty} y_I(n)z^{-n} \quad (2.2.24)$$

$$Y_E(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_I(kL)z^{-kl} \quad (2.2.25)$$

$$Y_I(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)z^{-kl} \quad (2.2.26)$$

Por lo tanto:

$$Y_I(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega L}) \quad (2.2.27)$$

Lo que significa que  $Y_E(e^{j\omega})$  es una versión comprimida de  $X(e^{j\omega})$  con un factor  $L$  como se demuestra en la Figura 2.2.7. Las múltiples copias que aparecen efecto de la operación del incremento de tasa de muestreo son llamadas imágenes. Por lo que un efecto inherente de subir una tasa de muestreo, es la aparición de distorsión creada por imágenes espectrales.

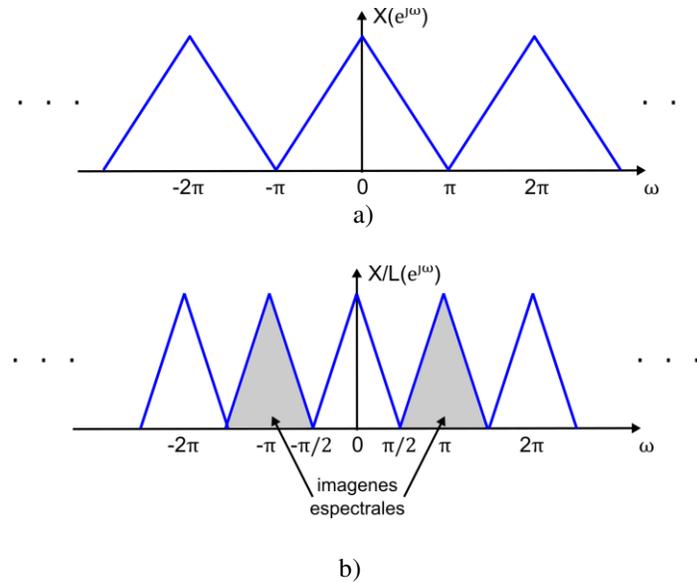
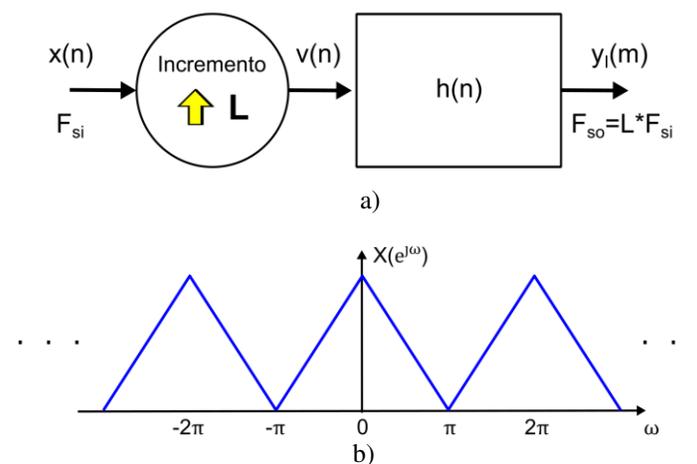


Fig.2.2.7. a) Espectro de la secuencia original  $x(n)$ . b) Espectro de  $y(n)$  con un incremento en la tasa de muestreo con  $L=2$ .

## 2.2.4 Interpolación

El proceso de interpolación, tiene como operación fundamental el incremento de tasa de muestreo. El proceso de interpolación se puede conseguir añadiendo un filtro a la secuencia incrementada. Se denota  $v(m)$  como una secuencia intermedia, la cual se obtiene a partir de  $x(n)$  añadiendo  $L-1$  ceros entre valores sucesivos de  $x(n)$  y posteriormente es procesada por un filtro pasa bajas, el cual elimina las imágenes espectrales producidas por la operación de incremento de tasa de muestreo.



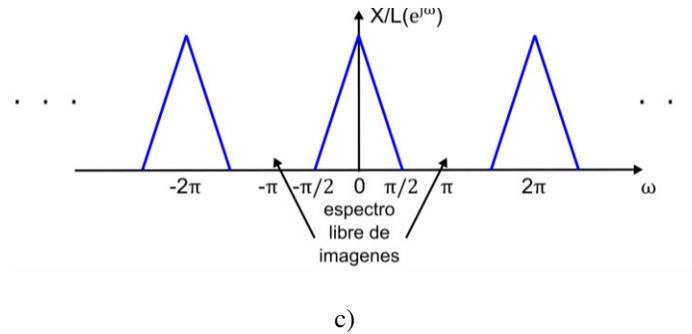


Fig.2.2.8. a) Interpolación por un factor  $L$ . b) Espectro de la secuencia original  $x(n)$ . c) Espectro de la secuencia  $x(n)$  interpolada con un factor  $L=2$ .

La Figura 2.2.8 muestra el espectro resultante de la operación de interpolación, donde se puede observar cómo el hecho de filtrar posteriormente a un incremento en la tasa de muestreo logra eliminar imágenes en el espectro de la señal resultante.

## 2.2.5 Re-muestreo por un factor racional

Habiendo discutido los casos especiales de diezmado e interpolación, ahora consideramos el caso general de re-muestrear una secuencia hacia una nueva tasa de muestreo con un factor  $L/M$  realizado mediante interpolación con factor  $L$  y un diezmado por un factor  $D$  simultáneamente. En otras palabras, un re-muestreo realizando una conversión de la tasa de muestreo por un factor arbitrario. Este re-muestreo se realiza poniendo en cascada un interpolador con un diezmador como se ilustra en la Figura 2.2.9.

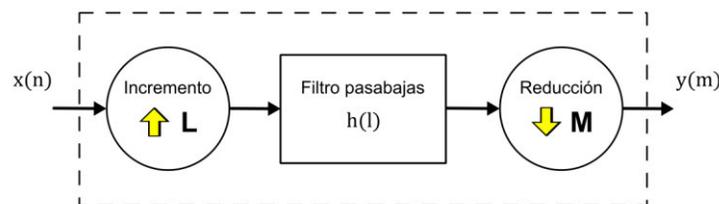


Fig.2.2.9. Procesamiento de re-muestreo por un factor  $L/M$ .

Los dos filtros con respuesta al impulso  $h_u$  y  $h_d$  operan a la misma tasa  $y$ , por lo tanto, se pueden combinar en un único filtro pasa bajas con respuesta al impulso  $h$ , como se ilustra en la Figura 2.2.9. La respuesta en frecuencia  $H(\omega)$  del filtro combinado debe incorporar las operaciones de filtrado tanto para interpolación como para diezmado  $y$ , por lo tanto, debería poseer idealmente las características de respuesta en frecuencia

Finalmente, la salida del conversor de tasa de muestreo es la secuencia  $y(m)$ , la cual se obtiene sub muestreando la secuencia interpolada  $w(l)$  por un factor  $M$ . Así,

$$y(m) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(mM - kL)x(k) \quad (2.33)$$

Puede ser clarificador expresar la ecuación anterior 2.33 de una forma diferente haciendo un cambio de variable. Sea

$$k = \left[ \frac{mM}{L} \right] - n \quad (2.34)$$

Con este cambio de variable, (2.33) se convierte en

$$y(m) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(mM - \left[ \frac{mM}{L} \right] L + nL)x\left(\left[ \frac{mM}{L} \right] - n\right) \quad (2.35)$$

Notamos que

$$mM - \left[ \frac{mM}{L} \right] L = mM \text{ módulo } L \quad (2.36)$$

$$mM - \left[ \frac{mM}{L} \right] L = mM_L \quad (2.37)$$

Consecuentemente, (2.35) se puede expresar como

$$y(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nL + (mM)_L)x\left(\left[ \frac{mM}{L} \right] - n\right) \quad (2.38)$$

Queda claro a partir de esta fórmula que la salida  $y(m)$  se obtiene pasando la secuencia de entrada  $x(n)$  a través de un filtro variante en el tiempo con respuesta al impulso

$$y(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nL + (mM)_L)x\left(\left[ \frac{mM}{L} \right] - n\right) \quad (2.39)$$

$$g(n, m) = h(nL + (mM)_L) \quad -\infty < m, n < \infty \quad (2.40)$$

donde  $h(k)$  es la respuesta al impulso del filtro pasa bajas invariante en el tiempo operando a la tasa de muestreo  $LF_{so}$ . Además, observamos que, para cualquier entero  $k$ ,

Así, el espectro de la salida del filtro con respuesta al impulso  $h(l)$  es

$$V(w_v) = H(w_v)X(w_vL) \quad (2.44)$$

$$V(w_v) = \begin{cases} IX(w_vL), & 0 \leq |w_v| \leq \min\left(\frac{\pi}{D}, \frac{\pi}{L}\right) \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (2.45)$$

donde  $w_y = Mw_v$ . Como el filtro lineal evita el aliasing, como se deduce de (2.40), el espectro de la secuencia de salida dado por (2.41) se reduce a

$$Y(\omega_y) = \begin{cases} \frac{L}{M} X\left(\frac{\omega_y}{M}\right) & , 0 \leq |\omega_y| \leq \min\left(\pi, \frac{\pi M}{L}\right) \\ 0, & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (2.46)$$

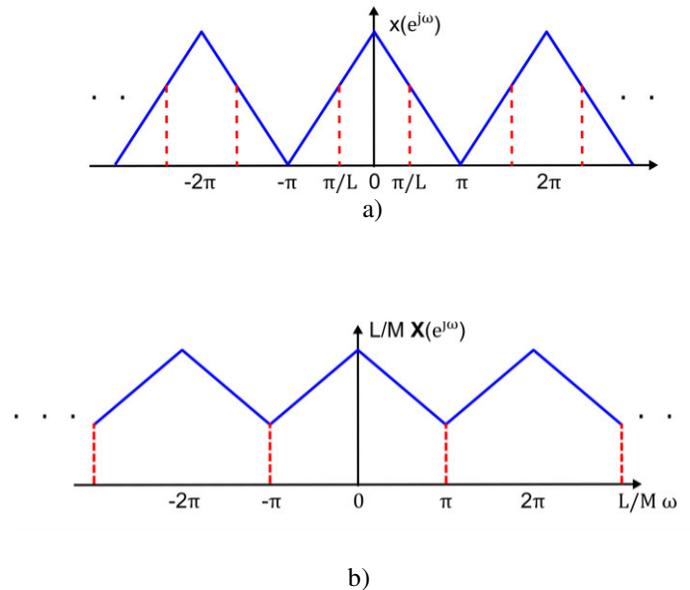


Fig.2.2.10. a) Espectro de la secuencia original  $x(n)$ . b) Espectro de  $y(n)$  con interpolación con un factor  $L/M$  donde  $M$  es mayor que  $L$ .

La Figura 2.2.10 expone el efecto en el espectro de la secuencia original de realizar un re-muestreo con un factor  $L/M$  donde  $M > L$ , se puede apreciar que, a consecuencia de que el factor predominante es  $M$ , el espectro original sufre una expansión en mayor proporción que una compresión, desplazando frecuencias iniciales hacia la derecha del espectro original [31].

## 2.3 Re-muestreo no uniforme

En la sección anterior se explica la teoría y operaciones fundamentales de un re-muestreo que se aplica a una señal de manera uniforme, es decir; el factor de re-muestreo  $R = L/M$  es invariante en el tiempo conforme se procesa la señal. Esta tesis propone la implementación de un procesamiento digital de señales en donde el factor de re-muestreo sea variable en el tiempo, es decir; el factor sea una función dependiente del tiempo  $R = f(t)$ . Consecuentemente, la señal original  $x(n)$  uniformemente muestreada con una frecuencia  $F_{si}$  (establecida por el sistema de adquisición de datos) es convertida en una secuencia re-

muestreada  $y(m)$  con un factor de re-muestreo variable en el tiempo  $R(t)$ . Para implementar la metodología propuesta el factor de muestreo se calcula como:

$$R(t) = \frac{L}{M(t)} \quad (2.47)$$

donde  $L$  es una constante entera que se determina como el número de muestras para un ciclo en estado estacionario de la señal a una frecuencia de muestreo  $F_{si}$  y  $M(t)$  es calculado como el número de muestras uniformes en cada ciclo de la señal en estado no estacionario. Este factor se calcula y se adapta para cada ciclo de la señal original.

La Figura 2.3.1 muestra el ejemplo de una señal tipo chirp re-muestreada, donde se exhibe el efecto en el dominio del tiempo y como cada ciclo de la señal es convertida en una señal estacionaria con el mismo número de muestras por ciclo.

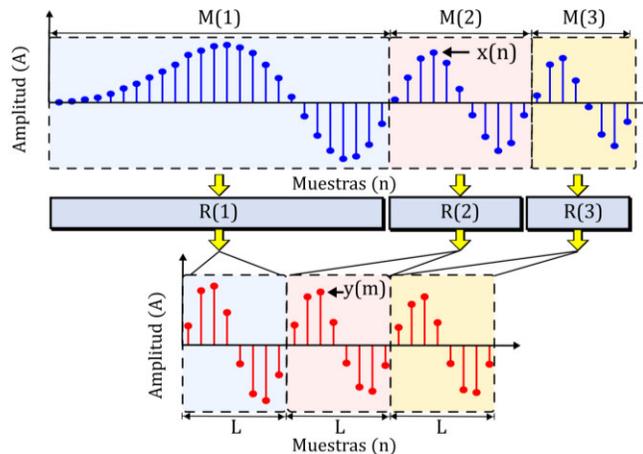


Fig.2.3.1. Ilustración de un re-muestreo no uniforme aplicado a una señal tipo chirp lineal.

Para efectos de una realización en línea y una implementación en tecnología FPGA, se propone la utilización de la señal de voltaje de alimentación como señal de referencia para adaptar el factor de re-muestreo en el tiempo.

Para validar teóricamente la metodología propuesta, el procesamiento se implementó a señales teóricas desarrolladas en la Sección 2.1. El resultado se presenta en la Figura 2.3.2. Donde las señales uniformemente muestreadas son utilizadas para calcular la señal de corriente muestreada en espacio mediante un re-muestreo no uniforme. El resultado es una señal de corriente muestreada no uniformemente en tiempo, sin embargo, el factor  $R(t)$  es adaptado para que el nuevo muestreo sea uniformemente en espacio angular, por lo que la señal cuenta con un número de muestras constante por ciclo de la señal. En 2.3.2(c) se puede apreciar cómo el primer segundo de la señal original es mapeada a 6 ciclos que en el dominio discreto contienen  $L$  muestras; el segundo es mapeado en 18 ciclos, los siguientes segundos, son mapeados en 30, 43, 55 y 61 ciclos respectivamente. Esto es producto de los intervalos no uniformes de re-muestreo para cada ciclo.

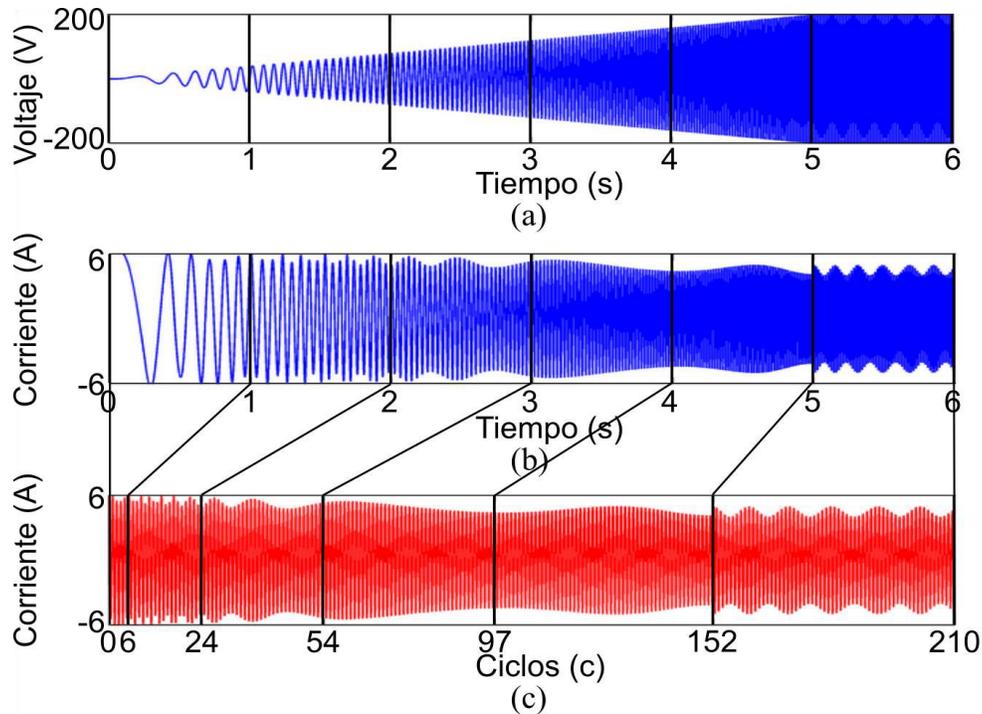


Fig.2.3.2. a) Señales teóricas para el arranque de un motor de inducción alimentado por inversor. Ilustración en el dominio del tiempo; a) voltaje uniformemente muestreado. b) Corriente uniformemente muestreada, c) Corriente re-muestreada no uniformemente.

El efecto del re-muestreo no uniforme en el espectro de la señal original obedece a una expansión y compresión en el dominio de la frecuencia para la señal original dada por (2.46). La descomposición en tiempo-frecuencia teórica de la corriente re-muestreada se exhibe en la Figura 2.3.3, donde en cada ciclo del dominio del tiempo se expande y se comprime en un factor  $R(t)$ . lo que teóricamente nos deja ver que el procesamiento de re-muestreo en espacio, mejora la detección de componentes armónicas relacionadas a un fallo de rotor.

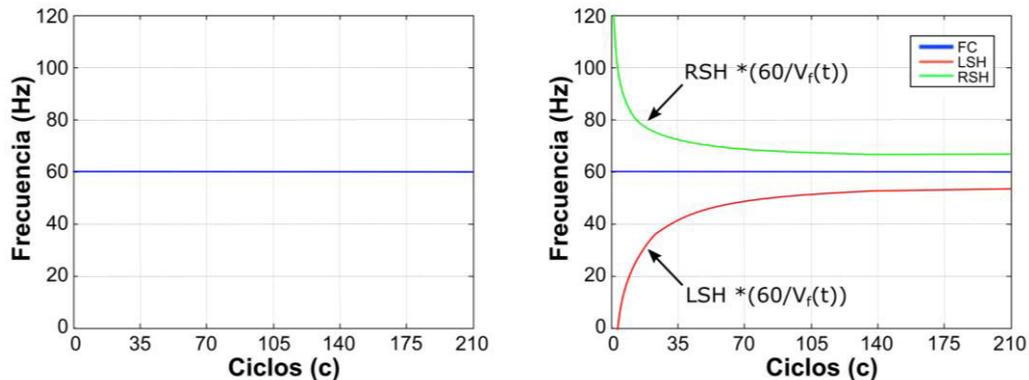


Fig.2.3.3. Descomposición espacio-frecuencia de la corriente teórica de un motor de inducción alimentado por inversor: a) Rotor en buen estado y b) Rotor con barra rota.

Las evoluciones teóricas que componen la corriente de alimentación de un motor de inducción por medio de inversor después de ser re-muestreada se muestra en la Figura 2.3.3. Las componentes teóricas se han calculado asumiendo un arranque lineal en frecuencia de 0 a 60 Hz establecido en la programación del inversor de voltaje. La figura revela teóricamente como el procesamiento propuesto transforma la componente principal en una componente estacionaria con frecuencia 60 Hz, adicionalmente, las componentes relacionadas al fallo de rotor son separadas de la componente fundamental, lo que revela que el muestreo en espacio mejoraría la detección de barra rota de rotor en un motor de inducción.

Hasta este punto se ha analizado el fundamento matemático del re-muestreo a secuencias discretas, en el próximo capítulo se presenta el desarrollo de la implementación de un algoritmo el cual realiza computacionalmente un re-muestreo no-uniforme en tecnología FPGA.

