UNIVERSIDAD DE MENDOZA
FACULTAD DE INGENIERIA

TESIS DOCTORAL

"CARACTERIZACIÓN DE ANOMALÍAS EN CALIDAD DE POTENCIA EN REDES ELÉCTRICAS"

Autor: Mg. Ing. Alfredo Iglesias
Director: Dr. Ing. Jesús Rubén Azor Montoya

Mendoza 2019

RESUMEN

Se comparan de manera experimental distintos procedimientos para el análisis de calidad de potencia en redes eléctricas, para ello se simulan una serie de ondas de valores y tipos determinados por los estándares de calidad de potencia, para luego extraer algunas de sus características mediante transformada wavelet discreta (DWT), estas operaciones se realizan con distintas wavelets madres y a diferentes niveles de resolución. Posteriormente, calculando sus normas, se obtienen indicadores significativos que permiten la clasificación de las distintas perturbaciones. Lográndose resultados satisfactorios para el conjunto de las ondas simuladas, las distintas wavelets madres y los diferentes clasificadores utilizados. En base a los resultados experimentales obtenidos, se propone un procedimiento para la clasificación de características de las perturbaciones simuladas de la calidad de potencia, mediante algoritmos de bajo costo computacional.

Probados estos algoritmos, se construyen dispositivos basados en distintas plataformas de microcontroladores de bajo costo para la detección de perturbaciones en una red eléctrica de distribución, debiéndose desarrollar algoritmos para segmentar los eventos, resultando que los algoritmos propuestos clasifican por si mismos el tipo de perturbación, no resultando necesario los clasificadores inteligentes previamente estudiados, con lo que se reduce notablemente el costo computacional en la detección de perturbaciones.

El dispositivo seleccionado para trabajar con mediciones en la red eléctrica se basa en un circuito integrado medidor de energía, lo que puede contribuir al desarrollo de estos con capacidad de detectar y registrar perturbaciones en calidad de potencia.

Palabras Clave: Calidad de Potencia, Transformada Wavelet, Clasificadores Inteligentes, Registro de Perturbaciones.

ÍNDICE GENERAL

1 INTRODUCCIÓN 6

1.1 JUSTIFICACIÓN 6

2 ESTADO DEL ARTE 11

2.1 CLASIFICACIÓN DE LAS PERTURBACIONES 11
2.2 ORIGEN DE LOS EVENTOS 15
2.3 MEDICIÓN DE CALIDAD DE POTENCIA 18
2.4 MÉTODOS DE CATEGORIZACIÓN DE FENÓMENOS 19

3 MARCO TEÓRICO 23

3.1 EXTRACCIÓN DE CARACTERÍSTICAS DE LAS PERTURBACIONES O SEÑAL DE FALLA 23
3.7 CLASIFICACIÓN DE EVENTOS 25
3.8 SELECCIÓN DE TOPOLOGÍAS O ARQUITECTURAS PARA CLASIFICADORES 26
3.9 APRENDIZAJE SUPERVISADO Y NO SUPERVISADO 27
3.10 REDES NEURONALES ARTIFICIALES 27
3.11 CLASIFICADORES PERCEPTRÓN MULTICAPA 28
3.12 REDES BAYESIANAS 30
3.13 MÁQUINAS DE VECTORES SOPORTE (SVM) 31
3.14 ÁRBOLES DE DECISIÓN 33
3.15 GATILLADO Y SEGMENTACIÓN 34

4 HIPÓTESIS DE TRABAJO Y OBJETIVOS 39

4.1 HIPÓTESIS DE TRABAJO 39
4.2 OBJETIVO GENERAL 39
4.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS 39
4.4 METODOLOGÍA 40

5 RESULTADOS EXPERIMENTALES CON SEÑALES SIMULADAS 41

5.1 EXPERIMENTO 1 CON SEÑALES SIMULADAS 43
5.2 EXPERIMENTO 2 CON SEÑALES SIMULADAS 48
5.3 ALGORITMO USADO PARA EL CÁLCULO DE LA TRANSFORMADA WAVELET DB4: 48
5.4 MÉTODO ALTERNATIVO DE EXTRACCIÓN DE CARACTERÍSTICAS 49

6 RESULTADOS EXPERIMENTALES CON SEÑALES NO SIMULADAS 52

6.1 EXPERIMENTO 1 CON SEÑALES REALES 52
6.2 CONCLUSIONES DEL EXPERIMENTO 1 CON SEÑALES REALES 56
6.3 REFORMULACIÓN DE ALGORITMOS 60
6.3.1 GATILLADO Y SEGMENTACIÓN 60
6.3.2 REGISTRO Y CLASIFICACIÓN 61
6.3.3 GATILLADO POR VALOR EFICAZ 65
6.3.4 GATILLADO POR WAVELET 66

7 DESCRIPCIÓN DEL SOFWARE 72

7.1 LAZO PRINCIPAL 72
7.2 INTERRUPCIÓN ADE7753 73
7.3 MAQUINA DE ESTADOS PARA GATILLADO Y REGISTRO DE EVENTO 73
8 CONCLUSIONES 76
Trabajos futuros: 76
ANEXO I 78
Transformadas generalizadas 78
Definición de wavelet 79
Transformada wavelet discreta (DWT) 82
Transformada discreta ortogonal 82
Wavelets de Daubechies 84
ANEXO II 96
BIBLIOGRAFÍA 104

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1: ESQUEMA CLÁSICO DE SISTEMAS POTENCIA 7
FIGURA 2: ESQUEMA MODERNO DE SISTEMAS POTENCIA. 7
FIGURA 3: ESQUEMA DE MEDICIÓN DE CALIDAD DE POTENCIA. 18
FIGURA 4: ESQUEMA SIMPLIFICADO PARA LA CLASIFICACIÓN DE EVENTOS 25
FIGURA 5: UN MLP CON UNA CAPA OCULTA. 29
FIGURA 6: RED DE FUNCIÓN DE BASE RADIAL 29
FIGURA 7: EJEMPLOS DE REDES BAYESIANAS 31
FIGURA 8: DIAGRAMA EN BLOQUES DE UNA SVM PARA DOS CLASES 32
FIGURA 9: ARBOL DE DECISIÓN 33
FIGURA 10: CLASIFICACIÓN SUGERIDA POR LA RECOMENDACIÓN IEEE STD 1159-2009 34
FIGURA 11: SEGMENTOS DE PRE EVENTO Y POST EVENTO 37
FIGURA 12: EJEMPLO DE SEÑAL DE SOBRETENSIÓN (ST) SIMULADA CON MATLAB ... 41
FIGURA 13: EJEMPLO DE SEÑAL DE BAJA TENSIÓN (BT) SIMULADA CON MATLAB 42
FIGURA 14: EJEMPLO DE SEÑAL DE CORTE BREVE (CO) SIMULADA CON MATLAB 42
FIGURA 15: EJEMPLO DE TRANSITORIO (TR) SIMULADO CON MATLAB 42
FIGURA 16: ÁRBOL DE DECISIÓN CONSTRUIDO POR LA HERRAMIENTA WEKA, PARA EL EXPERIMENTO 1 48
FIGURA 17: SEÑAL DE FALLA SIMULADA Y SU DESCOMPOSICIÓN MEDIANTE DWT. ... 50
FIGURA 18: ESQUEMA UTILIZADO EN EL EXPERIMENTO 1 52
FIGURA 19: TENSIÓN DE LÍNEA MUESTREADA A 3906 MPS EN VALORES EN CRUDO. . 65
FIGURA 20: PRIMER Y SEGUNDO CICLO REGISTRADOS Y SUS CORRESPONDIENTES VALORES ABSOLUTOS POR MUESTRA. 66
FIGURA 21: LAZO PRINCIPAL DEL PROGRAMA UTILIZADO. 72
FIGURA 22: DIAGRAMA DE LA RUTINA DE SERVICIO DE INTERRUPCIÓN DEL ADE7753. 73
FIGURA 23: MÁQUINA DE ESTADOS PARA GATILLADO Y REGISTRO DE EVENTO 74

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1: PRINCIPALES CAUSAS DE DISTURBIOS ELECTROMAGNÉTICOS SEGÚN LA IEC. 11
TABLA 2: CATEGORÍAS TÍPICAS DE FENÓMENOS ELECTROMAGNÉTICOS EN SISTEMAS DE POTENCIA. 12
TABLA 3: COMPARACIÓN ENTRE DISTINTOS ESTÁNDARES SEGÚN LA DURACIÓN DEL FENÓMENO. 15
TABLA 4: NORMAS DE LOS 10 PRIMEROS DETALLES DE LA TRANSFORMADA WAVELET 43
TABLA 5: PORCENTAJE DE ACIERTOS DE LOS DISTINTOS CLASIFICADORES UTILIZADOS 44
TABLA 6: MATRICES DE CONFUSIÓN PARA LAS WAVELETS DB1 A DB8..... 45
TABLA 7: MATRICES DE CONFUSIÓN PARA LAS WAVELETS DB10 Y COIF1 A COIF5 .. 46
TABLA 8: MATRICES DE CONFUSIÓN PARA ALGORITMO PROPUESTO EN EXPERIMENTO 1..... 49
TABLA 9: MATRIZ DE CONFUSIÓN DEL MÉTODO PROPUESTO 50
TABLA 10: COMPARACIÓN DE VECTORES DE CARACTERÍSTICAS EXPERIMENTO 1.... 55
TABLA 11: MATRIZ DE CONFUSIÓN DE LOS MÉTODOS PROPUESTOS EN EXPERIMENTO 1..... 56

CAPÍTULO 1

1 INTRODUCCIÓN

1.1 JUSTIFICACIÓN

El suministro de energía eléctrica en la actualidad, presenta una problemática que lo distingue de los suministros de otros tipos de energía, esto es, que la calidad de potencia en la red eléctrica no sólo depende de los proveedores, es decir de cómo se la genera y de cómo se la distribuye, sino que además ésta se ve afectada por la forma en que los clientes la usan. El creciente aumento de cargas no lineales en el sistema, entre otros aspectos, hacen que la calidad de potencia en el sistema sea un problema complejo, que se refleja en el incremento del interés que el sector eléctrico tiene en este tema.

Hay diferentes razones para este aumento de interés, entre las principales se encuentran:

- El Equipamiento se ha tornado menos tolerante a las perturbaciones de la calidad del servicio eléctrico. Lo mismo ocurre con los procesos de producción respecto al funcionamiento incorrecto de dicho equipamiento, lo que conduce a paradas y a altos costos asociados a estas anomalías, incluso para las de muy corta duración.
- A su vez, los equipos producen cada vez más alteraciones de lo que solían hacer tiempo atrás. Esto abarca tanto a los equipos de bajo consumo como a los de alta potencia, alimentados por convertidores electrónicos u otros dispositivos no lineales que producen distorsiones de amplio espectro.
- Otra fuente de perturbaciones en la calidad de potencia lo constituyen los equipos de alta eficiencia energética. En este campo se incluyen los variadores de velocidad y las lámparas de bajo consumo que distorsionan formas de onda y a su vez son sensibles a ciertos tipos alteraciones en la calidad de potencia.
- La desregulación del sector eléctrico ha llevado a una mayor necesidad de indicadores de calidad. Los clientes son más

exigentes, y esperan obtener más información sobre la calidad del servicio.

Cuando estos problemas de calidad de potencia se convierten en un obstáculo para el uso a gran escala de dispositivos de bajo consumo, la calidad de potencia se convierte además en un problema ambiental con más consecuencias que las meramente económicas.

Contar con un medio eficiente de caracterización de las perturbaciones es una preocupación creciente en lo atinente a sistemas eléctricos de potencia.

El disponer de un mecanismo de detección temprana de la falla, como así también el conocimiento de su posible origen, constituye una herramienta valiosa tanto para empresas prestadoras como para los entes reguladores y clientes del servicio eléctrico.

Este escenario nos lleva de una visión clásica de los sistemas eléctricos de potencia (Figura 1)

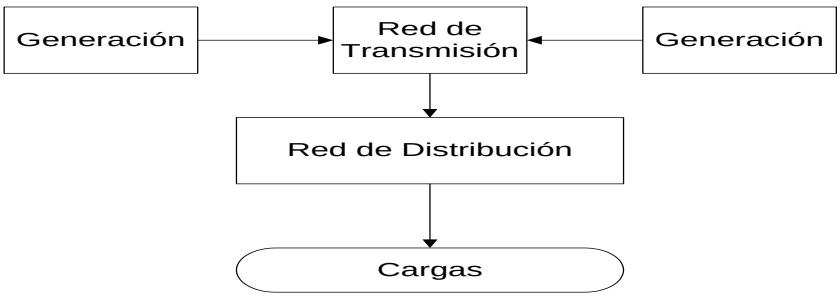


Figura 1 Esquema clásico de sistemas potencia

A una visión más moderna, donde distintos agentes interactúan unos con otros en relación a la calidad de potencia (Figura 2)

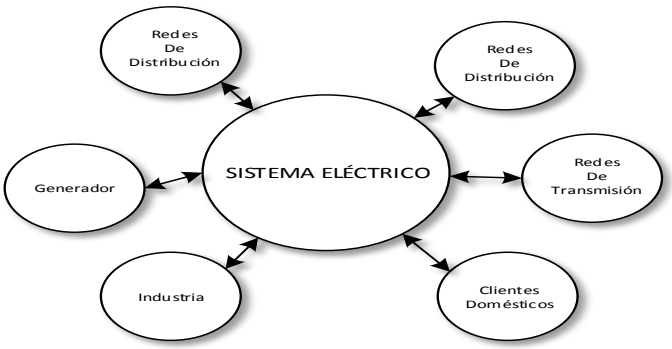


Figura 2: Esquema moderno de sistemas potencia.

Al momento de dar una definición de calidad de potencia, se encuentran varias fuentes que proporcionan diferentes definiciones, a veces contradictorias.

El diccionario de la IEEE ("*Institute of Electrical and Electronics Engineers*") define el término como "*power quality is the concept of powering and grounding sensitive equipement in a matter that is suitable to the operation of that equipement*" (calidad de potencia es el concepto relacionado con la alimentación y puesta a tierra de equipos sensibles de modo de lograr la correcta operación de los mismos).

A su vez, la IEC ("*International Electrotechnical Commission*") en su norma 61000-4-3 da la definición de "*Characteristics of the electricity at a given point on an electrical system, evaluated against a set of reference technical parameters*" (Características de la electricidad tomadas en cierto punto del sistema eléctrico evaluadas contra un conjunto de parámetros técnicos de referencia).

Ésta última definición no está relacionada con el funcionamiento eficaz de los equipos, pero sí con la posibilidad de medir y cuantificar la eficacia del sistema de potencia.

La definición tomada para el desarrollo de este trabajo es: "Calidad de potencia es la combinación de calidad de tensión y calidad de corriente". El término calidad de tensión está relacionado con la desviación del voltaje actual del ideal. La misma definición aplicada a la corriente equivale al término calidad de corriente. Cualquier desviación de tensión o corriente del ideal es considerada una perturbación de calidad de potencia.

Una perturbación puede ser de tensión o corriente, pero no es posible la distinción entre ambas ya que cualquier cambio en la corriente ocasiona un cambio en la tensión y viceversa. Cuando se hace algún tipo de distinción entre ellas se utiliza la causa de la misma como criterio de diferenciación, en principio las perturbaciones de tensión tienen origen en la red eléctrica y afectan potencialmente a los clientes, por otra parte las perturbaciones de corriente tienen origen en el cliente y afectan potencialmente a la red eléctrica.

En nuestro país, si bien se han adoptado normas en lo referente a calidad de potencia, hay escasa legislación al respecto, concretamente en Mendoza, donde se realiza este trabajo, el EPRE (Ente Provincial Regulador Eléctrico) tiene normas al respecto. "Normas de calidad del servicio público y sanciones con modificaciones según cartas de

entendimiento Dic. 2006" y "Procedimiento para control de la calidad del servicio técnico etapa 2 Rev.: 00–A Fecha: 02/01/09"

Ésta última el punto noveno dice:

"A partir de los datos obtenidos de las mediciones que se realicen en distintos puntos de la red de la DISTRIBUIDORA, se efectuará el análisis de las siguientes perturbaciones:

a) Perturbaciones a controlar los niveles de referencia:

1) Parpadeo o Flicker

2) Armónicas

b) Perturbaciones a monitorear para su posterior reglamentación:

1) Huecos de tensión. (Disminución del valor eficaz de tensión con duraciones de 0,5 ciclos a 1 minuto).

2) Desbalance de tensión. (Diferencia entre los vectores de las 3 fases de un sistema trifásico en magnitud y/o ángulo).

3) Inter-armónicas y sub-armónicas.

4) Incremento pasajero de tensión.

5) Salto o corrimiento de fase.

6) Ruido. (Señal eléctrica no buscada con efectos indeseables en circuitos de sistema de control).

7) Transitorios impulsivos. (Pulsos de polaridad unidireccional)

8) Transitorios oscilatorios. (Representan sobretensiones cuya frecuencia de oscilación depende de la impedancia del sistema)

9) Subtensión. (decremento de valor eficaz de tensión para duración desde unas decenas de segundos).

10) Sobretensión. (Incremento del valor eficaz de tensión para tiempos mayores a unas decenas de segundos).

11) Ferrorresonancia. (resonancia que se presenta entre la inductancia con el hierro del arrollamiento primario del transformador y la capacidad concentrada o distribuida cercana a este arrollamiento).

12) Factor de Potencia y coseno fi

Más recientemente, en marzo del 2015, el EPRE emitió la Resolución 019/15 "*Reglamento de las condiciones técnicas para la operación y*

facturación de excedentes de energía volcados a la red eléctrica de distribución". Con lo que se suma un actor más al tema de calidad de potencia.

De modo que para "monitorear para su posterior reglamentación**"** se considera importante todo aporte a la determinación de la calidad de potencia en nuestras redes, preferentemente de manera eficiente y económica.

En el capítulo 2 de este trabajo se trata el estado del arte en calidad de potencia, describiendo las recomendaciones de distintos organismos para su clasificación y se mencionan trabajos relacionados a diferentes métodos de categorización de fenómenos.

En el capítulo 3 se presenta el marco teórico, donde se describen las herramientas a utilizar, distintos tipos de clasificadores y algunos métodos de "gatillado" usados para determinar el inicio y el fin del fenómeno.

La Hipótesis de trabajo y los objetivos se presentan en el capítulo 4. En el capítulo 5 se describen los experimentos realizados con señales simuladas, y se proponen métodos de extracción de características que por su menor costo computacional, podrían ser aptos para usarse en microcontroladores, tema que se aborda en el capítulo 6. En el capítulo 7 da una breve descripción del *software* desarrollado y finalmente en el capítulo 8, se dan las conclusiones.

El Anexo I da un marco teórico de la transformada Wavelet.

El Anexo II presenta algunos ejemplos de perturbaciones registradas en una red domiciliaria durante el período 2016 – 2018.

CAPÍTULO 2

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 CLASIFICACIÓN DE LAS PERTURBACIONES

El IEEE tiene como estándar, en lo referido a recomendaciones prácticas para el monitoreo de la calidad de potencia, la norma IEEE Std 1159-2009 "*IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*".

En ella se dan una serie de definiciones para caracterizar los fenómenos electromagnéticos comunes en sistemas de potencia y da pautas para facilitar la comunicación entre los diversos sectores de la comunidad de la calidad de potencia.

Por otro lado la IEC, clasifica los fenómenos electromagnéticos y sus posibles causas (IEC Technical Committee 77, Working Group 1991).[1], de acuerdo a la Tabla 1

Tabla 1: Principales causas de disturbios electromagnéticos según la IEC.

Conducted low-frequency phenomena	Harmonics, interharmonics
	Signal systems (power line carrier)
	Voltage Fuctuations
	Voltage dips and interruptions
	Voltage imbalance
	Power-frequency variations
	Induced low-frequency voltages
	DC in ac networks
Radiated low-frequency phenomena	Magnetic fields
	Electric fields
Conducted high-frequency phenomena	Induced continuous wave voltages or currents
	Unidirectional transients
	Oscillatory transients
Radiated high-frequency phenomena	Magnetic fields
	Electric fields
	Electromagnetic fields
	Continuous waves
	Transients
Electrostatic discharge phenomena	-
Nuclear electromagnetic pulse	-

En esta clasificación, los términos de alta y baja frecuencia, no se definen en relación a una gama de frecuencias específicas, sino que están destinados a indicar la diferencia relativa en el contenido de la frecuencia principal de los fenómenos en cada categoría.

La recomendación IEEE Std 1159-2009, contiene algunos términos adicionales relacionados con la terminología IEC. Por ejemplo, el término "sag", se utiliza como un sinónimo para el término "dip" utilizado por la IEC. La categoría de variaciones de corta duración se utiliza para referirse a huecos de tensión e interrupciones breves. El término "swell", se presenta como la inversa del término "sag" ("dip"). A la categoría de variaciones de larga duración se ha añadido en función del estándar ANSI (ANSI C84.1-1989)[2]. El término "noise" (ruido) para contemplar los fenómenos de banda ancha. La categoría de distorsión de la forma de onda incluye armónicos, ínter armónicos y presencia de corriente continua en redes de corriente alterna. También un fenómeno adicional del (IEEE Std 519-1992)[3] denominado "notching (huecos).

La Tabla 2 muestra la categorización y las características de los fenómenos electromagnéticos recomendada para la comunidad de calidad de potencia por la IEEE.

Tabla 2:Categorías típicas de fenómenos electromagnéticos en sistemas de potencia.

Categories	Typical spectral content	Typical duration	Typical voltage magnitude
1.0 Transients			
1.1 Impulsive			
1.1.1 Nanosecond	5 ns rise	< 50 ns	
1.1.2 Microsecond	1 μs rise	50 ns – 1 ms	
1.1.3 Millisecond	0.1 ms rise	> 1 ms	
1.2 Oscillatory			
1.2.1 Low frequency	< 5 kHz	0.3 - 50 ms	0 - 4 pu
1.2.2 Medium frequency	5 - 500 kHz	20 μs	0 - 8 pu
1.2.3 High frequency	0.5 - 5 MHz	5 μs	0 - 4 pu
2.0 Short duration variations			
2.1 Instantaneous			
2.1.1 Sag		0.5 - 30 cycles	0.1 - 0.9 pu
2.1.2 Swell		0.5 - 30 cycles	1.1 - 1.8 pu

2.2 Momentary			
2.2.1 Interruption		0.5 cycles - 3 s	< 0.1 pu
2.2.2 Sag		30 cycles - 3 s	0.1 - 0.9 pu
2.2.3 Swell		30 cycles - 3 s	1.1 - 1.4 pu
2.3 Temporary			
2.3.1 Interruption		3 s - 1 min	< 0.1 pu
2.3.2 Sag		3 s - 1 min	0.1 - 0.9 pu
2.3.3 Swell		3 s - 1 min	1.1 - 1.2 pu
3.0 Long duration variations			
3.1 Interruption, sustained		> 1 min	0.0 pu
3.2 Undervoltages		> 1 min	0.8 - 0.9 pu
3.3 Overvoltages		> 1 min	1.1 - 1.2 pu
4.0 Voltage imbalance		steady state	0.5 - 2%
5.0 Waveform distortion			
5.1 DC offset		steady state	0 - 0.1%
5.2 Harmonics	0 - 100th H	steady state	0 - 20%
5.3 Interharmonics	0 - 6 kHz	steady state	0 - 2%
5.4 Notching		steady state	
5.5 Noise	broad-band	steady state	0 - 1%
6.0 Voltage fuctuations	< 25 Hz	intermittent	0.1 - 7%
7.0 Power frequency variations		< 10 s	

Algunos términos utilizados para las distintas fallas o perturbaciones pueden resumirse entonces en:

• "*Swell*": Cuando la tensión RMS *excede* la tensión nominal entre un 10-80% para una duración entre 0,5 ciclo a un 1 minuto.

• "*Dip*" (IEC) o "*Sag*" (IEEE): es la situación opuesta al "*swell*", en este caso la tensión RMS está *por debajo* de la tensión nominal entre 10-90% para una duración entre 0,5 ciclo a un 1 minuto.

• "*Undervoltages*" (subtensiones), ocurren cuando la tensión nominal *cae* por debajo del 90% por más de un minuto.

• "*Overvoltages*" (sobretensiones) ocurren cuando la tensión nominal *crece* por encima del 110% por más de un minuto.

Otros términos también utilizados en calidad de potencia son:

• "*Flicker*": Variaciones aleatorias o repetitivas en la tensión RMS entre 90-110% de la tensión nominal pueden producir un fenómeno conocido como parpadeo en el equipamiento de iluminación.

• "*Spikes*", "*Impulses*", "*Surges, burst*": Incrementos abruptos, muy breves en tensión, generalmente causados por grandes cargas inductivas al ser desconectadas, o más severamente por rayos de origen atmosférico.

En definitiva, las perturbaciones de calidad de potencia pueden dividirse en dos tipos diferentes: variaciones y eventos.

Las ***variaciones*** son perturbaciones de estado estacionario o cuasi estacionario que requieren mediciones continuas. Un ejemplo típico es la variación de la frecuencia del sistema, la cual idealmente es de 50 Hz. pero en la realidad esta magnitud difiere en ±1 Hz. Aspectos importantes a tener en cuenta en el análisis de las variaciones son:

- Extracción de las características.
- Estadísticas para cuantificar la eficiencia del sistema en cierto punto.
- Estadísticas para cuantificar la eficiencia del sistema en su totalidad.

Los ***eventos*** son perturbaciones repentinas con un principio y un fin. Un ejemplo de este tipo de perturbación es una interrupción, durante la cual la tensión medida vale cero o cerca de cero. Para medir una interrupción es necesario esperar a que ocurra, para ello puede compararse la tensión medida con un umbral, si la misma permanece por un cierto tiempo por debajo del mismo se detecta el inicio de una interrupción. El fin del evento se detecta cuando la tensión se mantiene por encima de un umbral durante un cierto tiempo. La duración de la interrupción se define como la diferencia entre el fin y el inicio del evento. Puede observarse la complejidad de la medida de eventos, analizando los siguientes aspectos:

- Se debe definir un método para obtener la magnitud del voltaje de las muestras adquiridas.
- Se deben definir umbrales de nivel para detectar el inicio y fin de la interrupción, los cuales pueden ser iguales o diferentes (con histéresis).

- Se debe caracterizar el evento, en este caso a través de la duración del mismo.

2.2 ORIGEN DE LOS EVENTOS

Los eventos pueden dividirse en 3 importantes grupos, basándose en la apariencia general de la onda de tensión observada en los terminales del equipo: interrupciones, dips (o sags) y transitorios.

Las interrupciones son situaciones donde el valor de la magnitud de la tensión es cero o muy próximo a cero (umbrales típicos de detección van del 1 al 10% del valor nominal).

Existen distintos estándares que clasifican las interrupciones de acuerdo a la duración, Tabla 3:

Tabla 3: Comparación entre distintos estándares según la duración del fenómeno.

Estándar	Término	Definición
IEEE 1159	Interrupción	Tensión menor al 10% del valor nominal
	Interrupción sostenida	Mayor a 3s
	Interrupción momentánea	Medio ciclo a 3 minutos
	Interrupción temporaria	3s a 1 minuto
IEEE 1250	Interrupción instantánea	Menor a 30 ciclos
	Interrupción momentánea	500 a 2000ms
	Interrupción temporaria	2 a 120s
	Interrupción sostenida	Mayor a 2 minutos
EN 50160	Interrupción corta	Menor a 3 minutos
	Interrupción larga	Mayor a 3 minutos
IEEE 1366	Interrupción momentánea	Menor a 5 minutos
	Interrupción sostenida	Mayor a 5 minutos

Las causas posibles de una interrupción pueden ser:

- Apertura de un interruptor o fusible debido a cortocircuito o falla de tierra. Esta es la causa más común de interrupciones.
- Operación inadvertida de un interruptor o dispositivo de corte debido a una falsa señal en un relé de protección, falla mecánica de un seccionador u operación manual incorrecta.
- Desconexión intencional del sistema a fin de realizar mantenimiento o reparaciones.

Hay que tener en cuenta lo que sucede segundos después de la recuperación de una interrupción: los aparatos electrónicos equipados con capacitores (generalmente parte del filtro EMI) consumen una gran corriente inicial en el transitorio de carga de dicho condensador, el arranque de motores de inducción consume aproximadamente 5 veces la corriente nominal, la re-excitación de los transformadores puede producir una saturación transitoria de los mismos.

El segundo tipo de evento es el dip de tensión, el cual consiste en una reducción de corta duración (generalmente menor a 1 segundo) del valor de la magnitud de la tensión. Un valor típico de gatillado para el registro de un dip de tensión es el 90% del valor RMS nominal.

Este tipo de evento es producto de un incremento de corta duración de la corriente en el punto de acoplamiento común del sistema eléctrico (PAC). Pueden ser varias las causas de este incremento, las más comunes de ellas son:

- Cortocircuitos o fallas de tierra
- Arranque de motores de inducción
- Energizado de transformadores
- Energizado de capacitores

Un tercer tipo de evento son los transitorios. El término transitorio hace referencia, en el contexto del análisis de sistemas de potencia, a eventos de tensión o corriente de corta duración.

Existen diversas clasificaciones de transitorios generalmente basadas en el origen del evento, se distinguen tres tipos: por descargas atmosféricas, normales de conmutación y anormales de conmutación. Se considerarán

como transitorios aquellos eventos donde el estado estacionario posterior al mismo es similar al estado estacionario anterior.

Los transitorios por descargas atmosféricas tienen dos orígenes: que la descarga impacte directamente sobre la línea aérea de alta o media tensión, o bien viole la protección del hilo de guardia, lo cual produce una sobretensión en el sistema y como consecuencia de esto generalmente se origina una falla a tierra. El evento resultante es una interrupción o dip de tensión. Pero antes de dicho dip se observa una sobretensión de muy corta duración, no mayor a 1µs, el cual no es detectado por la mayoría de los sistemas de monitoreo.

Los transitorios por descargas atmosféricas de interés serán aquellos que no causen una falla. Debido a que el golpe directo de un rayo a las líneas de transmisión o de blindaje tanto como a la torre son origen de fallas.

El transitorio inducido por un rayo ha sido modelado matemáticamente para la prueba de equipos como una curva con un tiempo de subida de 1,2µs y un tiempo de caída a la mitad del pico de tensión de 50µs. La expresión matemática de la misma es la siguiente:

$$v(t) = V_0\left[e^{-t/\tau_b} - e^{-t/\tau_a}\right]$$

Siendo $\tau_a = 71\mu s$ y $\tau_b = 0.2\mu s$

Los transitorios normales de conmutación pueden ser modelados como la apertura o cierre de interruptores ideales en circuitos RLC. Las 4 causas más importantes son:

- Carga de un capacitor
- Descarga de un capacitor
- Carga de una bobina
- Descarga de una bobina

El caso más severo desde el punto de vista de la calidad de potencia es la carga o descarga de un capacitor.

Los transitorios anormales de conmutación provienen de:

- Cortes de corriente antes o después del cruce por cero
- Reencendido del arco en el interruptor durante la descarga de capacitores

- Reencendido durante la desconexión de bobinas
- Ferroresonancia

2.3 MEDICIÓN DE CALIDAD DE POTENCIA

La medida de calidad de potencia desde el punto de vista específico, de la toma de medidas, no difiere de la medición de tensión o corriente en, por ejemplo, sistemas de control o protección. La diferencia está en el procesamiento y aplicación de dichas medidas.

Un esquema general para llevar a cabo medidas de calidad de potencia, es el que se muestra en la Figura 3:

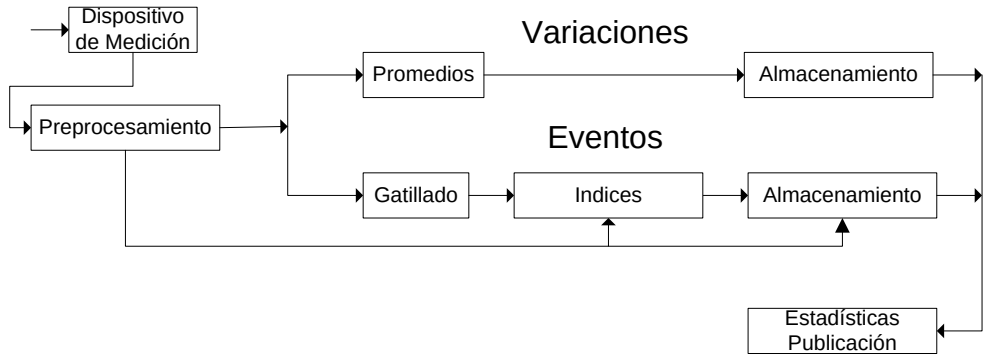


Figura 3**:** Esquema de medición de calidad de potencia.

Para el procesamiento de variaciones el primer paso es el cálculo de características apropiadas. Para esta tarea se utilizan intervalos típicos, por ejemplo, el valor RMS de la tensión se obtiene sobre una ventana de 10 ciclos (el estándar IEC 61000-4-30 propone los siguientes intervalos: 10 ó 12 ciclos, 150 ó 180 ciclos, 10 minutos ó 2 horas).

Luego hay un pos procesamiento que consiste en el cálculo de valores estadísticamente representativos sobre largos períodos y sobre todas las localizaciones de los sistemas de monitoreo.

La diferencia entre eventos y variaciones es inherente al método de procesamiento, no necesariamente al fenómeno físico. Por ejemplo, con respecto al valor RMS de tensión, los eventos a considerar son interrupciones (cortas y largas), sobretensión y bajas tensiones de corta y

larga duración. El primer paso es el cálculo del valor RMS sobre una ventana de un ciclo de duración. Pero a diferencia de las variaciones, el resultado no es normalmente almacenado o utilizado, sino que solamente cuando el valor calculado exceda un cierto umbral durante un cierto tiempo, el procesamiento comienza (este proceso se denomina gatillado). Luego, el procesamiento de los eventos consiste en el cálculo de varios índices. Estos índices incluyen la duración del evento y alguna otra magnitud. Del procesamiento estadístico de los eventos obtienen índices de sitio (número de eventos por año) e índices del sistema (número de eventos por sitio por año).

2.4 MÉTODOS DE CATEGORIZACIÓN DE FENÓMENOS

Existe abundante material publicado desde hace un par de décadas, respecto al uso de la transformada wavelet para el estudio de eventos en calidad de potencia. Por ejemplo, Pragasen Pillay, y Asish. Bhattacharjee (Pragasen Pillay et al.1996)[4] de la Universidad de New Orleans, usaron la transformada wavelet como una avanzada herramienta matemática para el análisis de las perturbaciones en sistemas eléctricos, donde las alteraciones no periódicas requieren una técnica matemática más potente que las series de Fourier. En su trabajo, aplican transformada wavelet a varios eventos simulados de corta duración, como transitorios generados por conmutación de capacitores, o re cierres automáticos de interruptores. Más adelante, en 1998, I.K. Yu, y Y.H. Song I.K. (I.K.Yu et al 1998)[5], de la Universidad de Brunel UK usan la transformada wavelet para detectar e identificar características relevantes de fallas en sistemas de transmisión. Usando varios componentes del análisis wavelet como características de entrada a una red neural, para distinguir fallas transitorias y permanentes, a fin de comandar interruptores monofásicos de re cierre automático en sistemas de alta tensión.
En un trabajo más reciente Manjeevan Seera, Chee Peng Lim, Chu Kiong Loo y Harapajan Singh (Manjeevan Seera et al 2016)[6], describen un método de análisis de calidad de potencia, basado en un modelo híbrido de red neuronal – lógica difusa y árbol de decisión, concluyendo que el crecimiento de la cantidad de nodos del árbol puede resultar un problema.

Existen un número importante de trabajos orientados a la localización de fallas en redes de distribución o en líneas de transmisión, por ejemplo, Emmanouil Styvaktakis (Emmanouil Styvaktakis et al 1990)[7], de la

Universidad Chalmers University of Technology en Gothenburg, Suiza, proponen una nueva manera de estimar la localización de fallas permanentes en líneas de transmisión, analizando la señal del transitorio junto al interruptor en el lado de la línea de transmisión. Aquí se plantean dos enfoques diferentes aplicados a casos simulados mediante el programa EMTP ("*electromagnetic transients program*"). El primero se basa en la estimación del espectro de frecuencias y el segundo utiliza transformada wavelet discreta. Concluyendo que la precisión de ambos métodos propuestos es altamente dependiente de la frecuencia de muestreo de la onda de los transitorios.

Alberto Borghetti (Alberto Borghetti et al 2008)[8], de la Universidad de Bologna, presentan un procedimiento para la localización de fallas en redes de distribución, basado en el análisis wavelet de las ondas viajeras generadas por una falla. En particular, el procedimiento propuesto aplica la transformada wavelet continua a la onda de tensión registrada durante una falla simulada en la red de pruebas "IEEE 34-bus".

Las publicaciones analizadas, en general, hacen hincapié en la importancia de la selección de la wavelet utilizada, en función de la forma de onda del fallo. La adecuada definición de estas wavelets madre permite superar algunas limitaciones que surgen de la aplicación de algunas más tradicionales como, por ejemplo la Morlet.

Otra aplicación de la transformada wavelet en relación a señales eléctricas la hacen Karen L. Butler-Purry y Mustafa Bagriyanik (Karen L. Butler-Purry et al 2003)[9], En su trabajo se presenta la caracterización de los transitorios resultante de fallas en transformadores mediante transformada wavelet discreta (DWT), con la idea de lograr un método de detección automática para fallas incipientes. El método de detección propuesto puede proporcionar información para predecir fallos antes de que ocurran, de modo de evitar interrupciones. Como en los trabajos anteriores, los datos analizados se obtienen a partir de simulaciones para los casos de funcionamiento normal y anormal tales como fallas externas, internas, etc.
Shyh-Jier Huang (Shyh-Jier Huang 2004)[10], hace un uso distinto de la transformada wavelet, éste la aplica para obtener una codificación aritmética que permita reducir la redundancia de datos, disminuyendo así el costo relacionado con el almacenamiento de datos y su transmisión.
De manera similar Norman C. F. Tse, (C. F. Tse et al 2012)[11], presentan un algoritmo de compresión de la forma de onda en tiempo real mediante la trasformada wavelet, para su posterior transmisión y almacenamiento.

A diferencia de otros trabajos, los autores desarrollaron un prototipo de medidor de energía basado en DSP procesando señales reales, las que una vez comprimidas, son enviadas mediante un protocolo de red de sensores ZigBee.
Un aspecto interesante de este trabajo es que se utilizan números enteros en el cálculo de la transformada, mediante el algoritmo "*Integer lifting wavelet transform (ILWT)*" (R. Calderbank, I et al 1998)[12], lo que disminuye notablemente el costo computacional del proceso.
Sardar Ali, Kui Wu, Kyle Weston, Dimitri Marinakis (Sardar Ali et al 2016) [13] Utilizan una red Bayesiana para estimar perturbaciones en redes inteligentes "Smart Grid".

La cantidad de trabajos publicados con respecto a la caracterización de perturbaciones en sistemas eléctricos de potencia es abrumadora. Se han propuesto distintas formas de extracción de características (K. Yingkayun 2008)[14], (Norman C. Tse. et al 2012)[15] y distintos tipos de clasificadores (H. Eristi¸ y. - Y. Demir 2012)[16], (Dong-ming Li. et al 2012)[17], (Ying Hai et al 2012)[18], (Norman C. F. Tse et al 2012)[19], por mencionar sólo algunos.

Algunos de los métodos presentados tienen alta precisión, otros son más simples de implementar. La transformada wavelet continua (CWT), por ejemplo, insume tiempo y recursos computacionales proporcionando mayor precisión. Por otro lado, la transformada wavelet discreta (DWT) tiene menor costo computacional y menor precisión. En todos los casos, los resultados obtenidos para probar los diferentes algoritmos de extracción de características y de clasificación de eventos, surgen de aplicarlos a señales simuladas por distintas herramientas informáticas, de modo que para una adecuada comparación de los diferentes métodos, sería útil disponer de una clasificación de perturbaciones de calidad de potencia sobre un conjunto de muestras de señales reales (Fuchs, Emanuel et al 2012)[20].

Una publicación de especial interés es la realizada por Mihaela M. Albu, Mihai Sanduleac y Carmen Stanescu, (Mihaela M. Albu et al 2017)[21] donde se propone el uso de un medidor de energía inteligente para el monitoreo de calidad de potencia. Lo mismo hacen Nuno R. Ramos, Pedro Pereira y Joao F. Martins (Nuno R. Ramos et al 2017) [22]. En este artículo se discute la Norma dictada por el Parlamento Europeo, donde se estipula que para el año 2020, al menos el 80% de los pequeños clientes de suministro eléctrico, deberán poseer medidores de energía inteligentes (European Parliament, "Directive of 2009/72/EC)[23].

Estos últimos trabajos y normas analizadas más otras lecturas como lo publicado por Cherrelle Eid, Rudi Hakvoort, y Martin de Jong de la Universidad de las Naciones Unidas: “Global trends in the political economy of smart grids” disponible en:

www.wider.unu.edu/sites/default/files/wp2016-22.pdf donde se plantea la necesidad de medidores de energía inteligentes para su uso en “smart grids”

Pese a la gran mejora que implica el uso de transformada wavelet en el reconocimiento de perturbaciones en redes eléctricas, siguen existiendo algunas preguntas principales:

- La transformada wavelet parece ser aplicable en el caso de eventos de corta duración en calidad de potencia, ahora bien, ¿son los algoritmos basados en wavelets, útiles para caracterizar distorsiones continuas, tales como armónicos o *flickers*?
- ¿Qué tanto difieren los resultados derivados de los algoritmos basados en wavelet con las normas de calidad de potencia existentes?
- ¿Qué método de clasificación de eventos puede usarse con resultados aceptables, en tiempo real, en equipos basados en micro controladores?

CAPÍTULO 3

3 MARCO TEÓRICO

3.1 EXTRACCIÓN DE CARACTERÍSTICAS DE LAS PERTURBACIONES O SEÑAL DE FALLA

No es normal que se utilicen las propias señales de fallas como entrada a los algoritmos de clasificación. En lugar de esto se utilizan distintas características extraídas de las mismas. Lo que suele conducir a una importante reducción del sistema o método de clasificación.

El éxito de este sistema, depende en gran medida de una adecuada selección del conjunto de características de la señal que se utilicen. Es deseable que el conjunto de características seleccionadas pueda modelar y distinguir diferentes clases de trastornos del sistema de energía, como así también asociarlo a sus diferentes causas subyacentes.

Por otra parte, es importante que las características seleccionadas de la señal de falla no estén correlacionadas entre sí y que el número total de funciones utilizadas sea pequeño. Si las características están correlacionadas, aportarán información redundante.
Otras cuestiones que se podrían tomar en cuenta incluyen: modelado matemático, estabilidad numérica, baja sensibilidad al ruido, invariabilidad de las transformaciones utilizadas y una clara interpretación física.

Las características de la señal, se pueden clasificar en i) *estáticas*, con comportamiento estadístico invariable en el tiempo (estacionarias) o ii) *dinámicas*, no estacionarias.
A modo de ejemplo, las características de la distorsión armónica son estáticas en la mayoría de los casos, y las de las variaciones de tensión son propensas a ser dinámicas.

Algunas de las características pueden ser estáticas aun cuando provengan de señales dinámicas. Tal es el caso de las oscilaciones producidas por eventos transitorios causados por la conexión o desconexión de condensadores a la línea. En este caso, la característica relacionada con el factor de atenuación de la sinusoide amortiguada del modelo transitorio, es estática (M. H. J. Bollen et al 2005)[24].

No hay relación directa entre las características de una señal y la naturaleza estática o dinámica de las mismas, todo depende de cómo se selecciona la función que las obtiene.

Si se segmenta un evento, las características de cada segmento son estacionarias, aun cuando el evento no lo sea en su totalidad.

Los métodos de clasificación usados en este trabajo, usan características estáticas.

Si las características son dinámicas, se puede considerar el comportamiento en un intervalo de tiempo menor (una "instantánea"), dentro de la cual las características se pueden aproximar como estáticas.

Algunas de las situaciones típicas que se dan en las perturbaciones de calidad de potencia son las siguientes (M. Bollen et al 2006)[25]:

- Armónicos, ínter armónicos; sus frecuencias, magnitudes y fasores.
- Puntos desencadenantes del evento (inicio y fin de la transición).
- Componentes principales de una onda distorsionada.
- Tensión residual, ángulo de fase, duración y desequilibrio de huecos de tensión.
- Componentes principales (amplitud, frecuencia, fase inicial y factor de amortiguamiento de transitorios oscilatorios).
- Distribución espectral de los acontecimientos.
- Distorsión armónica total y su rango de frecuencias
- En sistemas trifásicos, equilibrio/desequilibrio de las fases.
- Información sobre propagación de la onda de tensión/corriente en disturbios, en diferentes lugares y los niveles de energía del sistema.
- Estadísticos, distribuciones de probabilidad o histogramas de las perturbaciones.

Esta lista es sólo un pequeño subconjunto de caracterizaciones candidatas y es evidente que puede ser mucho mayor.

Si no hay un conocimiento previo sobre qué características podrían interpretar mejor la alteración que se estudia, es común seleccionar varias de ellas, a pesar de que estas funciones pueden estar altamente

correlacionadas. La redundancia de las características se puede disminuir a través de una optimización adecuada de las mismas.

La Figura 4, muestra un esquema general y simplificado del proceso a realizar desde la obtención de la señal de falla hasta su clasificación:

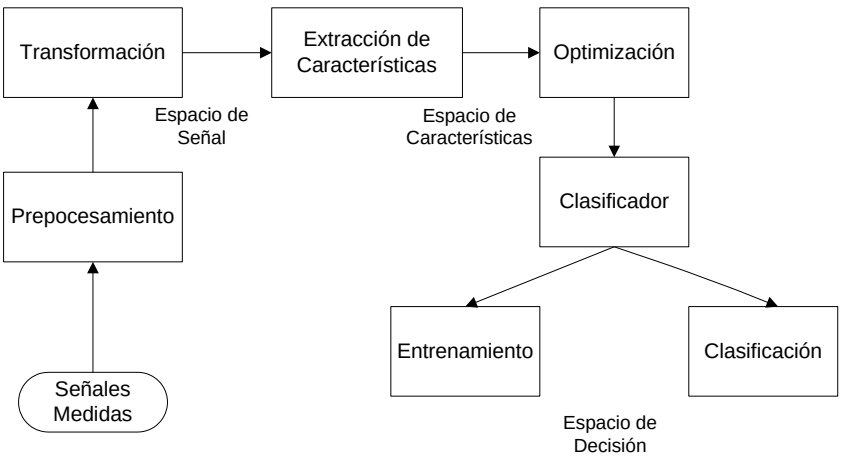


Figura 4: Esquema simplificado para la clasificación de eventos

Las características extraídas de señales no estacionarias resultan ser funciones del tiempo. Para este tipo de señales se requiere un análisis tiempo-frecuencia (o tiempo-escala) para poder observar la evolución a través del tiempo de las características de las componentes de la señal.

Este análisis se puede realizar mediante métodos no basados en modelos, como la STFT (*Short Time Fourier Transform*), DWT (*Discrete Wavelet Transform*) o bien métodos basados en modelos como AR (*Autoregresive)*, MA (*Moving Average)*, ARMA (*Autorregresive Moving Average*), MUSIC (*Multiple Signal Clasification*), ESPIRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) y filtros de Kalman extendidos al procesamiento de señales no estacionarias.

Es este trabajo se usa la DWT, la que se describe en Anexo I.

3.7 CLASIFICACIÓN DE EVENTOS

(Para los lectores familiarizados con sistemas inteligentes, pueden continuar en el punto 3.15)

En muchos problemas de la vida real no se tiene un conocimiento completo sobre las características de los eventos, por ello una forma práctica de analizar dichas perturbaciones es aprender de los datos disponibles. Para ello se recurre a sistemas inteligentes basados en métodos de aprendizaje.

Se dice que un programa aprende de una experiencia *E* con respecto a una clase de tareas *T* y medida de rendimiento *P* si su rendimiento en las tareas *T,* medido por *P,* mejora con la experiencia *E* (Mitchell, Tom "Machine Learning" 1997)[26].

Aquí se tratarán métodos de clasificación basados en aprendizaje inductivo, el cual consiste en que dado un grupo de ejemplos de la forma ($[atributos], valor$) siendo $valor = f([atributos])$ producir una función $h(hipótesis)$ que aproxime a f .

Algunos de los métodos de clasificación más utilizados son:

- Árboles de decisión
- Redes neuronales artificiales
- Clasificadores bayesianos
- Máquinas soportadas por vectores (SVM)
- Sistemas basados en lógica difusa
- Sistemas basados en reglas de inferencia

3.8 SELECCIÓN DE TOPOLOGÍAS O ARQUITECTURAS PARA CLASIFICADORES

Una vez obtenidas las características de la señal de falla, estas se deben clasificar. El diseño de un clasificador es equivalente a encontrar una función de mapeo entre el espacio de la señal de entrada y el espacio de sus características, para luego tomar algunas decisiones mediante reglas que asignen el espacio de características en el espacio de decisión (Figura 3).

Por ejemplo, una función discriminante $f(\ )$ puede asignar una característica y en el espacio de decisión $\{C_1, C_2\}$,

$$f(y) = \geq \eta \quad si \ y \in C_1 \qquad\qquad f(y) = < \eta \quad si \quad y \in C_2$$

En todos los casos se debe determinar la estructura del clasificador, por ejemplo, en una red neuronal será el número de capas y el número de nodos en la capa oculta.

Otro ejemplo de clasificador es una SVM (Support vector machines). Una SVM mapea el espacio de entrada en una dimensión más alta del espacio de características, donde las clases sean linealmente separables, y por lo tanto se puedan usar funciones discriminantes lineales. En tal caso, la elección de diferentes funciones de kernel darán lugar a diferentes tipos de SVM.

Hay muchas maneras de ordenar los clasificadores. Una posible distinción está entre los clasificadores *estadísticos* (por ejemplo, Bayes, Neyman-Pearson, SMV) y clasificadores *no estadísticos* basados en (por ejemplo, métodos de reconocimiento de patrones sintácticos y sistemas expertos). Un clasificador puede ser *lineal* o *no lineal*. La función de asignación puede ser *paramétrica* (por ejemplo, las funciones de núcleo) o *no paramétrica* (por ejemplo, valores de los vecinos más cercanos).

3.9 APRENDIZAJE SUPERVISADO Y NO SUPERVISADO

Antes de elegir las topologías de los clasificadores, se debe considerar si los datos de entrenamiento son previamente etiquetados de acuerdo a sus clases o no.

El aprendizaje *supervisado* se refiere a la formación de un clasificador utilizando previamente vectores de entrada etiquetados. Contrariamente a esto, en aprendizaje *no supervisado* las etiquetas de clase de los vectores de entrada son desconocidos durante el proceso de entrenamiento.

Aunque el entrenamiento no supervisado con frecuencia se utiliza en problemas del mundo real, las teorías no están tan bien desarrolladas en comparación con el entrenamiento supervisado. En este trabajo se asume que los datos de entrenamiento están previamente etiquetados, por ello se limita al uso de clasificadores con entrenamiento supervisado.

3.10 REDES NEURONALES ARTIFICIALES

Se describen brevemente dos tipos de *redes neuronales* (NN) que se utilizan con frecuencia en aplicaciones de sistemas de potencia: el *perceptrón* de múltiples capas (MLP) y las *redes de función de base radial* (RBF).

La primera intenta construir aproximaciones globales mientras que la segunda trata de construir aproximaciones locales de las asignaciones no lineales de entrada-salida.

El MLP en general utiliza asignaciones no lineales para todas las capas, mientras que la RBF sólo utiliza asignaciones no lineales en la capa oculta. Las RBF construyen sus modelos con funciones de activación que son diferente tanto en la capa oculta como en la capa de salida. Esto es, una red RBF está diseñada con neuronas en la capa oculta activadas mediante funciones radiales de carácter no lineal con sus centros gravitacionales propios y en la capa de salida mediante funciones lineales.

A pesar de todas estas diferencias, ambos tratan de minimizar el error empírico sobre un conjunto de datos previamente etiquetados.

La generalización de estas redes no está garantizada y puede ser pobre en función de la selección de los conjuntos de datos de entrenamiento, también hay un riesgo de *sobreajuste* ("overfitting") de estos datos.

A pesar de estas limitaciones, las redes neuronales artificiales ofrecen algunos aspectos atractivos, sobre todo cuando los modelos físicos asociados con las señales son en gran parte desconocidos. Las redes neuronales son una alternativa para la clasificación de las señales de modelos de "caja negra", pero sin garantizar el rendimiento y la generalización

3.11 CLASIFICADORES PERCEPTRÓN MULTICAPA

Un MLP (L. Fausett. "Fundamentals of Neural Networks" 1994)[27] es una red tipo "*feedforward*", y normalmente consiste en una capa de entrada, una o varias capas ocultas y una capa de salida, como se muestran en las Figura 5 y 6.

Para la clasificación, se emplea una función de activación *f()* en el campo local asociados a cada neurona. Esto es equivalente a la aplicación de una función no lineal, por ejemplo, una *función sigmoidea*, cuya entrada es la suma ponderada de los resultados de las neuronas de la última capa, y que produce la salida de la neurona.

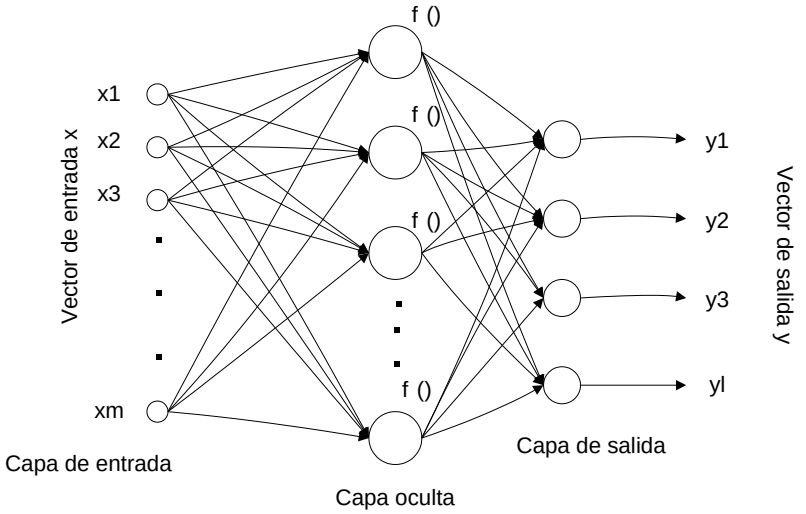


Figura 5**:** Un MLP con una capa oculta.

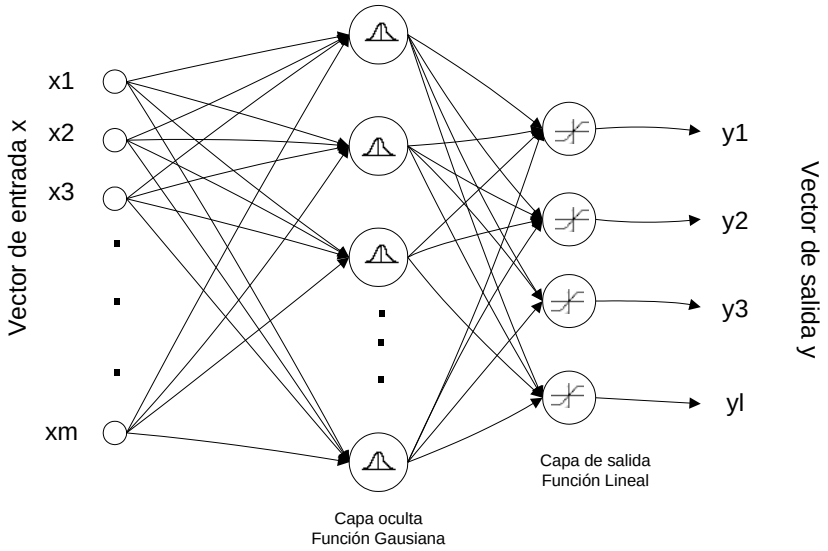


Figura 6: Red de función de base radial

Para la clasificación de L clases, se necesitan un total de L neuronas en la capa de salida para generar las salidas *y(j)*, j = 1, . . . , L, para representar a todas las clases de decisión posibles.

El número de neuronas en la capa de entrada es generalmente el mismo que el tamaño del vector de la característica (o el tamaño del vector de señal de entrada). El número de neuronas en una capa oculta, como así el número total de capas ocultas están determinadas por la estructura de la red y pueden variar significativamente para diferentes aplicaciones.

En la fase de aprendizaje, una MLP se entrena utilizando algunas técnicas recursivas conocidas en las estadísticas como *aproximación estocástica*. Uno de los métodos más utilizados para el aprendizaje supervisado de estas redes es el algoritmo de retropropagación ("*back-propagation*").

Conforme al mismo, se alimenta la red con un vector etiquetado del conjunto de entrenamiento (inicialmente se asignan a los pesos valores arbitrarios cercanos a cero) y de acuerdo a la función de activación se propagan los resultados hacia adelante obteniendo los valores de salida. En base a ellos y al resultado esperado se calcula el error generalmente recurriendo a métodos de gradiente estocástico como el LMS (*Least-Mean Square*). Finalmente, este error se propaga hacia atrás (se retropropaga) para el ajuste de los pesos. Este conjunto de pasos se repite una cierta cantidad de veces o hasta alcanzar una cota de error establecida. Una iteración equivale a alimentar la red con todos los elementos del conjunto de entrenamiento (epoch).

El algoritmo de entrenamiento de retropropagación es una técnica subóptima, y puede quedarse estancado en un mínimo local en lugar de converger al mínimo global deseado, sin embargo, hay técnicas puntuales que permiten evitar este inconveniente.

Una MLP puede conducir a una aproximación asintótica de las probabilidades a posteriori subyacente de la clase, siempre que el conjunto de entrenamiento sea lo suficientemente grande y el algoritmo de aprendizaje de retropropagación no se bloquee en un mínimo local. También cabe mencionar que una red neuronal sólo está diseñada para reducir al mínimo el error empírico sobre el conjunto de entrenamiento.

3.12 REDES BAYESIANAS

Una red bayesiana es una representación gráfica de las dependencias de las variables del sistema, y las probabilidades relativas de estas variables, a través de un grafo dirigido acíclico. Esta red se compone de nodos que representan las variables del sistema y enlaces direccionales que representan probabilidades condicionales, por ejemplo, el vínculo del nodo *x1* al nodo *x2* representa la probabilidad condicional *P (x2/x1).*

Las variables tienen vínculos solamente cuando tienen alguna dependencia, las variables independientes no están vinculadas entre sí.