---

# Capítulo 3

## Arquitectura Digital

En este capítulo se presenta la metodología de implementación, así como la arquitectura digital del sistema realizado en tecnología FPGA, detallando las funcionalidades en general, así como también la de cada uno de los módulos que lo componen. Primero se realiza una presentación de las especificaciones del diseño en las que se puso énfasis. Después se define la estructura general, introduciendo los módulos que la componen y cómo estos interactúan entre sí para conseguir el funcionamiento deseado. Por último, se expone la realización y la aplicación de los diferentes módulos, así como su estructura interna mediante circuitos lógicos.

### 3.1 Especificaciones de diseño

El sistema de muestreo no uniforme, está diseñado con el objetivo de que posea las siguientes características fundamentales:

- **Flexibilidad:** Diseño en el cual módulos internos puedan ser fácilmente reemplazados por otros que realicen la misma función. Así, añadir una funcionalidad mejorada solo implicaría rediseñar una sección sin afectar otra parte del diseño.
- **Portabilidad:** Poder portar fácilmente el código de descripción sin dependencia de bibliotecas específicas.
- **Re-usabilidad:** Poder utilizar los módulos en diferentes escenarios, garantizando el cumplimiento de la función del módulo en particular.
- **Escalabilidad:** Tener la posibilidad de incorporar nuevos módulos al sistema.
- **Diseño síncrono:** Conectando todas las salidas asíncronas a un registro síncrono, evitando así inconvenientes de un diseño asíncrono, tales como problemas debido a variaciones en voltaje, temperatura o al proceso de producción del semiconductor [32].

### 3.2 Arquitectura digital

El módulo principal encargado de realizar el algoritmo planteado se muestra en la Figura 3.2.1.



Fig.3.2.1. Módulo de mayor jerarquía dentro del diseño de la arquitectura digital.

Las principales terminales del módulo convertidor de muestreo se muestran en la Tabla 3.2.1.

**Tabla 3.2.1** Descripción de terminales del convertidor de muestreo.

Nombre de la señal	Descripción
<b>B</b>	Inicio del proceso
<b>STF</b>	Frecuencia de Muestreo
<b>NS</b>	Número de muestras ventana del proceso
<b>V</b>	Voltaje de línea muestreado en tiempo
<b>I</b>	Corriente de estator muestreada en tiempo
<b>Vr</b>	Voltaje de línea muestreada en espacio
<b>Ir</b>	Corriente de estator muestreada en espacio
<b>EOR</b>	Fin del proceso

Basándose en el paradigma de un diseño síncrono, el módulo principal, así como todos los módulos secundarios cuentan con una señal de reloj  $CLK$  y una señal de borrado síncrono  $RST$ . El sistema tiene como entrada de datos las terminales  $V$  e  $I$  con un formato de *punto fijo 2.16* en representación numérica binaria complemento a 2, con el mismo formato son representadas las señales de salidas  $VSS$  e  $ISS$ . Este formato es elegido ya que logra representar la amplitud de una señal normalizada minimizando el error de cuantización. Además de las señales de buses de datos, el módulo principal cuenta con una señal de configuración  $NS$ , y 3 señales de control:  $B$ , la cual inicia el proceso de conversión de la frecuencia de muestreo;  $STF$ , señal que establece la frecuencia a la cual serán muestreados los datos de entrada; y por último  $EOR$ , el cual establece el fin del proceso.

A continuación, se hace una breve descripción del funcionamiento del proceso en general y la interacción de las señales en el sistema:

- Inicio. - El sistema comienza con una señal de inicio  $B$ , con la cual comienza a tomar muestras con una frecuencia de muestreo constante establecida por la señal de entrada  $STF$ , hasta obtener  $NS$  muestras de voltaje de línea y corriente de estator, señales que provienen de las terminales  $V$  e  $I$  respectivamente.
- Procesamiento de la señal. - Una vez contando con los datos necesarios, el sistema procesa de forma autónoma y paralelamente las señales  $V$  e  $I$  realizando filtrado, estimación de la frecuencia fundamental en  $V$ , cálculo de factor de conversión, re-

muestreo de las señales  $V$  e  $I$ , y por último, una operación de interpolación lineal entre las muestras seleccionadas de  $V$  e  $I$ .

- Resultado. - Por medio de las terminales  $VSS$  e  $ISS$  el módulo entrega el resultado de las señales de voltaje de línea y corriente de estator muestreadas en espacio, así como una bandera indicadora del fin del proceso por medio de la terminal  $EOSS$ .

### 3.2.1 Estructura interna del convertidor de muestreo

En la Figura 3.2.2 se presenta el esquema general de la estructura interna del convertidor de muestreo. Se puede observar la estructura modular del sistema compuesta por varios sistemas secundarios que interactúan entre sí.

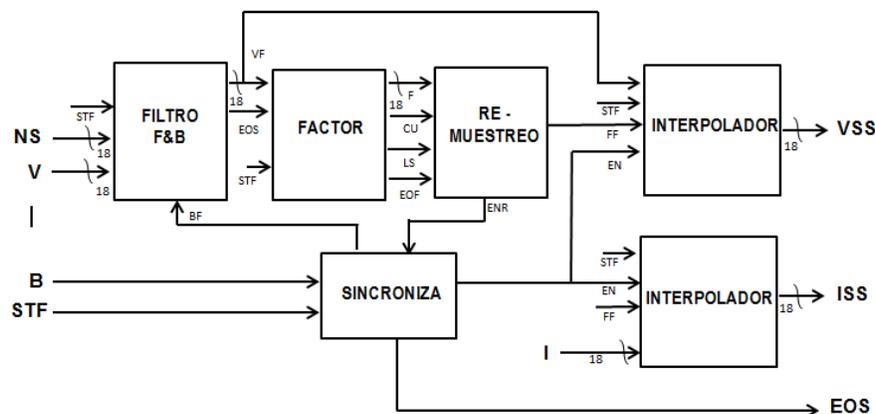


Fig. 3.2.2. Estructura interna del convertidor de muestreo.

Una breve introducción al funcionamiento de cada módulo se presenta a continuación y posteriormente se describe la implementación de cada módulo:

- FILTRO F&B: Este módulo es un filtro de tipo *forward-backward* que realiza una operación de filtrado con respuesta de fase cero.
- FACTOR: La principal función de este módulo es calcular el factor de conversión para cada ciclo de la señal fundamental de voltaje de línea y almacenarlo para posteriormente utilizarlo en una operación de re muestreo.
- RE-MUESTREO: Este módulo se basa en el factor de conversión calculado con antelación para realizar una reducción de tasa de muestreo independiente de cada ciclo de la señal de entrada.
- SINCRONIZA: Autómata de estados finitos [33] el cual sincroniza las operaciones del sistema.
- INTERPOLADOR: Realiza la operación de interpolación lineal entre dos muestras.

### 3.3 Filtrado

El sistema que se implementa para discriminar componentes de frecuencia no deseadas, es un filtro forward-backward. Este tipo de filtro es elegido debido a que tiene una respuesta de fase cero. La Figura 3.3.1 muestra el diagrama de bloques de un filtro forward-backward como sistema discreto.

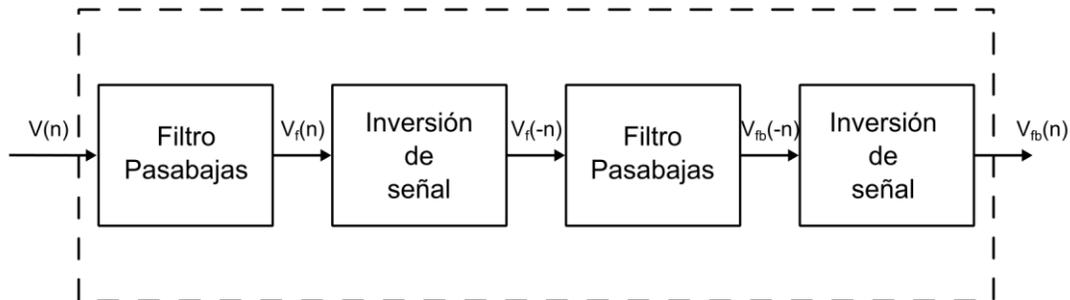


Fig. 3.3.1 Diagrama de bloques de un filtro forward-backward.

Para mostrar analíticamente su funcionamiento y llegar al sistema que se implementa, a continuación, se describen las ecuaciones generales del sistema:

Se define  $v_{fw}(n)$  como la salida de una primera operación de filtrado,  $h(n)$  como la respuesta al impulso de un filtro de tipo IIR y  $Flip(x)$  como el operador  $flip$  [34], donde:

$$Flip(x) \triangleq x(-n) \quad (3.3.1)$$

Así:

$$v_{fw}(n) = (h * v)(n) \quad (3.3.2)$$

donde  $v(n)$ , es la señal de entrada al sistema. Para una segunda aplicación de la operación de filtrado, se aplica primeramente el operador  $Flip(x)$ , para obtener:

$$v_{bw}(n) = (h * Flip(v_{fw}))(n) \quad (3.3.3)$$

Así el resultado del sistema es:

$$v_f(n) = Flip(h * Flip(h * v)) \quad (3.3.4)$$

Utilizando el teorema para transformada  $z$  obtenemos:

$$V_F(z) = H(z^{-1})[H(z)X(z)] \quad (3.3.5)$$

En la Figura 3.3.2 se muestra el módulo de mayor jerarquía del sistema digital implementado para realizar la operación de filtrado.



Fig. 3.3.2. Módulo filtro forward-backward.

Las principales terminales del módulo de filtrado se describen en la tabla 3.2.

Tabla 3.2 Descripción de terminales del filtro forward-backward.

Nombre de la señal	Descripción
<b>B</b>	Inicio del proceso
<b>NS</b>	Número de muestras ventana del proceso
<b>STF</b>	Frecuencia de Muestreo
<b>V</b>	Voltaje de línea
<b>VF</b>	Voltaje de línea del filtrado
<b>EOS</b>	Fin del proceso de filtrado

### 3.3.1 Estructura interna del Filtro Forward-Backward

La Figura 3.3.3 muestra la estructura interna del bloque Filtro Forward-Backward.

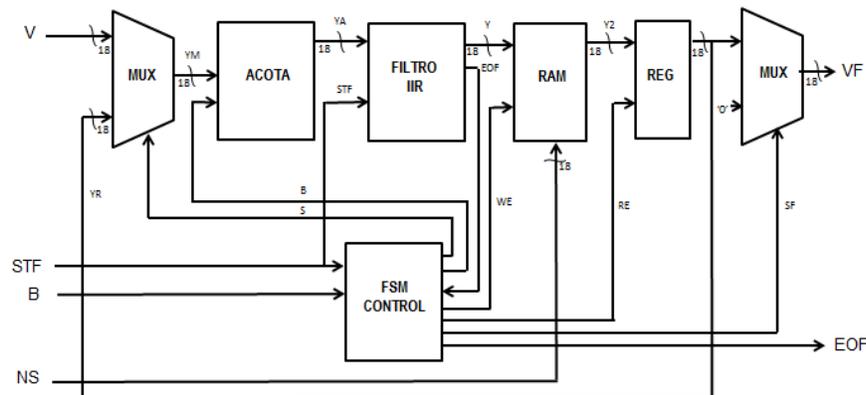


Fig. 3.3.3. Estructura interna del Filtro Forward-Backward

El sistema comienza acondicionando la señal de entrada  $V$ , esto con el objetivo de eliminar sobre picos presentes en el inicio de la adquisición, así como también el de acoplar las condiciones de inicio y final de la señal, evitando así un efecto transitorio largo en la operación de filtrado *Forward-Backward* [35]. Para realizar esta operación el módulo ACOTA escribe ceros en las primeras direcciones de la señal hasta encontrar un cruce por cero en la amplitud. Después la señal pasa por un filtro recursivo IIR (del inglés Infinite

Impulse Response) tipo Chebyshev Inverso [36] dentro del cual se lleva a cabo la primera operación de filtrado comenzando desde la muestra con índice 0 hasta la muestra NS.

Posteriormente la señal V filtrada por primera vez es almacenada completamente en el módulo RAM (*del inglés Random Access Memory*) el cual está constituido por un bloque de memoria embebido en el FPGA. Una vez que las NS muestras de la señal filtrada por primera vez se encuentran almacenadas en el módulo RAM la FSM\_CONTROL cambia la dirección del puntero de la memoria y la selección del multiplexor de entrada, para que el sistema realice una segunda operación de filtrado a la señal, esta vez en un orden de procesado desde la muestra NS hasta la muestra 0, el resultado de la señal doblemente filtrada se almacena completamente en el módulo RAM.

Al momento de contar con la última muestra de la señal almacenada en el módulo RAM, la máquina de estados finitos FSM\_CONTROL sincroniza los módulos y comienza a entregar por medio de la terminal VF como resultado la señal V filtrada desde la muestra 0 hasta NS.

### 3.4 Factor de muestreo

A continuación, se describe el funcionamiento del módulo Factor cuyo bloque de mayor jerarquía se muestra en la Fig. 3.4.1. En la Tabla 3.3 se muestra la descripción de sus terminales.

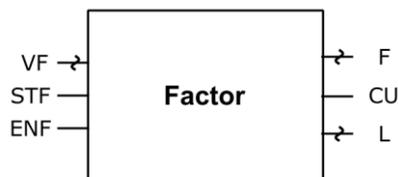


Fig. 3.4.1. Módulo general factor.

**Tabla 3.3** Descripción de terminales del módulo *Factor*

Nombre de la señal	Descripción
<b>ENF</b>	Habilitación del módulo <i>Factor</i>
<b>STF</b>	Frecuencia de muestreo
<b>VF</b>	Señal de entrada voltaje filtrado
<b>F</b>	Factor de conversión calculado
<b>CU</b>	Bandera indicador inicio de ciclo
<b>L</b>	Conteo de muestras presente por cada ciclo

Como se mencionó anteriormente, el módulo Factor se encarga de realizar el cálculo del factor de conversión para cada ciclo de la señal de entrada VF. Este factor de conversión es igual a la razón entre la frecuencia a la que se pretende normalizar la señal (60 Hz) y la frecuencia del ciclo procesado. Así mismo, el sistema almacena en una memoria RAM los

factores de conversión correspondientes a cada ciclo de la señal VF. A continuación, se describe la ecuación que se implementa para obtener el factor de conversión para cada ciclo.

$$F_i = \frac{f_N}{f_i} = \frac{M_i}{N} \quad i=0, \dots, NC \quad (3.4.1)$$

Donde  $f_N$  es la frecuencia a normalizar (60 Hz), NC es el número de ciclos de la señal de entrada VF,  $f_i$  es la frecuencia estimada del ciclo  $i$ -ésimo,  $M_i$  es el número de muestras dentro del ciclo  $i$ -ésimo y  $N$  corresponde al número de muestras en un ciclo de la señal  $f_N$ .

En un segundo nivel de diseño, el módulo Factor está compuesto por un circuito detector de cruces por cero, un contador, un multiplicador, una memoria RAM circular y una máquina de estados, la cual controla el proceso.

La Figura 3.4.2 muestra la estructura interna del bloque Factor.

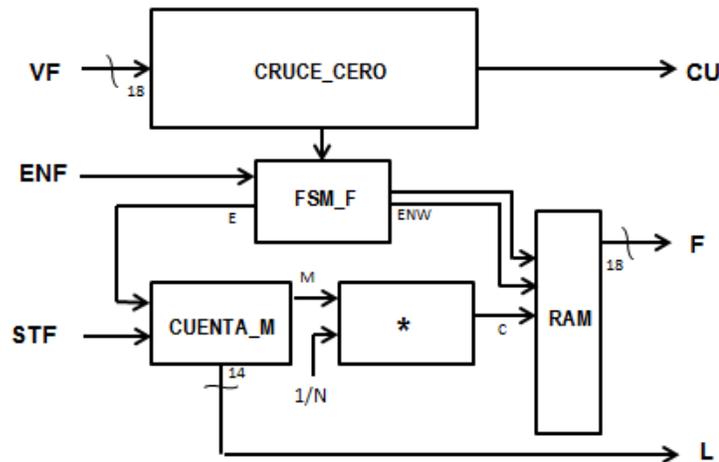


Fig. 3.4.2. Estructura interna del módulo Factor

El objetivo principal del módulo CRUCE\_CERO es determinar el momento en que la amplitud de la señal de entrada VF cruza el valor cero, al momento de detectar un cruce el módulo activa una bandera indicadora por medio de la terminal CU como resultado. Con esta señal se logra determinar el inicio y fin de cada ciclo de la señal fundamental. El contador, es un circuito secuencial que va realizando el conteo del número de muestras que contiene cada ciclo de la señal fundamental. El multiplicador es un circuito combinatorial, que, a pesar de tener una complejidad elevada en su construcción, la tecnología actual permite que pueda ser inferido mediante el uso de los módulos aritméticos de la biblioteca IEEE de una manera sencilla. Este circuito dentro de Factor obtiene el producto del número de muestras  $M_i$  y el recíproco del número de muestras  $(1/N)$ . Calculando así el factor de conversión de frecuencia de muestreo para el ciclo  $i$ -ésimo:  $F_i = M_i \frac{1}{N}$ .

Una vez calculado el factor de conversión, esta cifra es almacenada en una memoria RAM la cual posteriormente entrega la secuencia de factores para cada ciclo de la señal, como dato de salida por medio de la terminal F de 18 bits.

### 3.5 Módulo Re-muestreo

Esta estructura es la encargada de calcular los índices de muestras objetivo que son los adecuados para realizar un re muestreo de acuerdo al factor de re-muestreo calculado. En la Figura 3.5.1 se muestra el diagrama de bloques de mayor jerarquía del sistema Re-muestreo.

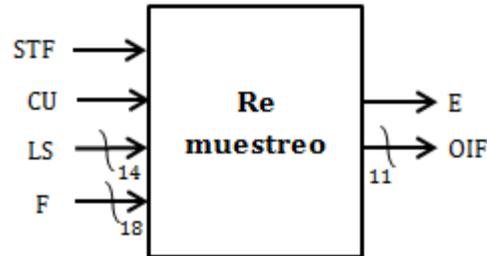


Fig. 3.5.1. Módulo general re-muestreo

El módulo tiene como entradas las terminales: CU, esta es una bandera que indica el inicio de cada ciclo de la señal de entrada; la terminal LS, mediante la cual se obtiene el número de muestra presente que se está procesando y por último la terminal F, de donde se obtiene el factor de conversión con el cual se procesara el ciclo correspondiente. El bloque tiene como salidas: la terminal OIF, que contiene la parte fraccionaria del índice de la muestra objetivo; la terminal E, con la cual se envía una bandera que indica que muestra es útil para reconstruir una señal muestreada en espacio. La tabla 3.5.1 muestra la descripción de las terminales del módulo Re-muestreo.

Tabla 3.5.1 Descripción de terminales del módulo re muestreo

Nombre de la señal	Descripción
<b>STF</b>	Frecuencia de muestreo
<b>CU</b>	Bandera indicador inicio de ciclo
<b>LS</b>	Número de muestras por cada ciclo
<b>F</b>	Factor de conversión
<b>OIF</b>	Parte fraccionaria de índice objetivo
<b>E</b>	Señal de habilitación de salida para re-muestrear

La estructura interna del bloque re-muestreo se muestra en la Figura 3.5.2.

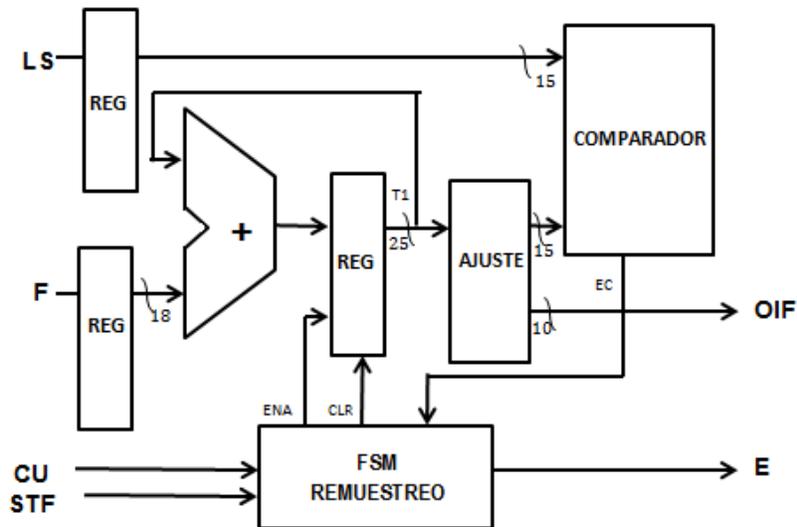


Fig. 3.5.2. Estructura interna del módulo re-muestreo.