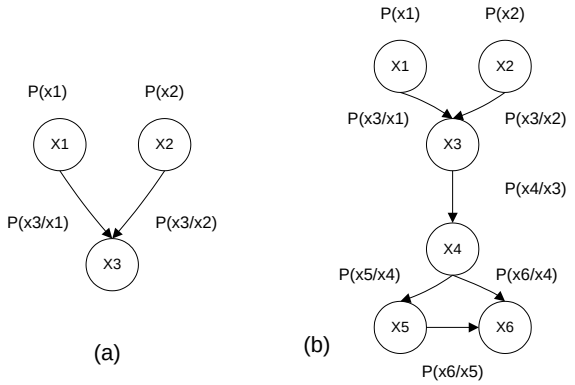


Figura 7: Ejemplos de Redes Bayesianas

La Figura 7 nuestra dos ejemplos de red bayesiana. (a) La red describe las probabilidades de un vector de la característica que consiste en tres componentes, de los cuales *x1* y *x2* son independiente y *x3* depende tanto de *x1* y *x2*. (b) En este ejemplo el vector de la característica contiene seis componentes.

Estas redes modelan un fenómeno mediante un conjunto de variables y las relaciones de dependencia entre ellas. Dado este modelo, se puede hacer *inferencia bayesiana*; es decir, estimar la probabilidad a *posteriori* de las variables no conocidas, en base a la probabilidad *a priori* de las variables conocidas. Además, pueden dar información interesante en cuanto a cómo se relacionan las variables del dominio, las cuales pueden ser interpretadas en ocasiones, como relaciones de causa/efecto.

3.13 MÁQUINAS DE VECTORES SOPORTE (SVM)

A menudo en los problemas del mundo real se requieren espacios de hipótesis más complejos que los que utilizan los discriminantes lineales. Las SVM son capaces de encontrar límites no lineales si las clases son linealmente no separables.

El principal interés en el uso de SVM para clasificación, es el rendimiento de generalización y la complejidad del clasificador, este último en referencia a su aplicación práctica.

Más específicamente, cuando se diseña un sistema de clasificación, es natural que se desee que el clasificador tenga buen desempeño en el conjunto de prueba y no en el conjunto de entrenamiento. Es necesario que

el clasificador converja a un *óptimo global* en lugar de alguna posición óptima local.

En estos clasificadores también se debe considerar el problema del *sobreajuste* (“overfitting”). Surge el dilema de usar muchas o pocas muestras de entrenamiento, si se utilizan demasiadas, puede obtenerse un clasificador que sobreajusta.

Sin embargo, si se usan pocas muestras de entrenamiento, el clasificador no podría ser capaz de obtener la cobertura estadística suficiente para la mayoría de las situaciones posibles. En ambos casos se tiene como resultado un rendimiento pobre en la generalización, es decir, malos resultados con los datos del conjunto de prueba.

Como ya se mencionó, otro tema de preocupación es la complejidad computacional. Un clasificador bayesiano es un método elegante que usa las distribuciones de probabilidad a priori y a posteriori. Sin embargo, el costo de cómputo es muy alto cuando la dimensión de las características llega a ser grande. Esto a menudo dificulta la aplicación práctica de los clasificadores bayesianos.

Una SVM da una respuesta aceptable a estas cuestiones, ya que minimiza el error de generalización de la prueba. El diseño de una SVM puede ser visto como un problema de optimización con restricciones.

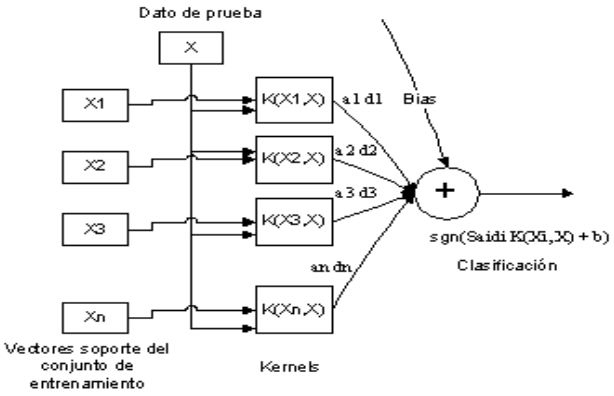


Figura 8**:** Diagrama en bloques de una SVM para dos clases

(Un toolbox de SVM para Matlab puede encontrarse en: http://www.isis.ecs.soton.ac.uk/resources/svminfo/)

3.14 ÁRBOLES DE DECISIÓN

Los árboles de decisión consisten en la representación del conjunto de entrenamiento como una disyunción de reglas proposicionales.

Un árbol de decisión está formado por nodos internos que representan atributos, ramas que representan posibles valores del nodo del cual se originan y nodos hoja que constituyen las posibles clasificaciones.

La Figura 9 muestra la estructura de un árbol de decisión para la clasificación de ejemplos formados por 6 atributos en 3 diferentes clases.

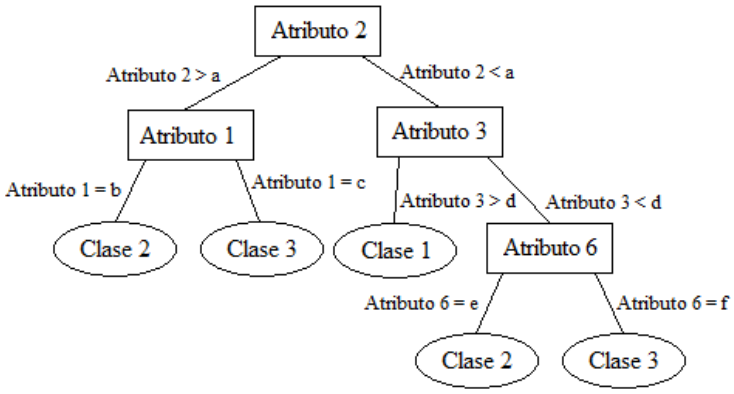


Figura 9: Arbol de decisión

A partir del ejemplo se destacan un par de cuestiones: la decisión puede basarse en todos o algunos atributos, en los nodos hoja deben estar presentes todas las clases y los atributos deben tener una cantidad finita de valores posibles, en el caso de ser valores numéricos estos deben ser agrupados en una cantidad finita de intervalos.

Existen distintos algoritmos para la elaboración de los árboles de decisión, la mayoría de los cuales derivan del algoritmo ID3. Éste realiza la elección del mejor atributo en base a la homogeneidad de la colección de datos, la cual se determina por medio de la función Ganancia de información basada en la Entropía de los datos. Una vez seleccionado el mejor atributo, éste divide al conjunto de entrenamiento inicial de acuerdo a los posibles valores que puede tomar dicho atributo. Se aplican nuevamente los pasos anteriores hasta que la división del subconjunto de datos producto de la

separación realizada por el atributo elegido esté formado por ejemplos que representen a una única clase.

Una de las características principales de los árboles es su robustez ante el ruido, un tiempo de entrenamiento relativamente bajo y su bajo costo computacional al momento de la clasificación.

3.15 GATILLADO Y SEGMENTACIÓN

Un punto de gatillado o disparo es cuando un evento comienza o termina. Los métodos de gatillado detectan la presencia de un evento y en la mayoría de los casos los instantes de inicio y fin.

Los métodos más simples detectan cambios directamente de la forma de onda o del valor RMS de la señal, si se desea mayor resolución temporal o puntos de disparo no asociados con formas de onda obvias debe recurrirse a métodos más sofisticados basados en análisis multirresolución.

Los dips, swells e interrupciones son desviaciones significativas de la tensión RMS de su valor nominal. Umbrales típicos son: 90% para los dips, 110% para los swell y 10% para las interrupciones. Añadiéndole a estos umbrales la información acerca de la duración del evento se obtiene la clasificación sugerida por la recomendación IEEE Std 1159-2009 (Figura 10):

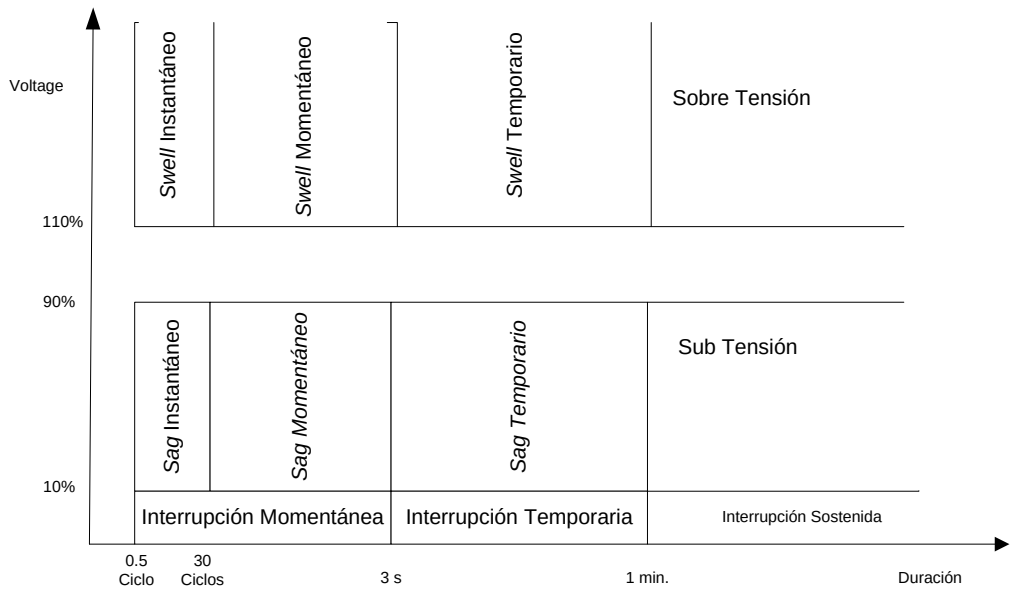


Figura 10: Clasificación sugerida por la recomendación IEEE Std 1159-2009

Se debe tener en cuenta la posible presencia de múltiples eventos para evitar un doble conteo de los mismos, para ello hay que considerar que toda interrupción es a la vez un dip de tensión y la mayoría (pero no todos) los swells de tensión son también dips.

En relación a los transitorios, los métodos de gatillado para este tipo de eventos están menos estandarizados que para los eventos anteriores.

Estos métodos pueden estar basados en la forma actual de la onda de tensión, el cual compara el valor absoluto de la tensión con un umbral (valores típicos van de 1,1 a 2 pu).

La extracción de transitorios puede llevarse a cabo de diferentes maneras:

- Como la salida de un filtro pasa altos con frecuencia de corte mayor al mayor armónico considerado para evitar falsos disparos. Es conveniente implementar este filtro en hardware para economizar tiempo de cómputo en el procesador.
- Como la diferencia con el ciclo previo, lo cual requiere cierto tiempo de cómputo. Se puede utilizar un *buffer* circular para el almacenamiento de un ciclo completo de la señal.
- Como la desviación de la muestra actual respecto de un umbral definido para la onda sinusoidal promedio.

Estos métodos tienen la desventaja de que requieren tiempos de procesamiento altos. Por ello se prefieren los métodos basados en la forma actual de la onda de tensión.

Un método simple es la tasa de cambio de la tensión como criterio de gatillado, el cual tiene lugar cuando:

$$\left| v_n - v_{n-1} \right| > \partial$$

Una alternativa a este método es utiliza tres muestras y comparar la muestra central con el promedio de los vecinos:

$$\left| v_n - \frac{v_{n-1} + v_{n+1}}{2} \right| > \partial$$

La diferencia entre 2 valores consecutivos está fuertemente determinada por el filtro anti-aliasing utilizado. Si se utiliza un filtro con un perfil de corte abrupto se recomienda el uso de valores espaciados cada dos o tres muestras en lugar de valores consecutivos.

Otros métodos más sofisticados incluyen el uso de la DWT lo que comparado con el método de la secuencia RMS permite una localización temporal más precisa del evento.

La partición de una señal en segmentos disjuntos o segmentación, forma parte del pre procesamiento necesario antes de la aplicación efectiva de métodos de análisis. A pesar de que se puede realizar un análisis de señales no estacionarias utilizando métodos basados en bloques fijos, se obtienen mejores resultados con bloques de tamaño adaptivo de acuerdo a cierto criterio.

Los métodos de segmentación pueden dividirse en dos categorías: aquellos basados en el uso de secuencias residuales de diferentes modelos de señal y aquellos basados en el uso directo de secuencias RMS o componentes de señal pasa banda.

El primer paso en la segmentación consiste en la localización de segmentos de transición, debido a que los segmentos de eventos están delimitados por dos segmentos de transición.

Los segmentos de transición corresponden a perturbaciones rápidas y abruptas de la señal. En estos segmentos, para localizar el inicio de un evento con alta precisión deben aplicarse métodos con alta resolución temporal. Con la desventaja de que estos métodos son a menudo muy sensibles pudiendo dar lugar a falsas alarmas.

Los segmentos de eventos contienen perturbaciones que pueden ser explicadas por la causa que le dio origen. Como la señal es cuasi estacionaria en estos segmentos pueden aplicarse aquí las herramientas de análisis de señales estacionarias (y no estacionarias) para su caracterización.

Además de estos tipos de segmentos una secuencia de datos contiene a menudo un segmento pre evento (anterior a la perturbación) y un segmento post evento (posterior a la recuperación del sistema).

La siguiente Figura 11 muestra una señal donde las zonas sombreadas representar segmentos de transición que separan los segmentos de pre evento y post evento del segmento de evento:

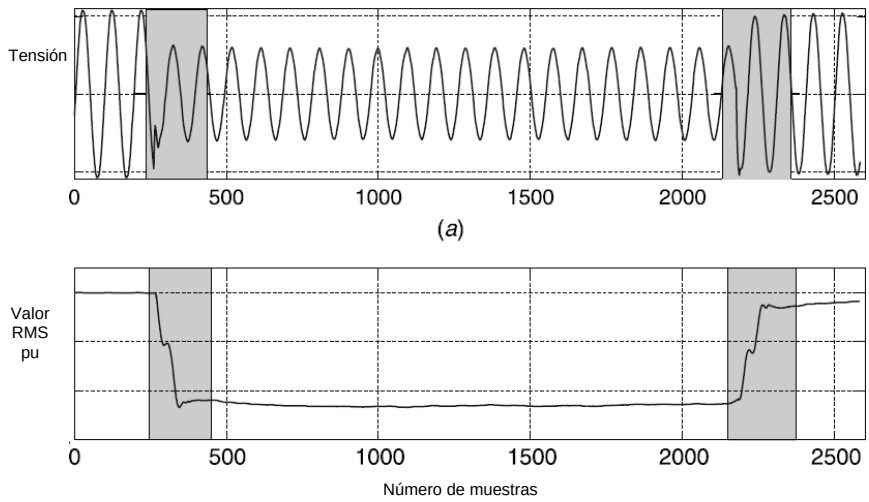


Figura 11: Segmentos de pre evento y post evento
(M. H. J. Bollen et al 2005)[28].

Una de las técnicas de segmentación consiste en el uso de la magnitud de la tensión fundamental o secuencia RMS. La secuencia RMS en función del tiempo está definida como:

$$V_{rms}(t_k) = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{t=t_{k-N+1}}^{t_k} v^2(t)}$$ Siendo $v(t_k)$ una muestra de la señal,

N el tamaño de la ventana y $t_k = t_0, t_1, \ldots$

En esta técnica la medida del cambio se calcula mediante la derivada de los valores RMS. La segmentación involucra los siguientes pasos:

1) Cálculo de la derivada de primer orden: Una forma de detectar los límites de segmentación es a través de los cambios en el valor RMS utilizando la derivada primera:

$$M_{rms}(t_k) = \left| V_{rms}(t_k) - V_{rms}(t_{k-1}) \right|$$

2) Detección de los límites de cada segmento: Se recurre a dos hipótesis para la detección de los límites:

$$S_0(segmento\ de\ evento): M_{rms}(t_k) < \partial$$
$$S_1(segmento\ de transición): M_{rms}(t_k) \geq \partial$$

Siendo ∂ el valor de umbral. Un segmento de transición comienza con el primer t_k para el cual S_1 es satisfecha y termina con el primer t_k para el cual S_0 es satisfecha y haya sido detectado un segmento de transición.

CAPÍTULO 4

4 HIPÓTESIS DE TRABAJO Y OBJETIVOS

4.1 HIPÓTESIS DE TRABAJO

Es posible desarrollar métodos de clasificación de perturbaciones de la calidad de potencia en redes eléctricas, de bajo costo computacional, que permitan realizar un monitoreo de la misma, en tiempo real y a un costo razonable.

4.2 OBJETIVO GENERAL

El objetivo general de este trabajo es realizar de manera experimental, tanto con señales simuladas, como con señales reales, un estudio de las performances logradas en la clasificación de distintos tipos de fallas en sistemas eléctricos, mediante la transformada wavelet como medio de extracción de características.

4.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Simular señales de fallas, para extraer sus características mediante la transformada wavelet (utilizando distintos tipos de wavelet madres)
- Alimentar diferentes clasificadores como red neuronal, red bayesiana, árbol de decisión y máquina de vectores soporte (SVM), para luego comparar las ventajas relativas de cada uno de las wavelets y de los distintos clasificadores utilizados.
- Proponer algoritmos implementables en microcontroladores, para ser probados en situaciones reales.
- Utilizar un hardware que permita probar los algoritmos propuestos con señales reales en tiempo real.
- Realizar las pruebas de campo necesarias para validar lo propuesto.

4.4 METODOLOGÍA

Este trabajo se basa en una metodología experimental, mediante la simulación de perturbaciones de calidad de potencia en sistemas eléctricos en primera etapa, para pasar luego al análisis de señales reales.

En los experimentos se usan herramientas que son estándares para el análisis y clasificación de las mismas. En base a los resultados obtenidos, se propone el uso de métodos de bajo costo computacional y de rendimiento aceptable.

Finalmente, se formulan métodos que potencialmente se puedan utilizar en medidores de energía capaces de reconocer dichas perturbaciones en calidad de potencia.

CAPÍTULO 5

5 RESULTADOS EXPERIMENTALES CON SEÑALES SIMULADAS

El objetivo de estos experimentos es simular señales con la herramienta MATLAB®, extraer sus características mediante transformada wavelet con distintas funciones madre, finalmente comparar la eficiencia de clasificadores de modo de tener una heurística respecto a los métodos que pueden resultar más convenientes utilizar posteriormente con señales reales.

Al trabajar con señales simuladas, no es necesario implementar algoritmos de gatillado del evento, ya que el inicio y el final del mismo resulta conocidos.

Se simularon en forma aleatoria, cuatro tipos de fallas: Sobretensiones (“Swell”), Subtensiones (“Sag”), Cortes breves y transitorios (“Spikes”).

Se utilizaron ventanas (“instantáneas”) de tres segundos de duración y una tasa de muestreo de 128 muestras por ciclo, (6400 muestras por segundo), la señal simulada queda entonces definida por un vector de 19200 componentes.

La amplitud de estas señales en estado normal (antes de la falla) se ha fijado en ±1024, anticipándose a una futura implementación en hardware del adquisidor, suponiendo una resolución de 12 bits.

Las Sobretensiones (ST) se simulan con una duración aleatoria entre 104 ms y 3 seg. Con valores aleatorios comprendidos entre el 10 y el 90% superior al valor nominal (1.1 y 1.9, respectivamente). La figura 12 muestra un ejemplo de estas sobretensiones.

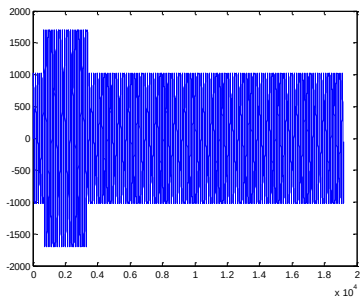


Figura 12**:** Ejemplo de señal de sobretensión (ST) simulada con Matlab

Las Subtensiones (BT) se simulan del mismo modo, con amplitudes aleatorias comprendidas entre el 10 y 90% inferior al valor nominal (0.1 y 0.9, respectivamente). La figura 13 muestra un ejemplo de estas señales.

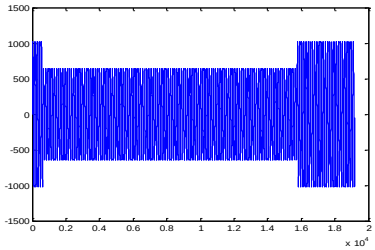


Figura 13**:** Ejemplo de señal de Baja tensión (BT) simulada con Matlab

Los cortes breves (CO) se simulan de igual manera, con duraciones aleatorias comprendidas entre 104 ms y 3 seg. Un ejemplo se muestra en la figura 14.

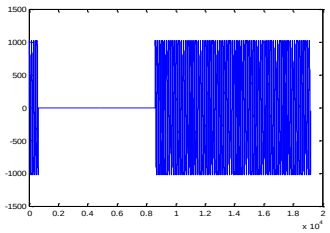


Figura 14**:** Ejemplo de señal de Corte breve (CO) simulada con Matlab

Los Transitorios (TR) se simulan con una duración aleatoria entre 10 y 25 ms. Con una amplitud aleatoria entre el 0 y el 200% del valor nominal de la señal (0 y 2 pu, respectivamente) La figura 15, muestra un ejemplo de este tipo de perturbaciones.

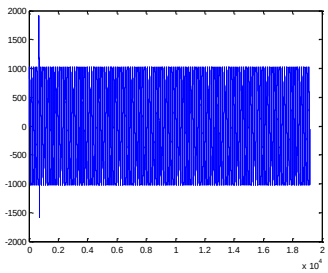


Figura 15**:** Ejemplo de Transitorio (TR) simulado con Matlab

Cada grupo de señales simuladas de fallas se almacenaron en archivos de datos en formato de texto (csv) de modo de poder usarlos para distintos experimentos.

5.1 EXPERIMENTO 1 CON SEÑALES SIMULADAS

Este experimento se realiza como una forma de determinar la viabilidad de la extracción de características de distintas señales de fallas mediante DWT, y su procesamiento con distintos tipos de clasificadores. Una vez simuladas las señales, se obtienen sus transformadas wavelets con diez niveles de detalle en diez vectores, desechándose los de aproximación. Por su longitud, estos vectores no resulta útiles como entrada a un clasificador de tamaño razonable, de modo que se calcula la norma de cada vector como una representación de su energía, de este modo se obtiene un vector de diez componentes para cada falla, lo que permite utilizarlos con cualquiera de los clasificadores propuestos. Así se generan 20 vectores de entrenamiento para cada uno de los cuatro tipos de perturbaciones a analizar.

En la tabla 4, se muestran 10 de estos vectores formados por las normas de los 10 primeros detalles de la transformada wavelet (Daubechies db2 en este caso) de 10 señales de sobretensión simuladas. (Para el cálculo de las normas se utilizaron variables enteras).

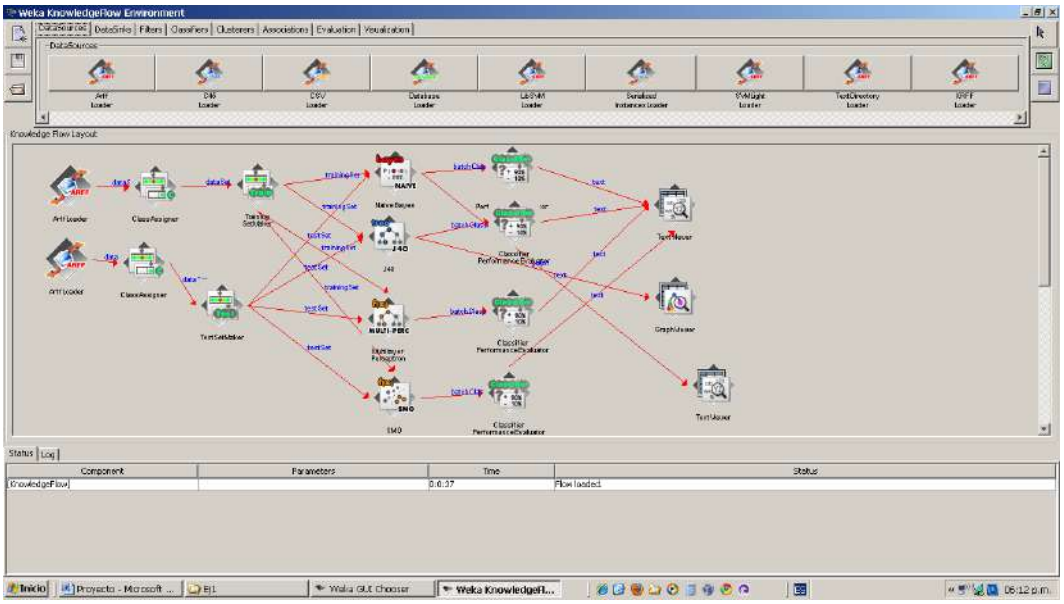
Tabla 4**:** normas de los 10 primeros detalles de la transformada wavelet

E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7	E8	E9	E10	class
1186	4464	16895	54831	87702	7335	11871	1427	3521	6587	ST
1095	4325	16436	53245	85286	7437	11469	1208	3512	6583	ST
1645	6163	23061	75187	119631	10077	16494	1860	3871	6455	ST
995	3890	14774	47875	76639	6554	10375	1269	3388	6545	ST
1381	4589	17551	56926	90314	7630	12589	1678	3527	6653	ST
1090	4298	16351	52984	84791	7251	11504	1378	3407	6593	ST
984	3864	14704	47633	76292	6431	10357	1258	3386	6538	ST
1257	4781	18081	58561	93623	7841	12773	1399	3531	6699	ST
1352	5319	20226	65631	104848	8918	14237	1678	3560	6678	ST
1121	4423	16825	54528	87240	7453	11839	1540	4268	8242	ST

Para evaluar la performance de distintos tipos de clasificadores, se utiliza la herramienta “Weka”, desarrollada por la Universidad de Waikato Nueva Zelanda, y que puede obtenerse en: http://www.cs.waikato.ac.nz/ml/weka/

Mediante esta aplicación, se probaron como clasificadores, un perceptron multicapas, una red bayesiana, una máquina de vectores soporte (SVM) y un árbol de decisión (C4.5).

La interfaz de Weka para este experimento se ve de esta manera:



El experimento se repitió utilizando sobre el mismo conjunto de señales simuladas, 12 wavelet distintas para extraer sus características:

Daubechies: 'db1', 'db2', 'db3', 'db4',' db6', 'db8' y 'db10'

Coiflets: 'coif1', 'coif2', 'coif3', 'coif4' y 'coif5'

Utilizando 20 ejemplos de cada tipo de perturbación, como conjunto de entrenamiento, y 10 como conjunto de prueba, el porcentaje de aciertos obtenidos para cada clasificador y cada wavelet se presenta en la tabla 5:

Tabla 5: porcentaje de aciertos de los distintos clasificadores utilizados

	Porcentaje de Aciertos			
Wavelet	Naive Bayes	J48	MLP	SVM
db1	80	97.5	100	72.5
db2	80	97.5	95	75
db3	85	97.5	100	75
db4	90	100	100	67.5
db6	80	100	97.5	72.5

	Porcentaje de Aciertos			
Wavelet	Naive Bayes	J48	MLP	SVM
db8	90	97.5	90	60
db10	92.5	100	97.5	75
coif1	80	100	97.5	70
coif2	90	100	95	82.5
coif3	90	100	100	80
coif4	90	100	100	70
coif5	90	95	100	65

En la Tabla 5 se observa que el porcentaje de aciertos no varía sustancialmente con el tipo de wavelet utilizada. Se ve además que el árbol de clasificación (indicado como J48) y el perceptron multicapa (MLP) tuvieron mejor desempeño que los otros clasificadores.

En las Tablas 6 y 7 se presentan las matrices de confusión para cada clasificador y cada wavelet. Las filas representan las clases y las columnas como fueron clasificados los ejemplos.

Las celdas en verde indican que la clase fue 100% clasificada correctamente, mientras que las amarillas, indican errores de clasificación.