Para su correcto funcionamiento, el módulo hace uso de 3 circuitos lógicos digitales: un acumulador, un comparador y una máquina de estados finitos, la que controla el módulo. Un circuito acumulador tiene como elementos básicos un registro paralelo-paralelo y un sumador. La salida del registro se realimenta al sumador. Una señal externa es la que da el orden de almacenar en el registro el resultado de la suma de la entrada y el valor almacenado en el mismo (acción de acumulación). Un comparador es un circuito combinacional cuya salida indica, de entre dos datos de entrada, cual es el mayor, menor o igual, o las tres cosas. La codificación de los datos es importante, ya que afecta directamente la operación de comparación, obteniéndose resultados diferentes según el tipo de codificación utilizada.

El principio de funcionamiento se basa en generar los índices de las muestras que son útiles para llevar a cabo un muestreo en espacio y compararlas con el número de la muestra presente que se está procesando. Si el entero de la muestra objetivo es igual a la muestra presente en el procesamiento, la bandera indicadora se activa en la terminal de salida. La producción de los índices objetivo se genera mediante el circuito acumulador, el cual obtiene el factor de conversión mediante la terminal F y va acumulando el valor en T1 cada que se encuentra un valor de muestra objetivo hasta que comienza otro ciclo y cambia el valor del factor de conversión, por lo cual se producen índices con una nueva relación correspondientes al factor de conversión del ciclo nuevo.

La FSM\_REMUESTREO controla el comienzo del módulo, dando inicio cuando se obtiene un pulso positivo de la terminal CU, el registro salida del acumulador recibe una señal de borrado y un ciclo después una señal de habilitación carga los registros de entrada con los valores del factor de conversión y con el índice de muestra presente procesada F y LS respectivamente. El sistema mantiene su estado y va comparando el índice objetivo T1 (valor acumulado) con el índice de muestra presente LS, hasta que el comparador detecta que los valores son iguales, cuando esto sucede la FSM\_REMUESTREO envía a la terminal de salida E una señal lógica positiva de habilitación, y genera una orden de

acumular hacia el circuito acumulador para generar el nuevo índice y compararlo con la muestra presente consecutivamente hasta que comienza un nuevo ciclo.

### 3.6 Módulo Interpolador

La operación de interpolación se implementa con el objetivo de estimar un valor intermedio entre dos datos que están muestreados uniformemente. En dicha situación, la estrategia consiste en determinar el valor de la muestra intermedia mediante los puntos remuestreados obtenidos como datos medidos y usar una línea para predecir el valor intermedio. Dado que la función que interpola es una línea recta entre los dos puntos, la interpolación implementada es de orden 1.

En la Figura 3.6.1 se muestra el bloque de mayor jerarquía del módulo Interpolador.

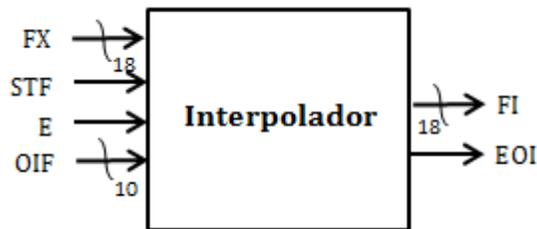


Fig. 3.6.1 Módulo general interpolador.

La tabla 3.6.1 muestra la descripción de las terminales del módulo Interpolador.

Tabla 3.6.1 Descripción de terminales del módulo Interpolador

Nombre de la señal	Descripción
<b>E</b>	Habilitación del Interpolador
<b>STF</b>	Frecuencia de muestreo
<b>FX</b>	Señal de entrada a interpolar
<b>OIF</b>	Fracción del índice objetivo
<b>EOI</b>	Fin de operación
<b>FI</b>	Señal interpolada

Es evidente que para realizar una interpolación lineal son necesarias únicamente dos muestras, en este caso una muestra presente y una muestra anterior al momento de procesar la señal, es decir  $x(n)$  y  $x(n-1)$ , respectivamente. Para estimar el valor de amplitud de una muestra intermedia interpolando linealmente se implementa matemáticamente la siguiente ecuación:

$$f(x) = f(x_1) + \frac{[f(x_2) - f(x_1)]}{x_2 - x_1}(x - x_1) \quad (3.6.1)$$

Así, pues, para la secuencia de entrada  $FX$  tenemos:

$$FI(n) = FX(n-1) + \frac{FX(n) - FX(n-1)}{n - (n-1)} OIF \quad (3.6.2)$$

Donde  $FI$  es la muestra interpolada linealmente,  $FX$  la secuencia de entrada,  $OIF$  es la diferencia existente entre el índice objetivo a calcular y la muestra anterior y  $n$  el número de muestra.

Dado que las dos muestras son consecutivas observamos que la ecuación se reduce a:

$$FI(n) = FX(n-1) + [FX(n) - FX(n-1)] * OIF \quad (3.6.3)$$

En consecuencia, de la Ecuación 3.6.3 podemos plantear una estructura para llevar a cabo el cálculo. Resulta evidente que la estructura del Interpolador se puede plantear con un circuito multiplicador, un sumador, un restador de entrada, un registro de resultado y una máquina de estados para su control, tal como se muestra en la Figura 3.6.2.

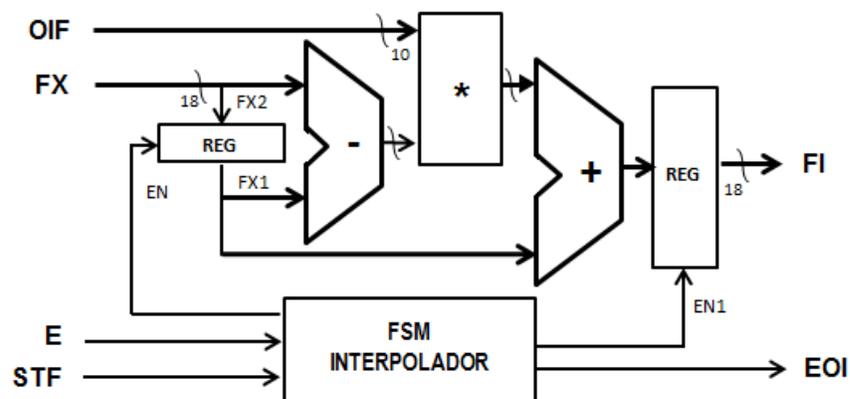


Fig. 3.6.2. Estructura interna del módulo Interpolador

La operación de interpolación comienza cuando una señal activa  $E$  llega a  $FSM\_INTERPOLADOR$ , esta señal indica que la muestra presente y la muestra siguiente serán los datos que se procesarán  $x(n)$  y  $x(n-1)$ . La máquina de estados que sincroniza espera a que sean adquiridas las dos muestras consecutivas y, en cuanto están correctamente posicionadas a la entrada del sistema, se realizan las operaciones de resta, multiplicación y suma respectivamente, para posteriormente la  $FSM\_INTERPOLADOR$  mandar una señal de habilitación al registro de resultado y, por último, indicar el fin de la operación.

# Capítulo 4

## Validación Experimental

### 4.1 Banco de pruebas

Con el fin de validar la metodología propuesta se realizaron mediciones experimentales a un banco de pruebas que se montó en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la universidad de Valladolid España, como producto de una estancia académica. Además, se analizaron señales adquiridas en un laboratorio de la Universidad Autónoma de Querétaro proporcionadas por el grupo de investigación HSP-digital. Las pruebas consisten en dos motores de inducción trifásicos comerciales: el primero de la marca SIEMENS® modelo: D-91056 Erlongen y un segundo de la marca WEG® modelo 00136APE48T, ambos se pusieron a prueba alimentados por medio de un inversor de voltaje: el primero de la marca ABB modelo: ACS355-03E-15A6-4 y un segundo inversor de la marca WEG CFW08 que se conectaron a los motores respectivamente. Las características de operación de los motores de inducción asíncronos se muestran en la Tabla 4.1.1:

Tabla 4.1.1- Parámetros nominales de operación de los motores bajo prueba.

Parámetro de operación	WEG	SIEMENS	Unidad
Potencia	0.75	1.1	kW
Voltaje alimentación	220/240	400/420	V
Corriente	3.3-3.35	4.5-5.5	A
Frecuencia alimentación	60 Hz	50 Hz	Hz
Velocidad nominal	1695	1450	Rpm
Par de polos	2	2	-
Numero de barras	28	28	-



Fig.4.1.1. Banco de pruebas experimental: a) Inversor de voltaje, b) Motor de inducción de la marca Siemens sometido a carga mecánica mediante un freno electromagnético.

Para ejercer diferentes niveles de carga mecánica al eje de rotación de cada motor, se utilizó un freno electromagnético marca LN modelo SE2662-5R, éste aplicó carga en dos niveles: carga baja (CB) con un 25 % y carga media (CM) con un 50% de su freno total. Fotos del banco de pruebas experimental se muestran en la Fig. 4.1.1.

## 4.2 Metodología de las pruebas

Una serie de 15 pruebas de laboratorio se realizaron para cada experimento con el objetivo de validar la capacidad de la metodología propuesta para detectar barra rota en diferentes circunstancias mecánicas y diferentes condiciones de operación. Todos los ensayos se realizaron con el motor de inducción alimentado mediante el inversor de voltaje. El transitorio de arranque fue programado con una señal de voltaje incrementando linealmente desde 0 hasta 220 Volts AC simultáneamente con un incremento de frecuencia lineal. El tiempo de asentamiento para el estado estacionario al cual fueron programados los inversores de voltaje fueron 5 y 10 segundos.

En todos de los experimentos la adquisición de la corriente se realizó utilizando un sensor de efecto Hall modelo L08P050D15 de la marca Tamura Corporation. Un convertidor analógico-digital de 4 canales con 16 bits de resolución modelo ADS8341 de la marca Texas Instruments se encargó de realizar la captura de la señal con una frecuencia de muestreo uniforme establecida de 4,000 muestras por segundo.

Los ensayos realizados se clasifican en función de la condición del motor bajo prueba, el dispositivo con el que se alimenta, la carga mecánica a la que se somete y la frecuencia del voltaje con que se alimenta. La tabla 4.2.1 muestra la organización de las pruebas.

Tabla 4.2.1.- Esquema de las pruebas realizadas.

Banco de pruebas	Dispositivo de Arranque	Motor bajo prueba	Condiciones de carga mecánica	Frecuencia de Alimentación
UAQ Universidad Autónoma de Querétaro	Inversor de voltaje WEG	WEG Sano	Sin Carga	12 Hz
				30 Hz
				60 Hz
			Media	12 Hz
				30 Hz
				60 Hz
		WEG Fallo desarrollado	Sin Carga	12 Hz
				30 Hz
				60 Hz
			Media	12 Hz
				30 Hz
				60 Hz
UVa Universidad de Valladolid	Inversor de voltaje ABB	Siemens Fallo nulo	Baja	50 Hz
			Media	50 Hz
		Siemens Fallo casi nulo	Baja	50 Hz
			Media	50 Hz

		Siemens Fallo incipiente	Baja	50 Hz
			Media	50 Hz
		Siemens Fallo en desarrollo	Baja	50 Hz
			Media	50 Hz
		Siemens Fallo desarrollado	Baja	50 Hz
			Media	50 Hz

En todos y cada uno de los casos anteriores se tomaron mediciones del voltaje y de la corriente de una de las fases de alimentación del motor de inducción.



Fig. 4.2.1. Rotor con barra rota producida por una perforación de 2 mm de diámetro.

El fallo de barra de rotor rota se produjo realizando una perforación de 2mm de diámetro en la barra de los motores Siemens y WEG. La Figura 4.2.1 muestra el rotor utilizado en el motor de inducción WEG.

#### 4.2.1 Casos de estudio

El trabajo contempla 5 casos de estudio bajo análisis para validar y verificar la metodología propuesta. En todos los casos se comparan las señales del motor en buen estado y el motor con barra de rotor rota. El primer caso de estudio es una comparativa entre el análisis realizado a señales adquiridas con muestreo uniforme y las señales con muestreo en espacio. El segundo caso de estudio presenta un análisis en espacio-frecuencia de señales re-muestreadas calculado mediante diferentes técnicas de estimación espectral. Los métodos que se comparan son los conocidos clásicamente en el análisis espectral como: Welch, Burg y MUSIC. El tercer caso de estudio presenta un análisis en tiempo-espacio estableciendo diferentes frecuencias de voltaje de alimentación, esto se realiza programando el inversor de voltaje. Las frecuencias para establecimiento del estado estacionario son programadas a: 12, 30 y 60 Hz. El cuarto caso de estudio analiza el efecto que producen diferentes niveles de carga en la detección del fallo. El quinto y último caso de estudio plantea el diagnóstico de la falla en diferentes etapas de severidad, desde un estado donde el rotor se encuentra en buen estado hasta un punto en que la falla se ha desarrollado plenamente.

## 4.3 Muestreo en espacio

### 4.3.1 Análisis en el dominio tiempo

El procesamiento de muestreo en espacio fue implementado en una estructura digital descrita mediante el lenguaje VHDL y sintetizado en un FPGA Cyclone IV EP4CE115F29, los resultados fueron transmitidos a PC por medio del protocolo de comunicación RS-232 para su posterior análisis. Para aplicar la metodología propuesta en primer lugar se adquieren el voltaje y la corriente de estator con una frecuencia de muestreo uniforme como lo hace cualquier sistema de adquisición de datos y conforme se va completando un cada ciclo de voltaje se re-muestra la corriente. El algoritmo utiliza como únicos parámetros de inicio la frecuencia de muestreo inicial con la que son adquiridas la señales y el número de muestras  $L$  con las que se representará cada ciclo de la componente fundamental.

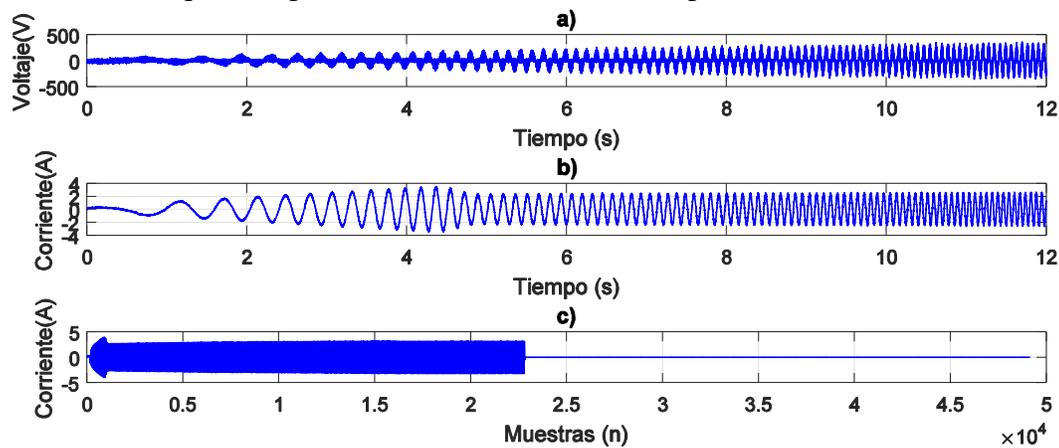


Fig. 4.3.1. Aplicación de muestreo en espacio al transitorio de arranque de un motor de inducción sano alimentado por inversor de voltaje: a) Voltaje de alimentación uniformemente muestreado, b) Corriente de estator uniformemente muestreada, c) Corriente de estator muestreada en espacio.

La Figura 4.3.1.b, muestra la corriente de alimentación muestreada uniformemente por el sistema de adquisición de datos y en 4.3.1.c se expone el resultado de aplicar el algoritmo de muestreo no uniforme. Se puede observar el escalamiento en tiempo que el algoritmo produce sobre la señal original; como resultado de este escalamiento, el número de muestras que representan la señal en tiempo discreto se reduce de 48000 a 23000. Este factor de escalamiento es variable en el tiempo y es adaptivo a la señal de referencia, en este caso, la señal de voltaje de alimentación que se muestra en la Fig. 4. 3.1.a.

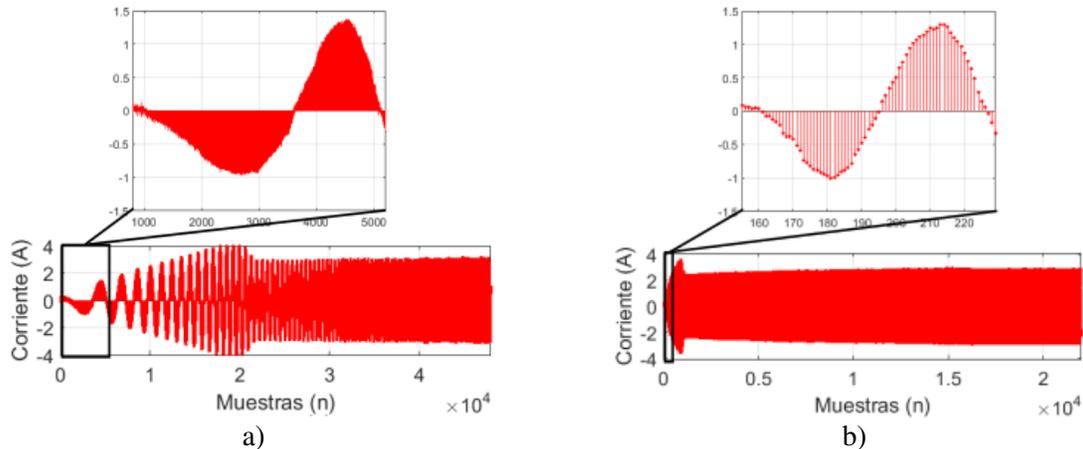


Fig. 4.3.2. Transitorio de arranque del motor de inducción alimentado por inversor (12 Segundos.): a) Corriente muestreada uniformemente en tiempo b) Corriente muestreada uniformemente en espacio

La Figura 4.3.2 muestra las secuencias digitales de corriente a la entrada del procesamiento y a la salida del mismo. Un acercamiento expone el efecto del algoritmo en el primer ciclo de corriente consumida por el motor de inducción. En la Figura 4.3.2.a se aprecia que el ciclo tiene una frecuencia variable; es notable que el número de muestras que representan el primer semi-ciclo de la señal supera el número de muestras que representa el segundo semi-ciclo. La fig. 4.3.2.b expone el mismo ciclo re muestreado en espacio, el algoritmo logra uniformizar la frecuencia de la componente fundamental de corriente, el resultado es un ciclo de la señal de corriente con frecuencia constante representado con un número de muestras constante en cada ciclo.

### 4.3.2 Análisis en el dominio espacio-frecuencia

El análisis espacio-frecuencia se implementó mediante el software Matlab. Como resultado del re-muestreo no uniforme, la región de análisis en el eje frecuencia es de 0 a 128 Hz debido al teorema de Shannon-Nyquist. Esta región es adecuada para visualizar la componente fundamental que crece de 0 a 60 Hz, así como también la evolución de las componentes de fallo LSH y RSH. En el procesamiento se analiza a 5 segundos de transitorio de arranque y 1 segundo de estado estacionario para el motor WEG y 10 segundos de transitorio y 1 de estacionario para el motor Siemens.

Las metodologías de estimación espectral en tiempo corto son la herramienta más adecuada para analizar señales variables en tiempo, ya que proveen información accesible en dos dominios simultáneamente. Para obtener la descomposición, en primer lugar, la señal de corriente de estator se divide en pequeños segmentos de muestras, produciendo un ventaneo para calcular la estimación de frecuencia en ese intervalo de tiempo. La longitud de la ventana  $w(\tau)$  permite una precisa localización del espectro en ese espacio de muestras si es corta, sin embargo, si es demasiado larga también difumina el espectro en frecuencia, conduciéndonos a la elección de un compromiso entre la resolución en espacio y resolución en frecuencia del análisis. La longitud óptima de la ventana involucra el compromiso donde una ventana larga provee una buena localización de frecuencia, pero implica discriminación en espacio. Considerando el conocimiento a priori de la señal fundamental la longitud de la ventana se calcula mediante [37]:

$$\Delta = \sqrt{2} \left| \frac{df_i(t)}{dt} \right|^{-1/2}$$

donde el valor es óptimo en el sentido de que minimiza el peso del ancho de la ventana en el plano t-e. Para una señal de frecuencia modulada lineal la longitud de la ventana se reduce a:

$$\Delta = \sqrt{2T/B}$$

donde T es la duración de la señal en muestras y B es el ancho de banda en frecuencia.

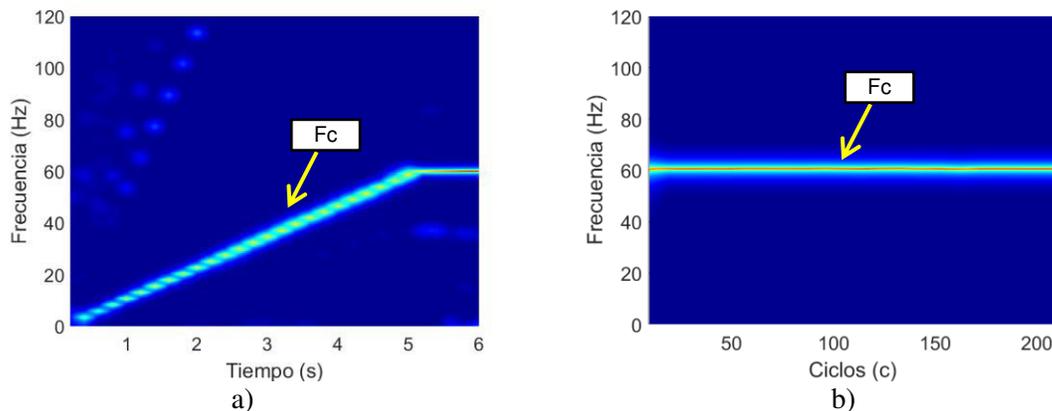


Fig. 4.3.3. Descomposición mediante STFT de la corriente en transitorio de arranque de motor WEG sano alimentado por inversor (5s transitorio y 1s estacionario): a) Corriente muestreada uniformemente en tiempo b) Corriente muestreada uniformemente en espacio.

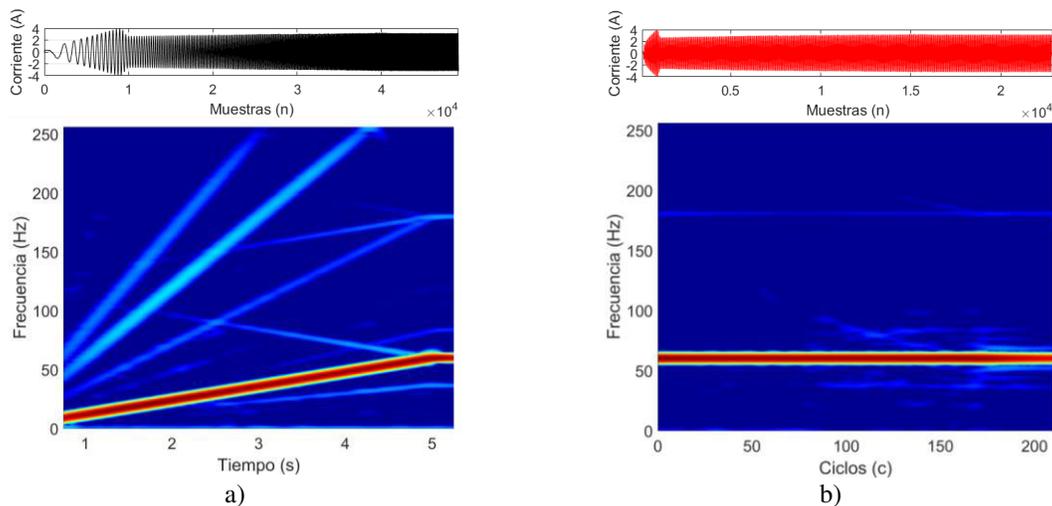


Fig. 4.3.4. Descomposición mediante STFT de la corriente en transitorio de arranque de motor WEG sano alimentado por inversor (5s transitorio y 1s estacionario): a) Corriente muestreada uniformemente en tiempo b) Corriente muestreada uniformemente en espacio.

Una vez obtenida la longitud óptima de los segmentos, cada sección es multiplicada en tiempo por una ventana del tipo Kaiser de la misma longitud para evitar los efectos de

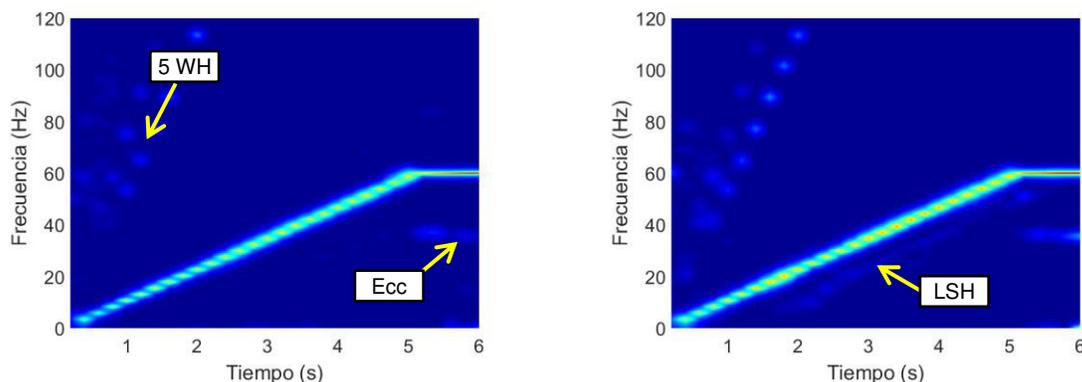
borde al aplicar el ventaneo a la señal de corriente. El número de puntos contemplado para la transformada de Fourier fue de 1024.

La Fig. 4.3.4, muestra el análisis de la corriente en transitorio de arranque del motor WEG en buen estado. La Fig. 4.3.4.a, expone el resultado del análisis en tiempo-frecuencia de la corriente adquirida con muestreo uniforme, donde se aprecia la frecuencia fundamental de alimentación del motor evolucionando de 0 hasta 60 Hz, tal y como se programó el inversor de voltaje. Además de 0 a 2 segundos se puede ver la existencia de componentes que nacen también en 0 Hz pero que evolucionan a una frecuencia mayor, estas componentes son armónicos enteros de la fundamental producidos por el inversor de voltaje. La Fig.4.3.b por otra parte, muestra el análisis del mismo ensayo, pero en esta ocasión la corriente ha sido muestreada en espacio y no en tiempo. El resultado es que la componente fundamental y todos sus armónicos enteros se convierten en un valor constantes de frecuencia. Se corrobora que la componente fundamental se localiza solo en 60 Hz, y ahora el eje horizontal de la representación no es tiempo sino ciclos de la señal fundamental.

## 4.4 Casos de estudio

### 4.4.1 Detección de barra de rotor rota

En el primer caso de estudio se aplicó el análisis a señales adquiridas en los dos bancos de prueba a los que se tuvo acceso. La frecuencia de consigna para el establecimiento del estado estacionario se programó en el inversor de voltaje WEG a 60 Hz, en un tiempo definido de 5 segundos para alimentar el motor WEG. Para el motor Siemens la frecuencia de consigna para el establecimiento del estado estacionario se programó en el inversor de voltaje ABB a 50 Hz, en un tiempo definido de 10 segundos. El nivel de carga mecánica al que se sometieron ambas máquinas rotatorias fue de 50% (carga media). En este experimento se compara y expone la diferencia entre adquirir la corriente de estator con un muestreo uniforme en tiempo y por otro lado con el algoritmo de muestreo en espacio. Los resultados para el análisis de la corriente del motor WEG en el dominio tiempo-frecuencia se despliegan en las Figuras 4.4.1.a y 4.4.1.b, mientras que los resultados para el análisis en el dominio espacio-frecuencia se despliegan en las Figuras 4.4.1.c y 4.4.1.d.



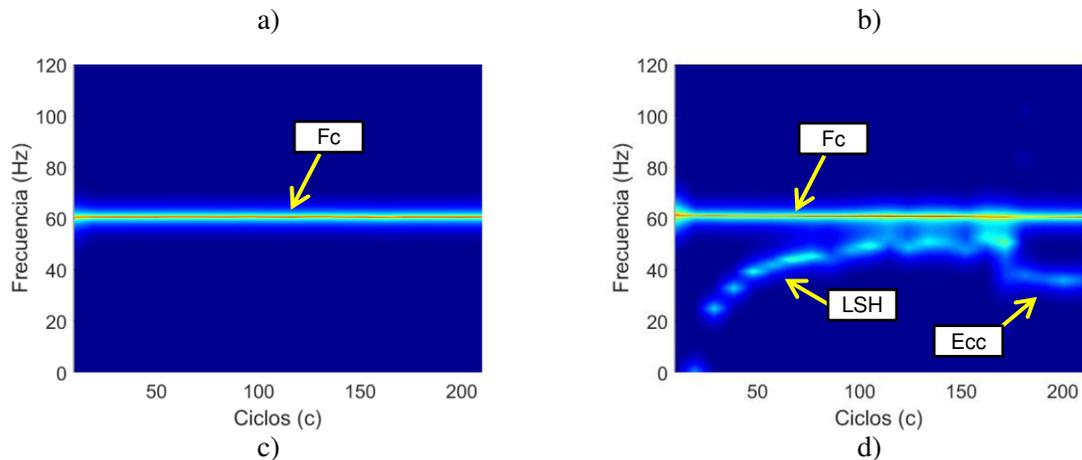
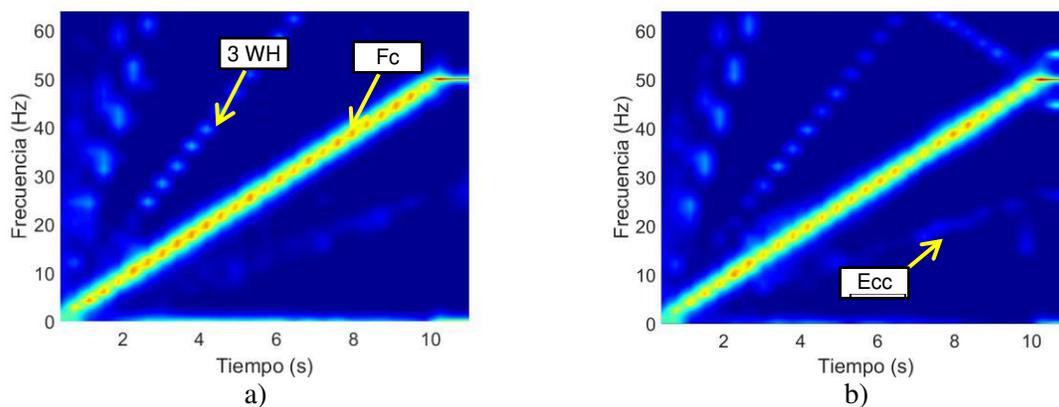


Fig. 4.4.1. Descomposición de la corriente en transitorio de arranque del motor de inducción marca WEG alimentado por inversor modelo CFW08 de la misma marca: a) Motor sano-muestreo en tiempo b) Motor barra rota-muestreo en tiempo c) Motor sano-muestreo en espacio d) Motor barra rota-muestreo en espacio.

De la Figura 4.4.1.a y 4.4.1.c, que corresponden al análisis del motor en buen estado, es notable mencionar que se aprecia la componente fundamental dentro de la descomposición, sin embargo, no se aprecia la existencia de componentes relacionadas a barra de rotor rota. Por otro lado, en las figuras 4.4.1.b y 4.4.1.d, que corresponde al análisis del motor con fallo desarrollado, se puede apreciar en la Figura.4.4.1.b aunque muy tenue, una componente que evoluciona paralelamente muy cercana a la fundamental de alimentación; esta componente es la LSH. Por otro lado, en la figura 4.4.1.d se puede distinguir de una manera muy clara y precisa la existencia de la componente relacionada con el fallo, importante resaltar que la técnica propuesta logra separar de manera muy eficiente las trayectorias de las componentes en frecuencia.

El mismo análisis se realizó a las señales de corriente adquiridas del motor Siemens alimentado por el inversor ABB, los resultados se muestran en la Fig. 4.4.2.



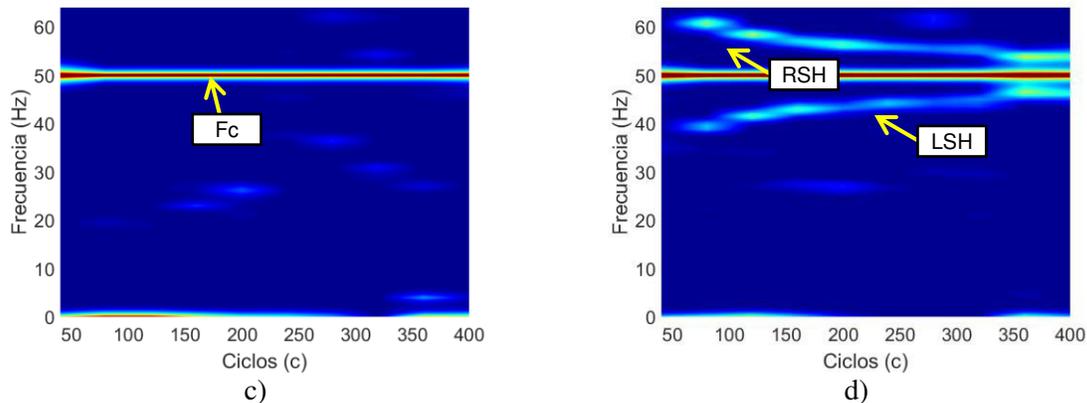


Fig. 4.4.2. Descomposición de corriente en transitorio de arranque del motor de inducción marca SIEMENS alimentado por inversor ABB: a) Motor sano-muestreo en tiempo b) Motor Barra rota-muestreo en tiempo c) Motor sano-muestreo en espacio d) Motor barra rota – muestreo en espacio.

De acuerdo a los resultados obtenidos del análisis podemos observar que el inversor ABB produce armónicos en la corriente de estator con mayor amplitud que el inversor WEG. En el dominio tiempo-frecuencia Figuras 4.4.2.a y 4.4.2.b, es imperceptible la existencia de componentes de frecuencia relacionadas al fallo; esto se debe a que el inversor ABB minimiza el deslizamiento para consumir menor corriente y lograr mejor rendimiento del motor de inducción, sin embargo, esto genera que las componentes de fallo estén muy cercanas a la frecuencia fundamental de alimentación haciendo muy difícil su detección. Por otro lado, en las figuras 4.4.2.c y 4.4.2.d se puede observar claramente la ausencia y la presencia muy marcada de estas componentes respectivamente. Ya que muestreo en espacio separa favorablemente las componentes de la frecuencia fundamental, facilitando la detección de falla de rotor.

#### 4.4.2 Comparativa de métodos de estimación espectral

En el segundo caso de estudio se analizan sólo las señales de corriente de estator del motor WEG con muestreo en espacio. La frecuencia de asentamiento del inversor de voltaje es de 60 Hz y la carga mecánica a la que se somete es media. Este experimento compara el desempeño de tres métodos de estimación espectral: Fourier, Burg y MUSIC. El primero de los métodos es considerado por ser el método no paramétrico clásico, el método de Burg se ha elegido ya que es uno de los métodos paramétricos con mejores resultados y eficiencia computacional. Por último, se aplica el algoritmo MUSIC que es uno de los métodos de estimación espectral de alta resolución más importantes.

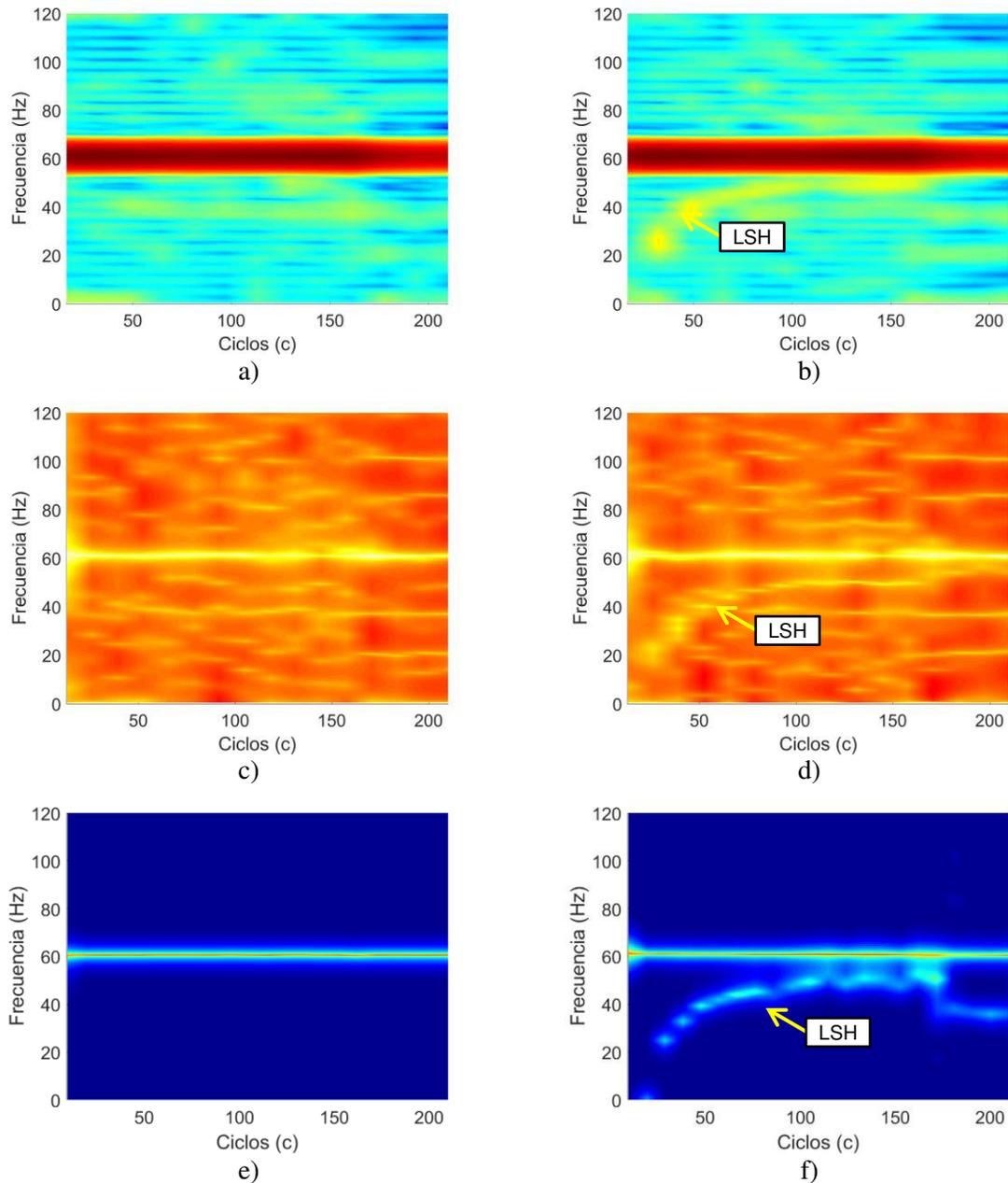


Fig. 4.4.3. Descomposición espacio-frecuencia de la corriente en transitorio de arranque del motor marca WEG alimentado por inversor CFW08: a) Motor Sano – método Welch, b) Motor con barra rota, - Método Welch, c) Motor sano- Método Burg, d) Motor con barra rota – Método Burg, e) Motor sano- Método MUSIC, f) Motor con barra rota- Método MUSIC.