Tabla 6: Matrices de confusión para las wavelets Db1 a Db8

Db1																				
NB					J48					MLP					SVM				
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	8	0	0	2
BT	0	7	3	0	BT	0	9	1	0	BT	0	10	0	0	BT	0	4	3	3
CO	0	5	5	0	CO	0	0	10	0	CO	0	0	10	0	CO	0	3	7	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10
Db2																				
NB					J48					MLP					SVM				
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	8	0	0	2
BT	0	6	4	0	BT	0	9	1	0	BT	0	8	2	0	BT	0	5	3	2
CO	0	4	6	0	CO	0	0	10	0	CO	0	0	10	0	CO	0	3	7	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10
Db3																				
NB					J48					MLP					SVM				
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	8	0	0	2
BT	0	7	3	0	BT	0	9	1	0	BT	0	10	0	0	BT	0	5	3	2
CO	0	3	7	0	CO	0	0	10	0	CO	0	0	10	0	CO	0	3	7	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	0	TR	0	0	0	10

Db4																				
NB					J48					MLP					SVM					
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	8	0	0	2
BT	0	8	2	0	BT	0	10	0	0	BT	0	10	0	0	BT	0	4	2	4
CO	0	2	8	0	CO	0	0	10	0	CO	0	0	10	0	CO	0	3	7	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	2	8
Db6																				
NB					J48					MLP					SVM					
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	8	2	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	8	0	0	2
BT	0	7	3	0	BT	0	10	0	0	BT	0	10	0	0	BT	0	4	3	3
CO	0	3	7	0	CO	0	0	10	0	CO	0	0	10	0	CO	0	3	7	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	1	0	9	TR	0	0	0	10
Db8																				
NB					J48					MLP					SVM					
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	4	0	0	6
BT	0	7	3	0	BT	0	10	0	0	BT	0	10	0	0	BT	0	3	4	3
CO	0	1	9	0	CO	0	1	9	0	CO	0	1	9	0	CO	0	1	9	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	1	2	0	7	TR	0	0	2	8

Tabla 7: Matrices de confusión para las wavelets Db10 y Coif1 a Coif5

Db10																				
NB					J48					MLP					SVM					
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	8	0	0	2
BT	0	8	2	0	BT	0	10	0	0	BT	0	10	0	0	BT	0	5	2	3
CO	0	1	9	0	CO	0	0	10	0	CO	0	0	10	0	CO	0	3	7	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	1	0	9	TR	0	0	0	10
Coif1																				
NB					J48					MLP					SVM					
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	8	0	0	2
BT	0	6	4	0	BT	0	10	0	0	BT	0	10	0	0	BT	0	4	2	4
CO	0	4	6	0	CO	0	0	10	0	CO	0	1	9	0	CO	0	4	6	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10
Coif2																				
NB					J48					MLP					SVM					
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	8	0	0	2
BT	0	8	2	0	BT	0	10	0	0	BT	0	10	0	0	BT	0	6	2	2
CO	0	2	8	0	CO	0	0	10	0	CO	0	0	10	0	CO	0	1	9	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	1	1	0	8	TR	0	0	0	10

Coif3																				
NB					J48					MLP					SVM				
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	7	0	0	3
BT	0	7	2	1	BT	0	10	0	0	BT	0	10	0	0	BT	0	6	2	2
CO	0	1	9	0	CO	0	0	10	0	CO	0	0	10	0	CO	0	1	9	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10
Coif4																				
NB					J48					MLP					SVM				
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	8	0	0	2
BT	0	8	2	0	BT	0	10	0	0	BT	0	10	0	0	BT	0	3	3	4
CO	0	2	8	0	CO	0	0	10	0	CO	0	0	10	0	CO	0	1	9	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	2	8
Coif5																				
NB					J48					MLP					SVM				
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	6	0	0	4
BT	0	7	3	0	BT	0	10	0	0	BT	0	10	0	0	BT	0	3	3	4
CO	0	1	9	0	CO	0	1	9	0	CO	0	0	10	0	CO	0	1	9	0
TR	0	0	0	10	TR	1	0	0	9	TR	0	0	0	10	TR	0	0	2	8

Se puede ver que el clasificador de Naive Bayes, clasificó correctamente en todos los casos excepto para la wavelet Db6, las perturbaciones de sobretensión (ST) y los transitorios (TR) mostraron confusión solo entre baja tensión (BT) y cortes (CO), lo que resulta lógico desde el punto de vista que los cortes pueden asimilarse a una baja de tensión del 100%. Es decir que, si se los considera de la misma clase este clasificador presentó un redimiendo superior a los demás.

Al observar los árboles de decisión construidos por la herramienta Weka, se ve que no se utilizan todos los elementos del vector de pruebas (Figura 16), por lo que se infiere que el uso de una menor cantidad de detalles en la obtención de las características de las señales, no empeorarían el rendimiento de la clasificación, además este árbol de decisión, presenta mayor independencia del tipo de wavelet madre utilizada a partir de la Db4.

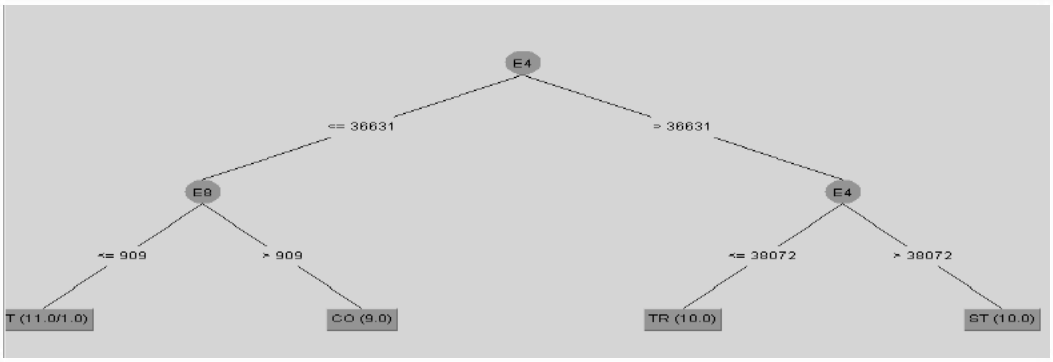


Figura 16**:** Árbol de decisión construido por la herramienta Weka, para el experimento 1

5.2 EXPERIMENTO 2 CON SEÑALES SIMULADAS

En base a los resultados obtenidos en el experimento 1, se adopta para este nuevo experimento la wavelet Db4 por su bajo costo computacional (solo cuatro coeficientes para el cálculo de los detalles).

Como uno de los objetivos de este proyecto es implementar un clasificador de fallas eléctricas en un sistema basado en microcontroladores de costo y tamaño razonable, se plantea un algoritmo que pueda embeberse en sistemas de este tipo.

5.3 ALGORITMO USADO PARA EL CÁLCULO DE LA TRANSFORMADA WAVELET DB4:

Los datos de la señal muestreada se encuentran en un arreglo a[n], de longitud n. El resultado de la transformación queda en el mismo arreglo a[n], en la primera mitad el escalado, y en la segunda la wavelet. **(**William H. et al. 2007) [29]

Para solucionar el problema de los bordes, se trata el conjunto de datos como si fuera periódico, es decir se usa a[0] como a[n], y a[1] como a[n+1].

```
void transform( double a[], int n )
{
   if (n >= 4) {
      int i, j;
      int half = n >> 1;

      double tmp[] = new double[n];

      i = 0;
```

```
        for (j = 0; j < n-3; j = j + 2) {
           tmp[i]      = a[j]*h0 + a[j+1]*h1 + a[j+2]*h2 + a[j+3]*h3;
           tmp[i+half] = a[j]*g0 + a[j+1]*g1 + a[j+2]*g2 + a[j+3]*g3;
           i++;
        }

        tmp[i]      = a[n-2]*h0 + a[n-1]*h1 + a[0]*h2 + a[1]*h3;
        tmp[i+half] = a[n-2]*g0 + a[n-1]*g1 + a[0]*g2 + a[1]*g3;

        for (i = 0; i < n; i++) {
           a[i] = tmp[i];
        }
     }
  }
```

Luego de aplicar el algoritmo anterior a los datos generados para el experimento 1, obteniéndose nuevamente las normas de seis niveles de detalles como vectores de características de cada señal de prueba, y de realizar una simulación similar con los cuatro clasificadores en "*Weka*" y se obtiene la matriz de confusión para cada clasificador mostrada (tabla 8)

Tabla 8 Matrices de confusión para algoritmo propuesto en experimento 1

Algoritmo Db4 en "C"																				
NB					J48					MLP					SVM				
	ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR		ST	BT	CO	TR
ST	6	0	0	4	ST	10	0	0	0	ST	10	0	0	0	ST	7	0	0	3
BT	0	7	3	0	BT	0	10	0	0	BT	0	4	6	0	BT	0	0	10	0
CO	0	10	0	0	CO	0	0	10	0	CO	4	6	0	0	CO	4	6	0	0
TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10	TR	0	0	0	10

Donde se observa que el árbol de decisión clasificó correctamente el 100% de los casos.

El costo computacional de calcular la DWT con diez niveles de resolución es alto para un sistema que deba realizarlo en tiempo real.

Se propone una forma alternativa de calcular las características de la señal analizada.

5.4 MÉTODO ALTERNATIVO DE EXTRACCIÓN DE CARACTERÍSTICAS

Si se observa en el algoritmo de cálculo de la DWT presentado en el punto 5.3, que la señal muestreada a analizar se encuentra en un arreglo a[n], de longitud n, y las aproximaciones y detalles que resultan del cálculo quedan

contenidas en el mismo arreglo, en la primera mitad las aproximaciones, y en la segunda los detalles.

El método, consiste en dividir este único arreglo de resultados en 16 intervalos iguales, y calcular la ***norma*** de cada uno de ellos, como un elemento del vector de características de la señal. La ***norma*** se calcula como: $\sqrt{\sum_0^i x_i^2}$

En la Figura 17, se observa una señal de prueba generada y su descomposición en aproximaciones y detalles como un solo arreglo de datos.

Se han representado además los intervalos donde se calculan las 16 normas con las que se alimenta un árbol de decisión, que es el método de clasificación adoptado para este caso.

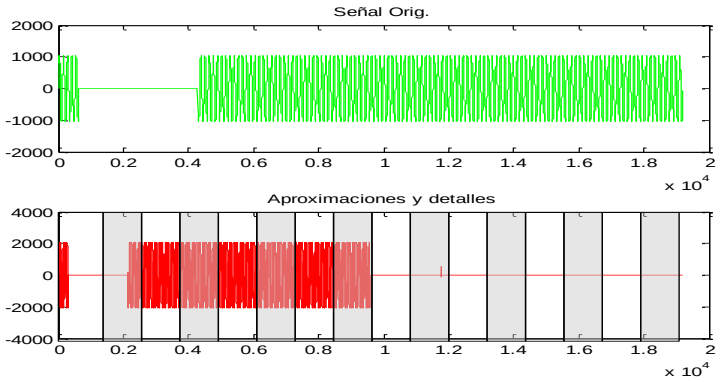


Figura 17**:** Señal de falla simulada y su descomposición mediante DWT.

Los resultados de las pruebas de clasificación se ven en la tabla 9, se observa que, si se considera a los cortes como una baja tensión extrema el método propuesto tiene un buen desempeño en clasificaciones correctas.

Tabla 9: Matriz de confusión del método propuesto

Nuevo Método con Árbol de Decisión				
	ST	BT	CO	TR
ST	10	0	0	0
BT	0	7	3	0
CO	0	0	10	0
TR	0	0	0	10

Como conclusión de estos experimentos se puede ver que el método utilizado tiene la ventaja de poder extraer un conjunto de características de la señal, con un solo nivel de descomposición de la DWT. El algoritmo de cálculo puede modificarse para entregar directamente el vector de características, sin necesidad de almacenar los resultados de la DWT, lo que conduce a una optimización importante en el uso de memoria en el proceso de cálculo y su hardware.

CAPÍTULO 6

6 RESULTADOS EXPERIMENTALES CON SEÑALES NO SIMULADAS

Al realizar experimentos con señales reales deben considerarse aspectos que no eran necesarios considerar con señales simuladas.

Entran en juego el *hardware* relacionado con el acondicionamiento y adquisición de la señal y el *software*, ya que se deben incorporar algoritmos de “gatillado” para determinar el inicio del evento a registrar.

6.1 EXPERIMENTO 1 CON SEÑALES REALES

Para este experimento se usaron:

a) Etapa de acondicionamiento de señal:

Se toma la tensión de la red eléctrica a través de un transformador reductor con relación 1:18. Para dotar al sistema de aislación galvánica entre éste y la red por cuestiones de seguridad.

El esquema utilizado en este experimento se muestra en la Figura 18

Figura 18**:** Esquema utilizado en el experimento 1

b) Etapa de digitalización, almacenamiento, procesamiento y comunicaciónes.

La digitalización de la señal y procesamiento es realizada por el µC LCP1769 (incluido en una tarjeta de desarrollo LPCXpresso® desarrollada por Embedded Artists). Dicho dispositivo tiene, entre otras, las siguientes características:

- Arquitectura ARM 32-bits. Versión ARMv7. Núcleo Cortex-M3.
- Frecuencia de operación máxima de 120MHz.
- Memoria flash de 512kB.
- Memoria de datos de 64kB.
- 4 UARTs.
- Interfaz SPI.
- 3 interfaces I^2C.
- ADC con resolución de12-bit, 200ksps máximo y 8 canales.
- Interfaz USB Device/Host/OTG.
- RTC con posibilidad de incorporar batería de respaldo.
- 4 timers de propósito general.

Se mide la señal obtenida de la red a una frecuencia de muestreo de 6400Hz, almacenando en un buffer circular 4 ciclos de la misma y calculando ciclo a ciclo su valor eficaz para detectar el inicio de un evento.

Una vez detectado el evento, se almacena una ventana de 3 segundos de la señal (19200 muestras). Se calcula la DWT y se segmenta el resultado (formado por las aproximaciones y los detalles) en 9 segmentos de 2048 puntos cada uno.

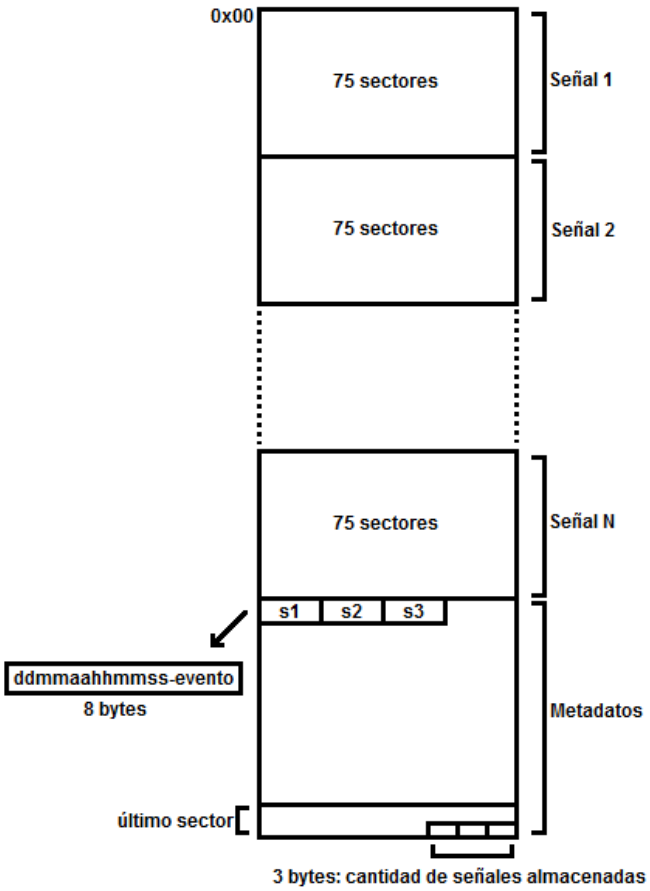
Se calcula la ***norma*** de cada uno de ellos realizando la sumatoria de los puntos que lo componen para obtener el vector de características de la señal. Finalmente se usa, el árbol de decisión para obtener el tipo de evento detectado.

Para el desarrollo del firmware del dispositivo se utilizó el entorno de desarrollo *"Keil"* junto con las librerías provistas por los desarrolladores y la comunidad de usuarios de mbed (Plataforma de desarrollo para la creación rápida de productos basados en microcontroladores ARM - http://mbed.org).

Un inconveniente es el almacenamiento de las muestras de la señal de 3 segundos de duración. La memoria de datos del microcontrolador no tiene la capacidad suficiente para el almacenamiento de las 19200 muestras de 16 bits cada una y las demás variables utilizadas. De modo que se optó por el almacenamiento de las mismas en una tarjeta SD sin sistema de archivo y a la máxima frecuencia de reloj soportada (25MHz en modo SPI).

Los datos son transferidos en “paquetes de datos” del tamaño de un sector (512 bytes). Cada señal está formada por 19200 muestras de 16 bits cada una, por lo que cada una de ellas ocupa 75 sectores de la tarjeta.

La forma de almacenar los datos se muestra en el siguiente esquema, donde puede observarse una zona de datos y otra de metadatos (fecha, tiempo y tipo de evento ocurrido por cada señal). En los últimos 3 bytes de la parte alta de la memoria se guarda el número de señales almacenadas.



Una vez superado el inconveniente del almacenamiento de datos, fue necesario modificar el algoritmo de la Transformada Wavelet usado anteriormente debido a que este se aplica a un arreglo que contiene la señal completa almacenada en memoria.

En este caso se obtienen los datos de la memoria SD, leídos por sectores (512 bytes) por lo que con cada lectura se obtienen 256 muestras. Estas mediciones al convolucionarlas con el vector de coeficientes, se obtienen 128 aproximaciones y 128 detalles. Como el resultado de la transformada

se divide en bloques de 2048 puntos para el cálculo del vector de características, se obtiene un elemento del vector por cada 16 sectores leídos. Por cada punto de la DWT se calculan los valores del vector de características.

Se generaron varias perturbaciones y luego del cálculo de la DWT y del vector de características se enviaron por la interfaz USART los valores de cada uno de sus componentes a un terminal. Luego mediante el uso del software WinHex (X-Ways Software Technology AG - http://www.x-ways.net/winhex/index-e.html) se extrajeron de la tarjeta SD las señales correspondientes y se analizaron con MATLAB.

Se presentan los resultados del análisis de una señal arbitrariamente seleccionada del conjunto de comprobación (Tabla 10)

Tabla 10: Comparación de vectores de características Experimento 1

	MATLAB	FIRMWARE	Variación
C0	441477975,867200	441477975,867200	0%
C1	458042732,487300	458042732,487300	0%
C2	494203962,233400	494203962,233400	0%
C3	495245375,395500	495245375,395500	0%
C4	350544837,929200	350651948,337900	0,03055539%
C5	115435944,613946	115434340,942371	0,00138923%
C6	123632,566171	124069,471593	0,35349922%
C7	61452,615924	61529,171564	0,12579379%
C8	53736,161253	54715,307677	1,82307865%

Los resultados fueron satisfactorios en el sentido que el cálculo del vector de características calculado por el algoritmo empleado, difieren en poco del cálculo realizado con MATLAB.

Luego se generaron perturbaciones para poder entrenar un árbol de decisión. Para ello se generaron 10 cortes, 10 sobretensiones y 10 subtensiones, debido a la dificultad práctica de la generación de transitorios, este tipo de eventos no se incluyó como clase para el entrenamiento del árbol. De las perturbaciones generadas, el 80% se utilizó para entrenamiento y las restantes para pruebas.

Luego de una serie de ensayos, con los métodos propuestos, se obtuvo la matriz de confusión mostrada en la Tabla 11

Tabla 11: Matriz de confusión de los métodos propuestos en Experimento 1

CO	BT	ST	
10	2		CO
	8		BT
		10	ST

Se puede observar que al igual que sucedió con las simulaciones se presenta una confusión entre las sub tensiones y los cortes debido a que este último evento es un caso extremo de baja tensión.

6.2 CONCLUSIONES DEL EXPERIMENTO 1 CON SEÑALES REALES

Mediante este experimento se pudo comprobar que los algoritmos propuestos en el capítulo 5 donde se trabajó con señales simuladas, dan resultados similares cuando se implementan con señales reales, utilizando un micro controlador LCP1769.

Sin embargo, se ve que su conversor analógico digital solo admite señales positivas, lo que complica la etapa de adaptación de la señal de entrada que es esencialmente bipolar y la hace susceptible a corrimientos de "*offset*" por variaciones térmicas.

De modo que se resolvió probar con otras plataformas de micro controladores con otras prestaciones.

La primera plataforma probada fue una placa Galileo de Intel® que opera con un procesador Intel® Quark SoC X1000 cuyas principales características son:

- 400MHz 32-bit Intel® Pentium instruction set architecture (ISA)-compatible processor o 16 KBytes on-die L1 cache
- 512 KBytes of on-die embedded SRAM
- ACPI compatible CPU sleep states supported
- An integrated Real Time Clock (RTC), with an optional 3V "coin cell" battery for operation between turn on cycles.
- 10/100 Ethernet connector
- Full PCI Express* mini-card slot, with PCIe 2.0 compliant features
- Provides USB 2.0 Host Port at mini-PCIe connector
- USB 2.0 Host connector

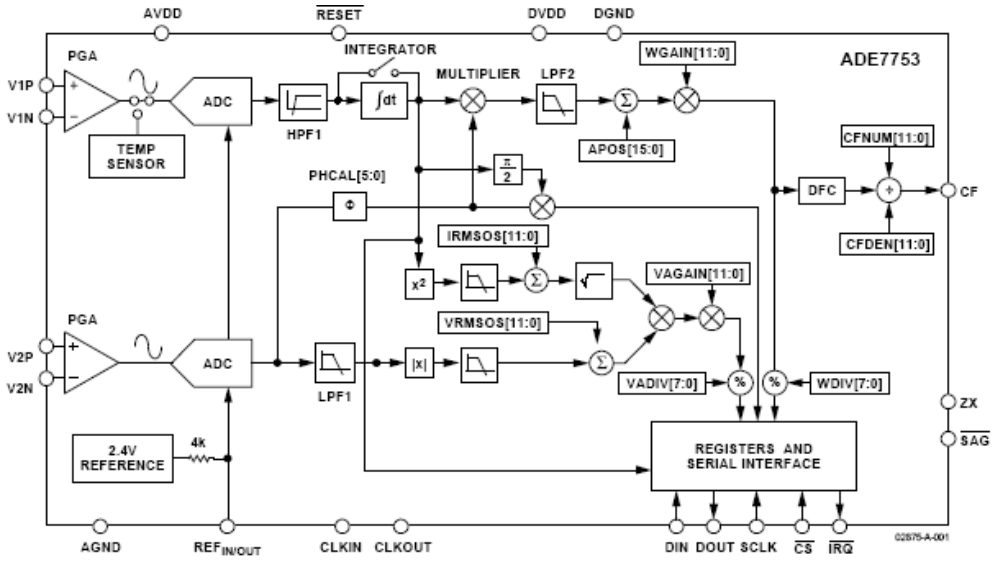
- Support up to 128 USB end point devices
- 10-pin Standard JTAG header for debugging

Storage options:

- Default 512 KByte embedded SRAM, enabled by the firmware by default. No action required to use this feature.
- Default 256 MByte DRAM, enabled by the firmware by default.
- Optional micro SD card offers up to 32GByte of storage
- USB storage works with any USB 2.0 compatible drive

Con esta placa se esperaba solucionar el problema de velocidad de procesamiento y de almacenamiento. Quedando por resolver el tema del conversor analógico digital, que en este caso también admite tensiones positivas.

Por este motivo se decidió usar un conversor externo, eligiéndose un circuito integrado diseñado para ser usado en medidores de energía monofásicos. ADE7753 de Analog Devices®:



Este dispositivo cuenta con dos conversores Σ-Δ de 16 bits, un DSP de alta precisión, un integrador digital seleccionable (en CH1), un circuito de referencia, un sensor de temperatura, y el procesamiento de señal

necesario para realizar mediciones de energía activa, reactiva y aparente, además puede realizar cálculos de valores eficaces de tensión y de corriente. Su integrador digital proporciona interfaz directa con sensores de corriente di / dt, tales como bobinas de Rogowski, eliminando la necesidad de un integrador analógico externo. El ADE7753 proporciona una interfaz serie para leer los datos (SPI) lo que permite usarlo prácticamente con cualquier micro controlador.

Lo que hace que este dispositivo resulte interesante para este trabajo, es que ofrece la posibilidad de muestrear tanto la onda de tensión como de corriente, en 16 bits y con tasas de muestreo que llegan hasta los 15 kHz.

Además, no requiere acondicionamiento de señal externo, salvo un divisor resistivo de tensión.

Las experiencias resultantes de combinar el ADE7753 con la placa Galileo de Intel®, no fueron las esperadas al momento de muestrear la señal de tensión, debido a que la placa Galileo posee un sistema operativo Linux que no prioriza las interrupciones producidas por el ADE7753, incluso con la tasa de muestreo más baja de 3906 muestras por segundo, lo que produjo perdidas de muestras. Si bien Linux no es un sistema operativo de tiempo real, se pensó que podía procesar esta frecuencia de interrupciones externas.

De todos modos, la elección del ADE7753 como “front end” del sistema abrió nuevos caminos para el desarrollo del proyecto.

Como experiencia de uso del ADE7753, este se conecta a una placa microcontroladora chipKIT Uno32™ basada en el microcontrolador PIC32MX320F128 en una plataforma de código abierto que facilita la realización rápida de prototipos. La que cuenta con una interfaz serie USB para la conexión con su “Entorno Integrado de Desarrollo” (IDE) y puede ser alimentada a través del su puerto USB o bien desde una fuente externa.

El PIC32MX320F128 es un microcontrolador de 32 bits que opera a 80Mhz, cuenta con una memoria de flash para programas de 128K y de 16K de memoria de datos SRAM, lo que resulta una limitación importante para el registro de eventos de duración mayor a algunos ciclos de la tensión de línea. Sin embargo, se utiliza en esta etapa del trabajo, como un medio rápido de prueba de concepto para la utilización del dispositivo propuesto, (ADE7753).

Las principales características del PIC32MX320F128 se resumen en:
High-Performance 32-bit RISC CPU:

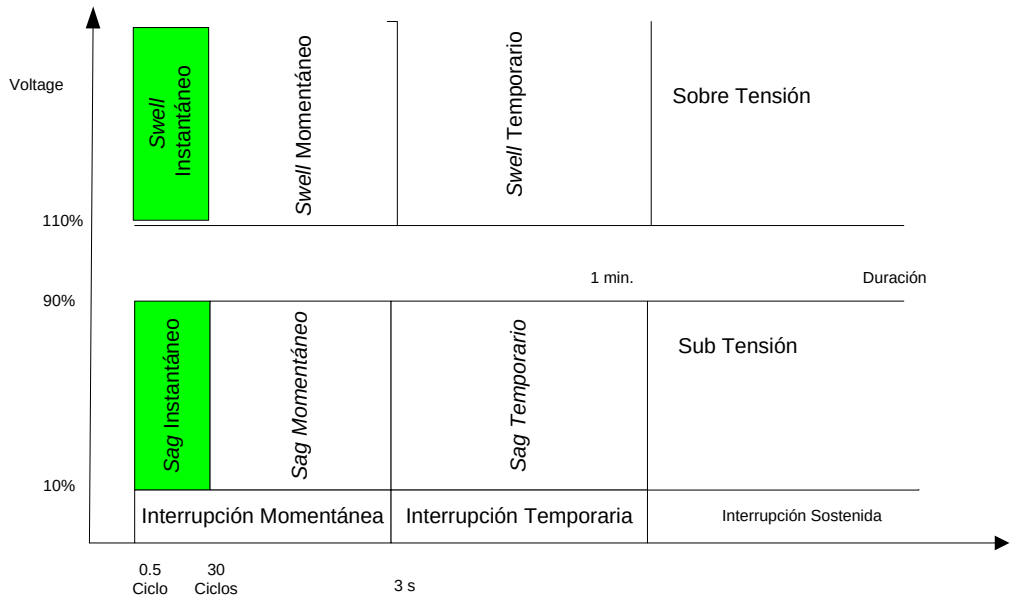
- MIPS32® M4K® 32-bit core with 5-stage pipeline
- 80 MHz maximum frequency
- 1.56 DMIPS/MHz (Dhrystone 2.1) performance at 0 wait state Flash Access
- Single-cycle multiply and high-performance divide Unit
- MIPS16e® mode for up to 40% smaller code size
- Two sets of 32 core register files (32-bit) to reduce interrupt latency
- Prefetch Cache module to speed execution from Flash

Microcontroller Features:

- Operating voltage range of 2.3V to 3.6V
- 32K to 512K Flash memory (plus an additional 12 KB of boot Flash)
- 8K to 32K SRAM memory
- Pin-compatible with most PIC24/dsPIC® DSC devices
- Multiple power management modes
- Multiple interrupt vectors with individually programmable priority
- Fail-Safe Clock Monitor Mode
- Configurable Watchdog Timer with on-chip Low-Power RC Oscillator for reliable operation

Este micro controlador tiene la ventaja de que sus entradas/salidas digitales (incluida su interfaz serie SPI), soportan tensiones de 5V. (el LCP1769 opera con 3.3V y el ADE7753 con 5V).

La disponibilidad de memoria de este dispositivo hace que en base a la clasificación sugerida por la recomendación IEEE Std 1159-2009, los eventos registrados se limitan a eventos instantáneos.



De modo que en los siguientes experimentos el número de muestras a procesar se ha limitado a 4096, de las cuales las primeras se reservan para un registro circular de pre evento.

El ADE7753 operando a 4 MHz, puede muestrear las señales de tensión y corriente a 3906, 7812 y 15625 muestras por segundo, los experimentos se realizaron con las tres.

6.3 REFORMULACIÓN DE ALGORITMOS

6.3.1 GATILLADO Y SEGMENTACIÓN

Un punto de gatillado o disparo es el instante de tiempo en el cual un evento comienza o termina. Los métodos de gatillado detectan la presencia de un evento y en la mayoría de los casos los instantes de inicio y fin.

Para esta prueba se utilizan dos métodos simultáneamente, el primero, basado en cambios en el valor eficaz (RMS) ciclo a ciclo de la señal medida y el segundo basado en cambios abruptos en la derivada de la misma.

El valor eficaz calculado como:

$$V_{rms}(t_k) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=t_{k-N+1}}^{t_k} v^2(t)}$$

en este caso N es el número de muestras por ciclo.

La derivada se calcula muestra a muestra como:

$$\left|v_n - v_{n-1}\right| > \partial$$

Donde δ se determina en función de la variación máxima esperable para una onda sinusoidal según la frecuencia de muestreo usada y la resolución del conversor analógico digital utilizado.

Los algoritmos de gatillado comienzan a actuar luego de que el buffer de pre muestras ha sido llenado por primera vez.

6.3.2 REGISTRO Y CLASIFICACIÓN

Dada la poca cantidad de memoria disponible para esta prueba, un evento de mayor duración será registrado como dos eventos separados, uno que marca el inicio y otro el final del mismo, excepto en el caso de transitorios muy breves.

Otro aspecto a tener en cuenta en estas pruebas es que los valores medidos luego del disparo del evento, son llevados a valores “por unidad”, comprendidos entre +1.000 y -1.000, correspondiendo a los valores pico de la tensión nominal de línea, aproximadamente a +/- 311,13 Voltios respectivamente. Esto independiza a las etapas posteriores de entrenamiento del clasificador y su posterior uso, de la resolución de los conversores usados y eventualmente del valor nominal de tensión de línea.