La Figura 4.4.3. comprende las 6 descomposiciones espacio-frecuencia calculadas por 3 métodos diferentes de estimación espectral para dos estados del motor: sano y barra rota desarrollada. En 4.4.3.a y 4.4.3.b se despliega el resultado de utilizar el algoritmo FFT para el cálculo de la estimación espectral. Aunque es un método muy eficiente computacionalmente, tiene poco rechazo al ruido y debido al ventaneo en secciones cortas de la señal, se obtiene poca resolución en frecuencia, lo cual se ve reflejado en el grosor de las líneas que representan las componentes de frecuencia. En 4.4.3.c y 4.4.3.d se muestra el

---

resultado de utilizar el método paramétrico de estimación espectral Burg, a pesar de que tiene buen desempeño computacionalmente, buena resolución en frecuencia y buen rechazo al ruido, aparece un efecto característico del algoritmo, al cual se le denomina la separación de líneas espectrales, que se puede observar en la aparición de tenues líneas que parecen réplicas de las componentes con mayor energía. Por último, en 4.4.3.e y 4.4.3.f se despliega el resultado de aplicar el algoritmo MUSIC que se basa en eigen-descomposición para estimar componentes de frecuencia. La descomposición espacio-frecuencia que se obtiene permite visualizar completamente cada una de las trayectorias en frecuencia sin presencia de ruido. De acuerdo a los resultados obtenidos podemos señalar que MUSIC es el algoritmo que presenta mejor desempeño en cuanto a rechazo de ruido, resolución y detección de componentes espectrales, por lo que en lo consecuente se utilizará como método de estimación espectral.

### **4.4.3 Detección de Barra rota a frecuencias de operación bajas**

El tercer caso de estudio analiza las corrientes de estator muestreadas en espacio del motor WEG con carga media. El experimento compara los efectos de programar el inversor de voltaje que alimenta mencionado motor, en tres diferentes frecuencias de establecimiento del estado estacionario: 60, 30 y 12 Hz.

Las descomposiciones tiempo-espacio de las figuras 4.4.4.c, 4.4.4.d, presentan las componentes espectrales del motor de inducción con una frecuencia de operación establecida a 30 Hz. Se puede apreciar que el efecto de bajar la frecuencia reduce el número de ciclos que pueden ser analizados en el transitorio de arranque de 210 hasta 105, a pesar de la disminución de ciclos el algoritmo MUSIC puede detectar la LSH apropiadamente. Las figuras 4.4.4.e y 4.4.4.f despliegan el resultado del análisis tiempo-espacio de una frecuencia de operación establecida a 12 Hz, en primer lugar se puede observar que el inversor es incapaz de alimentar con esa frecuencia tan baja, por lo que entrega alrededor de 16 Hz, ahora se pueden apreciar los armónicos segundo y quinto de la fundamental, el efecto de una frecuencia tan baja reduce el número de ciclos que pueden ser analizados a solo 40, por lo que se cuentan con muchas menos muestras para la aplicación del algoritmo estimador, lo que da como resultado una pobre estimación espectral, aunque el algoritmo presenta desventajas a esta frecuencia, este inconveniente se puede solucionar estableciendo un número de muestras  $L$  mayor para representar cada ciclo, estableciendo así un nuevo compromiso entre resolución y tiempo de cómputo. A pesar de esto, las aplicaciones industriales que trabajan motores de inducción a esta frecuencia de operación son muy escasas, debido a que el motor presenta poco rendimiento y muchas pérdidas de energía.

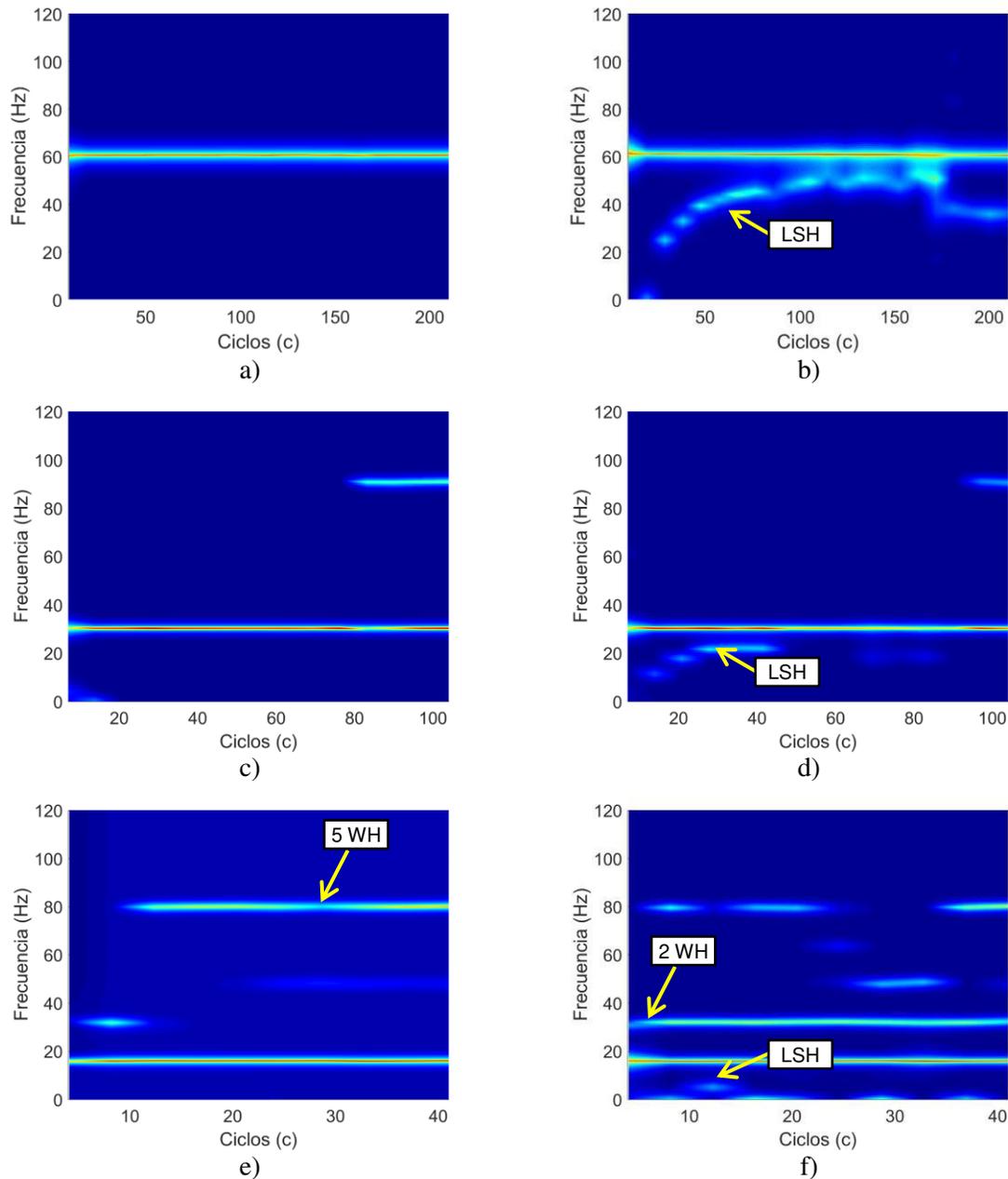


Fig. 4.4.4.- Descomposición tiempo-espacio por medio de ST-MUSIC de la corriente en transitorio de arranque del motor marca WEG alimentado con diferentes frecuencias por el inversor CFW08: a) Motor sano-60 Hz, b) Motor con barra rota – 60 Hz, c) Motor sano - 30 Hz, d) Motor con barra rota – 30 Hz, e) Motor sano -12 Hz, f) Motor con barra rota - 12 Hz.

#### 4.4.4 Detección de Barra rota a diferentes cargas mecánicas

El cuarto caso de estudio presenta el análisis de las descomposiciones espacio-frecuencia del motor Siemens en las Figuras 4.4.5. El motor es sometido a dos niveles de carga diferentes: carga baja y carga media.

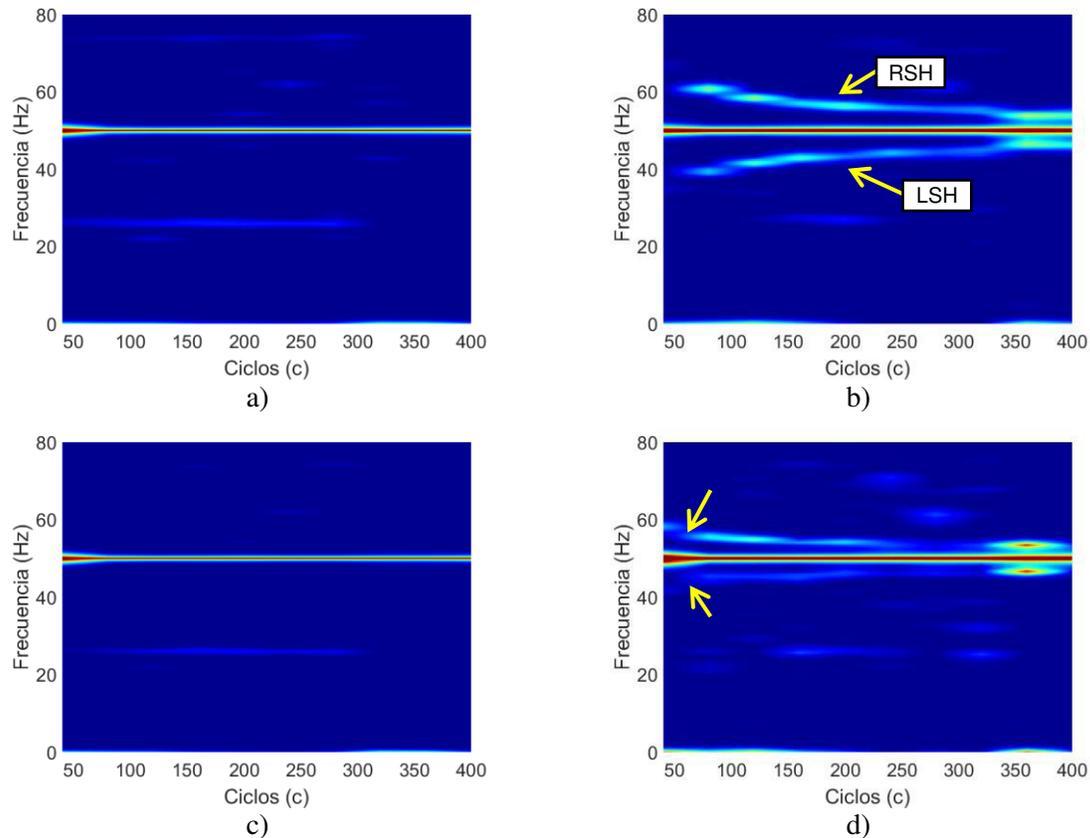


Fig. 4.4.5. Descomposición tiempo-espacio de la corriente en transitorio de arranque del motor marca SIEMENS alimentado por el inversor ABB sometido a dos niveles de carga: a) Motor sano – carga media, b) Motor con barra rota - carga media, c) Motor sano – carga baja, d) Motor con barra rota – carga media.

El caso que se presenta en la Figura 4.4.5 corrobora el fundamento teórico donde un motor en buen estado no presenta las componentes relacionadas con el fallo de barra rota a ningún nivel de carga. 4.4.5.a y 4.4.5.c. La comparativa de las Figuras 4.4.5.b y 4.4.5.d expone claramente que el motor a carga baja presenta menos deslizamiento ya que la carga no es significativa para reducir la velocidad del rotor en comparación con la velocidad síncrona, lo que produce que las componentes relacionadas al fallo de barra rota se encuentren mucho más cercanas, en comparación a un motor con carga media. Aun así, el algoritmo es capaz de separarlas de la frecuencia fundamental y detectar el fallo. Análisis al motor de inducción sin carga también se realizaron, sin embargo, no se presentan ya que esta condición es claramente inexistente en la industria, donde si el motor esta en operación es porque se encuentra realizando un trabajo.

#### 4.4.5 Detección de Barra rota en diferentes grados de severidad

El quinto y último caso de estudio contempla el análisis de descomposiciones espacio-frecuencia para ensayos realizados al motor Siemens con el fallo de barra rota en diferentes etapas de severidad. Se considera 5 etapas de desarrollo de la falla, correspondiendo cada una a un nivel específico de profundidad de la perforación producida en la barra de rotor: 1.-falla nula = 0 mm, 2.-falla casi nula= 2 mm, 3.-falla incipiente = 4 mm, 4.-falla en desarrollo = 6 mm, 5.-falla desarrollada = 8 milímetros.

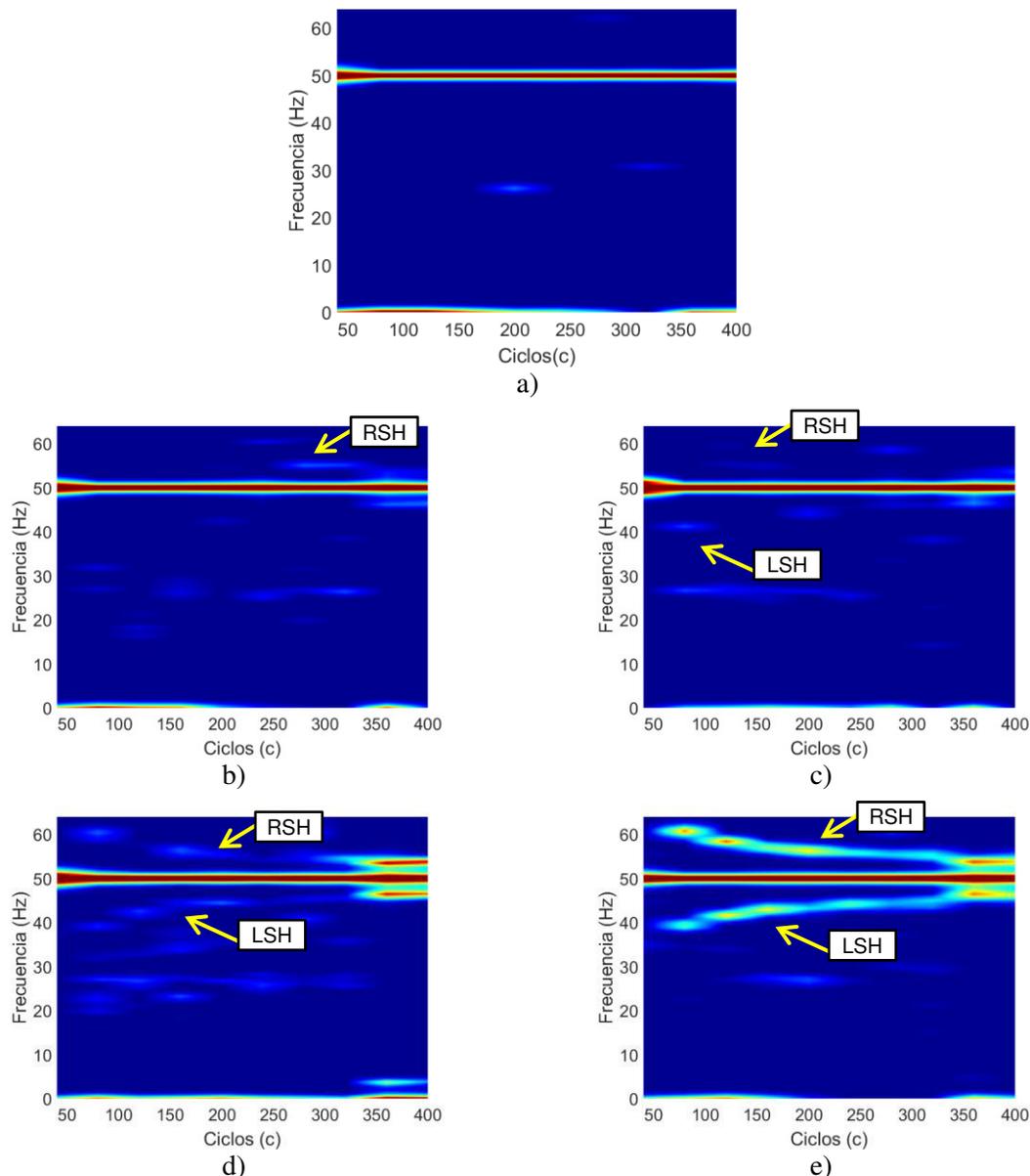


Fig. 4.4.6. Descomposición tiempo-espacio de la corriente en transitorio de arranque del motor marca SIEMENS alimentado por el inversor ABB con barra rota en diferentes etapas de desarrollo: a) Barra de rotor en buen estado b) Barra de rotor rota – 2mm profundidad, b) Barra de rotor rota – 4mm profundidad, c) Barra de rotor rota - 6 mm, c) Barra de rotor rota – 8 mm.

De los resultados obtenidos se puede señalar que, en la primera prueba con el rotor sano Figura 4.4.6.a, la descomposición espacio-frecuencia deja ver claramente sólo la frecuencia fundamental de alimentación y se vislumbra una pequeña porción de la frecuencia relacionada con excentricidad, sin embargo, no existen las componentes relacionadas con fallo de rotor. En contraste con la figura anterior, al analizar las figuras consecuentes se puede ver como la intensidad de las frecuencias LSH y RSH se va haciendo más intensa conforme la severidad del fallo crece. La presencia de estas trayectorias se hace más notoria entre mayor es la profundidad de la perforación realizada a la barra. El caso que se presenta

expone que el muestreo en espacio es adecuado incluso para diagnosticar el fallo en etapas incipientes de desarrollo.

## 4.5 Tiempo de cómputo

El muestreo en espacio se implementó en una estructura digital descrita mediante el lenguaje VHDL (*del inglés Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language*) y fue sintetizada en un FPGA Cyclone IV EP4CE115F29, los resultados se presentan de forma resumida y el porcentaje de uso del chip.

Tabla 4.3.- Recursos en hardware utilizados para la implementación del muestreo en espacio.

Recursos	Filtros	Calculo Factor	Diezmador	Interpolador	Recursos	%
<b>Elementos lógicos</b>	128	132	77	69	114,480	<1%
<b>Funciones combinacionales</b>	63	122	62	66	114,480	<1%
<b>Registros</b>	32	45	63	56	114,480	<1%
<b>Bits de memoria</b>	24	45	0	0	1,312	<1%
<b>Multiplicadores</b>	2	0	0	2	2	<1%
<b>PLL's</b>	0		0	0	4	0%

Una vez que las señales son adquiridas y muestreadas en espacio, la descomposición espacio-frecuencia se realizó bajo el software Matlab en una computadora de escritorio con procesador Intel Core i7 CPU 3.1 GHz y 8 GB de memoria RAM. El tiempo de cómputo máximo para cada análisis en espacio-frecuencia es de: 128.20 milisegundos, 309.60 milisegundos, y 393.81 milisegundos, para los métodos Fourier, Burg y MUSIC respectivamente. Considerando que la adquisición del proceso toma 6 segundos, la metodología propuesta de análisis exige un tiempo de cómputo relativamente bajo.

---

# Conclusiones

Este trabajo de tesis presenta una nueva herramienta para el monitoreo y diagnóstico de motores de inducción alimentados por variador. Con el fin de lograr un entendimiento en el campo de la detección de fallas, una investigación exhaustiva de la literatura existente fue realizada; como producto de esta revisión de literatura se estableció un panorama de las posibilidades de implementar técnicas de procesamiento digital avanzadas para mejorar un diagnóstico y reducir falsas alarmas. Las técnicas de procesamiento digital utilizadas para desarrollar el método propuesto son explicadas desde sus fundamentos teóricos, así como también el proceso de cómputo para posteriormente, deducir los efectos de este muestreo no uniforme en los dominios de frecuencia y espacio-frecuencia. El fundamento teórico es aterrizado en una implementación práctica mediante hardware, permitiendo la realización de pruebas con señales reales de motores de inducción en operación.

El método propuesto consiste en re-muestrear con un factor no-uniforme en tiempo una señal de corriente del estator. El re-muestreo adaptivo se basa en la señal de voltaje de alimentación como función para adaptar el algoritmo de re-muestreo. El factor adaptivo se ajusta de manera que las muestras de la nueva secuencia tengan una separación constante no en tiempo, sino en espacio angular. El resultado es la transformación de una descomposición en tiempo-frecuencia a una descomposición en espacio-frecuencia. Esta transformación convierte la componente fundamental y a todos sus armónicos enteros en señales estacionarias. Mientras que a las componentes de frecuencia que se relacionan con la falla de rotor son separadas de la fundamental. Esta transformación de las trayectorias en frecuencia facilita la observación e identificación de la progresión de las componentes durante periodos donde el motor opera de una forma no estacionaria. Además, el método supera el inconveniente del chorreo espectral y es eficaz para realizar diagnóstico cuando el motor opera con carga mecánica en bajo nivel.

La efectividad del método propuesto es experimentalmente validada para la detección y el diagnóstico de barra de rotor rota en varios motores de inducción alimentados con distintos variadores de frecuencia, bajo diversas condiciones de operación y en diferentes etapas de severidad de falla. Los resultados del análisis en tiempo-espacio exhiben el impacto del método propuesto aplicado a señales de corriente, mostrando un alto índice de efectividad y de confiabilidad.

El análisis se centra particularmente en el diagnóstico de barra de rotor rota debido a que es la falla de motor más difícil de detectar. A pesar de esto, la técnica puede aplicarse a otro tipo de señales y extenderse a diversos tipos de fallas.

# Productos de la investigación

Resultado de una parte de la investigación realizada en este trabajo de tesis, se logró la publicación de un artículo científico en revista indexada con un factor de impacto de 6.383. El artículo publicado presenta el fundamento teórico acerca del procesamiento digital multi-tasa de muestreo, así como también las bases del algoritmo de estimación espectral paramétrica MUSIC y una comparación con otros métodos de estimación para validar su efectividad. La novedad de la metodología propuesta radica en la formulación de un sistema con multi-tasa de muestreo, contrario a todos los sistemas utilizados que trabajan con una tasa de muestreo fija en el tiempo. La implementación del sistema desarrollado expone el bajo costo computacional requerido y la alta velocidad de procesamiento que pude alcanzar. El artículo analiza la experimentación realizada al primer banco de pruebas al que se tuvo acceso con el fin de detectar barra de rotor rota completamente desarrollada. Entregando resultados satisfactorios en todas las pruebas realizadas. La principal contribución científica del artículo es la difusión de la teoría de los efectos de aplicar un muestreo en espacio a señales no-estacionarias. Muestreo que modifica el espectro y la descomposición tiempo-frecuencia que hasta ahora son aplicadas a señales que se muestrean uniformemente.

T. A. Garcia-Calva, D. Morinigo-Sotelo and R. de Jesus Romero-Troncoso, "Non-Uniform Time Resampling for Diagnosing Broken Rotor Bars in Inverter-Fed Induction Motors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 2306-2315, March 2017.  
doi: 10.1109/TIE.2016.2619318



## Non-Uniform Time Resampling for Diagnosing Broken Rotor Bars in Inverter-Fed Induction Motors

Tomas Alberto Garcia-Calva, *Student Member, IEEE*, Daniel Morinigo-Sotelo, *Member, IEEE*, and Rene de Jesus Romero-Troncoso, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**—Fault detection in inverter-fed induction motors (IMs) is an actual industrial need. Many line-fed machines are being replaced by inverter-fed drives for improving control during startup and also for saving energy. Broken rotor bars (BRBs) in IMs is one of the most difficult faults to be detected, particularly when the motor is fed by an inverter in a soft startup. The difficulty of detecting BRBs is that the characteristic fault-related frequencies are very close to the fundamental frequency, and the amplitude of the fundamental is significantly higher than the fault-related frequency components. This paper proposes an effective method that allows the detection of the BRB fault in inverter-fed IMs during a soft startup transient based on a non-uniform resampling algorithm. The proposed algorithm transforms the nonstationary fundamental frequency into a stationary component by non-uniform resampling, whereas the fault-related components are considerably separated from the fundamental one, making easier to follow their evolution during the startup transient. Simulation and experimental results demonstrate the effectiveness of the proposed method to detect the fault.

**Index Terms**—Condition monitoring, fault detection, induction motors (IMs), inverters, multiple-signal classification (MUSIC), non-uniform sampling.

### I. INTRODUCTION

THE induction motors (IMs) are the most important electric machines in many industrial applications due to their

excellent performance, low cost, and robustness [1]. Although these machines are reliable and very rugged, the possibility of unexpected faults is unavoidable [2], [3]. From all faults that IM can develop, the presence of a broken rotor bar (BRB) is one of the most difficult to detect. This type of fault may not show any early symptoms, propagating to the next bars and leading to a sudden collapse, producing an abrupt interruption of the process. Previous research works have dealt with the monitoring and detection of this fault, even at early stages of development, [4]–[6], but there is still opportunity to make contributions to the field. It is well known that BRB induces multiple current harmonics in the stator windings. The technique for broken bar detection is performed by measuring the sideband current harmonics, named left-side (LSH) and right-side (RSH) harmonics [7], [8]. They appear close to the fundamental frequency component (FC) of the power supply, where the separation between them depends on the rotor slip  $s$ . However, these FCs are significantly affected by the inverter operation where the main voltage frequency is not fixed, the slip is usually low and spurious harmonics are induced.

Some methods have been proposed to detect the BRB of inverter-fed IM. For instance, in [9] and [10], a high-frequency signal is injected in different spatial directions of the machine, and the impedance is calculated. Wolbank *et al.* [11] proposed monitoring a rotor bar defect using the inverter to establish a voltage pulse excitation and the built-in current sensors to extract the fault indicators. However, these methods require the motor to be disconnected from the load in order to make a measurement in standstill. Nonetheless, this option is not acceptable in many cases for economic and technical concerns. Therefore, a number of methods based on the steady-state current analysis of inverter-fed IM have been studied. For instance, [12]–[15] proposed the frequency analysis of stator current using different methods. Göktaş and Arkan [16] presented a study using analytical signal angular fluctuation. In [17], an approach for condition monitoring using wavelets is proposed. Although several techniques have been utilized for a steady-state analysis, the BRB fault is tough to detect in an inverter fed system. The analysis based on the transient current presents potential advantages in comparison with the analysis based on steady state. The reason is that fault signatures in the time-frequency domain provide additional information than the information provided by the

Manuscript received February 28, 2016; revised May 22, 2016; accepted September 20, 2016. Date of publication October 20, 2016; date of current version February 9, 2017. This work was supported in part by the Mexican Council of Science and Technology CONACYT scholarship 572940, in part by the Universidad Autónoma de Querétaro Sabbatical Scholarship 2015-2016, in part by the Universidad de Guanajuato DAIP Grant 733/2016, in part by the Universidad de Valladolid Grant for foreign professors in the doctoral program 2015–2016, and in part by the Spanish Ministerio de Economía y Competitividad and FEDER program in the framework of the Proyectos I+D del Subprograma de Generación de Conocimiento, Programa Estatal de Fomento de la Investigación Científica y Técnica de Excelencia Ref: DPI2014-52842-P.

T. A. Garcia-Calva and R. J. Romero-Troncoso are with HSPdigital CA Telemática, DICIS, University of Guanajuato, Salamanca 36885, Mexico (e-mail: ta.garcia-calva@gmail.com; troncoso@hspdigital.org).

D. Morinigo-Sotelo is with the Department of Electrical Engineering, University of Valladolid, Valladolid 47014, Spain (e-mail: daniel.morinigo@eii.uva.es).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2016.2619318

frequency spectrum only. In the frequency spectrum, the information consists in the amplitude that the spectral components have in specific frequency locations, without indicating the time when they appear. The information from the time-frequency analysis consists in the trajectories that the spectral FCs follow along the time line, not just the location of the components in the frequency domain. The presence of these trajectories in the time-frequency domain indicates that the motor has a fault, [18]. Some techniques have been proposed to detect BRB under the aforementioned conditions. For instance, in [19], the fractional Fourier transform is used to facilitate the fault diagnosis. Cusido *et al.* [20] proposed the short-time Fourier transform in combination with a Wavelet analysis to detect BRB with good results. In [21], an adaptive transform uses a function called the time-frequency atom; this permits a precise observation of fault components in transient regimes, even if they are close to the main component. However, all the research works mentioned earlier require a previous knowledge of the time evolution of the fault harmonics. Different techniques have been proposed to overcome the aforementioned drawback. For instance, Stefani *et al.* [22] applied a demodulation technique by using a generator stator current in induction machines. In [23], a methodology based on a modified version of the Prony's method that provides a high-frequency resolution and an adjustable time resolution has been proposed. Nevertheless, there are not many works related to the detection of BRB in IM under the operating conditions produced by an inverter during the startup transient. It is still necessary to further explore other methodologies.

Discrete resampling methods are promising signal processing techniques recently used for fault detection of rotating machinery. Digital resampling converts transient signals into stationary ones, and this facilitates an effective diagnosis of mechanical faults in wind turbines [24]–[27]. On the other hand, a resampling method for the extraction of spatial-domain information and to track the deterioration in electrified vehicle gearboxes is proposed in [28]. Zhu and Lu [29] proposed a turbocharger quality inspection system, in which the resampling method is used to analyze vibrations generated by the turbocharger running at variable speed. These results demonstrate that the proposed techniques based on resampling work well on extracting non-stationary harmonics from the sampled data. Despite the efforts made in the cited papers, the implementation of these methods required a large memory, a shaft encoder, or complex observers for implementation. Therefore, a method that could provide accurate BRB fault detection in IM under startup transient based on the resampling method and without additional hardware is desired.

This paper proposes a novel method for detecting the presence of a BRB in an inverter-fed IM during a startup transient at reduced voltage and low slip. The proposed approach consists in separating the fault-related harmonics from the FC via a non-uniform time resampling, evading spectral overlap, and smearing. The use of this technique permits the separation of the BRB components from the FC and provides a very clear pattern in the spatial-frequency domain to detect the fault. In the proposed method, the voltage and current signals are uniformly sampled in the time domain. According to the frequency characteristics of the voltage signal, the non-uniform time resampling

is then performed for the current signal such that the FC and its harmonics are converted to constant values. The multiple-signal classification (MUSIC) method is used as a spectral estimation method of the spatial-frequency decomposition to identify the fault signature, which is a characteristic trajectory of the LSH in the spatial-frequency domain. The proposed method is validated by a theoretical study and experimental results for the detection of one BRB. In these experiments, the uniform sampling is compared to the non-uniform sampling; then, the MUSIC spectral estimation method is compared to the well-known Welch and Burg spectral estimation methods; afterward, three different operating frequencies of the inverter feeding the motor are tested; finally, the effects on the fault detection of different mechanical loads are compared. The proposed technique has the advantage of not requiring any additional hardware for measuring or estimating the rotating speed. Moreover, the low computational cost of the proposed strategy permits its implementation in low-cost equipment, such as digital signal processors or field-programmable gate array (FPGA), which will allow us online fault detection.

## II. BACKGROUND

This section introduces the basic theoretical framework used in this paper.

### A. BRB Fault

The detection of BRBs in IM can be done by observation of the sideband harmonics  $f_{BRB}$  components as

$$f_{BRB} = f_{sup} \left[ k \left( \frac{1-s}{p} \right) \pm s \right] \quad (1)$$

where  $s$  is the per-unit motor slip,  $p$  is the number of pole pairs of the motor,  $k/p = 1, 3, 5, \dots$  are the characteristics values of the motor, and  $f_{sup}$  is the electrical supply frequency [8].

### B. MUSIC Algorithm

The subspace methods are known as high-resolution methods that detect frequencies with low signal-to-noise ratio. The subspace methods assume that the discrete-time sequence  $x[n]$  can be represented by  $m$  complex sinusoids in noise  $e[n]$ , [30]; i.e.,

$$x[n] = \sum_{i=1}^m \bar{B}_i e^{j2\pi f_i n} + e[n], \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2)$$

with

$$\bar{B}_i = |B_i| e^{j\varphi_i} \quad (3)$$

where  $N$  is the sample length,  $\bar{B}_i$  is the complex amplitude of the  $i$ th complex sinusoid,  $f_i$  is its frequency,  $e[n]$  is a sequence of white noise with zero mean, and variance  $\sigma^2$ . This method uses the eigenvector decomposition of  $x[n]$  to obtain two orthogonal subspaces. The autocorrelation matrix  $\mathbf{R}$  of the noisy  $x[n]$  is the sum of signal and noise autocorrelation matrices ( $\mathbf{R}_s$  and  $\mathbf{R}_n$ , respectively)

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_n = \sum_{i=1}^P |B_i|^2 \mathbf{e}(f_i) \mathbf{e}^H(f_i) + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4)$$

where  $p$  is the number of frequencies and the exponent  $H$  denotes Hermitian transpose,  $\mathbf{I}$  is the identity matrix, and  $\mathbf{e}^H(f_i)$  is the signal vector given by

$$\mathbf{e}^H(f_i) = [1 \ e^{-j2\pi f_i} \ \dots \ e^{-j2\pi f_i(N-1)}]. \quad (5)$$

From the orthogonality condition of both subspaces, the MUSIC pseudo-spectrum  $Q$  is given by

$$Q^{\text{MUSIC}}(f) = \frac{1}{|\mathbf{e}^H(f)\mathbf{v}_{m+1}|^2} \quad (6)$$

where  $\mathbf{v}_{m+1}$  is the noise Eigen-vector. This expression exhibits the peaks that are exactly at frequencies of principal sinusoidal components where  $\mathbf{e}^H(f)\mathbf{v}_{m+1} = 0$ , [31].

In this paper, a short-time MUSIC approach is computed to obtain a time-frequency signal representation. The short-time MUSIC is constructed by partitioning the signal into small segments by using a sliding window; then each segment is processed by the MUSIC algorithm, realizing a sliding-window pseudo-spectrum of the signal. The short-time MUSIC mitigates the effects of noise, evidencing only larger FCs detection.

### III. PROPOSED NON-UNIFORM TIME RESAMPLING

In inverter-fed IM during the startup transient, the fundamental voltage frequency is not fixed and the slip becomes very low. Under the above conditions, the left-side component, whose magnitude must be monitored for diagnostic purposes, evolves in time parallel and very close to the fundamental component. It turns out that the direct application of motor current signature analysis to the stator current is not effective. A simple solution for an efficient diagnosis of BRB in inverter-fed IM during the startup transient is presented here via a non-uniform time resampling.

#### A. Resampling

Resampling is an approach to determine the value of a discrete-time sequence at arbitrary points in time. It denotes the transformation of a discrete-time sequence with a given sampling frequency  $f_i$  into a discrete-time sequence having a different sampling frequency  $f_o$ . In the general resampling method, the sequence  $x(n) = x(nT_i)$ , sampled with the input sampling period  $T_i$  or correspondingly sampling frequency  $f_i$ , is transformed into the sequence  $y(m) = y(mT_o)$ , sampled with the output period  $T_o$ , or correspondingly sampling frequency  $f_o$ . The ratio between the output and the input frequency is referred to as the conversion factor or the resampling ratio

$$R = \frac{f_o}{f_i} = \frac{T_i}{T_o} = \frac{L}{M} \quad (7)$$

where  $L$  and  $M$  are integers. The resampling process can be conceptually modeled as a resampling filter [32]. Let  $h(k)$  be the impulse response of the prototype filter. The time-domain relationship among  $x(n)$ ,  $h(k)$ , and  $y(m)$  is

$$y(m) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(Mm - kL)x(k). \quad (8)$$

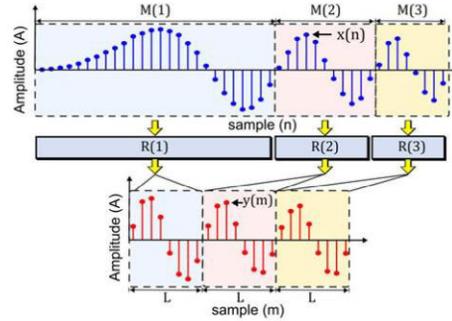


Fig. 1. Illustration of a non-uniform time resampling of a chirp signal.

The spectrum of  $y(m)$ , can be determined in terms of the spectrum of  $x(n)$  and the resampling ratio  $L/M$  as

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{L}{M} X(e^{j\omega L/M}). \quad (9)$$

An expansion or compression occurs in the spectrum due to the resampling technique, proportional to the  $L/M$  ratio. If the time resampling ratio  $R$  is kept constant, the resampling method is said to be uniform; otherwise, if the time resampling ratio  $R$  varies according to a certain relationship, the resampling method is said to be non-uniform.

#### B. Non-Uniform Time Resampling

Non-uniform time resampling establishes a time-dependent relationship for the fundamental frequency in such a way that it becomes a function of time  $R(t) = f(t)$ . Then, the original uniform time sampled  $x(n)$  is converted into the resampled signal  $y(m)$  with a time-dependent resampling ratio  $R(t)$ .

For the proposed methodology, the resampling ratio is selected to be

$$R(t) = \frac{L}{M(t)} \quad (10)$$

where  $L$  is set constant and  $M(t)$  is selected to be the number of uniform samples that each cycle of the fundamental frequency contains and its value is adjusted for each cycle.

This way, if the  $i$ th cycle of the original signal contains  $M_i(t)$  uniform samples, the resampling rate is set to  $L/M_i$  and the resampled signal will have exactly  $L$  samples. Because  $L$  is fixed, each cycle of the resampled signal will contain the same number of samples,  $L$ , making the fundamental frequency of the resampled signal a stationary component. The proposed method computes the signal resampling with a non-uniform factor in time for each cycle of the original signal. Fig. 1 illustrates how a non-uniform time resampled sinusoid chirp is resampled into a signal with the fundamental frequency made stationary. Three cycles of the original signal are shown, each with a different quantity of samples, and after the resampling process, the chirp signal becomes a sinusoid signal with constant frequency, having  $L$  samples in each resulting cycle.

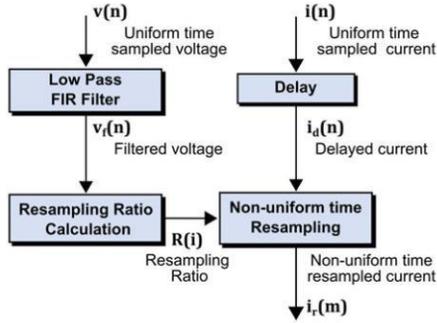


Fig. 2. Schematic of the non-uniform time resampling method applied to the stator current signal.

The proposed algorithm is used to resample the stator current of an inverted-fed IM at the startup transient as illustrated in Fig. 2.

In the proposed method, one phase of the stator voltage and current are measured for the BRB detection. The overall algorithm is described as follows.

- 1) Acquire the stator current and voltage signals with a fixed and uniform sampling frequency  $f_s$ . The result is  $v(n)$  and  $i(n)$  where  $n = 1, 2, 3, \dots, N$ ; being  $N$  the sample length of the stator voltage and current uniform acquisitions.
- 2) Filter the voltage signal from noise to obtain the fundamental component of the voltage supply; the resulted filtered signal is  $v_f(n)$ .
- 3) Delay the stator current signal by the same amount of the voltage filter group delay; the result is  $i_d(n)$ .
- 4) Obtain the number of samples per cycle  $M(i)$ , with  $i = 1, 2, 3, \dots, N_c$ , from the filtered voltage signal  $v_f(n)$  as reference by counting the samples between two zero-crossings during each  $i$ th cycle.
- 5) Calculate the non-uniform resampling ratio  $R(i) = L/M(i)$ , where  $L$  is the target number of samples for each cycle of the voltage signal in order to convert it into a stationary signal with constant frequency  $f = f_s/L$ .
- 6) Resample the uniform current signal  $i_d(n)$  at the non-uniform time resampling rate  $R(i)$ . The result sequence is the non-uniform time resampled stator current  $i_r(m)$ .

### C. Theoretical Validation

To validate the proposed methodology, the major components of a stator phase voltage and stator phase current are synthetically generated as follows:

$$v_s(t) = V_s \sin(\omega_f t) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} i_s(t) = & I_f \sin(\omega_f t + \alpha) + I_l \sin(\omega_l + \alpha_l) \\ & + I_r \sin(\omega_r + \alpha_r) \end{aligned} \quad (12)$$

where  $V_f$ ,  $I_f$ ,  $\alpha$ ,  $\alpha_l$ ,  $\alpha_r$ , are the amplitude of the fundamental voltage component, the amplitude of the fundamental current

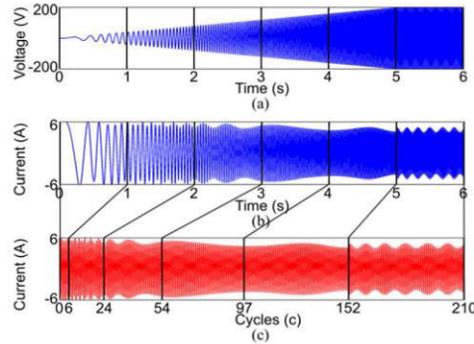


Fig. 3. Theoretical time-domain startup transient of an IM with a BRB fault: (a) uniformly sampled voltage, (b) uniformly sampled current, and (c) non-uniformly resampled current.