La transformada wavelet en esta etapa, se realiza con la herramienta Matlab (®Mathwork),

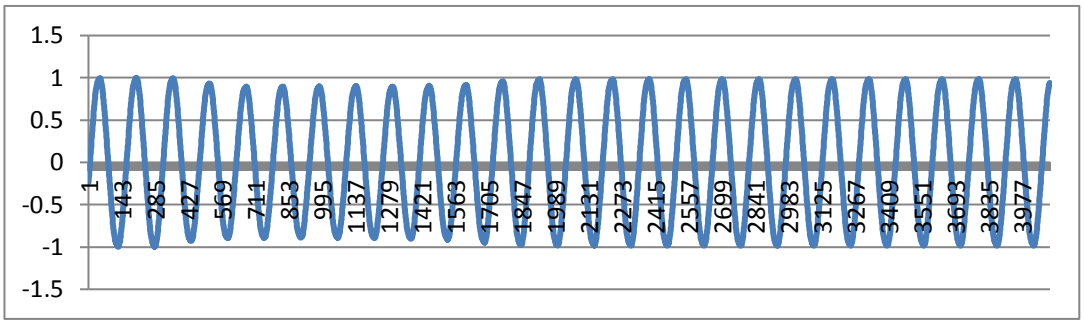
Ejemplos de registros de perturbaciones medidas

Los ejemplos que se muestran a continuación, corresponden a perturbaciones registradas en un período de cuatro meses en una red de distribución domiciliaria, en ellos se observa que la magnitud de las mismas es pequeña, lo que dificulta el proceso de clasificación.

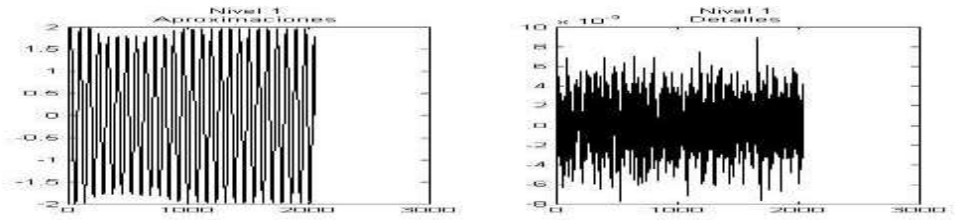
En todos los casos se muestra la forma de onda registrada, y su correspondiente descomposición “wavelet” (en aproximaciones y detalles)

Subtensión (sag):

Forma de onda registrada

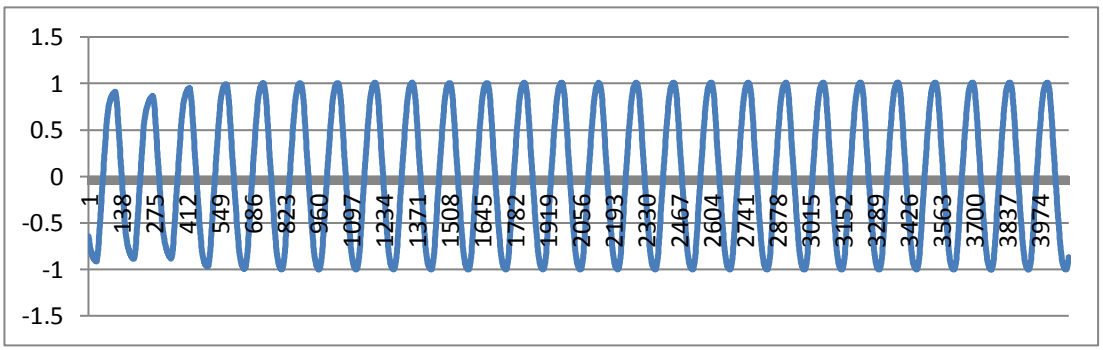


Aproximaciones y Detalles Wavelet

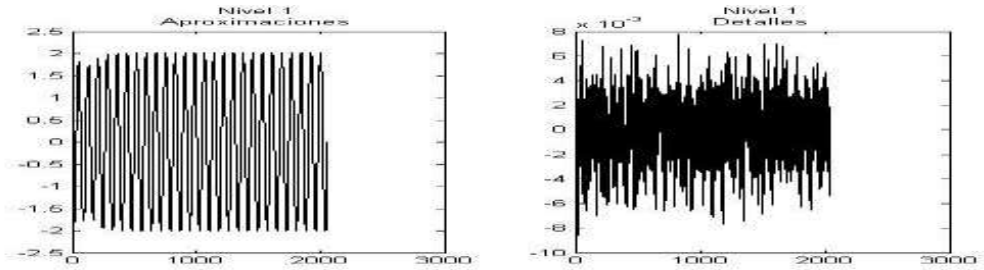


Sobretensión (swell):

Forma de onda registrada

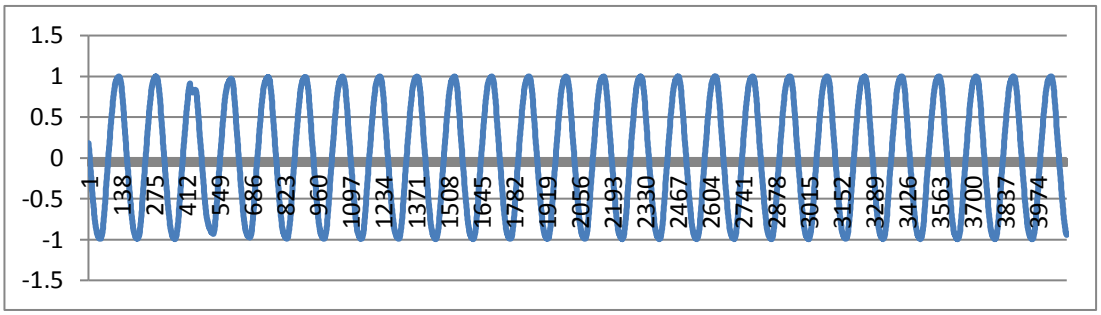


Aproximaciones y Detalles Wavelet

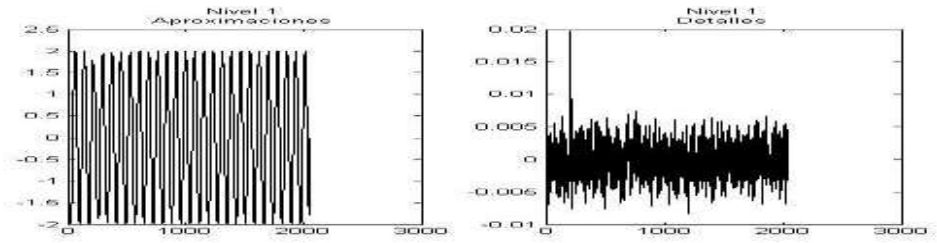


Transitorio de corta duración:

Forma de onda registrada

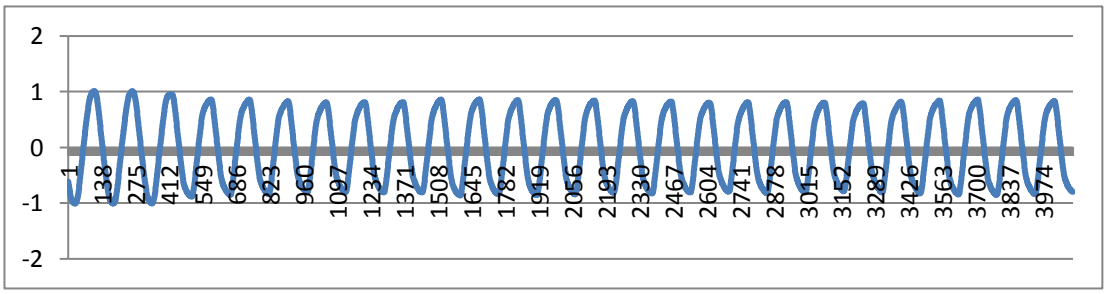


Aproximaciones y Detalles Wavelet

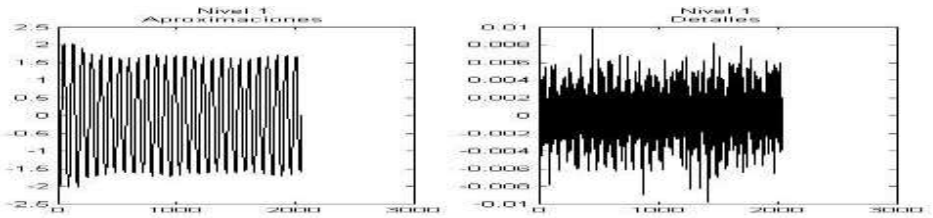


Subtensión con distorsión de onda:

Forma de onda registrada

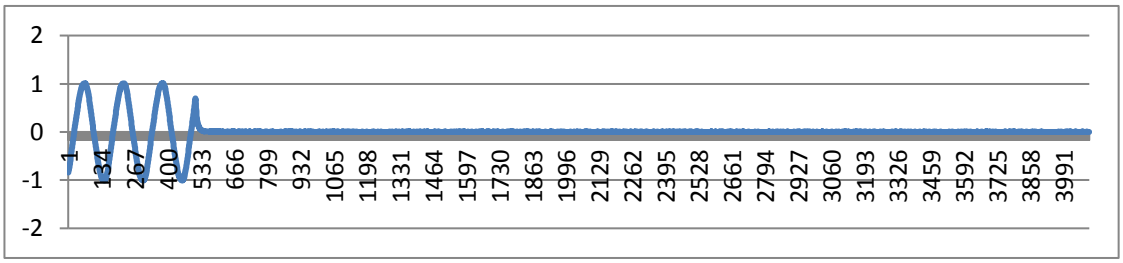


Aproximaciones y Detalles Wavelet

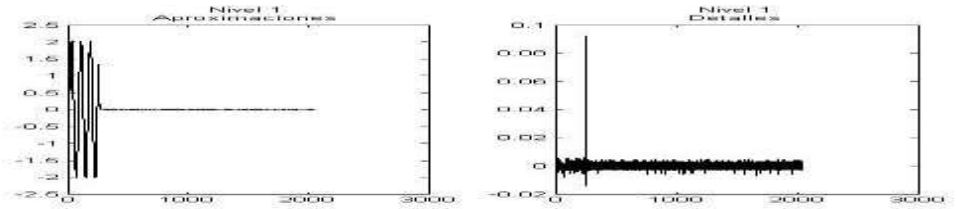


Corte (Inicio de evento)

Forma de onda registrada

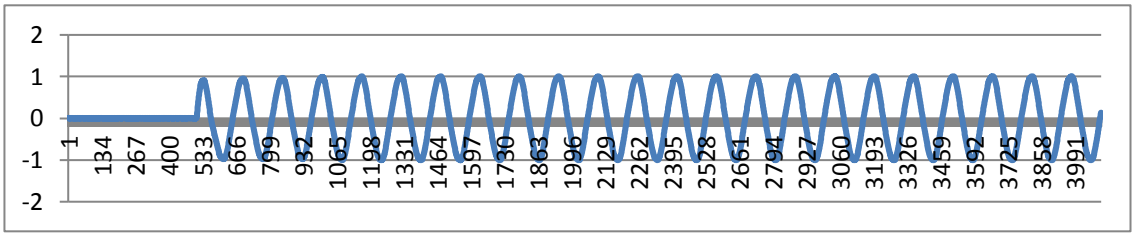


Aproximaciones y Detalles Wavelet

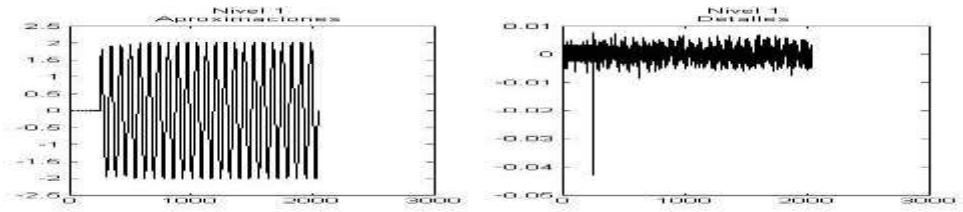


Corte (Fin de evento)

Forma de onda registrada



Aproximaciones y Detalles Wavelet



Observando los ejemplos anteriores, puede notarse en los detalles de la señal muestreada obtenidos mediante transformada *wavelet,* arrojan resultados donde sólo se ven valores significativos en los transitorios, en los cortes y en la distorsión de la forma de onda.

En base a los resultados obtenidos, se realizan los siguientes cambios:

6.3.3 GATILLADO POR VALOR EFICAZ

En el proceso de gatillado por diferencia de valor eficaz entre dos ciclos consecutivos, se reemplaza la fórmula de cálculo:

$$V_{rms}(t_k) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{t=t_{k-N+1}}^{t_k} v^2(t)} \qquad \text{Por:} \qquad Vref(t_k) = \sum_{k=0}^{k} |v(k)|$$

Donde k es el número de muestras por ciclo, de este modo se obtiene un valor de referencia que, si bien no es el valor eficaz de la onda muestreada, está directamente relacionado con él y su cálculo implica una reducción del tiempo de cómputo del mismo.

De este modo, el disparo del registro por variaciones de tensión se produce cuando la diferencia entre los valores calculados para dos ciclos consecutivos supera un cierto valor de umbral de disparo.

En la Figura 19 se observa el registro de la tensión de línea sin perturbaciones muestreada a 3906 muestras por segundo, es decir 78 muestras por ciclo para una frecuencia de línea de 50 Hz. en valores en crudo, tal como se leen en el ADC.

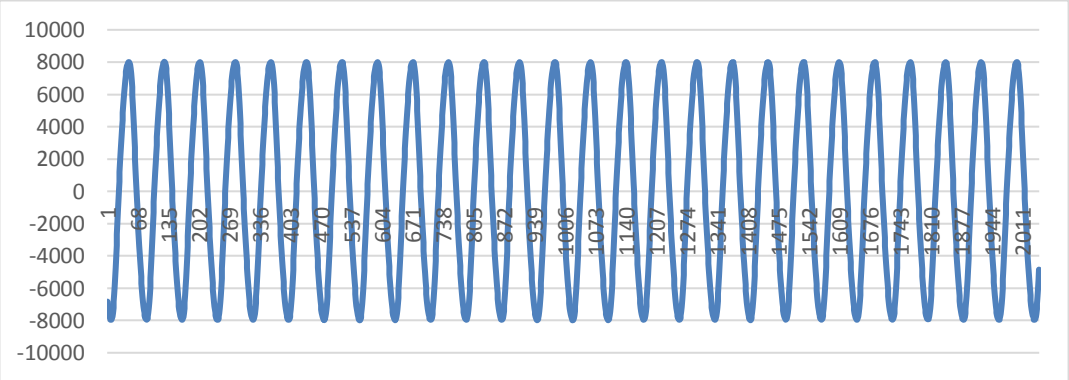


Figura 19: Tensión de línea muestreada a 3906 mps en valores en crudo.

En la Figura 20 se muestran los dos primeros ciclos registrados (78 muestras cada uno) y los valores absolutos de cada uno de ellos.

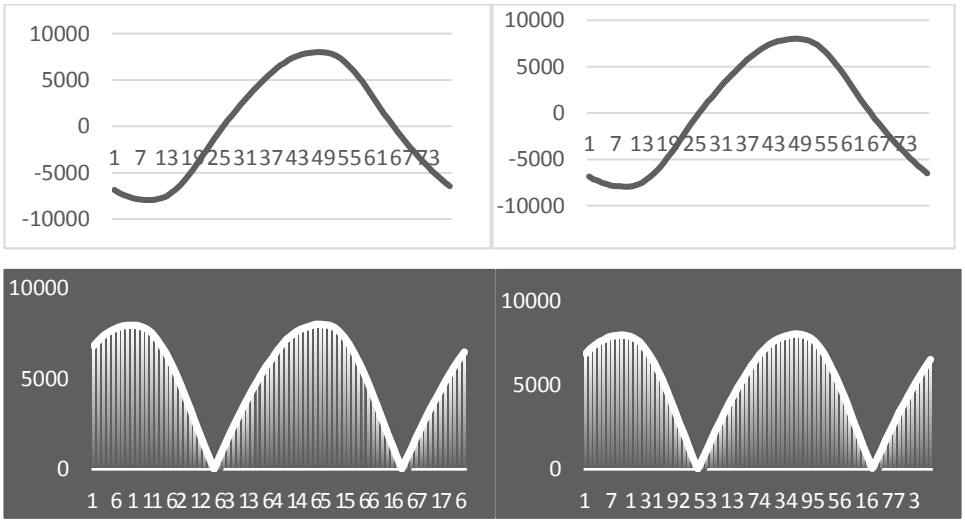


Figura 20: Primer y segundo ciclo registrados y sus correspondientes valores absolutos por muestra.

La sumatoria de los valores absolutos para cada ciclo resultan: 398539 y 3985470 respectivamente.

Si la diferencia entre estos dos valores supera cierto umbral se registra una variación de tensión, el signo de esta diferencia indicará si se trata de una sobre tensión o una sub tensión. Por ejemplo, si la diferencia de estos dos valores es por ejemplo de 30000 se tendrá una variación en más o en menos de aproximadamente un 7,5%

6.3.4 GATILLADO POR WAVELET

En cuanto al disparo por derivada, este se reemplazó por el cálculo de los coeficientes de detalles wavelet en el micro controlador utilizado, dicho cálculo se realiza cada dos muestras, es decir cada 0,5 ms para una velocidad de muestreo de 3906 muestras por segundo, cada 0,25 ms para una velocidad de muestreo de 7812 muestras por segundo y cada 0,13 ms para una velocidad de muestreo de 15625 muestras por segundo.

Las pruebas se hicieron con las wavelets DB4, DB6 y DB8, y no se apreciaron diferencia significativa entre ellas en cuanto a la precisión en el disparo ante un evento transitorio.

Las funciones para calcular estos coeficientes son:

Para DB4:

```
void WaveletDB4(void)
{
 Wvca = (-0.183*d1)+(-0.317*d2)+(1.183*dn_1)+(-0.683*dn);
 d1=dn_1;
 d2=dn;
}
```

Para DB6:

```
void WaveletDB6(void)
{
 Wvca= (0.0499*d1)+(0.120*d2)+(-0.19093*d3)+(-0.65037*d4)+(1.14112*dn_1)+(-0.47047*dn);
 d1=d3;
 d2=d4;
 d3=dn_1;
 d4=dn;
}
```

Para DB8:

```
void WaveletDB8(void)
{
 Wvca=(-0.01499*d1)+(-0.04650*d2)+(0.04362*d3)+(0.26451*d4)+(-0.03958*d5)+(-
 0.89220*d6)+(1.01095*dn_1)+(-0.32580*dn);
 d1=d3;
 d2=d4;
 d3=d5;
 d4=d6;
 d5=dn_1;
 d6=dn;
}
```

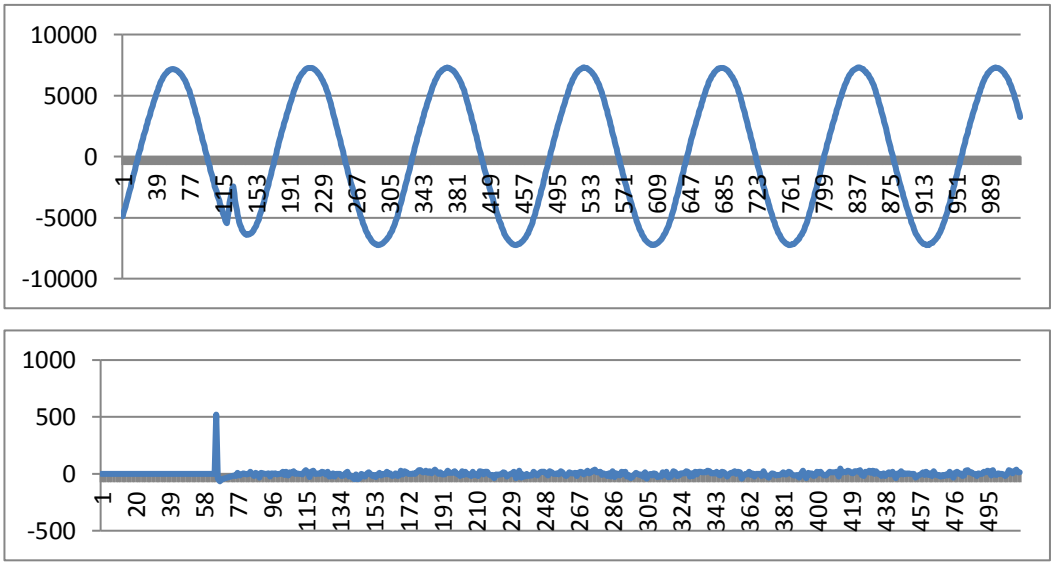
Donde dn_1 y dn son las dos últimas muestras obtenidas.

Para disminuir el tiempo de procesamiento en estas funciones se usan variables globales, no tiene argumentos ni retornan valores. El resultado del cálculo queda en la variable global “Wvca”, fueron diseñadas así para poder ser llamadas mediante un puntero a función en el lazo principal del programa.

Para poder almacenar en memoria los coeficientes calculados y compararlos con los obtenidos en Matlab, se redujo el espacio de memoria para las muestras de pre evento, así como el espacio destinado al evento en sí mismo.

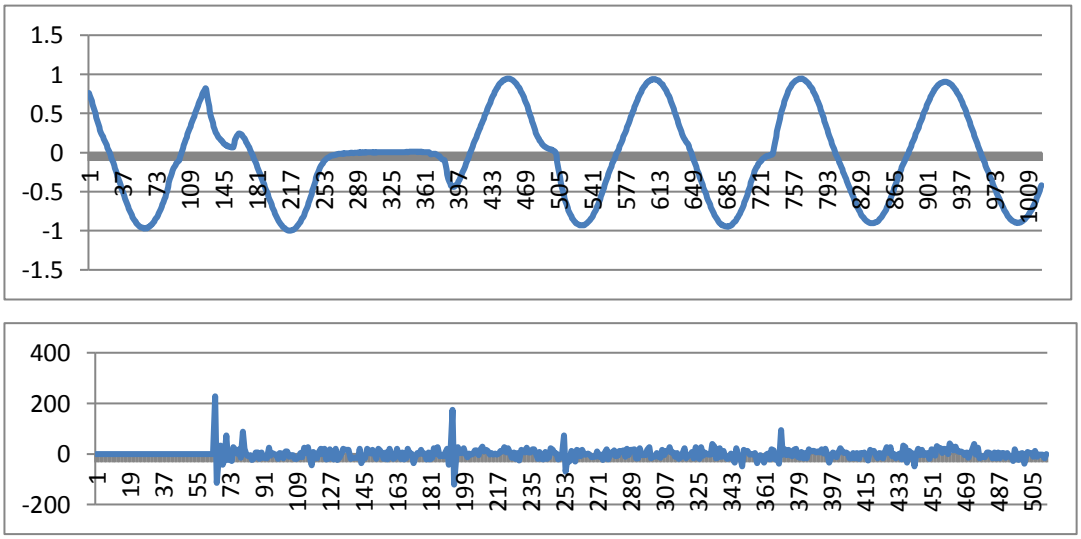
Los eventos reales registrados que se muestran a continuación son los más significativos, observados en una instalación domiciliaria por un período de alrededor de un año. Mas registros pueden verse en el Anexo II.

Transitorio breve disparado por wavelet DB4 con una frecuencia de muestreo de 7812 muestras por segundo y representado en valores en crudo, es decir tal como se leen en el registro de muestreo del canal de tensión del ADE7753.

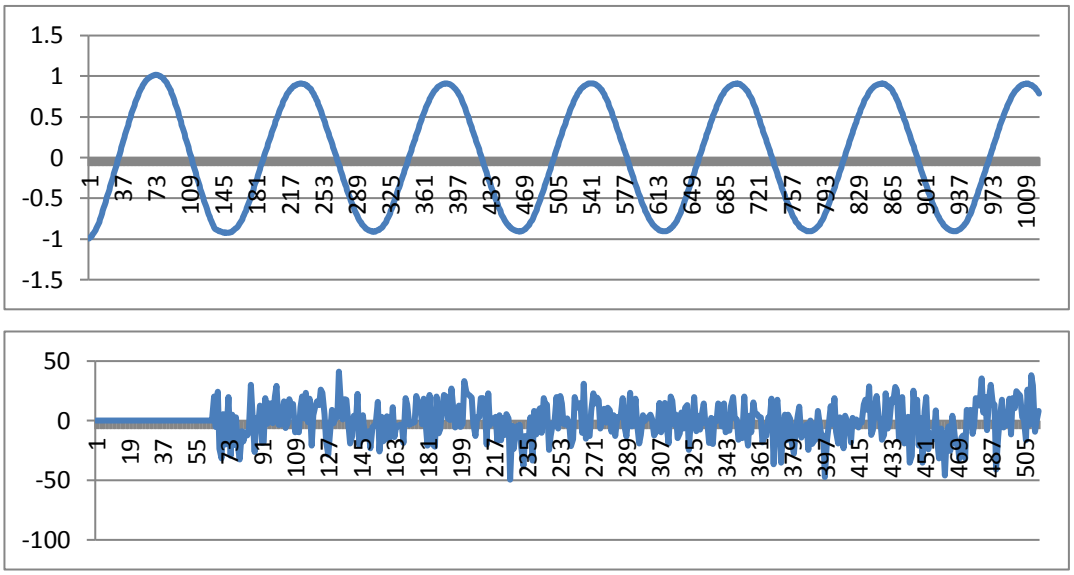


Se observa la alta resolución temporal de esta transformada. Este evento no hubiera sido detectado por diferencia de valor RMS ya que no altera suficientemente al mismo.

Hueco de tensión detectado con DB4 a 7812 muestras por segundo, representado en valores por unidad.

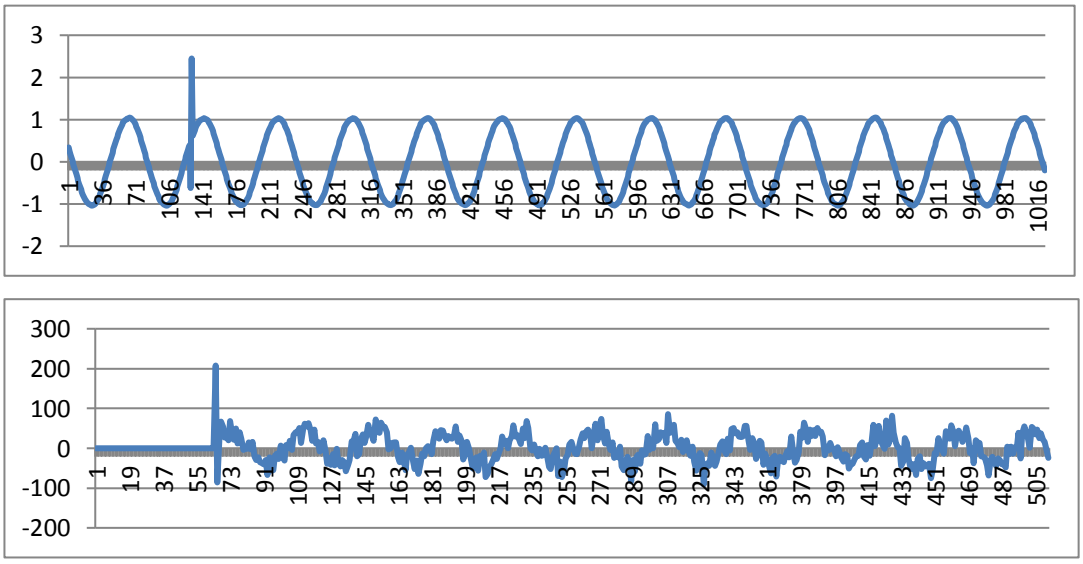


Sub tensión detectada por variación de valor RMS a 7812 muestras por segundo, representado en valores por unidad.

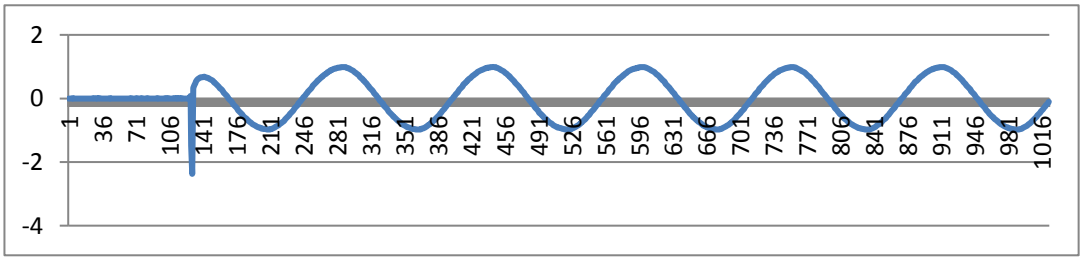


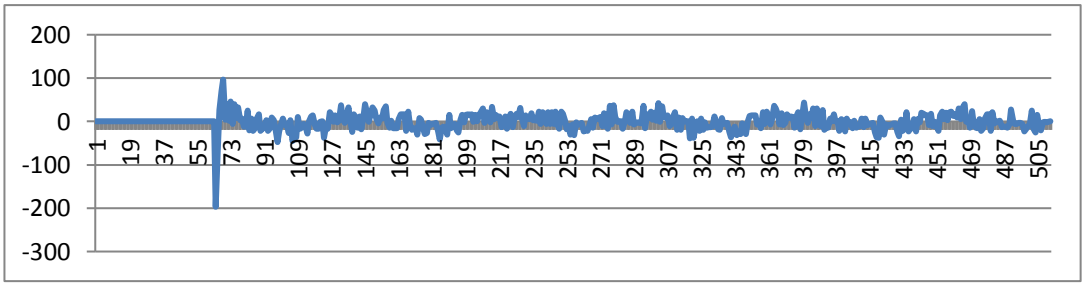
Se observa que la transformada wavelet no detecta variaciones leves de tensión que no afecten la forma sinusoidal de la onda de tensión.

Transitorio de corta duración y gran amplitud detectado por wavelet DB4 a 3906 muestras por segundo.



Final de un corte de suministro con un transitorio de gran amplitud, producido durante una tormenta eléctrica, detectado por wavelet DB4 a 7812 muestras por segundo.

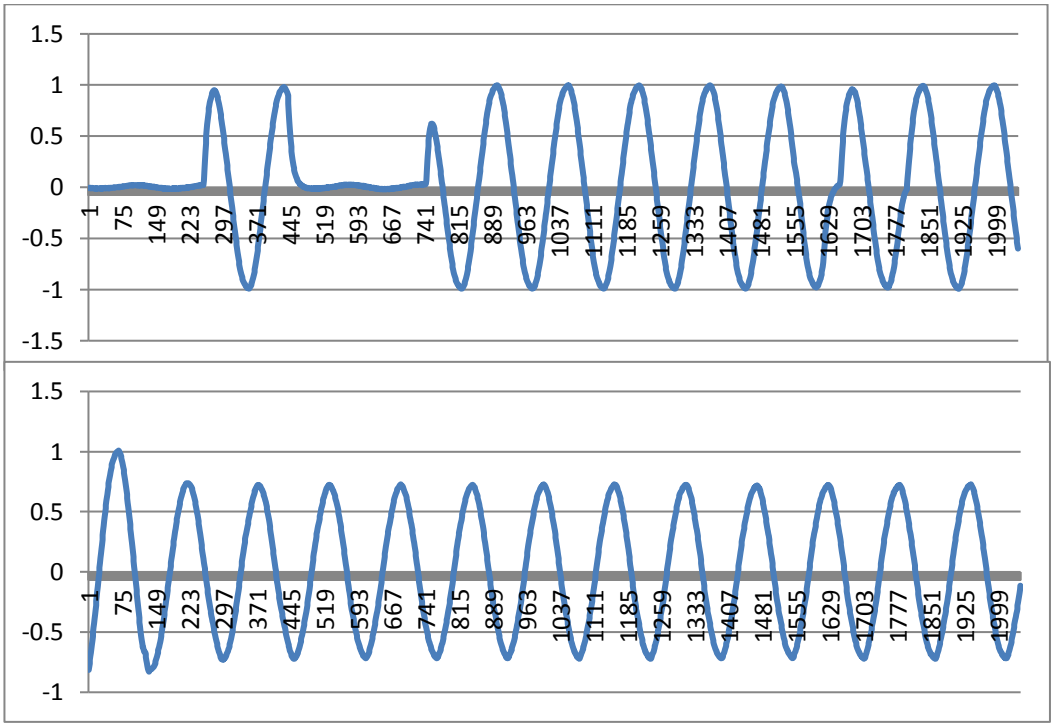




Los resultados obtenidos al utilizar un dispositivo medidor de energía para la digitalización de la señal a analizar, junto con la implementación de algoritmos de disparo (“gatillado”) basados en la transformada wavelet calculados en tiempo real, produjeron un giro en esta investigación.

Esto es: **el gatillado pre clasifica el evento**, dado que el signo de la diferencia entre la sumatoria de los valores absolutos de las muestras tomadas entre dos ciclos consecutivos de tensión de línea, indica si se trata de una sobre tensión o una sub tensión, mientras que si se produce por el valor del coeficiente wavelet calculado cada dos muestras, indica un transitorio.

Comprobada la eficacia del gatillado mediante el cálculo de coeficientes Wavelet en cuanto a eventos transitorios se refiere, se decide no almacenar los mismos en memoria, de modo de ganar espacio para poder registrar durante un tiempo más, la forma de onda de la perturbación. A modo de ejemplo se muestra el final de un corte con un hueco de tensión asociado, registrado a 7812 muestras por segundo y disparado por DW4 y una sub tensión donde el registro se dispara por la diferencia entre los valores calculados ciclo a ciclo por el algoritmo utilizado, con la misma frecuencia de muestreo.



Estos ejemplos son de señales reales no simuladas. Y no son frecuentes, al menos en la red eléctrica donde se realizaron la mayoría de las mediciones.

Es decir, no resulta necesario un clasificado inteligente para cumplir con los objetivos propuestos.

Por otro lado, el ADE7753, continúa calculando entre otras variables, la energía activa, aparente y reactiva mientras muestrea las señales de tensión y corriente de línea, lo que podría dar lugar al desarrollo de un medidor de energía con la capacidad suficiente para detectar y clasificar perturbaciones en calidad de potencia.

CAPÍTULO 7

7 DESCRIPCIÓN DEL SOFWARE

7.1 LAZO PRINCIPAL

El lazo principal del programa desarrollado es relativamente simple, se configuran las interfaces y las variables globales a utilizar, entre ellas el *buffer* circular utilizado para las muestras previas al evento y el *buffer* de muestras del evento en sí mismo y sus correspondientes punteros. El *buffer* destinado al pre evento se dimensiona como un vector cuyo tamaño es potencia de dos (2^n) de modo de simplificar su operación en forma circular.

Se configura el ADE7753 para muestrear su canal de tensión a la velocidad elegida y generar una interrupción por cada muestra.

El resto de este lazo depende de las interrupciones recibidas, por cada una de ellas se usa una "*máquina de estados"* para determinar si se ha detectado el inicio de un evento y debe ser registrado.

Se han omitido en el diagrama las operaciones de comunicación serie utilizadas con fines de depuración. Un esquema del lazo principal puede verse en la Figura 21.

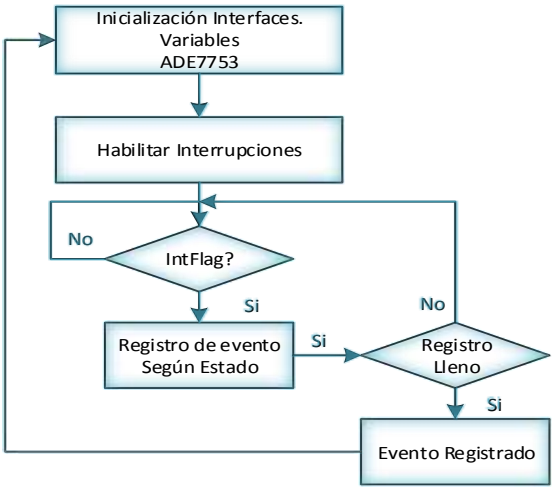


Figura 21: Lazo principal del programa utilizado.

7.2 INTERRUPCIÓN ADE7753

De todas las interrupciones que puede generar este dispositivo, en este trabajo solo se usa la que indica que se ha adquirido una nueva muestra en el ADC correspondiente al canal de tensión (WSMP) el resto se ignoran.

Esta rutina de servicio de interrupción se diseñó para realizar las mínimas tareas necesarias para adquirir el dato, teniendo en cuenta que este puede estar disponible más de 15.000 veces por segundo.

El dato leído queda en una variable global (Vmed) y se activa una bandera de interrupción (IntFlag) para señalizar al lazo principal del programa que hay un nuevo dato disponible.

Un esquema de esta “ISR” se muestra en la Figura 22.

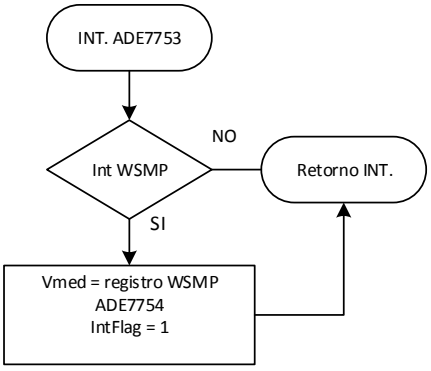


Figura 22: Diagrama de la rutina de servicio de interrupción del ADE7753.

7.3 MAQUINA DE ESTADOS PARA GATILLADO Y REGISTRO DE EVENTO

Se usa una máquina de cuatro estados numerados de cero a tres. El estado cero (0) tiene solo la función de llenar por primera vez el *buffer* circular de registro de pre evento y calcular los coeficientes wavelet de modo de evitar el problema de bordes que presenta este cálculo (ver Anexo I), una vez lleno este *buffer* circular, es decir su puntero dio la primera vuelta, se pasa al estado 1.

En el estado 1 se registra el dato en el *buffer* circular y se calcula la sumatoria de los valores absolutos de las muestras adquiridas durante un ciclo de la tensión de línea, el que será usado como valor de referencia para

el gatillado por sub o sobre tensiones comparándolo con el mismo cálculo del ciclo siguiente. En este estado también se calcula cada dos muestras (muestras pares) el coeficiente de detalles wavelet, si este supera cierto umbral se pasa al estado 3 disparándose un evento clasificado como transitorio. Un esquema de esta máquina se observa en la Figura 23.

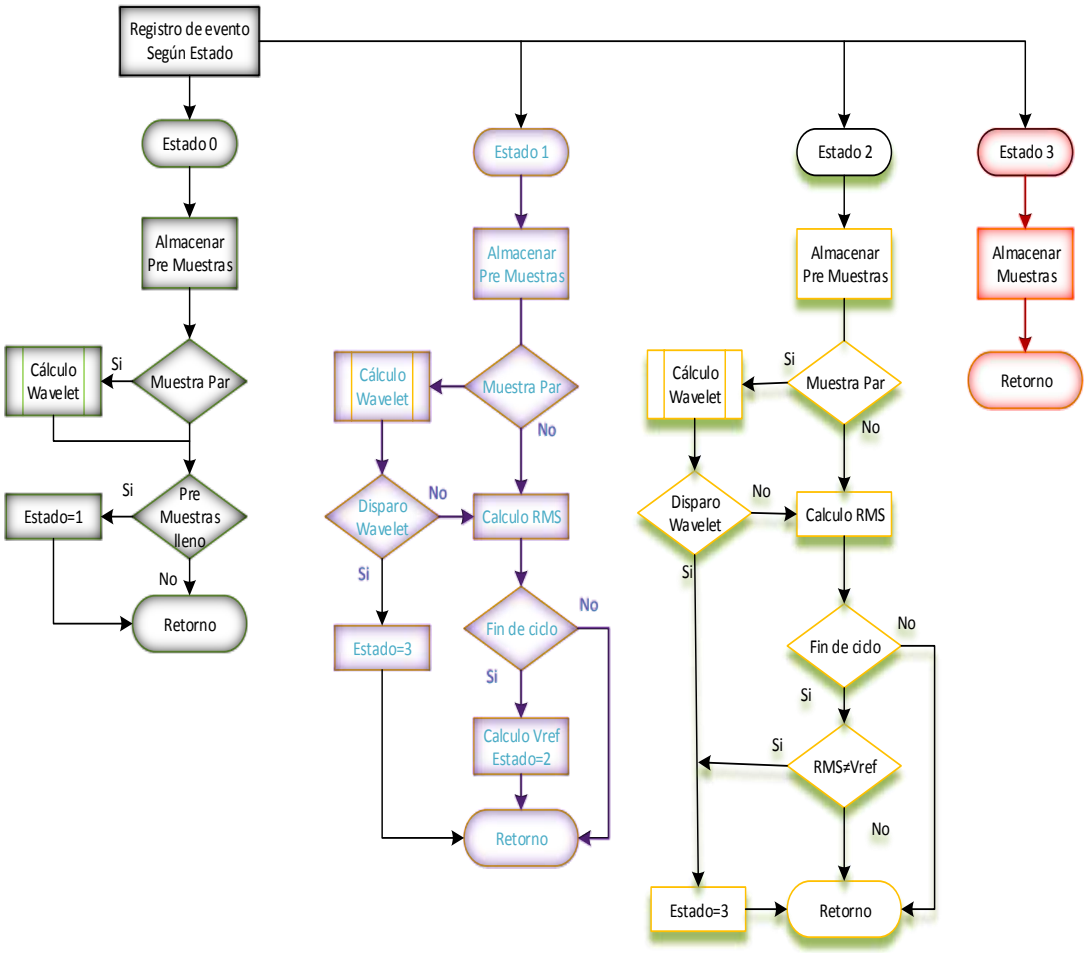


Figura 23: Máquina de estados para gatillado y registro de evento

En el estado 2, se continúa actualizando el *buffer* circular de pre evento, se calcula el coeficiente wavelet cada dos muestras, y de superarse un cierto umbral se pasa al estado 3 disparándose un evento clasificado como transitorio. De no ocurrir esto, se realiza la sumatoria de los valores absolutos leídos hasta completar un ciclo de la tensión de línea, una vez completado se compara el valor obtenido con el valor de referencia

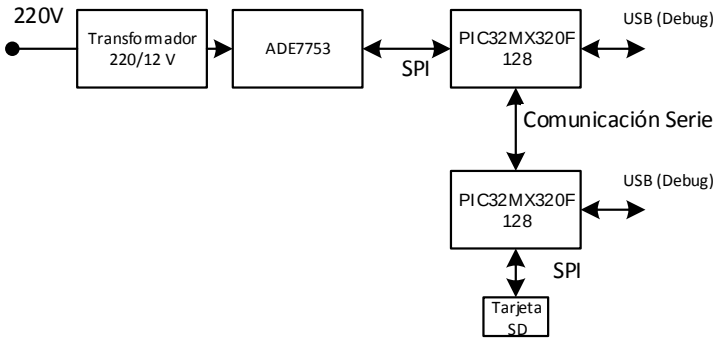
calculado en el estado 1, si su diferencia supera un determinado valor de umbral, se dispara el registro de una sub o sobre tensión, según sea el signo de esta diferencia.

El programa permanecerá en este estado mientras no se disparen registros de evento.

El estado 3 es el estado de registro de un evento disparado en el estado 2, aquí solo se almacena el valor leído del ADE7753 en un vector de datos destinado al evento en sí mismo.

Se continúa en este estado hasta que el lazo principal determina que el vector de eventos está lleno, lo que indica el fin del registro.

Una vez registrado el evento es enviado mediante una comunicación serie a 115200 baudios a un módulo encargado de archivarlo en una tarjeta de memoria SD, en formato de texto de modo de poder ser analizado por distintas herramientas informáticas.



CAPÍTULO 8

8 CONCLUSIONES

La extracción de las características de las perturbaciones mediante la transformada wavelet de Daubechies, el cálculo de sus normas y su clasificación mediante árboles de decisión arrojaron resultados satisfactorios con señales simuladas.

Los árboles de decisión y las redes neuronales presentaron mejor desempeño frente a otros clasificadores con características obtenidas mediante wavelet de Daubechies, a partir de DB4 y superiores.

El uso de un dispositivo diseñado para la medición de energía (ADE7753) resulta adecuado para el acondicionamiento y digitalización de la onda de tensión de línea.

Los sistemas embebidos que operan con sistemas operativos tipo “Linux”, no resultaron adecuados para trabajar en tiempo real con altas tasas de muestreo.

La comparación de valores relacionados con el valor RMS entre dos ciclos consecutivos de la tensión de línea permite registrar el inicio de sub tensiones y sobre tensiones.

El cálculo de coeficientes de detalles wavelet cada dos muestras de la señal, permite identificar la ocurrencia de un evento transitorio.

No se encontraron diferencias significativas entre DB4, DB6 y DB8 en cuanto a la precisión en la detección del inicio de un evento transitorio.

El método de “gatillado” del registro de un evento también lo pre clasifica, no siendo necesario el uso de clasificadores inteligentes.

Es posible efectuar medidas de calidad de potencia, en tiempo real y a un costo razonable. Lo que verifica la hipótesis de este trabajo.

Trabajos futuros:

Realizar mediciones y registros de calidad de potencia en distintos puntos de redes de suministro eléctrico de modo de obtener valores estadísticos que permitan avanzar sobre métodos para determinar el posible origen de los fenómenos.

Incorporar módulos de comunicaciones para la interconexión de varios registradores en red y el posible envío de sus registros a un repositorio de datos.

Explotar las distintas prestaciones del ADE7753, para registrar además de las perturbaciones en calidad de potencia, variables como potencia activa y reactiva, corriente, fase, frecuencia, etc. Con microcontroladores más potentes de modo disponer de un contexto más amplio en el momento de producirse un evento.

ANEXO I

Transformadas generalizadas

Una transformada lineal de una función en general puede definirse como:

$$S(a,\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}\psi_a^*(t-\tau)\cdot x(t)\,dt \qquad (1)$$

Según se defina la función $\psi(a,\tau)$ se tendrán distintos tipos de transformada:

Tabla 4: Tipos de transformada según la función transformante.

Tipo de Transformada	$\psi(a,\tau)$	Comentario
Fourier	$e^{\frac{-jt}{a}}$	1/a juega el papel de ω
Gabor	$e^{-\frac{jt}{a}}\cdot w(t-\tau)$	*w* Función de ventana (normalmente gausiana)
Wavelet	$\frac{1}{\sqrt{a}}\cdot\psi\left(\frac{t-\tau}{a}\right)$	El escalado caracteriza al wavelet, no la función ψ

La transformada (1) se puede considerar un producto interior:

$$S(a,\tau)=\left\langle \psi_{a,\tau}^*(t), x(t)\right\rangle$$

Visto así, cualquier transformada de una función puede considerarse un cambio de base siempre que las funciones base sean ortogonales lo que es necesario como se verá, para conservar la información:

$$\left\langle \psi_{a,\tau}^*(t), \psi_{b,\theta}(t)\right\rangle = \delta_{ab}\delta_{\tau\theta}$$

Donde ∂_{ab} y $\partial_{\tau\theta}$ Son funciones delta de Kronecker, de dos variables, y valen 1 si las variables son iguales y 0 si son diferentes

$$\delta_{ij}=\begin{cases}1 & \text{si } i=j\\ 0 & \text{si } i\neq j\end{cases}$$

Esta exigencia de ortonormalidad se cumple automáticamente para Fourier y se cumple sólo aproximadamente para Gabor. (Físico húngaro, premio Nobel de Física, conocido por ser el inventor de la holografía).

Hay una cuarta transformada que se puede definir de una forma natural en el formalismo de productos interiores: la transformada identidad. Es la transformación trivial con: $\psi_{a,\tau}(t) = \delta_{\pi t}$ que transforma $x(t)$ en $x(t)$.

Para una señal de *N* puntos que dura un tiempo *T*:

Fourier: $\Delta t = T$ y $\Delta f = \frac{1}{(2T)}$ Identidad: $\Delta t = \frac{T}{N}$ y $\Delta f = \frac{N}{(2T)}$

La transformada wavelet está a mitad de camino entre la transformada de Fourier (con $\Delta t = \infty$ y $\Delta f = 0$) y la identidad (con $\Delta t = 0$ y $\Delta f = \infty$). Es un compromiso entre resolución temporal y resolución en frecuencia.

Definición de wavelet

La transformada wavelet continua es como se indicó en (1):

$$S(a,\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_a^*(t-\tau) \cdot x(t)\, dt \qquad \text{Con} \qquad \Psi_a(\tau) = \frac{1}{\sqrt{a}} \cdot \psi\left(\frac{t-\tau}{a}\right)$$

Donde ψ_a* indica complejo conjugado

Escribiendo (1) usando transformada de Fourier:

$$\mathcal{S}(a,\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{\psi}(a\omega)^* \cdot \tilde{x}(\omega) e^{-j\omega\tau}\, d(\omega)$$

Donde $\tilde{\psi}(\mathbf{a\omega})^*$ Actúa como un filtro, la expresión con ~ significa *Transformada de Fourier*

$S(a,t)$ se puede interpretar como la versión filtrada de $x(t)$, usando un filtro pasa banda de "escala a" centrado en la frecuencia $\omega = \frac{1}{a}$.

De la expresión anterior se puede deducir que la transformada wavelet, "promediada" sobre la variable *t*, se aproxima al espectro de Fourier.

$$\langle S^2(a,\tau)\rangle_t = \int \left|\widetilde{\psi_a}\right|^2 |\tilde{x}(\omega)|^2 d\omega$$

En otras palabras, la forma del espectro de wavelets promediada, es igual a la forma suavizada con el filtro de los wavelets, del espectro de Fourier.

Se supone siempre que $x(t)$ es una señal cuadrado integrable para cumplir la condición de energía finita

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt < \infty$$

La función ψ debe cumplir con el requisito:

Condición de admisibilidad: $C_\psi = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\tilde{\psi}(\omega)|^2}{\omega} d\omega < \infty$ (2)

Esta garantiza cierta localización en el espacio de frecuencias y permite la inversión de la transformada. Se supone que ψ también está localizada en el tiempo.

Matemáticamente, no hay más exigencias. Por tanto, las funciones admisibles como wavelets son muchas. La expresión (2) implica que la componente de frecuencia cero, (continua) de la transformada de Fourier de la wavelet debe ser cero, así que su promedio debe ser cero.

En la expresión: $\psi_a(\tau) = \frac{1}{\sqrt{a}} \cdot \psi\left(\frac{\tau}{a}\right)$ el factor $\frac{1}{\sqrt{a}}$ no es necesario.

Se usa también $\frac{1}{a}$ o 1, pero el factor $\frac{1}{\sqrt{a}}$ garantiza que la potencia total de la señal (suma de cuadrados de valores de muestra) puede quedar expresada como la suma de cuadrados de los coeficientes wavelet y aproximación residual

Como ejemplo, utilizando código Matlab (®Mathwork), una sinusoide de amplitud 1 tiene una potencia total (valor rms) de 0.5 que se puede calcular a través del promedio de la suma de cuadrado de sus muestras

```
N=1024;for i=1:N, x(i)=sin(2*pi*(i-1)/N); end
P1=1/N*sum(x.^2)
```

La misma potencia se puede calcular promediando la suma de cuadrados de coeficientes wavelet y aproximación correspondientes (según el nivel de descomposición)

```
[C,L] = wavedec(x,3,'db4');
P2=1/N*sum(C.^2)
```

Esto es gracias a que en cada escala se divide sucesivamente por $\sqrt{a}$, si no es imposible reproducir el mismo valor de potencia

La transformada es invertible, y la inversa es:

$$x(t) = C_{\psi}^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} d\tau \int_{0}^{\infty} \frac{da}{a^2} \psi_a(t-\tau) S(a,\tau)$$

donde C_ψ es la constante de normalización de la condición de admisibilidad (2).
Así, la señal es una superposición lineal de wavelets $\psi_{a,t}$ con coeficientes $S(a,t)$.

En el espacio de wavelets, el elemento de volumen natural es: $\frac{d\tau da}{a^2}$, invariante bajo cambios en tiempo o escala, ya que $\Delta t \Delta\omega = cte$ (Principio de Incertidumbre de Heisenberg).

Transformada wavelet discreta (DWT)

La transformada discreta de wavelets surge al restringir los parámetros *a* y *τ* a ciertos valores discretos.
La elección más común es una estructura *diádica*:

$$W_{j,k} = \frac{1}{2^{\frac{j}{2}}} \int_{-\infty}^{\infty} \psi^*\left(2^{-j}\tau - k\right) x(\tau) d\tau$$

(W es la transformada wavelet discreta para distinguirla así de la continua S.)
y su inversa:

$x(t) = \sum_{j,k \in z} W_{j,k} \tilde{\psi}_{j,k}(\tau) d\tau$ donde $\tilde{\psi}_{j,k}(\tau)$ es una función a definir

Si se considera la transformada wavelet discreta (DWT) como un conjunto de filtros pasa banda, la elección de una estructura diádica permite que estos filtros tengan distinta resolución en frecuencia, contrariamente a lo que ocurre con la transformada de Gabor (STFT), donde todos los filtros tienen la misma resolución en frecuencia.

En estas condiciones, los filtros de la DWT tendrán una relación de una octava entre cualquier par de bandas vecinas. (G. Strang and T. Nguyen. "Wavelet and Filter Banks". 1996)[30].

Estas transformadas se pueden definir incluso para funciones no ortogonales. Sin embargo exigir ortogonalidad, lleva al concepto del análisis multi resolución.

Transformada discreta ortogonal

El análisis wavelets cobró importancia cuando se descubrió que existen funciones ortogonales de este tipo. Esto implica conservación de

información y la posibilidad de construir algoritmos rápidos. Entre las wavelets ortogonales se distinguen las wavelets de soporte compacto, que sólo difieren de cero en un intervalo finito y permiten algoritmos de transformación, incluso más rápidos que la FFT.

El principio básico de este análisis de señal es que cada wavelet se genera a partir de una función de escalado Φ, definida como:

$$\Phi(x) = \sum_{k=0}^{N-1} h_0(k)\Phi(2x-k)$$

Similarmente la wavelet madre se construye a partir de la función de escala como:

$$\Psi(x) = \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^k h_1(k)\Phi(2x+k-N+1)$$

Y la expansión de una señal queda expresada como:

$$f(x) = a_0 + a_1\psi(x) + \cdots + a_{2^j+k}\ \psi(2^j x - k)$$

Donde: $a_0 = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)\Phi(x)dx$ $\qquad a_{2^j+k} = 2^j \int f(x)\Phi(2^j x - k)$

La señal queda descompuesta en diferentes escalas, cada una de las cuales representa una banda de frecuencias centradas en f_c:

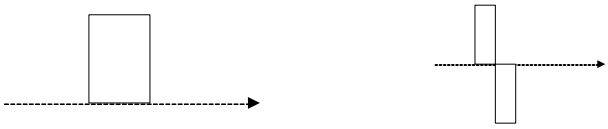
$f_c = \frac{f_s}{2^n} 2^l \qquad l = 0,1,2 \ldots n-1$

donde f_s es la frecuencia de muestreo y l el número de escala o nivel

Como ejemplo se muestra la wavelet “Haar” que corresponde a la wavelet “Daubechies” de orden 2:

Función de Escala (integrar) wavelet (diferenciar)

Φ Ψ

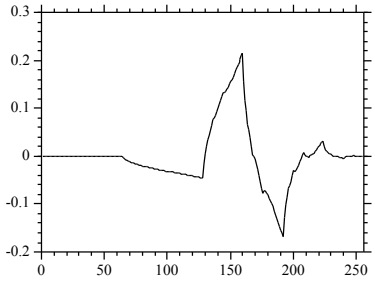


Wavelets de Daubechies

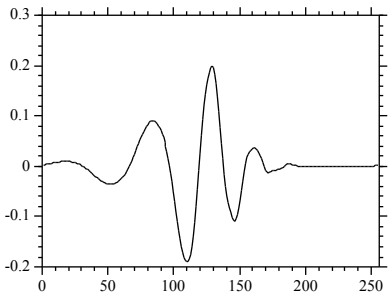
Las wavelets de Daubechies son las más conocidas.

Como ejemplo se muestra Ψ para un orden 4 y 12

orden 4



orden 12



Estas wavelets son fractales. Su estructura surge automáticamente a partir de las reglas de escalado y ortogonalidad. Sus derivadas no son continuas, lo que es una característica de las wavelets de soporte compacto.

Como ejemplo se construye la wavelet de Daubechies de soporte *N=4*. De modo que la función de escala madre de cada nivel *j*, debe construirse a partir de cuatro funciones de escala de nivel *j-1*:

$$\Phi(x) = \sum_{k=0}^{N-1} h_0(k)\Phi(2x-k)$$

Similarmente la wavelet madre se construye a partir de la función de escala como:

$$\Psi(x) = \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^k h_1(k)\Phi(2x+k-N+1)$$

Que es ortogonal a la función de escala, esto es un filtro dual: Φ suaviza (pasa bajos), y Ψ diferencia (pasa altos).

Tomando las definiciones anteriores como una prescripción iterativa para la construcción de las wavelets, y aplicándolas repetidas veces sobre una función arbitraria inicial, esta evolucionará hacia la función escala y wavelet deseadas. Sin embargo, se puede proceder de una manera más sistemática.

Integrando la ecuación de Φ a ambos lados, se obtiene:

$$\int_{-\infty}^{\infty}\Phi(x)dx=\sum_{0}^{N-1}h_0(k)\int_{-\infty}^{\infty}\Phi(2x-k)dx=\sum_{0}^{N-1}h_0(k)\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}\Phi(y)dy$$

De donde se desprende que:

$$\sum_{0}^{N-1}h_0(k)=2 \qquad (3)$$

La (3) es la primera condición que deben cumplir los coeficientes ***$h_0(k)$*** y garantiza **la conservación del área** para la función de escala, al re escalarla.

Las wavelets de soporte *N* tienen *N* coeficientes, así que para definirlos inequívocamente hay que encontrar *N* ecuaciones para ellos. Ya se tiene una (la conservación de área).

Se puede obtener otra condición a partir del espectro de la función de escala:

$$P(\omega)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\Phi(x)e^{-j\omega x}dx$$

Usando la definición de *Φ*:

$$P(\omega)=\frac{1}{2\pi}\sum_{k}h_0(k)\int_{-\infty}^{\infty}\Phi(2x-k)e^{-j\omega x}dx=\frac{1}{2}\sum_{k}h_0(k)e^{-\frac{j\omega k}{2}}P\left(\frac{\omega}{2}\right)$$

Definiendo a $p\left(\frac{\omega}{2}\right)=\frac{1}{2}\sum_{k}h_0(k)e^{-\frac{j\omega k}{2}}$

$$P(\omega)=p\left(\frac{\omega}{2}\right)P\left(\frac{\omega}{2}\right)=p\left(\frac{\omega}{2}\right)p\left(\frac{\omega}{4}\right)P\left(\frac{\omega}{4}\right)$$

Y con: $$P(0)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\Phi(x)dx=\frac{1}{2\pi}$$

$$P(\omega)=\frac{1}{2\pi}\prod_{i=1}^{\infty}p\left(\frac{\omega}{2^i}\right)$$

Esta sucesión infinita de productos, debe ser finita. Daubechies impone un cero de orden *N* en el punto $\omega = 2\pi$

$\frac{d^m p(\omega)}{\omega^m}=0$ Para m = 0 …..N $\qquad \sum_{k=0}^{N-1}(-1)^k k^m h_0(k)=0$

Para m = 0 $\qquad \sum_{k=0}^{N-1}(-1)^k h_0(k)=0 \qquad (4)$

La condición (4) se conoce como la **condición de exactitud** *(accuracy condition)*, ya que esta elección garantiza la mejor precisión posible en la representación de una función por wavelets, cuando la función es un polinomio.