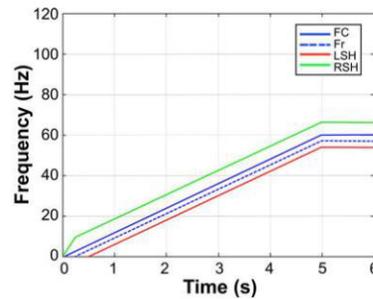


Fig. 4. Theoretical trajectories of the fundamental component (Fc), the rotor frequency (Fr), and the fault related harmonics, LSH and RSH, of the uniformly sampled stator current signal.

component, phase angle of the fundamental component, phase angle of the left- and right-side BRB components, respectively.

The frequency pattern  $\omega_{r,l} = (1 \pm s)\omega_s$  is produced in the IM current due to the BRB fault. The corresponding synthetic stator voltage and current are depicted in Fig. 3(a) and (b), respectively. Fig. 3(c) shows the resampled stator current via the non-uniform time resampling. Notice that first second of the current signal is mapped into 6 cycles; the next second is mapped into 18 cycles, whereas the following seconds are mapped into 30, 43, 55, and 61, respectively. This is due to the non-uniform time intervals of the original signal for each cycle.

The theoretical time evolutions of the main FCs contained within the stator current of an inverted-fed IM during 5 s startup transient followed by 1 s of a steady-state regime are shown in Fig. 4. The figure has been plotted assuming a linear variation in time of the  $f_c$  fixed by the inverter, from 0 to 60 Hz in 5 s, and a rotor frequency from 0 to 57 Hz during the same time interval. BRB fault related harmonics are dependent of the motor slip, which is given by

$$s = \frac{f_c - f_r}{f_c}. \quad (13)$$

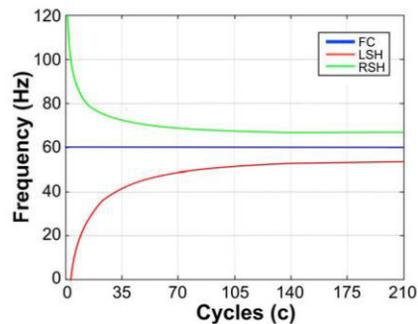


Fig. 5. Theoretical trajectories of the fundamental component (Fc), the LSH and the RSH of the non-uniform time resampled stator current.

During the soft startup operation of the motor, gradually controlled by the inverter, the rotor speed changes very slowly and the BRB fault related frequencies evolve very close to the fundamental frequency [21]. Fig. 5 depicts the theoretical evolution of the FC, LSH, and RSH after the stator current is non-uniformly time resampled. The figure shows how the fundamental frequency is transformed into a stationary component, whereas the LSH and RSH fault-related components are separated from the fundamental one, facilitating the identification of their evolution trajectories. This separation of the LSH and RSH from the fundamental component, due to the proposed method of non-uniform resampling, improves the diagnosis of the BRB fault.

#### IV. EXPERIMENTAL SETUP

The experimental setup consists in using a soft startup controlled by an inverter model WEG CFW08 to feed the motor under test. The startup signal consists in a linear ramp from 0 to the nominal 220 VAC with the frequency increasing from 0 to a selected operating frequency in a period of 5 s. Fig. 6(a) shows the experiment setup where two different 1-hp three-phase IMs (model WEG 00136APE48T) are used for testing the performance of the proposed methodology. The tested motors have 2 poles, 28 bars, and a rated voltage supply of 220 VAC. The applied mechanical load consists in an ordinary alternator. The current signal is acquired using a hall-effect sensor model L08P050D15, from Tamura Corporation. A 16-bit 4-channel serial-output sampling analog-to-digital converter ADS8341 from Texas Instrument Incorporated is used in a proprietary data acquisition system. The sampling frequency is set to = 12 kHz obtaining 60 000 samples during 5 s of the IM startup transient and 12 000 samples during 1 s of the steady-state regime. The BRB condition is produced by drilling a 2.0 mm diameter hole in a bar of the rotor, without harming the rotor shaft. Fig. 6(b) shows the rotor with the broken bar used during the test.

Four experimental cases of study are developed to test the proposed method under different conditions of interest for the fault diagnosis. All experimental cases of study compare the

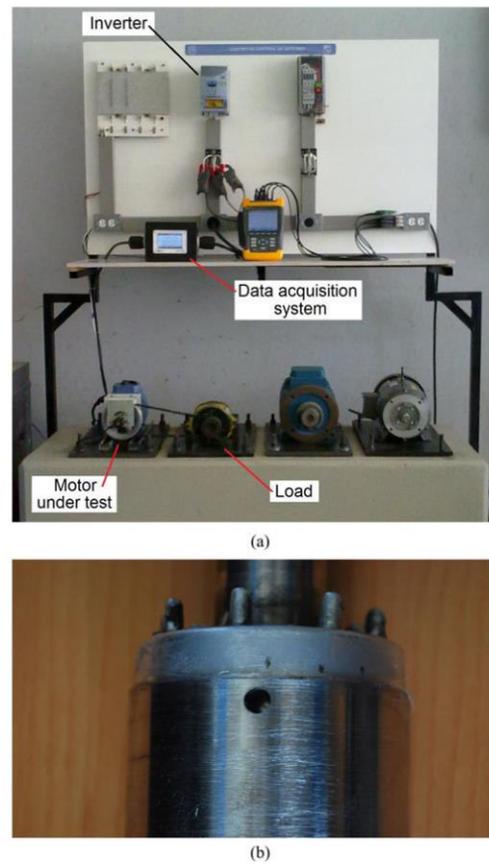
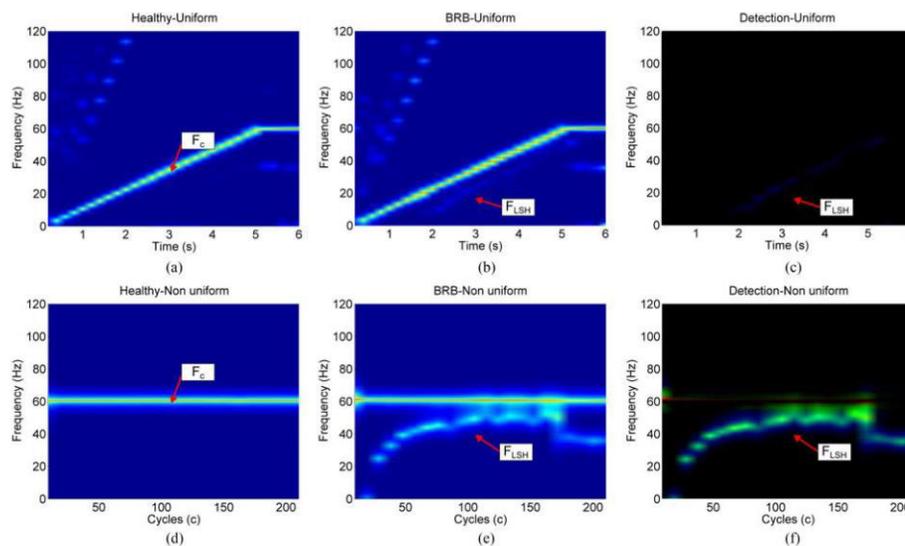


Fig. 6. (a) Experimental setup of the test bench. (b) Rotor with one BRB.

results between the healthy motor and the motor with the BRB condition. The first case of study makes the comparison between the uniform sampling and non-uniform resampling, whereas the rest of the conditions are fixed. The second case of study compares the efficiency of MUSIC as spectrum estimation method versus the Welch and Burg methods. The third case of study presents the effects of different operating frequencies at the inverter that feeds the motor. And the fourth case of study shows the effects of changing the mechanical load at the motor.

#### V. EXPERIMENTAL RESULTS

In the four cases of study, and for all the conditions that are compared, each condition under comparison is presented in three graphs. The first graph presents the spatial-frequency decomposition of the healthy condition of the motor, the second



**Fig. 7.** Spatial-frequency decomposition using MUSIC for a motor with 50% mechanical load and operating frequency set at 60 Hz: (a) healthy with uniform sampling, (b) BRB and uniform sampling, (c) detection indicator with uniform sampling, (d) healthy with non-uniform sampling, (e) BRB with non-uniform sampling, and (f) detection indicator with non-uniform sampling.

graph shows the spatial-frequency decomposition of the motor with the BRB, and the third graph is obtained as the difference between the faulty to the healthy condition. The third graph is a detection indicator of the presence of the fault because it enhances the presence of the LSH component when it is present, while suppressing the fundamental frequency, which results in an enhanced plot of the presence of the fault.

The signal processing of the acquired experimental data is implemented in the MATLAB Digital Signal Processing Toolbox. To reduce the computation time and to optimize the pseudo-spectrum estimation, after the data acquisition stage, the signal is decimated. As a result, the frequency region, where the fault frequency evolution of the BRB condition will be observed, is limited to the 0–120 Hz frequency range. In all studied cases, the stator voltage and current signals have the same time duration of 6 s: 5 s covering the soft startup transient and 1 s for the steady-state regime. The stator current signal is divided into segments of 200 data points each one.

#### A. Case 1: Uniform Versus Non-Uniform Resampling

In the first case of study, the operating frequency is set to 60 Hz with a mechanical load representing half (50%) of the nominal load for the motor and MUSIC as spectrum estimation method. In this experiment, the difference obtained between using a uniform sampling rate (standard method) and a non-uniform sampling rate (proposed method) is compared.

The MUSIC algorithm, with a modal order of 6, is used to analyze each segment of the spatial-frequency decomposition, and the result forms the sort-time ST-MUSIC pseudo-spectrum.

The results of this case of study are depicted in Fig. 7. Fig. 7(a) depicts the pseudo-spectrum of the uniformly sampled current signal of a healthy motor, whereas Fig. 7(b) shows the uniformly sampled current signal of the motor with one BRB. Fig. 7(c) depicts the detection indicator for the uniform sampling. Notice that the LSH is almost imperceptible for a uniform sampling. On the other hand, Fig. 7(d) depicts the non-uniform resampled current signal of the healthy motor; Fig. 7(e) shows the non-uniform resampled current signal of the motor with one BRB, and Fig. 7(f) depicts the detection indicator graph of the non-uniform resampling method. In these cases, it can be noticed that the fundamental frequency has been transformed into a stationary signal and the LSH is separated from the FC, making its trajectory in the spatial-frequency domain clearly visible in the corresponding pseudo-spectrum.

In the results of the healthy motor, it is remarkable that the fundamental frequency becomes a constant value in the spatial-frequency domain, and there are no other spectral components present. Regarding the results of the faulty motor, in Fig. 7(c), the presence of the LSH caused by a BRB fault is barely noticeable. Meanwhile, Fig. 7(d)–(f) shows the results of the non-uniform resampled stator current analysis for the healthy and faulty motors. The proposed method converts the fundamental component trajectory into a horizontal line. This transformation makes easier to distinguish the evolution of the fault-related component, even when the slip is low, because the LSH trajectory is separated from the trajectory of the main harmonic. Therefore, the detection of the faulty condition is improved when the non-uniform time resampling algorithm is applied to stator current.

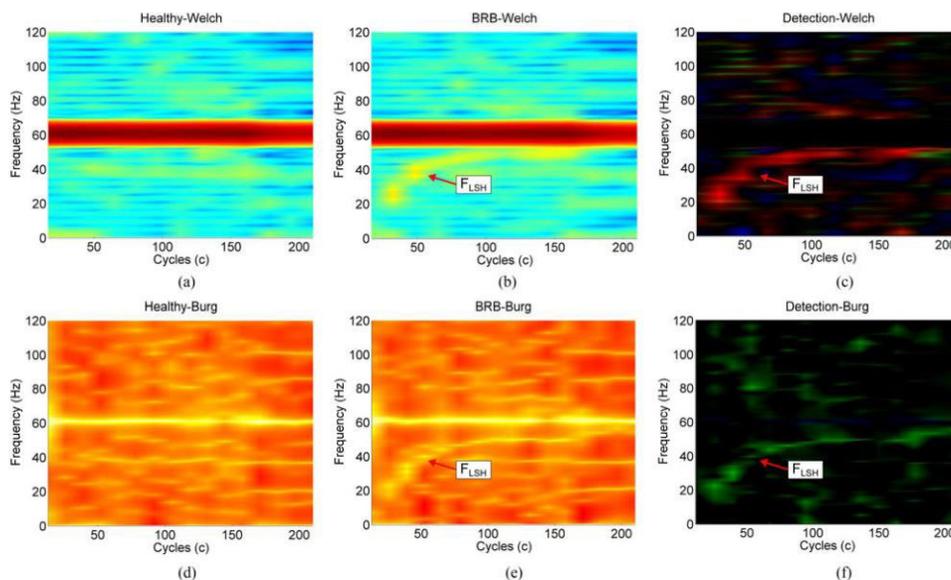


Fig. 8. Spatial-frequency decomposition using non-uniform sampling for a motor with 50% mechanical load and operating frequency set at 60 Hz: (a) healthy with the Welch method, (b) BRB with the Welch method, (c) detection indicator with the Welch method, (d) healthy with the Burg method, (e) BRB with the Burg method, and (f) detection indicator with the Burg method.

Figs. 7(d)–(f) are used for comparison to the rest of the cases of study.

### B. Case 2: Spatial-Frequency Decomposition

The second case of study uses a non-uniform sampling rate with 60 Hz of operating frequency and 50% of mechanical load. This experiment compares the efficiency of the spectrum estimation methods between Welch, Burg, and MUSIC. Figs. 7 and 8 comprise the results of this comparison. Fig. 8(a)–(c) presents the spatial-frequency decomposition for the Welch method of the healthy motor, the motor with the BRB, and the detection indicator graph, respectively. Fig. 8(d)–(f) depicts the graphs for the Burg method and Fig. 7(d)–(f) shows the graphs for the MUSIC method.

From this comparison, it can be noticed that the MUSIC spatial-frequency decomposition method gives clearer results for detecting the presence of the LSH indicating the fault than the Welch and Burg methods. The performance of MUSIC is better than Welch and Burg methods in the presence of noise.

### C. Case 3: Effects of the Operating Frequency

The third case of study uses a non-uniform sampling rate with MUSIC as spectrum estimation method and 50% of mechanical load. This experiment compares the effects of three different operating frequencies set to 12, 30, and 60 Hz. Figs. 7 and 9 contain the results of this comparison. Fig. 9(a)–(c) presents the spatial-frequency decomposition for the operating frequency set

at 12 Hz; Fig. 9(d)–(f) depicts the spatial-frequency decomposition for the operating frequency set at 30 Hz; and Fig. 7(d)–(f) shows the spatial-frequency decomposition for the operating frequency set at 60 Hz.

Results show that the proposed method is able to detect the presence of the LSH component of the BRB fault for all the operating frequencies at the inverter from 12 and up to 60 Hz.

### D. Case 4: Effects of Different Mechanical Loads

The fourth case of study uses a non-uniform sampling rate with MUSIC as spectrum estimation method and 60 Hz of operating frequency. Three load conditions are compared with no load, 50%, and 100% of nominal load. Figs. 7 and 10 present the results of this comparison. Fig. 10(a) to (c) presents the spatial-frequency decomposition for the motor driving no mechanical load; Fig. 7(d) to (f) depicts the spatial-frequency decomposition for the motor driving 50% of the nominal mechanical load; and Fig. 10(d) to (f) shows the spatial-frequency decomposition for the motor driving 100% of the nominal mechanical load.

In this case of study, the proposed method is able to detect the presence of the fault-related LSH component when the motor is mechanically loaded; yet, the presence of the fault is not noticeable when the motor is working with no load, which is a limitation of the method. Anyhow, a motor working with no load is not a realistic operating condition because the motor in general always drives a load, where the proposed method is effective in detecting the presence of the fault.

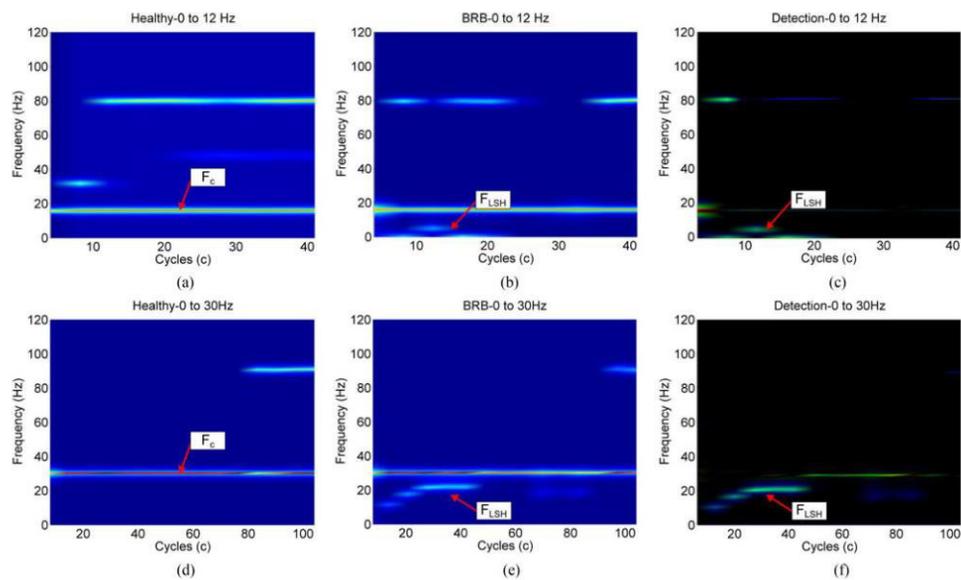


Fig. 9. Spatial-frequency decomposition using MUSIC with non-uniform sampling for a motor with 50% mechanical load: (a) healthy with an operating frequency set at 12 Hz, (b) BRB with an operating frequency set at 12 Hz, (c) detection indicator with an operating frequency set at 12 Hz, (d) healthy with an operating frequency set at 30 Hz, (e) BRB with an operating frequency set at 30 Hz, and (f) detection indicator with an operating frequency set at 30 Hz.

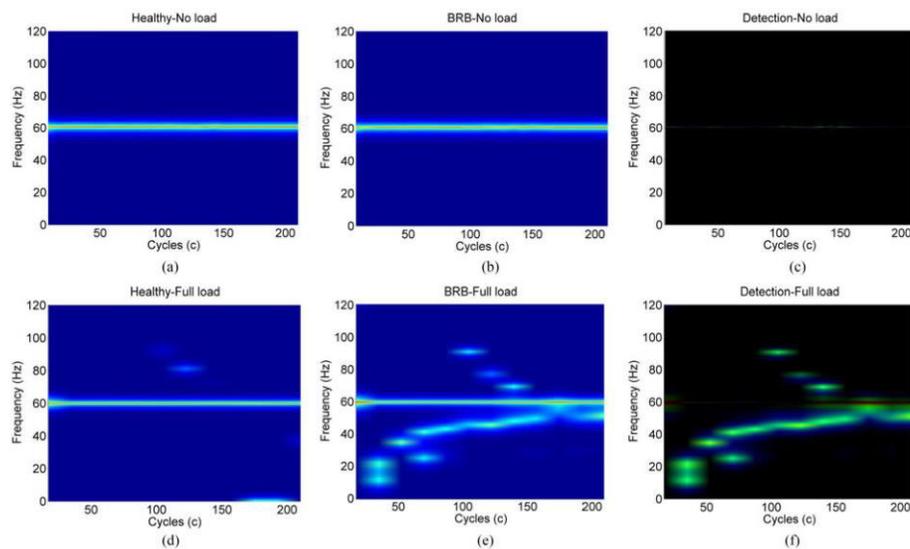


Fig. 10. Spatial-frequency decomposition using MUSIC with non-uniform sampling for a motor with an operating frequency set at 60 Hz: (a) healthy with no mechanical load, (b) BRB with no mechanical load, (c) detection indicator with no mechanical load, (d) healthy with 100% nominal load, (e) BRB with 100% nominal load, and (f) detection indicator with 100% nominal load.