Finalmente, hay otra condición más general para garantizar que la inversa de la transformada de wavelets, escrita como una multiplicación de matrices, sea igual a la traspuesta de la transformada directa ($A^{-1} = A^T$) en otras palabras, que la transformada sea ortogonal. Es la **condición de ortogonalidad**:

$\sum_{k=0}^{N-1}h_0(k)^2=2 \qquad \sum_{k=0}^{N-1}h_0(k)h_0(k+2m)=0$ para m > 0

Si bien ahora hay *N+1* ecuaciones, existen dependencias entre ellas de tal forma que hay una ecuación redundante
Para N = 4, se tiene:

$\sum_{k=0}^{N-1}h_0(k)=2 \qquad h_0(0)+h_0(1)+h_0(2)+h_0(3) = 2$

$\sum_{k=0}^{N-1}(-1)^k h_0(k)=0$

Para m = 0 $h_0(0) - h_0(1) + h_0(2) - h_0(3) = 0$

$$\sum_{k=0}^{N-1}(-1)^k k h_0(k) = 0$$

Para m = 1 $- h_0(1) + 2\,h_0(2) - 3\,h_0(3) = 0$

$$\sum_{k=0}^{N-1} h_0(k)^2 = 2 \qquad h_0(0)^2 + h_0(1)^2 + h_0(2)^2 + h_0(3)^2 = 2$$

$$\sum_{k=0}^{N-1} h_0(k) h_0(k+2m) = 0 \qquad h_0(0)\,h_0(2) + h_0(1) h_0(3) = 0$$

Resolviendo se obtienen los coeficientes:

$$h_0 0 = (1+\sqrt{3})/4 \quad h_0 1 = (3+\sqrt{3})/4 \quad h_0 2 = (3-\sqrt{3})/4 \quad h_0 3 = (1-\sqrt{3})/4$$

Las wavelets definidas así tienen unas propiedades extraordinarias:

Ortogonalidad frente a desplazamiento en el mismo nivel:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Phi(x)\Phi(x-m)dx = 0 \qquad (m \neq 0)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Psi(x)\Phi(x-m)dx = 0$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Psi(x)\Psi(x-m)dx = 0 \qquad (m \neq 0)$$

Ortogonalidad entre niveles diferentes

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Psi(2^n x)\Phi(x-m)dx = 0 \qquad (n \geq 0)$$

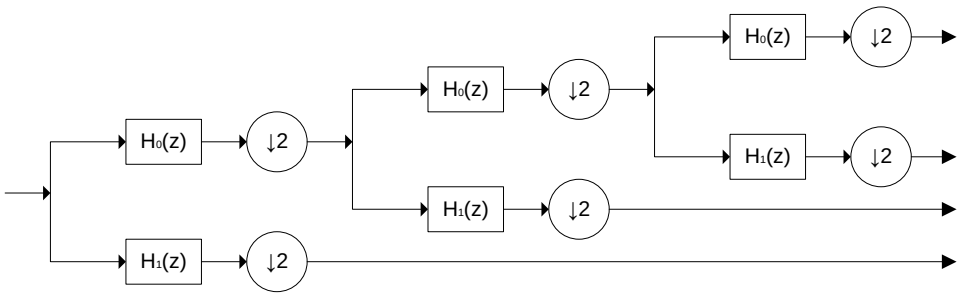
$$\int_{-\infty}^{\infty} \Psi(2^n x)\Psi(x-m)dx = 0 \qquad (n \geq 0 \; ; \; m \neq 0 \text{ cuando } n = 0)$$

Las wavelets de Daubechies son compactas en el tiempo y por tanto tienen una extensión infinita en el espacio de frecuencias (debido a $\Delta\tau\Delta\omega \geq \pi$).

Esto se manifiesta en la naturaleza no suave y no diferenciable de las mismas.

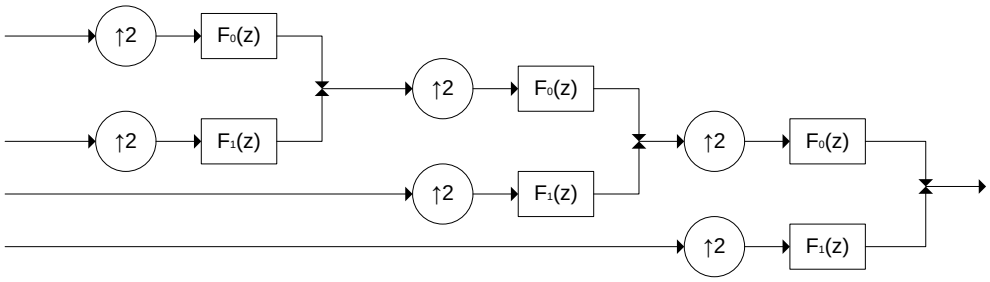
En cada paso de la transformada wavelet, se aplica la función de escala a los datos de entrada, se produce un proceso de diezmado, de modo que si el conjunto de datos original (s) tiene N valores s(n), al aplicar la función de escala de la transformada wavelet se calculan N / 2 valores suavizados.

Si vemos a la DWT como un banco de filtros:



Cuyas funciones de transferencia son $H_0(z)$ y $H_1(z)$

Y a la transformada inversa como:



Cuyas funciones de transferencia son $F_0(z)$ y $F_1(z)$

Es deseable que si una señal pasa a través de un banco de filtros de análisis, seguido por un banco de filtros de síntesis sin ningún otro procesamiento, ésta permanezca igual, excepto algún retardo de tiempo o, posiblemente, una amplificación. Para lograr esto, se requiere un adecuado

diseño de ambos bancos de filtros. Esto se logra si se cumplen las siguientes dos condiciones:

Condición de cancelación de Aliasing:

$$F_0(z)H_0(-z)+F_1(z)H_1(-z)=0 \qquad (5)$$

Condición de no distorsión:

$$F_0(z)H_0(z)+F_1(z)H_1(z)=2z^{-l}$$

Donde *l* es el tiempo de retardo. De la condición de cancelación de (5) se tiene:

$$F_0(z)=H_1(-z) \qquad F_1(z)=-H_0(-z) \qquad (6)$$

O su equivalente en el dominio del tiempo:

$$f_0(n)=(-1)^n h_1(n) \qquad f_1(n)=-(-1)^n h_0(n)$$

Reemplazando (6) en la condición de no distorsión (5):

$$P_0(z)-P_0(-z)=2z^{-l}$$

Donde $P_0(z)=H_0(z)F_0(z)$ (7)

Es un filtro de media banda. La **condición de reconstrucción perfecta,** naturalmente implica que los bancos de filtros de análisis y de síntesis sean biortogonales. Por ello deben cumplir las siguientes condiciones de biortogonalidad:

$$\sum_n h_0(n)\tilde{f}_0(n-2k)=\delta(k) \qquad \sum_n h_0(n)\tilde{f}_1(n-2k)=0$$

$$\sum_n h_1(n)\tilde{f}_1(n-2k)=\delta(k) \qquad \sum_n h_1(n)\tilde{f}_0(n-2k)=0$$

Donde $\tilde{f}(n)$ se define como la inversa de $f_i(n) \quad i = 1,2.$

La condición de reconstrucción perfecta sólo implica la biortogonalidad. Un banco de filtros biortogonal asegura que el banco de filtros de síntesis es el inverso del banco de filtros de análisis. A menudo es deseable que tanto el banco de filtros de análisis como el de síntesis, sean filtros FIR (*Finite Impulse Response*). Sin embargo, la inversa de un FIR con frecuencia produce un filtro IIR (*Infinite Impulse Response*).

Para un banco de filtros, los coeficientes del filtro de análisis son la inversa de los correspondientes coeficientes del filtro de síntesis (suponiendo valores reales de coeficientes). Por ejemplo, las respuestas a un impulso de un par de filtros de análisis y de síntesis de orden N = 3, ortogonales el uno con el otro, estarán relacionadas por:

$$\{h(n)\} = \{h(0), h(1), h(2), h(3)\} \qquad \{f(n)\} = \{h(3), h(2), h(1), h(0)\}$$

Para que dos canales de bancos de filtros sean ortogonales, los coeficientes deben satisfacer la siguiente doble condición:

$$\sum_n h_1(n) h_1(n-2k) = \delta(k) \qquad i = 1,2$$
$$\sum_n h_0(n) h_1(n-2k) = 0$$

Lo que implica que se debe imponer una condición extra entre $H_0(z)$ y $H_1(z)$, para que los dos filtros sean ortogonales. Una opción dada por Smith-Barnwell (M.Smith y T. Barnwell, "A procedure for designing exact reconstruction filter banks for tree structured subband coders, 1984)" [31] es establecer que los coeficientes del filtro pasa altos guarden la siguiente relación con los del pasa bajos. Suponiendo N impar:

$$H_1(z) = -z^{-N} H_0(-z^{-1}) \qquad (8)$$

Reemplazando (8) en (6) considerando N impar:

$$F_0(z) = H_1(-z) = z^{-N} H_0\left(z^{-1}\right)$$
$$F_1(z) = -H_0(-z) = z^{-N} H_1\left(z^{-1}\right) \qquad (9)$$

Para un determinado filtro pasa bajos de análisis $H_0(z)$, se pueden utilizar las relaciones (8) y (9) para formar los filtros FIR ortogonales restantes. El filtro de media banda de (7) se convierte en:

$$P_0(z) = H_0(z) H_0\left(z^{-1}\right)$$

Una vez que se encuentran los coeficientes de $H_0(z)$, se pueden determinar los coeficientes de los tres restantes filtros. Por conveniencia asumimos que los coeficientes de los filtros son reales y N es impar, de modo que las relaciones de los coeficientes se pueden resumir como:

Dado $h_0(n)$ $\quad h_1(n) = (-1)^n h_0(N-n) \qquad (10)$

Para los filtros de síntesis (transformada inversa):

$$f_0(n) = h_0(N-n)$$
$$f_1(n) = (-1)^n h_0(n)$$

Aplicando la (10) a los coeficientes calculados:

$$h_0 0 = (1+\sqrt{3})/4 \quad h_0 1 = (3+\sqrt{3})/4 \quad h_0 2 = (3-\sqrt{3})/4 \quad h_0 3 = (1-\sqrt{3})/4$$

Resulta:

$$h_1 0 = h_0 3 = (1-\sqrt{3})/4 \qquad h_1 1 = -h_0 2 = -\left(3-\sqrt{3}\right)/4$$
$$h_1 2 = h_0 1 = \left(3+\sqrt{3}\right)/4 \qquad h_1 3 = -h_0 0 = \left(1+\sqrt{3}\right)/4$$

$$f_0 0 = h_0 3 = \left(1-\sqrt{3}\right)/4 \qquad f_1 0 = h_0 0 = \left(1+\sqrt{3}\right)/4$$
$$f_0 1 = h_0 2 = \left(3-\sqrt{3}\right)/4 \qquad f_1 1 = -h_0 1 = -\left(3-\sqrt{3}\right)/4$$
$$f_0 2 = h_0 1 = \left(3+\sqrt{3}\right)/4 \qquad f_1 2 = h_0 2 = \left(3-\sqrt{3}\right)/4$$
$$f_0 3 = h_0 0 = \left(1+\sqrt{3}\right)/4 \qquad f_1 3 = -h_0 3 = -\left(1-\sqrt{3}\right)/4$$

El escalamiento y las funciones wavelet se calculan tomando el producto interior de los coeficientes y cuatro valores de los datos:

Escalado:

Wavelet:

$$a_i = h_0 0 s_{2i} + h_0 1 s_{2i+1} + h_0 2 s_{2i+2} + h_0 3 s_{2i+3}$$

$$c_i = h_1 0 s_{2i} + h_1 1 s_{2i+1} + h_1 2 s_{2i+2} + h_1 3 s_{2i+3}$$

En la tabla 4 pueden verse los coeficientes para las funciones de escala Daubechies 2 a 20, nótese que Daubechies 2 coincide con Haar.
Los coeficientes wavelet se derivan invirtiendo el orden de los coeficientes de la función de escala e invirtiendo el signo uno por medio. Por ejemplo, para Daubechies 4, los coeficientes wavelet resultan = {-0.1830127, -0.3169873, 1.1830127, -0.6830127}.

Tabla 4: Coeficientes Daubechies normalizados

D2	D4	D6	D8	D10	D12	D14	D16	D18	D20
1	0.68301	0.47047	0.32580	0.22642	0.15774	0.11010	0.07696	0.05385	0.03772
1	1.18301	1.14112	1.01095	0.85394	0.69950	0.56079	0.44247	0.34483	0.26612
	0.31699	0.65037	0.89220	1.02433	1.06226	1.03115	0.95549	0.85535	0.74558
	-0.18301	-0.19093	-0.03958	0.19577	0.44583	0.66437	0.82782	0.92955	0.97363
		-0.12083	-0.26451	-0.34266	-0.31999	-0.20351	-0.02239	0.18837	0.39764
		0.04982	0.04362	-0.04560	-0.18352	-0.31684	-0.40166	-0.41475	-0.35334
			0.04650	0.10970	0.13789	0.10085	0.00067	-0.13695	-0.27711
			-0.01499	-0.00883	0.03892	0.11400	0.18208	0.21007	0.18013
				-0.01779	-0.04466	-0.05378	-0.02456	0.04345	0.13160
				0.00472	0.00078	-0.02344	-0.06235	-0.09565	-0.10097
					0.00676	0.01775	0.01977	0.00035	-0.04166
					-0.00152	0.00061	0.01237	0.03162	0.04697
						-0.00255	-0.00689	-0.00668	0.00510
						0.00050	-0.00055	-0.00605	-0.01518
							0.00096	0.00261	0.00197
							-0.00017	0.00033	0.00282
								-0.00036	-0.00097
								0.00006	-0.00016
									0.00013
									-0.00002

Fuente: https://en.wikipedia.org/wiki/Daubechies_wavelet vista en junio de 2017.

Si bien los algoritmos de cálculo de esta transformada no usan matrices, por su alto costo computacional, se verá de forma matricial, con el objeto de explicar el problema que representan los bordes.
Visto este cálculo matricialmente, para un vector de datos de ocho componentes, la transformada resulta:

$$\begin{bmatrix} h_0 0 & h_0 1 & h_0 2 & h_0 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_1 0 & h_1 1 & h_1 2 & h_1 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_0 0 & h_0 1 & h_0 2 & h_0 3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_1 0 & h_1 1 & h_1 2 & h_1 3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_0 0 & h_0 1 & h_0 2 & h_0 3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 0 & h_1 1 & h_1 2 & h_1 3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_0 0 & h_0 1 & h_0 2 & h_0 3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 0 & h_1 1 & h_1 2 & h_1 3 \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ s_6 \\ s_7 \end{bmatrix}$$

En el caso de la transformada directa, con un conjunto s finito de N datos de entrada, ***i*** se incrementa hasta N-2. En la última iteración el producto interno se calcula a partir de $S(N-2), S(N-1), S(N)$ y $S(N+1)$. Puesto que $S(N)$ y $S(N+1)$ no existen, se crea un problema en los bordes.

Un problema similar existe en el caso de la transformada inversa. Aquí, los coeficientes de la transformada inversa van más allá del comienzo de los datos, donde los dos primeros valores inversos se calculan a partir $S(-2), S(-1), S(0)$ y $S(1)$.

$$\begin{bmatrix} f_0 2 & f_1 2 & f_0 0 & f_1 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ f_0 3 & f_1 3 & f_0 1 & f_1 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & & f_0 2 & f_1 2 & f_0 0 & f_1 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & & f_0 3 & f_1 3 & f_0 1 & f_1 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & & 0 & 0 & f_0 2 & f_1 2 & f_0 0 & f_1 0 & 0 & 0 \\ & & 0 & 0 & f_0 3 & f_1 3 & f_0 1 & f_1 1 & 0 & 0 \\ & & 0 & 0 & 0 & 0 & f_0 2 & f_1 2 & f_0 0 & f_1 1 \\ & & 0 & 0 & 0 & 0 & f_0 3 & f_1 3 & f_0 1 & f_1 2 \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} a_i \\ c_i \\ a_{i+1} \\ c_{i+1} \\ a_{i+2} \\ c_{i+2} \\ a_{i+3} \\ c_{i+3} \end{bmatrix}$$

Este problema de borde puede manejarse mediante tres métodos:

1. Tratar el conjunto de datos como si fuera periódico. Los primeros datos de la secuencia se copian al final de la misma (en el caso de la transformada directa) y el final de los datos se copian al comienzo (en el caso de la transformada inversa).

2. Tratar el conjunto de datos como si se reflejaran en los extremos. Esto significa que los datos se reflejan desde cada extremo como en un espejo.

3. Ortogonalización de Gram-Schmidt. Esta ortogonalización calcula mediante un escalado especial los datos a cada extremo. Es una herramienta para construir a partir de un conjunto de dos vectores no paralelos, otro conjunto conformado por dos vectores perpendiculares.

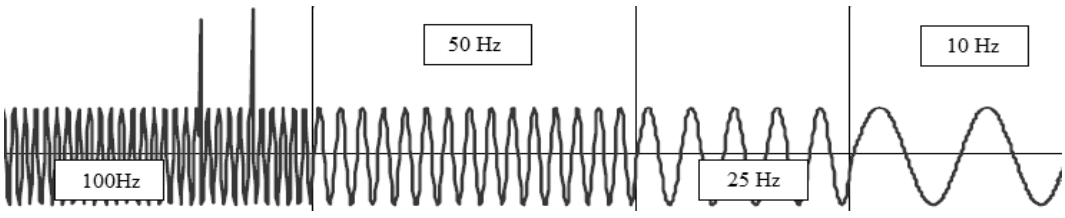
En este trabajo, como alternativa a los tres métodos anteriores, para superar el problema de borde, se propone el uso de un registro circular de muestras previas a producirse el evento.

Este registro circular de una cantidad fija de muestras, permite además tener conocimiento de la señal sin anomalías un instante antes de producirse la perturbación.

Este tipo de transformada tiene la característica de proveer la representación tiempo-frecuencia de una señal. En ocasiones es de interés particular conocer en qué instante está ocurriendo una componente espectral.

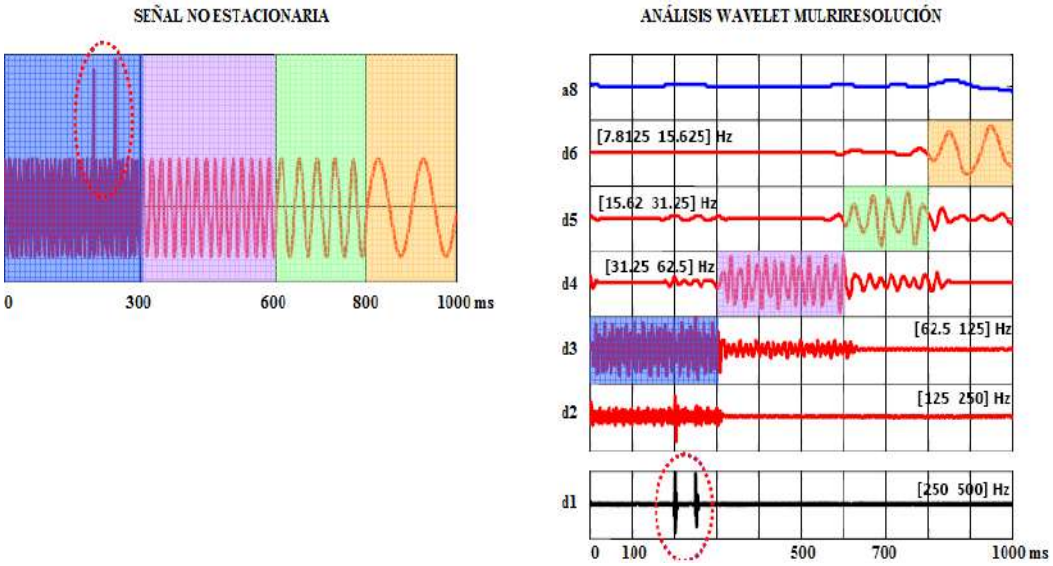
Básicamente se usa la Transformada Wavelet para analizar señales no estacionarias cuya frecuencia varía en el tiempo, ya que la Transformada de Fourier no es adecuada para este tipo de señales.

Como ejemplo, se observa el análisis de Fourier y Wavelet de la siguiente señal con contenido de 10, 25, 50 y 100 Hz junto con algunos picos.



El análisis mediante FFT brinda información sobre el contenido en frecuencia de la señal sin localización temporal y sin información sobre picos:

Con la STFT se obtiene información sobre la localización temporal de las componentes de frecuencia sin información sobre los picos. Con el Análisis Wavelet Multiresolución con el que se obtiene información temporal de todas las componentes y de los picos:



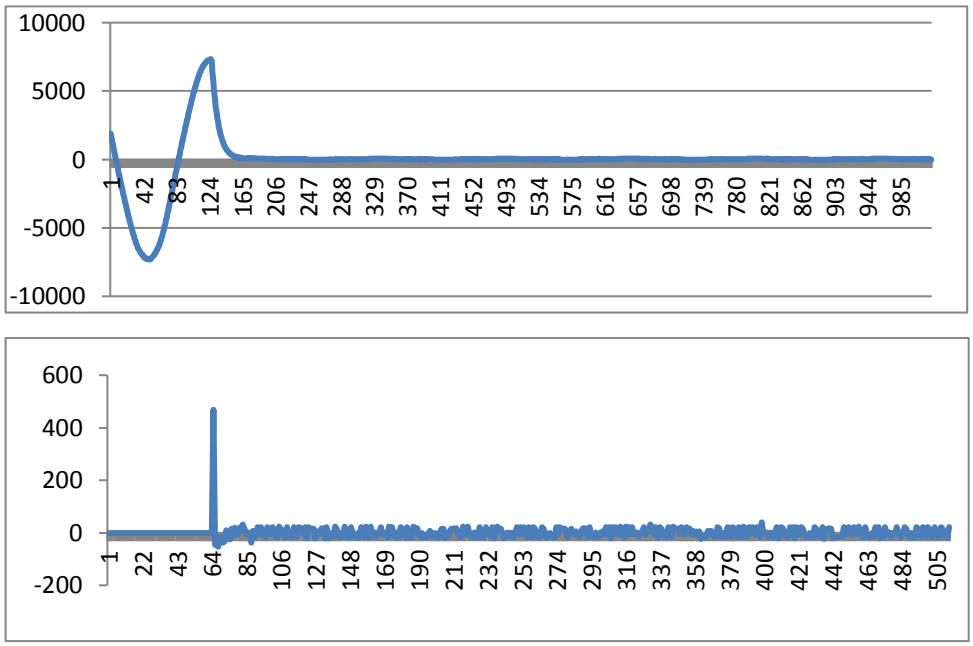
El primer nivel de detalles (d1) da la información temporal de la ocurrencia de los picos, los siguientes niveles muestran los momentos en que aparecen las distintas frecuencias.

ANEXO II

Eventos registrados entre 2017 y 2018 con distintos números de muestras por segundo (MPS) y distintas wavelets.

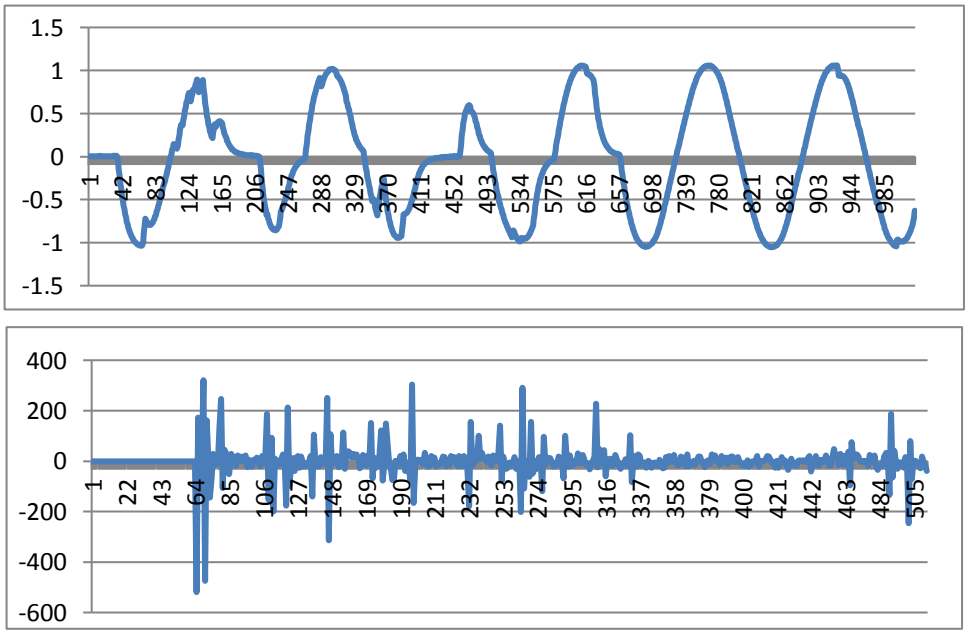
Corte, presentado en valores en crudo

MPS 3609 – Wavelet DB4



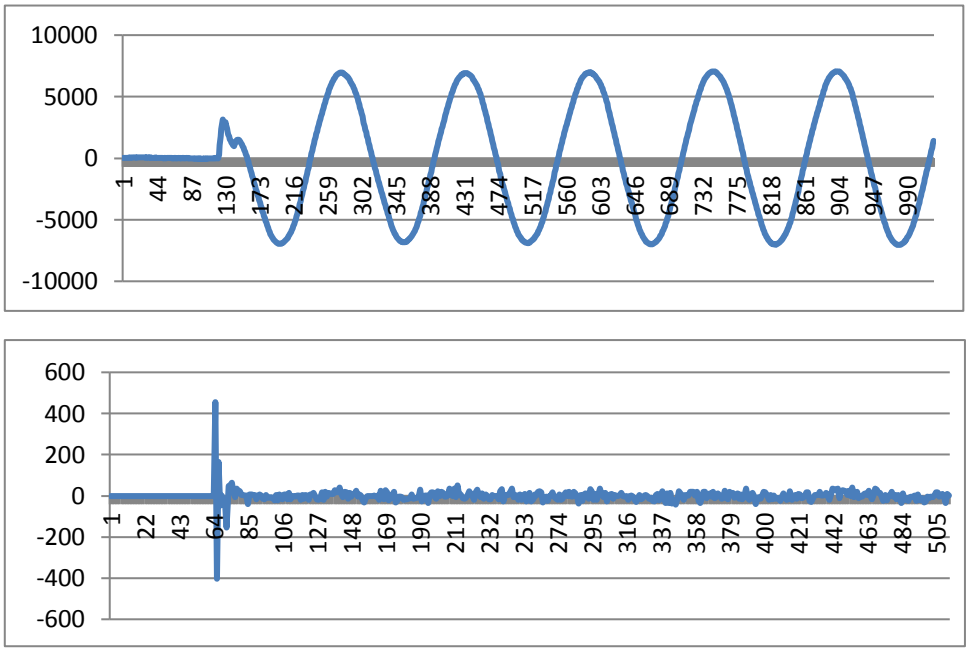
Distorsión de onda al final de un corte, presentado en valores por unidad.

MPS 7812 – Wavelet DB4



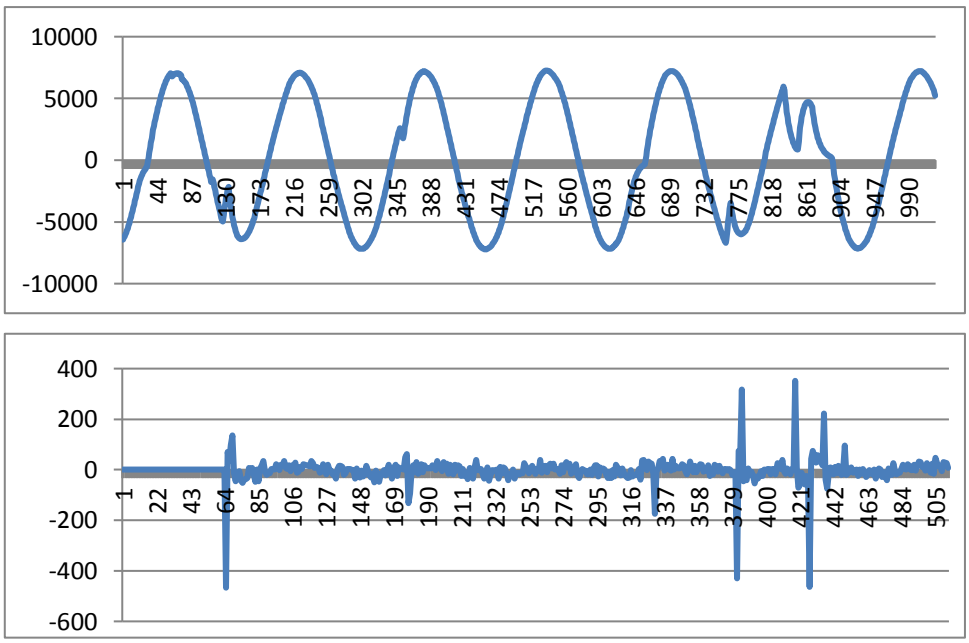
Final de un corte, presentado en valores en crudo.

MPS 7812 – Wavelet DB4

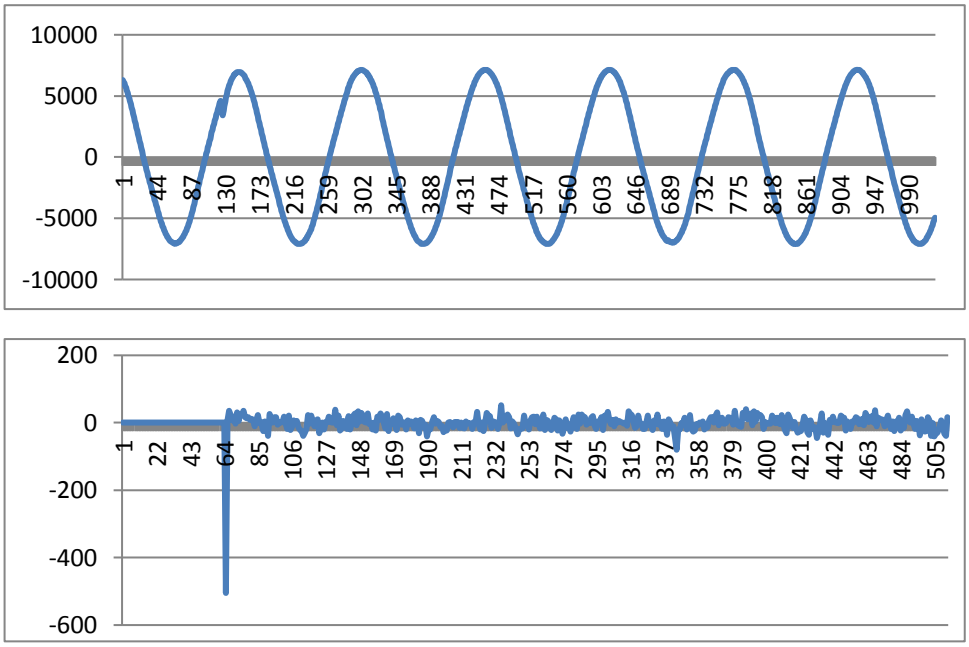


Evento clasificado como transitorio representado en valores en crudo.

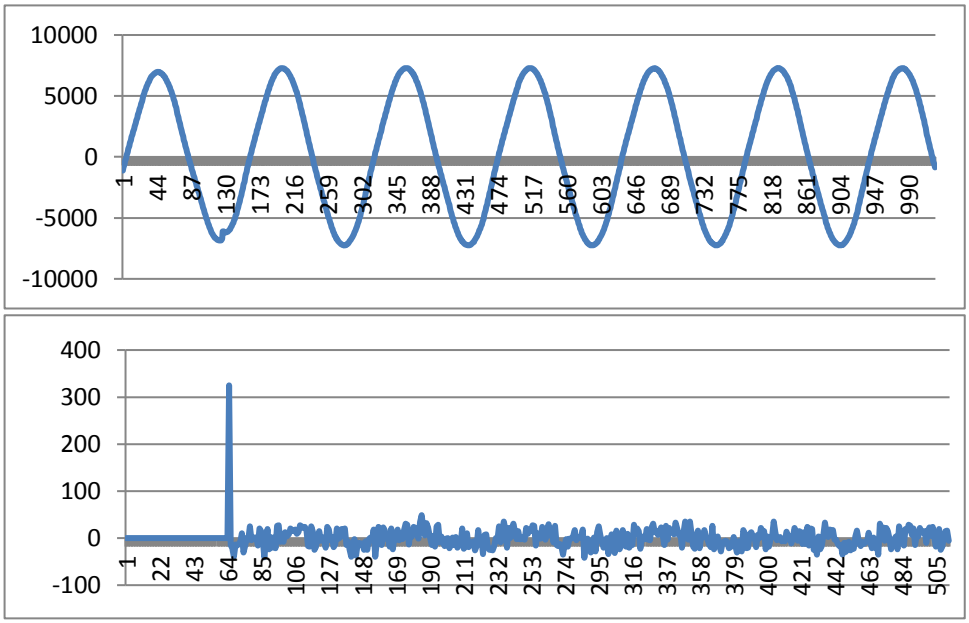
MPS 7812 – Wavelet DB4



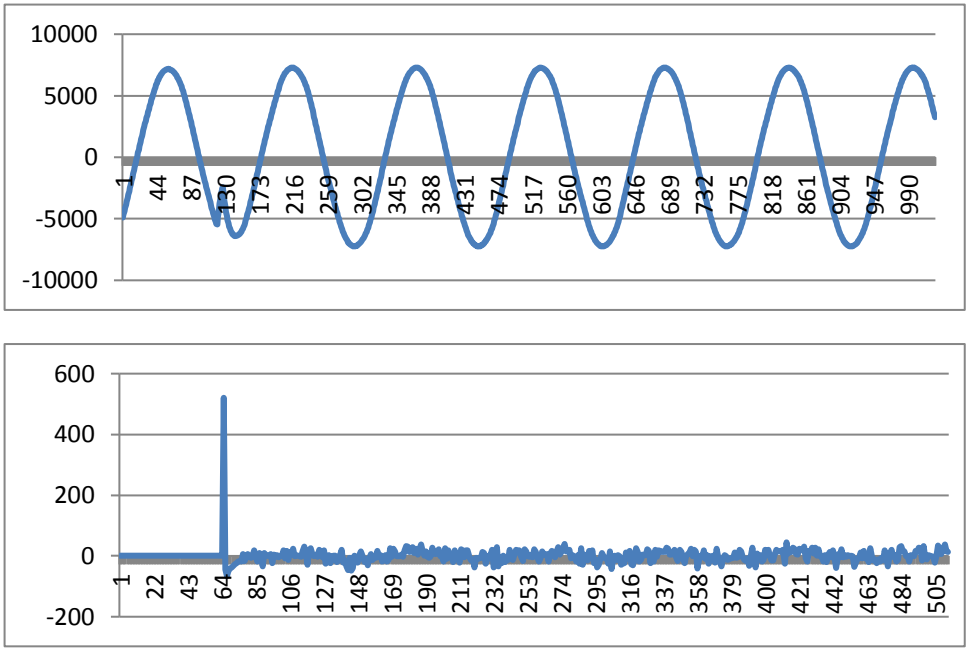
Evento clasificado como transitorio representado en valores en crudo.
MPS 7812 – Wavelet DB4



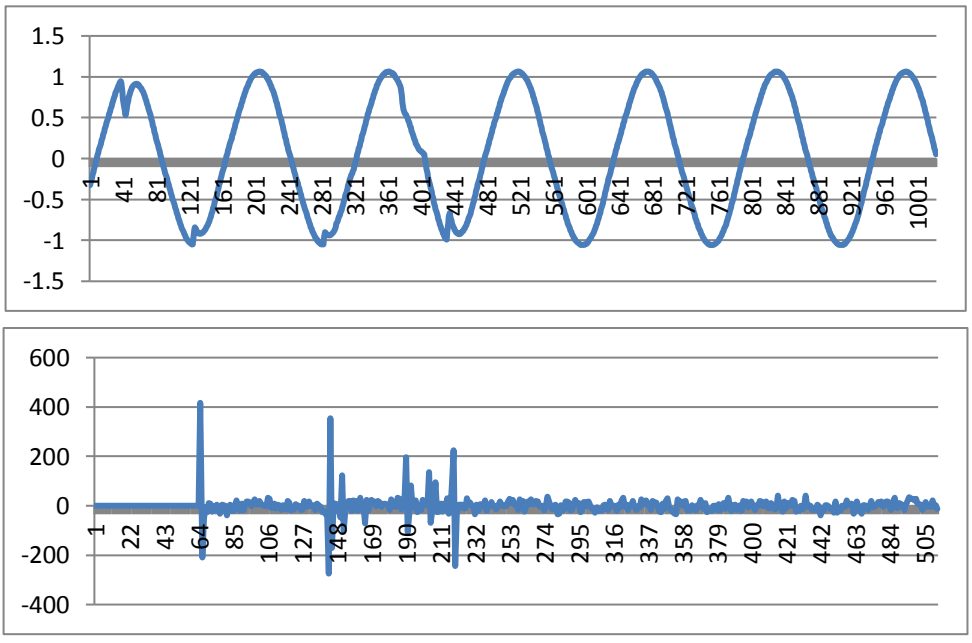
Evento clasificado como transitorio representado en valores en crudo.
MPS 7812 – Wavelet DB4



Evento clasificado como transitorio representado en valores en crudo.
MPS 7812 – Wavelet DB4

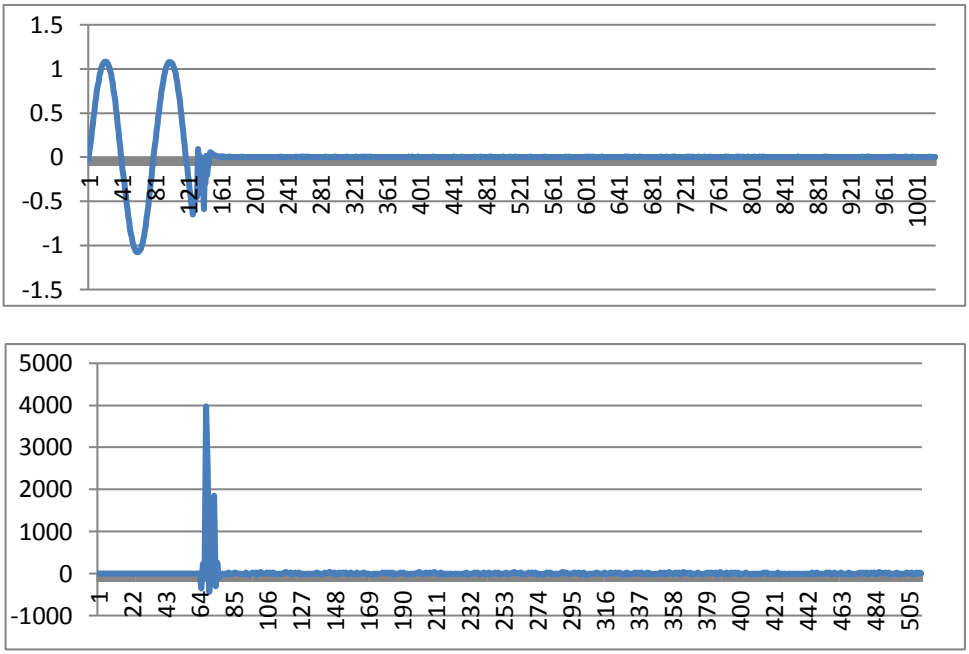


Evento clasificado como transitorio representado en valores por unidad.
MPS 7812 – Wavelet DB4



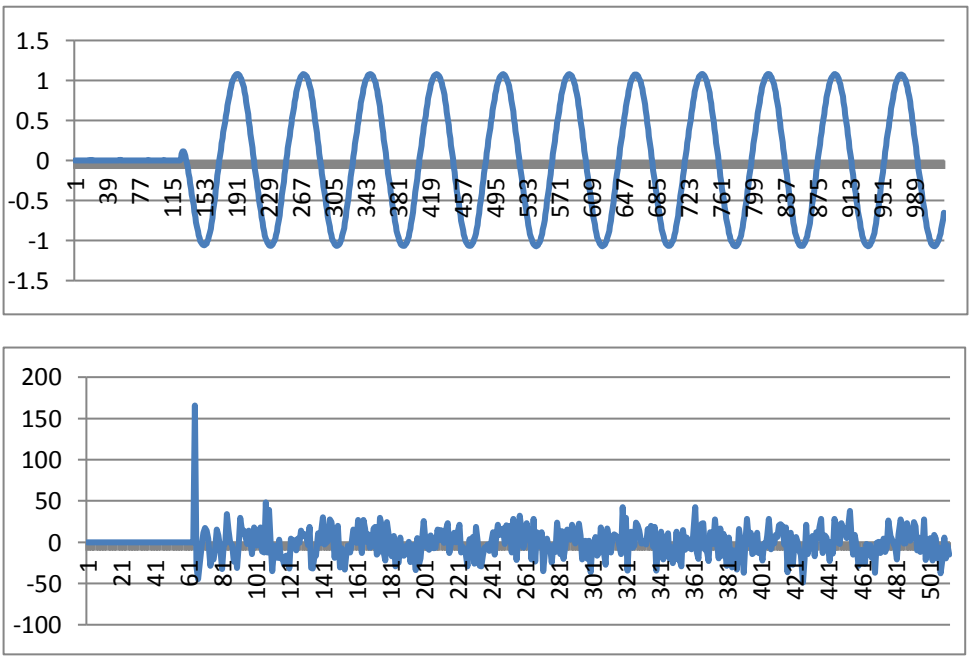
Corte, presentado en valores en valores por unidad

MPS 3609 – Wavelet DB4

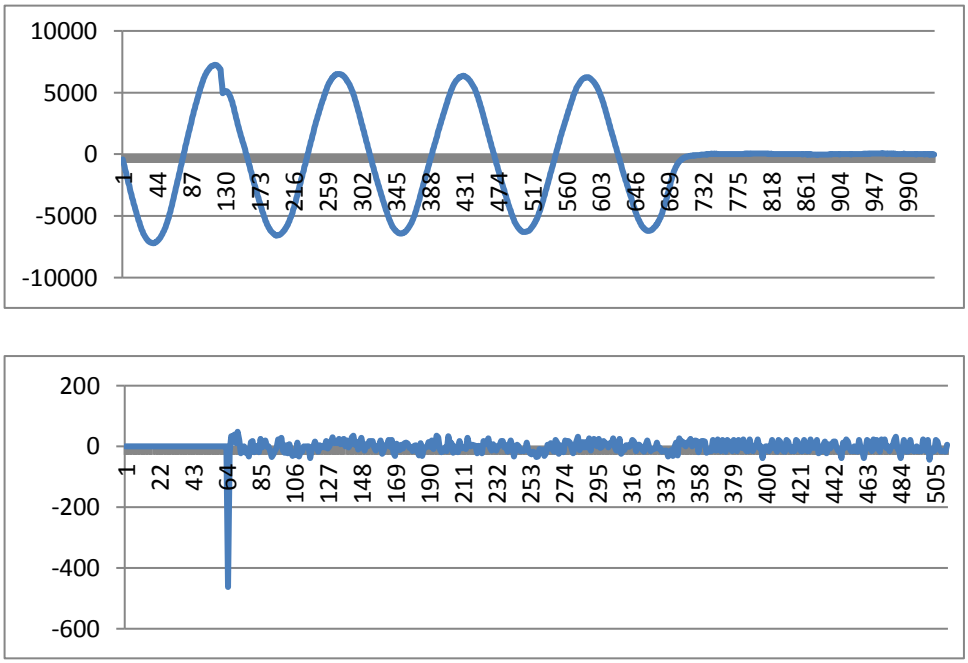


Final del corte anterior, presentado en valores en valores por unidad

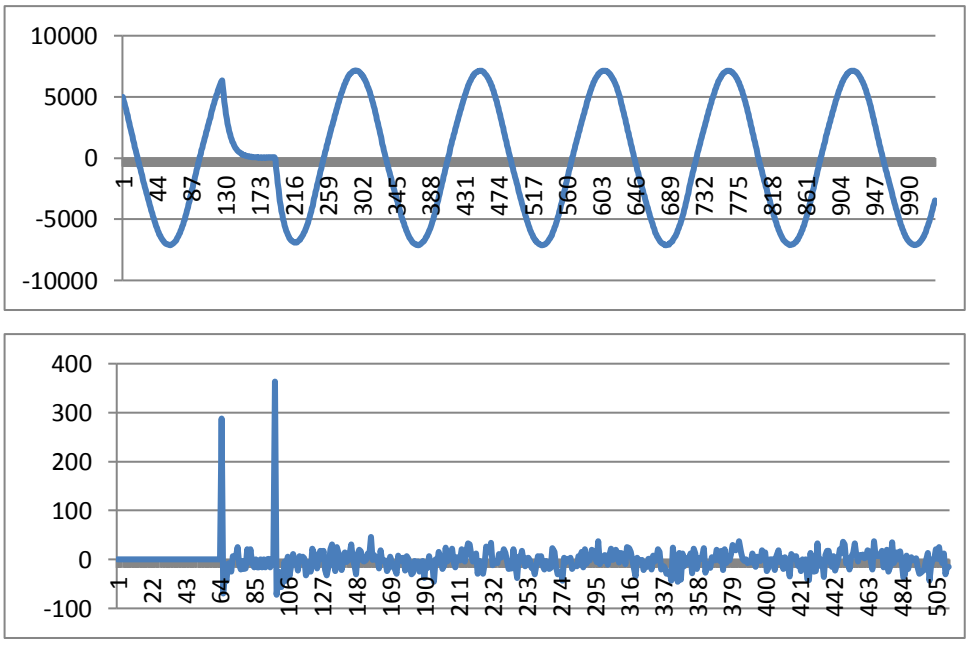
MPS 3609 – Wavelet DB4



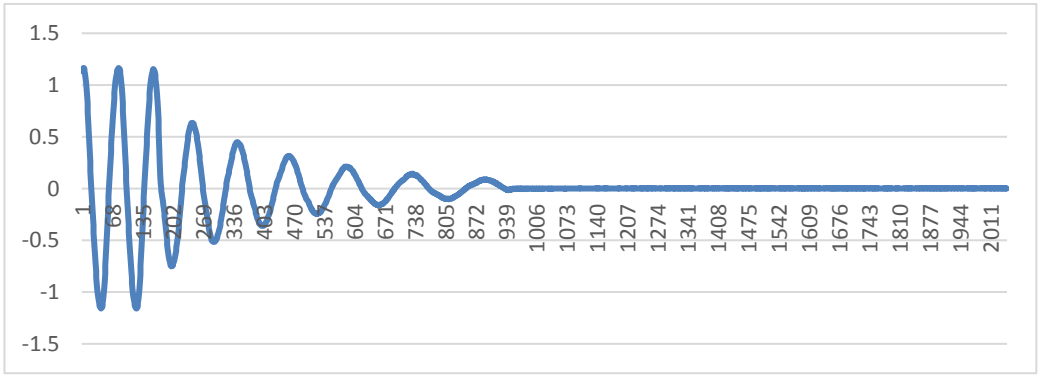
Inicio de un corte, precedido por un pequeño transitorio y una disminución del valor eficaz. El registro del evento fue disparado por Wavelet DB4, dado que el cálculo de esta, precede al cálculo del valor relacionado a las variaciones de RMS. Valores en crudo a 7812 MPS.

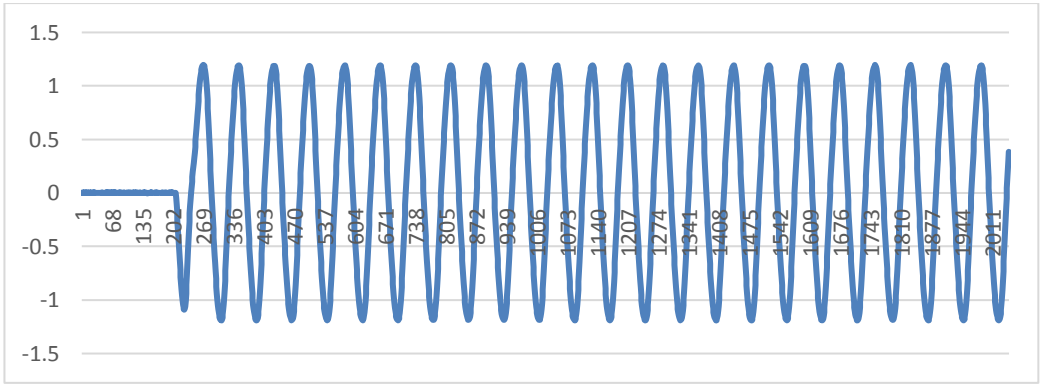


Hueco disparado por Wavelet DB4. Valores en crudo a 7812 MPS.

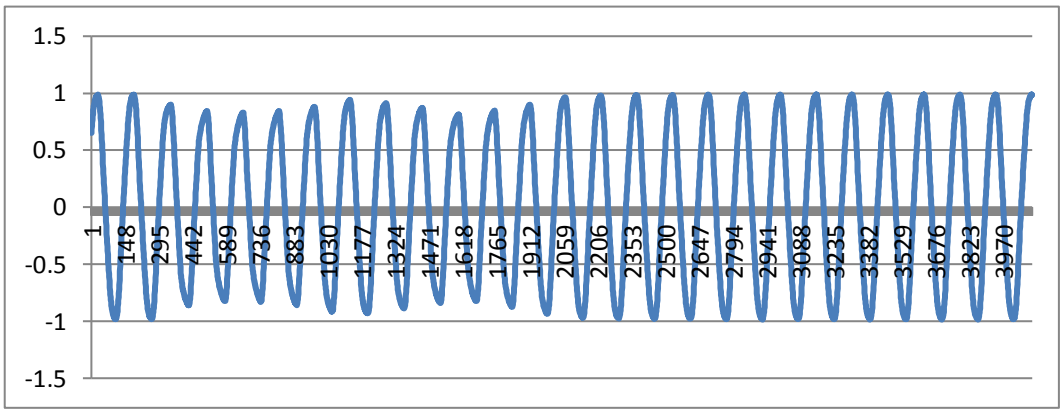


Corte y el final del mismo registrados como dos eventos distintos “gatillado” por diferencia del valor RMS. En valores por unidad a 3906 MPS.
Evento producido por la apertura de un interruptor termo magnético, y su posterior cierre.

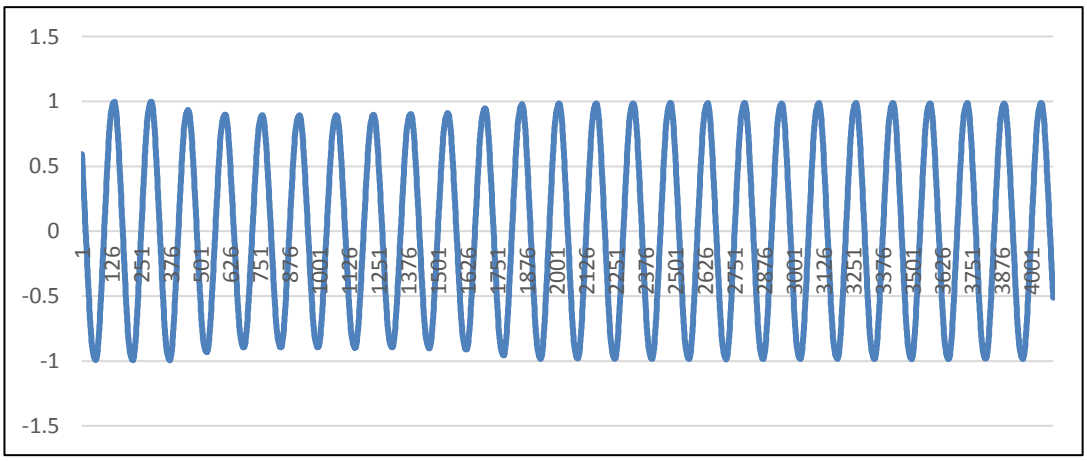




Variaciones de tensión producidas por una máquina de soldar, “gatillado” por diferencia del valor RMS. En valores por unidad a 3906 MPS.



Variaciones de tensión producidas por el arranque de un motor eléctrico de ½ HP, “gatillado” por diferencia del valor RMS. En valores por unidad a 3906 MPS.



BIBLIOGRAFÍA

[1] IEC Technical Committee 77, Working Group 6 (Secretariat) 110-R5, Classification of Electromagnetic Environments. 1991.

[2] ANSI C84.1-1989, American National Standard for Electric Power Systems and Equipment.

[3] IEEE Std 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems (ANSI).

[4] P. Pillay, A. Bhattacharjee "Application of wavelets to model short-term power system disturbances". *IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 11, Nº 4, pp 2031 – 2037. Noviembre 1996*.

[5] I.K. Yu, Y.H. Song "Wavelet Transform and Neural Network Approach to Developing Adaptive Single-Pole Auto-Reclosing Schemes for EHY Transmission Systems" *IEEE Power Engineering Review* pp 62 -64, ISSN 0282-1724/98. IEEE Noviembre 1998.

[6] Manjeevan Seera, et al. "Power Quality Analysis Using a Hybrid Model of the Fuzzy Min–Max Neural Network and Clustering Tree". *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, vol. 27, no. 12,* Año 2016.

[7] Emmanouil Styvaktakis et al. "A Fault Location Technique Using High Frequency Fault Clearing Transients*". IEEE Power Engineering Review* pp 58 -60, ISSN 0282-1724/99 IEEE Mayo 1999.

[8] Alberto Borghetti et al, "Continuous-Wavelet Transform for Fault Location in Distribution Power Networks: Definition of Mother Wavelets Inferred From Fault Originated Transients*". IEEE Transactions on Power Systems*, pp 380 – 388 VOL. 23, Nº 2, IEEE Mayo 2008.

[9] Karen L. Butler-Purry, Mustafa Bagriyanik, "Characterization of Transients in Transformers Using Discrete Wavelet Transforms" *IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 18, Nº 2***,** pp 648 – 656. Mayo 2003.

[10] Shyh-Jier Huang, "Application of Arithmetic Coding for Electric Power Disturbance Data Compression With Wavelet Packet Enhancement". *IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 19, Nº 3***,** pp 1334 – 1341. Agosto 2004.

[11] Norman C. F. Tse, JohnY.C. Chan, Wing-Hong Lau, Jone T. Y. Poon, and L. L. Lai, Fellow "Real-Time Power-Quality Monitoring With Hybrid Sinusoidal and

Lifting Wavelet Compression Algorithm" *IEEE Transactions on Power Delivery Vol. 27, No. 4, Octover 2012*

[12] R. Calderbank, I. Daubechies, W. Sweldens, and B.-L. Yeo, "Wavelet transforms that map integers to integers," *Appl. Comput. Harmon. Anal., vol. 5, no. 3, pp. 332–369, 1998.*

[13] "A Machine Learning Approach to Meter Placement for Power Quality Estimation in Smart Grid" *IEEE transactions on smart grid, vol. 7, no. 3, may* Año 2016

[14] K. Yingkayun, "A Power Quality Monitoring System for Real-Time Detection of Power Fluctuations" *IEEE Conference Publications 978-1-4244-4283-6/08* Año 2008.

[15] Norman C. F. Tse et al. "Hybrid Wavelet and Hilbert Transform With Frequency-Shifting Decomposition for Power Quality Analysis" *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 61, Nº. 12,* pp 3225 – 3233 Año 2012

[16] H. Eristi, y. Y. Demir, "Automatic classification of power quality events and disturbances using wavelet transform and support vector machines", *IET Generation, Transmission & Distribution Vol. 6, Iss. 10,* pp. 968–976 Año 2012

[17] Dong-ming Li et al, "Power Quality Disturbances Fuzzy Identification based on dq Conversion and Wavelet Energy Distribution" *2012 Second International Conference on Instrumentation & Measurement, Computer, Communication and Control 978-0-7695-4935-4/12 IEEE* pp 1403 – 1407 Año 2012.

[18] Ying Hai; Jing-yu Chen, "Power quality evaluation based on wavelet packet decomposition and fuzzy logic" *Computer Science and Automation Engineering (CSAE), 2012 IEEE International Conference on Volume: 3* pp 504 – 507 Año 2012

[19] Norman C. F. Tse et al, "Real-Time Power-Quality Monitoring With Hybrid Sinusoidal and Lifting Wavelet Compression Algorithm*", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 27, Nº. 4,* pp 1718 – 1726 Año 2012

[20] Fuchs, Emanuel et al "Comparison of wavelet and Fourier analysis in power quality", *IEEE Conference Publications 10.1109/PQ.2012.6256210* pp 1 – 7 Año 2012

[21] Mihaela M. Albu, Mihai Sanduleac, y Carmen Stanescu "Syncretic Use of Smart Meters for Power Quality Monitoring in Emerging Networks*". IEEE Ttransactions on Smart Grid, vol. 8, no. 1,* Año 2017.

[22] Nuno R. Ramos, Pedro Pereira,Joao F. Martins "Smart-Meter in Power Quality". *International Young Engineers Forum (YEF--ECE) Caparica, Portugal,* Año 2017.

[23] European Parliament, "Directive of 2009/72/EC of the European Parliament and of the Council of 13 July 2009 Concerning Common Rules for the Internal Market in Electricity and Repealing Directive " *2003/54/EC," pp. L 211/55 – L 211/93,* Año 2009.

[24] M. H. J. Bollen, E, Styvaktakis, and I. Y. H. Gu. "Categorization and analysis of powersystem transients". *IEEE Transactions on Power Delivery, 20(3)* pp 2298–2306, Año 2005.

[25] M. H. J. Bollen, E, Styvaktakis, and I. Y. H. Gu. "Signal processing of power quality disturbances" *IEEE Press,* Año 2006.

[26] Mitchell, Tom."Machine Learning". *McGraw-Hill* 1997

[27] L. Fausett. "Fundamentals of Neural Networks". *Prentice-Hall, Englewood Cliffs,* NJ, Año 1994.

[28] M. H. J. Bollen, E, Styvaktakis, and I. Y. H. Gu. "Categorization and analysis of powersystem transients". *IEEE Transactions on Power Delivery, 20(3)* pp 2298–2306, Año 2005.

[29] William H. et al (2007) *"Numerical recipes in C++. The art of Scientific Computing"* (3ra ed.). Nueva York: Cambridge University Press.

[30] G. Strang and T. Nguyen. "Wavelet and Filter Banks". *Wellesley-Cambridge Press,* Año 1996.

[31] M.J.T. Smith and T.P. Barnwell III, "A procedure for designing exact reconstruction filter banks for tree structured subband coders," *Proceedings IEEE International conference on Acoustics, Speech, and signal processing*, Año 1984.