### E. Computational Cost

The proposed method is implemented under MATLAB in a desktop PC with an Intel Core i7 CPU running at 3.1 GHz and 8-GB RAM. The complete method includes three computational stages: digital filtering, resampling process, and spatial-frequency decomposition. Once the signal is acquired, the digital filtering stage is computed in 1.30 ms and the resampling process takes 33.20 ms to be computed. The spatial-frequency decomposition lasts 93.70, 275.10, and 359.31 ms for the Welch, Burg, and MUSIC methods, respectively. The total computation time is 128.20, 309.60, and 393.81 ms whether the Welch, Burg, or MUSIC spatial-frequency decomposition method is used. Considering that the acquisition process takes 6 s and the proposed method takes below 0.5 s, the computational burden is kept low.

### VI. CONCLUSION

In this paper, a novel methodology for the diagnosis of BRBs in inverter-fed IMs was presented. The proposed method consists of a non-uniform resampling of the stator current signal with the voltage source from the inverter as the reference signal for the resampling process. The result is a separation of the fault-related harmonic trajectory from fundamental component evolution. This transformation of the trajectories facilitates the observation and identification of the progression of the fault-related components during a soft startup transient. Furthermore, the method overcomes the disadvantage of spectral leakage and can be used at a very low-slip IM operation. Moreover, the proposed method does not require using speed sensors or speed-estimation techniques. Experimental results confirmed the effectiveness and advantages of the proposed methodology for the diagnosis of BRBs in IMs fed by inverters. The technique can also be applied to detect other faults in inverter-fed IM during soft startup transients.

### REFERENCES

- [1] H. A. Toliyat and G. B. Kliman, *Handbook of Electric Motors*, 2nd ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2004, pp. 35–41.
- [2] W. T. Thomson and M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 7, no. 4, pp. 26–34, Jul./Aug. 2001.
- [3] F. Filippetti, A. Bellini, and G. A. Capolino, "Condition monitoring and diagnosis of rotor faults in induction machines: State of art and future perspectives," in *Proc. IEEE Workshop Elect. Mach. Design Control Diagnosis*, Paris, France, Mar. 2013, pp. 196–207.
- [4] R. Romero-Troncoso, D. Morinigo-Sotelo, O. Duque-Perez, P. Gardel-Sotomayor, R. Osornio-Rios, and A. Garcia-Perez, "Early broken rotor bar detection techniques in VSD-fed induction motors at steady-state," in *Proc. IEEE Int. Symp. Diagnostics Elect. Mach. Power Electron. Drives*, 2013, pp. 105–113.
- [5] T. M. Wolbank and G. Stojicic, "Monitoring of partially broken rotor bars in induction machine drives," in *Proc. Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2010, pp. 912–917.
- [6] 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.
- [7] M. Pineda-Sánchez *et al.*, "Instantaneous frequency of the left sideband harmonic during the startup transient: A new method for diagnosis of broken bars," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4557–4570, Nov. 2009.
- [8] M. E. H. Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 984–993, Oct. 2000.
- [9] B. Kim, K. Lee, J. Yang, S. B. Lee, E. J. Wiedenbrug, and M. R. Shah, "Automated detection of rotor faults for inverter-fed induction machines under standstill conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 1, pp. 55–64, Jan./Feb. 2011.
- [10] S. B. Lee *et al.*, "A new strategy for condition monitoring of adjustable speed induction machine drive systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 389–398, Feb. 2011.
- [11] T. M. Wolbank, P. Nussbaumer, H. Chen, and P. E. Macheiner, "Monitoring of rotor-bar defects in inverter-fed induction machines at zero load and speed," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1468–1478, May 2011.
- [12] L. A. Garcia-Escudero, O. Duque-Perez, D. Morinigo-Sotelo, and M. Perez-Alonso, "Robust multivariate control charts for early detection of broken rotor bars in an induction motors fed by a voltage source inverter," in *Proc. 2011 IEEE Power Eng., Energy Elect. Drives Int. Conf.*, 2011, pp. 1–6.
- [13] H. Razik, M. B. Correa, and E. R. C. Silva, "A novel monitoring of load level and broken bar fault severity applied to squirrel-cage induction motors using a genetic algorithm," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4615–4626, Nov. 2009.
- [14] O. Duque-Perez, L. A. Garcia-Escudero, D. Morinigo-Sotelo, P. E. Gardel, and M. Perez-Alonso, "Condition monitoring of induction motors fed by voltage source inverters. Statistical analysis of spectral data," in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach.*, Sep. 2012, pp. 2479–2484.
- [15] I. P. Georgakopoulos, E. D. Mitronikas, and A. N. Safacas, "Detection of induction motor faults in inverter drives using inverter input current analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 4365–4373, Sep. 2011.
- [16] T. Göktas and M. Arkan, "Diagnosis of broken rotor fault in inverter-fed IM by using analytical signal angular fluctuation," in *Proc. Int. Power Electron. Motion Control Conf. Expo.*, 2014, pp. 337–342.
- [17] I. P. Georgakopoulos, E. D. Mitronikas, and A. N. Safacas, "Condition monitoring of an inverter-driven induction motor using Wavelets," in *Proc. 8th Int. Symp. Adv. Electromech. Motion Syst. Electr. Drives Joint Symp.*, 2009, pp. 1–5.
- [18] J. Pons-Linares, V. Climente-Alarcon, F. Vedreno-Santos, J. A. Antonino-Daviu, and M. Riera-Guasp, "Electric machines diagnosis techniques via transient current analysis," in *Proc. Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2012, pp. 3893–3900.
- [19] M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, J. Perez-Cruz, and R. Puche-Panadero, "Diagnosis of induction motor faults in the fractional Fourier domain," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 8, pp. 2065–2075, Aug. 2010.
- [20] J. Cusido, L. Romeral, J. A. Ortega, J. A. Rosero, and A. Garcia-Espinosa, "Fault detection in induction machines using power spectral density in wavelet decomposition," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 633–643, Feb. 2008.
- [21] J. Pons-Linares, D. Morinigo-Sotelo, O. Duque-Perez, J. A. Antonino-Daviu, and M. Perez-Alonso, "Transient detection of close components through the chirplet transform: Rotor faults in inverter-fed induction motors," in *Proc. Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2014, pp. 3386–3392.
- [22] A. Stefani, A. Bellini, and F. Filippetti, "Diagnosis of induction machines' rotor faults in time-varying conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4548–4556, Nov. 2009.
- [23] M. Sahraoui, A. J. M. Cardoso, K. Yahia, and A. Ghoggal, "The use of the modified Prony's method for rotor speed estimation in squirrel cage induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 3, pp. 2194–2202, May/Jun. 2016.
- [24] X. Gong and W. Qiao, "Imbalance fault detection of direct-drive wind turbines using generator current signals," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 2, pp. 468–476, Jun. 2012.
- [25] X. Gong and W. Qiao, "Current-based mechanical fault detection for direct-drive wind turbines via synchronous sampling and impulse detection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1693–1702, Mar. 2015.
- [26] L. F. Villa, A. Reñones, J. R. Perán, and L. J. Miguel, "Angular resampling for vibration analysis in wind turbines under non-linear speed fluctuation," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 25, no. 6, pp. 2157–2168, Aug. 2011.
- [27] H. Li, Y. Zhang, and H. Zheng, "Angle domain average and CWT for fault detection of gear crack," in *Proc. Int. Conf. Fuzzy Syst. Knowl. Discovery*, 2008, vol. 3, pp. 137–141.

- [28] C. M. Wolf, K. M. Hanson, R. D. Lorenz, and M. A. Valenzuela, "Using the traction drive as the sensor to evaluate and track deterioration in electrified vehicle gearboxes," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 6, pp. 2610–2618, Nov./Dec. 2013.
- [29] D. Zhu and L. Lu, "Resampling method of computed order tracking based on time-frequency scaling property of Fourier transform," in *Proc. Int. Conf. Estimation Detection Inf. Fusion*, 2015, pp. 248–253.
- [30] S. H. Kia, H. Henao, and G. A. Capolino, "A high-resolution frequency estimation method for three-phase induction machine fault detection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2305–2314, Aug. 2007.
- [31] R. J. Romero-Troncoso *et al.*, "Broken rotor bar detection in VSD-fed induction motors at startup by high-resolution spectral analysis," in *Proc. Int. Conf. Elect. Mach.*, Sep. 2014, pp. 1848–1854.
- [32] R. E. Crochiere, *Multirate Digital Signal Processing*, 1st ed. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1983, ch. 2, pp. 29–47.



**Tomas Alberto Garcia-Calva** (S'07) received the B.S. degree in electronics engineering from the University of Guanajuato, Salamanca, Mexico, in 2014, where he is currently working toward the M.S. degree in electrical engineering. He was an Intern with the Universidad de Valladolid, Valladolid, Spain, and with the Universitat Politècnica de Valencia, Valencia, Spain, in 2016. His research interests include hardware signal processing, multi-rate systems, and diagnostics of electrical machines.



**Daniel Morinigo-Sotelo** (M'04) received the B.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Valladolid (UVA), Valladolid, Spain, in 1999 and 2006, respectively. He was a Research Collaborator on electromagnetic processing of materials with the Light Alloys Division of the CIDAUT Foundation from 2000 until 2015. He is currently with the Research Group in Predictive Maintenance and Testing of Electrical Machines, Department of Electrical Engineering, UVA, and with the HSPdigital Research Group, Guanajuato, México. His current research interests include condition monitoring of induction machines, optimal electromagnetic design, and heuristic optimization.



**Rene de Jesus Romero-Troncoso** (M'07–SM'12) received the Ph.D. degree in mechatronics from the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico, in 2004. He is currently a Head Professor with the University of Guanajuato and an Invited Researcher with the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico. He has been an advisor for more than 200 theses, an author of two books on digital systems (in Spanish), and a coauthor of more than 130 technical papers published in international journals and conference proceedings. His fields of interest include hardware signal processing and mechatronics.

Prof. Romero-Troncoso received the 2004 Asociación Mexicana de Directivos de la Investigación Aplicada y el Desarrollo Tecnológico Nacional Award on Innovation for his work on applied mechatronics, and the 2005 IEEE ReConFig Award for his work on digital systems. He is a National Researcher Level 3 with the Mexican Council of Science and Technology, CONACYT. He is a member of the Editorial Board of Hindawi's *International Journal of Manufacturing Engineering*.

---

# Referencias

[1] Fideicomiso para el ahorro de Energía Eléctrica(FIDE), Comisión Nacional para el Ahorro de la Energía “Recomendaciones generales para el ahorro de la energía en motores eléctricos”, [http://www.conae.gob.mx/wb/CONAE/CONA\\_2403\\_motores\\_electricos](http://www.conae.gob.mx/wb/CONAE/CONA_2403_motores_electricos).

[2] <http://electrical-engineering-portal.com/download-center/books-and-guides/siemens-basics-of-energy/basics-of-ac-motors>.

[3] A. T. de Almeida, F. J. T. E. Ferreira and D. Both, "Technical and economical considerations in the application of variable-speed drives with electric motor systems," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 188-199, Jan.-Feb. 2005.

[4] H. Henao et al., "Trends in Fault Diagnosis for Electrical Machines: A Review of Diagnostic Techniques," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 31-42, June 2014.

[5] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu and G. A. Capolino, "Advances in Electrical Machine, Power Electronic, and Drive Condition Monitoring and Fault Detection: State of the Art," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1746-1759, March 2015.

[6] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni and G. A. Capolino, "Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4109-4126, Dec. 2008.

[7] M. H. Hayes “Statical Digital Signal Processing and Modeling” John Wiley and Sons N.Y. U.S.A., 1<sup>st</sup> Ed 1997.

[8] M. Riera-Guasp et al., "Diagnosis of induction machines under non-stationary conditions: Concepts and tools," *IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis*, Paris, pp. 220-231., 2013.

[9] I. P. Georgakopoulos, E. D. Mitronikas and A. N. Safacas, "Condition monitoring of an inverter-driven induction motor using Wavelets," *Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium*, pp. 1-5, 2009.

[10] L. A. Garcia-Escudero, O. Duque-Perez, D. Morinigo-Sotelo and M. Perez-Alonso, "Robust multivariate control charts for early detection of broken rotor bars in an induction motors fed by a voltage source inverter," *Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pp. 1-6. , Malaga, 2011.

[11] H. Razik, M. B. d. R. Correa and E. R. C. da Silva, "A Novel Monitoring of Load Level and Broken Bar Fault Severity Applied to Squirrel-Cage Induction Motors Using a

---

Genetic Algorithm," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4615-4626, Nov. 2009.

[12] M. Fernandez-Temprano, P. E. Gardel-Sotomayor, O. Duque-Perez and D. Morinigo-Sotelo, "Broken bar condition monitoring of an induction motor under different supplies using a linear discriminant analysis," *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, pp. 162-168., Valencia, 2013.

[13] M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Pons-Llinares, V. Climente-Alarcón and J. Perez-Cruz, "Diagnosis of induction machines under transient conditions through the Instantaneous Frequency of the fault components," *The XIX International Conference on Electrical Machines*, pp. 1-6 , Rome, 2010.

[14] J. Pons-Llinares, J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sanchez and V. Climente-Alarcon, "Induction motor fault diagnosis based on analytic wavelet transform via Frequency B-Splines," *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, Cargese, pp. 1-7, 2009.

[15] M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, J. Perez-Cruz and R. Puche-Panadero, "Diagnosis of Induction Motor Faults in the Fractional Fourier Domain," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 8, pp. 2065-2075, Aug. 2010.

[16] J. Cusido, L. Romeral, J. A. Ortega, J. A. Rosero and A. GarcíaGarcia Espinosa, "Fault Detection in Induction Machines Using Power Spectral Density in Wavelet Decomposition," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 633-643, Feb. 2008.

[17] J. Pons-Llinares, D. Morinigo-Sotelo, O. Duque-Perez, J. Antonino-Daviu and M. Perez-Alonso, "Transient detection of close components through the chirplet transform: Rotor faults in inverter-fed induction motors," *Industrial Electronics Society, IECON 2014*, pp. 3386-3392, Dallas, TX, 2014.

[18] Xiang Gong and Wei Qiao, "Imbalance fault detection of direct-drive wind turbines using generator current signals," *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1-1, Vancouver, BC, 2013.

[19] X. Gong and W. Qiao, "Current-Based Mechanical Fault Detection for Direct-Drive Wind Turbines via Synchronous Sampling and Impulse Detection," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1693-1702, March 2015.

[20] H. Li, Y. Zhang and H. Zheng, "Angle Domain Average and CWT for Fault Detection of Gear Crack," *Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, FSKD '08. Fifth International Conference on*, Shandong, pp. 137-141, 2008.

- 
- [21] C. M. Wolf and R. D. Lorenz, "Using the Motor Drive as a Sensor to Extract Spatially Dependent Information for Motion Control Applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1344-1351, May-June 2011.
- [22] Dong Zhu and Linji Lu, "Resampling method of computed order tracking based on time-frequency scaling property of fourier transform," *Estimation, Detection and Information Fusion*, 2015 International Conference on, Harbin, pp. 248-253, 2015.
- [23] Y. Feng, J. Li, Y. Qiu, W. Yang and D. Infield, "Study on order analysis for condition monitoring wind turbine gearbox," in *Renewable Power Generation Conference*, 3rd, Naples, pp. 1-4, 2014.
- [24] René de Jesús Romero Troncoso, "Electrónica Digital y Lógica Programable", Universidad de Guanajuato, 2007.
- [25] A. Garcia-Perez, R. J. Romero-Troncoso, E. Cabal-Yepez, R. A. Osornio-Rios, J. d. J. Rangel-Magdaleno and H. Miranda, "Startup current analysis of incipient broken rotor bar in induction motors using high-resolution spectral analysis," *IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*, Bologna, pp. 657-663, 2011.
- [26] H. A. Toliyat, S. Nandi, S. Choi, H. Meshgin-Kelk, "Electric Machines Modeling Condition Monitoring and Fault Diagnosis", 1<sup>st</sup> Ed. CRC Ed., 2012.
- [27] S. Nandi, H. Toliyat, and X. Li, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-A review", *IEEE Transactions on Energy Conversions*, vol. 20, No. 4, pp. 719-729, December, 2005.
- [28] N.M. Elkasabgy, A. R. Eastham, and G.E. Dawson, "Detection of broken rotor bars in the cage rotor on an induction motors", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 28, No. 1, pp.165-171. 1992.
- [29] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas,"AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 34, pp. 98-108, 1998.
- [30] Crochiere, Ronald E., "Multirate digital signal processing" Englewood Cliffs., 1<sup>st</sup> Ed., N.J., Prentice-Hall, 1983.
- [31] Proakis J.G. "Digital Signal Pocesing: Principles, Algorithms and Applications" Pearson Education. 4<sup>th</sup>. Ed. 2007.
- [32] A. Oppenheim, R. Schafer, and W. Padgett, "Discret-Time Signal Processing", 3rd ed. Prentice Hall, 2009.
- [33] S. K. Mitra "Digital Signal Processing: A computer-Based Approach" 4th. Mc-Graw Hill, 2010.

- [34] Clive Maxfield “World Class Designs” Ed. Newnes Elseiver, p.p. 70, 2009.
- [35] Zainalabedin Navabi “Digital Design and Implementation whit Fields Programmable Devices” Springer Science, p.p. 45, 2005.
- [36] Smith, Julius O., “Mathematics of the Discrete Fourier Transform (DFT), with Audio Applications --- Second Edition”, Stanford University, U.S.A, 2007.
- [37] Gustafsson, “Determining the initial states in forward-backward filtering”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, No. 4, pp.. 988-992, Apr. 1996.
- [38] Smith, Julius O., “Introduction to Digital Filters with Audio Applications” 1997, California Technical Pub.
- [39] Boashash, B., “Time-frequency signal analysis and processing: a comprehensive reference ”, Academic Press., pp. 204-208, 2003.

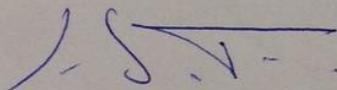
Salamanca, Gto., a 23 de Febrero del 2017.

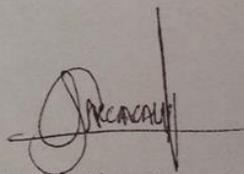
M. EN I. J. ANTONIO ALVAREZ JAIME  
COORDINADOR DE ASUNTOS ESCOLARES  
P R E S E N T E.-

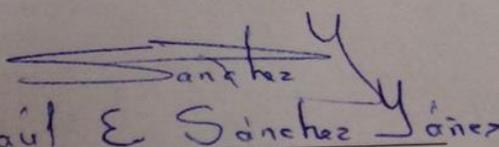
Por medio de la presente, se otorga autorización para proceder a los trámites de impresión, empastado de tesis y titulación al alumno (a) Tomás Alberto García Calva del Programa de Maestría en Ingeniería Eléctrica y cuyo número de NUA es: 248445 del cual soy director. El título de la tesis es: "Aplicación de Muestreo en espacio en FPGA para detección de Fallas en motores de inducción"

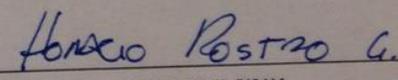
Hago constar que he revisado dicho trabajo y he tenido comunicación con los dos sinodales asignados para la revisión de la tesis, por lo que no hay impedimento alguno para fijar la fecha de examen de titulación.

ATENTAMENTE

  
RENÉ DE JESÚS ROMERO TRONCOZO  
NOMBRE Y FIRMA  
DIRECTOR DE TESIS  
SECRETARIO

  
TOMÁS ALBERTO GARCÍA CALVA  
NOMBRE Y FIRMA  
DIRECTOR DE TESIS

  
Raúl E. Sánchez Jáñez  
NOMBRE Y FIRMA  
PRESIDENTE

  
Honacio Postro G.  
NOMBRE Y FIRMA  
VOCAL